



Étude d'une matrice agile rayonnante à pixels élaborés en métamatériaux maîtrise de concepts, réalisation de prototypes et caractérisation

Hussein Abou Taam

► **To cite this version:**

Hussein Abou Taam. Étude d'une matrice agile rayonnante à pixels élaborés en métamatériaux maîtrise de concepts, réalisation de prototypes et caractérisation. Électronique. Université de Limoges, 2014. Français. <NNT : 2014LIMO0058>. <tel-01161772>

HAL Id: tel-01161772

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01161772>

Submitted on 9 Jun 2015

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

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

UNIVERSITE DE LIMOGES ET UNIVERSITE LIBANAISE

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

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Ecole Doctorale des Sciences et de Technologie

FACULTE DES SCIENCES

GRIT – Département Groupe de Recherche en Informatique et Télécommunications

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ LIBANAISE

Discipline / Spécialité : Electronique et Télécommunications

Présentée et soutenue le 5 décembre 2014 par

Hussein ABOU TAAM

*Étude d'une Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux
Maîtrise de concepts, Réalisation de Prototypes et Caractérisation.*

Thèse en cotutelle dirigée par M. Bernard JECKO et M. Mohamed RAMMAL

JURY :

T. MONEDIERE	Président	<i>Professeur, université de Limoges</i>
H. AUBERT	Rapporteur	<i>Professeur, ENSEEIHT, institut polytechnique, Toulouse</i>
M. HELIER	Rapporteur	<i>Professeur, université Pierre et Marie Curie, Paris</i>
A. ALAEDDINE	Examineur	<i>Professeur, conseiller-recteur, université Libanaise</i>
C. LAPORTE	Examineur	<i>Docteur/Ingénieur, chef de service antennes, CNES Toulouse</i>
P. POTIER	Examineur	<i>Docteur, université de Rennes I, Direction Générale de l'Armement</i>
B. JECKO	Examineur	<i>Professeur émérite, université de Limoges</i>
M. RAMMAL	Examineur	<i>Professeur, université Libanaise</i>
A. BELLION	Invité	<i>Docteur / Ingénieur antennes, CNES Toulouse</i>
G. DEMOL	Invité	<i>Directeur / CEO de l'entreprise ITHPP</i>
P. EUDELIN	Invité	<i>Directeur de l'Innovation Technologique, THALES</i>
B. LENOIR	Invité	<i>Directeur technique de l'entreprise INOVEOS</i>

Le plus beau sentiment dans le monde s'est quand on chuchote au niveau de l'oreille de la terre... et le ciel nous entend.

A ma fiancée SARA...

A mes chers parents...

Au grand réformateur et sauveur de l'humanité...

Remerciements

Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué au sein du laboratoire XLIM OSA (Ondes et Systèmes Associées) et en collaboration avec le laboratoire GRIT (Groupe de Recherche en Informatique et Télécommunications) dans le cadre d'une thèse en cotutelle entre l'Université de Limoges et l'Université Libanaise. A cette occasion, je remercie Monsieur Thierry Monédière, directeur du laboratoire et Monsieur Patrick Vaudon, directeur du CNAM dans la région Limousin.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Hervé Aubert, professeur à l'Institut Polytechnique de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique (ENSEEIH) de Toulouse et à Monsieur Marc Hélier professeur de l'université Pierre et Marie Curie à Paris (UPMC) pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur Ali Alaeddine, professeur et conseiller-recteur de l'université libanaise, Monsieur Christophe Laporte, chef de services antennes au CNES (Centre National d'Etudes Spatiales), Monsieur Patrick Potier, docteur de l'université Rennes I et ingénieur antennes à la DGA (Direction Générale de l'Armement) pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury de thèse autant qu'examineurs.

Mes mots seront insuffisants pour remercier le père spirituel de XLIM OSA et mon directeur de thèse, Monsieur Bernard Jecko, professeur émérite à l'université de Limoges. Brièvement, je tiens à le remercier vivement de m'avoir intégré dans son équipe, d'avoir assuré l'encadrement de cette thèse, de m'avoir soutenu et prodigué de nombreux conseils. C'est à cause de la grande confiance qu'il m'a constamment accordé que je suis devenu un modeste antenniste et qu'on a fait naissance au "Pixel Team". Je me laisse cacher mes meilleurs remerciements dans trois points de suspension...

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Mohamed Rammal, professeur à l'université Libanaise qui m'a aidé à mettre les premiers pas dans le monde de recherche

Remerciements

scientifique du domaine Hyperfréquences et Antennes et qui m'a encadré très fidèlement durant cette thèse.

Je remercie également Monsieur Bilal Beydoun, professeur à l'université libanaise de m'accorder la bourse d'excellence scientifique de l'université Libanaise pendant les trois années de cette thèse.

Les secrétaires Patricia Leroy (France) et Zeinab Ibrahim (Liban) doivent être aussi sincèrement remerciées pour leur disponibilité et pour s'être occupées de tout l'aspect administratif inhérent à mes travaux. J'apprécie Patricia à sa patience à gérer toutes les tâches administratives compliquées durant la procédure de cotutelle de cette thèse. Je tiens à remercier également madame Maha Sidani, secrétaire de l'école doctorale de science et de technologies, université libanaise.

Je remercie naturellement Eric Arnaud, ingénieur d'études CNRS au sein du laboratoire XLIM OSA, qui a pris en charge toute la partie des relations avec les fournisseurs et qui a offert son temps à réaliser les prototypes et les mesures. C'était lui le personnel de XLIM OSA dont j'en ai parlé durant les chapitres de ce manuscrit, je ne dois jamais oublier sa phrase '*Hussein, je suis fier de toi*'. Dans ce contexte, je remercie aussi Bertrand Lenoir, directeur technique de l'entreprise INOVEOS, Nicolas Chevalier et Sylvain Piveteau chargés des activités RSF au CISTEME. Je remercie également François Torres, professeur de l'université de Limoges, pour ses coups de mains dans la réalisation des prototypes antennaires.

J'adresse mes remerciements à Michèle Lalande et Joël Andrieu, professeurs à l'UT de Brive qui m'ont donné des heures d'enseignement, ce qui a gonflé mon CV et a amélioré mes compétences d'enseignement.

Je tiens à remercier particulièrement ceux qui ont partagé avec moi le bureau : Moustapha Salah Toubet qui m'a encadré fidèlement au début de la thèse et qui a voulu toujours qu'on parle doucement et surtout en français et surtout pas en arabe ;). Un autre partenaire du bureau c'était Georges Zakka El Nashef (SADI2E EL 3AZIZ), pour son infini soutien pendant la période de rédaction et ses coups de mains durant la dernière année de thèse, on ne doit jamais oublier les crevettes, les gambas et surtout ces graves insultes ;).

Un grand merci aux collègues de département OSA qui sont toujours présents et ceux qui sont partis et notamment Cyrille, Laure, Amel, Amro, Yaakoub, Faycel, Nicolas, Bruno, Thomas, ABOU TAAM Hussein | Doctorat : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes | Université de Limoges | 2014

Remerciements

Ettien, André, Malak, Nabil, Yasser, Chreim et également Jamil et Aymen qui soutiendront bientôt leurs thèses.

Je remercie aussi toute la communauté libanaise de Limoges, je cite Youssef, Rim, Ali Akil, Zahi, Mirna, Saada, Nivine, Nouredine (mon ami tunisien), etc. pour leur bonne humeur et leur gentillesse. La liste est encore longue et beaucoup de noms ne pourront pas être cités dans ces quelques lignes, bien qu'ils méritent tous. De plus, je passe quelques mots à des personnes particulières. Je commencerai par Oussama Mortada, l'ami fidèle qui a porté pour moi tout le temps la bonne intension et je le remercie à tous ses sacrifices. Je n'oublie pas mon voisin de résidence Karim Yazbeck et je le souhaite un futur très brillant. Je remercie Abed Safadi pour son déplacement de Grenoble vers Limoges pour participer à ma soutenance, pour son soutien moral et pour ses motivations, je lui souhaite une très bonne continuation dans sa thèse. Je n'oublie pas Ahmad Haidar, le beau gosse libanais, qui m'a soutenu durant cette thèse et qui m'a fait confiance tout le temps. Le cher Ayoub Mberik, la plus gentille et la plus simple personne que j'ai rencontré en France, je le remercie pour tous ses articles diffusés sur Facebook dont je ne mérite pas trop tout ce qu'il a dit sur moi. Je souhaite aussi à Ali Siblini le nouveau thésard un très bon courage dans la suite de sa thèse.

A ma chère Fiancée **SARA**, merci d'avoir partagée avec moi les bons et mauvais moments pendant cette thèse. **SARA**, pour moi, elle était la source de patience, d'espoir, d'amour, de joie, de bonheur, et brièvement elle était TOUUUUUUUT. Ma vie, sans elle, n'a pas de valeur ou plutôt je ne pense pas à ma vie sans **SARA**. Sans son amour inconditionnel et inimaginable, je ne serais pas arrivé là où je suis aujourd'hui même si le chemin à parcourir est encore très long. A **SARA**, je dis : je t'aime beaucoup et dans un temps très proche tu seras ma femme.

Un grand merci à mes chers parents *Mahmoud* et *Leila*, ma sœur *Rana* et mon frère *Hassan* qui, malgré la distance qui nous sépare, m'ont toujours soutenu pour mener à bien cette thèse. Je ne dois jamais oublier les prières de ma mère venant de très lointain.



Introduction générale

Le domaine des systèmes radioélectriques est en perpétuelle évolution que ce soit dans les applications grand public telles que les télécommunications terrestres, les télécommunications spatiales, la RFID (Radio Frequency IDentification) et les radars civils ou dans les applications militaires concernant les radars des avions de chasse, la guerre électronique et d'autres. L'essor technique et économique de ces systèmes est aujourd'hui très fortement conditionné par leurs capacités à améliorer la flexibilité, l'ergonomie et la rapidité d'information et à apporter une multiplication ou une amélioration significative des services offerts aux utilisateurs. En même temps, la complexité des systèmes radioélectriques peut contribuer assez rapidement à l'augmentation des coûts de développements. Aussi, l'optimisation de chacun des composants du système complet peut s'avérer une problématique assez intéressante. L'optimisation peut intervenir dans des cadres relativement variés et complémentaires comme la recherche de l'efficacité, l'amélioration des méthodes de conception, la réduction de l'encombrement, l'introduction de concepts instrumentaux innovants et les briques technologiques associées et c'est dans ce cadre que s'inscrit l'agilité.

Les antennes constituent un maillon important de la chaîne de transmission sans fil. C'est par leur intermédiaire que s'effectuent l'émission et la réception du signal rayonné dans l'espace libre. En fonction des objectifs de rayonnements à réaliser, les antennes sont ainsi distinguées et classifiées. Il existe les antennes directives capables de concentrer l'énergie dans une direction particulière, les antennes sectorielles qui servent à couvrir une zone ou un secteur avec des gains importants, les antennes omnidirectionnelles dont le type de couverture recherchée est uniforme dans un plan et l'énergie rayonnée est ainsi équi-partie dans l'espace entourant l'antenne (360°). Il existe également des antennes qui sont agiles en rayonnement pouvant changer leurs caractéristiques de rayonnement (direction de pointage, directivité de l'antenne, forme de lobe,...) à l'aide d'un système de contrôle actif et peuvent regrouper les mêmes fonctions de rayonnement citées précédemment dans une seule antenne. Le système antennaire développé dans le cadre de cette thèse appartiendra à la catégorie des systèmes antennaires à agilité de rayonnement.

Dans les 10 dernières années, le terme 'antennes à agilité de rayonnement' est en tête d'intérêts du marché de télécommunications sans fil. Il constitue un vrai challenge entre les départements de R&D (Research and Development) dans chaque coin du monde pour adopter cette avancée technologique afin d'obtenir des antennes présentant des grandes performances électromagnétiques mais également avec des solutions à bas coût et avec la moindre

complexité possible. Donc, les systèmes antennaires à agilité de rayonnement doivent être capables d'accomplir des fonctions de formations, de reconfigurations et de pointages électroniques spatiaux des faisceaux rayonnés dans le cadre de différentes applications. Plus précisément :

Au niveau des applications civiles 'grand public', les constructeurs et les opérateurs de réseaux de télécommunications sans fils demandent de plus en plus des antennes agiles, à faisceau formé, à fort gain, à large bande ou multi-bandes et surtout à bas coût. Par exemple, dans les télécommunications terrestres, la reconfiguration de diagrammes suivant la densité d'abonnés, le suivi des utilisateurs mobiles et d'autres sont des critères constamment recherchés. Dans les télécommunications spatiales concernant premièrement les antennes de sol, c'est le pointage vers le satellite défilant qui est d'actualité. En ce qui concerne les antennes à bord de satellite, les objectifs de rayonnement les plus visés sont la couverture adaptative des territoires, la surveillance des zones et etc. Actuellement, c'est le marché de la RFID surtout celle à longue portée qui demande des antennes agiles en rayonnement ayant des gains importants pour aller à des portées supérieures à quelques dizaines voire quelques centaines de mètres.

Au niveau des applications militaires dans les radars militaires, les systèmes de guerre électronique et les armes microondes à énergie dirigée, les systèmes rayonnants évoluent vers l'agilité spatiale qui permet de marier la «portée» et la «couverture». Les systèmes rayonnants utilisés ont pour challenge l'optimisation de la sommation électromagnétique des contributions de chaque voie qui doit favoriser une direction choisie et ne pas éparpiller trop de l'énergie dans l'espace (lobes secondaires, lobes de réseau, ambiguïté, aveuglement, couplage, rayonnement arrière...). Ces optimisations sont faites pour suivre et détecter sûrement et discrètement des cibles mobiles, surveiller des zones interdites (frontières des territoires, bases militaires...), identifier ami-ennemi et finalement pour détruire ou perturber l'électronique des systèmes adverses (emploi d'armes micro-ondes et des brouilleurs à énergie dirigée).

En général, la conception des antennes 'grand gain' est basée sur deux principales approches pour obtenir des diagrammes de rayonnements à fort gain, soit sur l'approche des réseaux soit sur l'approche des surfaces rayonnantes équivalentes (*equivalent principle*), les cornets par exemple. Pour introduire l'agilité dans ces diagrammes de rayonnement, la majorité des antennes à agilité de rayonnement sont construites à partir des réseaux

d'antennes élémentaires rendus mobiles par des solutions mécaniques, mixtes ou toutes électroniques. Elles évoluent inexorablement vers une agilité toute électronique pour des problèmes de performances, de rapidité, d'éventail d'agilité, d'encombrement et de discrétion mais les premières antennes à agilité toute électronique ont vu le jour surtout dans des applications purement militaires (par exemple dans les radars des avions de chasse).

La littérature montre que l'approche des réseaux d'antennes élémentaires reste la solution la plus utilisée pour rendre les systèmes rayonnants à fort gain avec une agilité de rayonnement. Par contre, cette solution présente des limitations dues surtout au concept des réseaux et aux éléments rayonnants qui les constituent (les patches, les dipôles, les fentes rayonnantes, etc.). Les réseaux d'antennes classiques peuvent être limités par le mauvais rendement de surface, l'espacement entre sources rayonnantes élémentaires afin d'assurer un bon dépointage électronique en évitant l'apparition des lobes de réseau indésirables, la présence du couplage mutuel entre éléments voisins dont il faut se protéger à faible coût (isolateurs et circulateurs), le coût de fabrication, la complexité d'expérimentation, les difficultés de pilotages (logiciels et cartes électroniques de commande) et etc.

Dans ce contexte, le laboratoire **XLIM OSA (Ondes et Systèmes Associés)** a mis au point, dans le cadre de cette thèse, un système antennaire appelé **MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux)** dont le principe fait l'objet d'un brevet *CNRS (Centre National de la Recherche Scientifique)* qui a été déjà accepté. Ce système antennaire doit accomplir des fonctions de formations de diagrammes, de pointages et balayages électroniques spatiaux et de diagrammes à très fort gain en utilisant un nombre réduit d'éléments constituant la matrice. Ces fonctions électromagnétiques devront être réalisées avec des bonnes performances tout en s'affranchissant, le plus possible, des limitations de réseaux d'antennes classiques déjà citées précédemment.

Le principe de fonctionnement de **MARPEM** est basé pratiquement sur l'approche des surfaces rayonnantes équivalentes (*equivalent principle*). Brièvement, le concept de **MARPEM** s'appuie sur la création d'une surface rayonnante présentant des champs EM (ElectroMagnétiques) E_s et H_s qui peuvent varier spatialement en amplitude et en phase pour introduire de l'agilité aux faisceaux rayonnés mais qui peuvent aussi être fixes pour assurer un rayonnement dans la direction axiale. Cette surface est générée à partir de petites surfaces rayonnantes élémentaires originales et jointives. Ces surfaces élémentaires sont construites en utilisant des sources électromagnétiques dites 'Pixels'. Pour l'efficacité du dispositif, ces

pixels doivent avoir des propriétés très particulières et difficiles à obtenir. Pour cela, le concept et le principe de fonctionnement d'un pixel est inspiré des antennes BIE dite à Bande Interdites Electromagnétiques mais elles sont, dans notre cas, entourées par des enceintes murales. Les propriétés électromagnétiques de ces pixels montrent qu'ils sont capables de générer des surfaces rayonnantes élémentaires originales dues à la géométrie particulière du pixel (carrée, rectangulaire ou polygonale). La forme de ces surfaces suivent la géométrie du pixel et présentent une distribution de champs électromagnétiques EM uniforme en amplitude et en phase sur toute la surface du pixel.

Ce manuscrit commencera par un premier chapitre qui présentera un état de l'art sur des systèmes antennaires à agilité de rayonnement concernant les besoins et les intérêts, les solutions technologiques actuelles, les domaines d'applications et quelques exemples des systèmes antennaires agiles actuels et existants dans la littérature. Dans ce même chapitre, la démarche de l'étude sera exposée dans le but d'introduire le concept antennaire du système développé durant les travaux menés dans la thèse et pour situer également ce système par rapport aux systèmes antennaires agiles en rayonnement actuels.

Le **chapitre II** sera consacré à présenter en détail le principe de fonctionnement original du système antennaire ainsi que la technique de conception du pixel et de la matrice globale. Il servira à expliciter toutes les caractéristiques et les performances électromagnétiques du système **MARPEM** par l'intermédiaire d'une étude comparative approfondie entre une matrice BIE et un réseau d'antennes classiques de la littérature. Cette comparaison montrera que **MARPEM** est un système antennaire fiable, robuste et également alternatif aux solutions antennaires actuelles.

L'objet du **chapitre III** est de valider expérimentalement, pour une première fois, le concept **MARPEM** et les caractéristiques électromagnétiques obtenues par des logiciels de simulation. Cette validation consiste à concevoir, réaliser et tester un démonstrateur en bande X [8-8.4 GHz], permettant d'accomplir les deux tâches principales de l'agilité spatiale : la formation de faisceaux et le pointage électronique en imposant une forme prédéfinie de faisceaux et d'angles de pointages spatiaux.

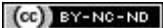
Le **chapitre IV** montre un dispositif radiofréquence applicatif basé sur le principe de **MARPEM** qui a été conçu et fabriqué dans le cadre d'un projet régional-FEDER qui répond à une application concernant le suivi et l'identification de cibles mobiles coopératives. Ce

dispositif est placé en réception contrairement au démonstrateur du chapitre précédent et doit également accomplir des fonctions de formations de faisceaux et de pointages électroniques spatiaux dans le cadre d'une application concrète.

Un **chapitre V** sera exposé à la fin de ce manuscrit pour montrer un autre aspect des avantages électromagnétiques de **MARPEM**. Il concerne la possibilité d'utiliser, pour obtenir des antennes à grands gains, des pixels à grandes dimensions ($\geq 0.8 \times \lambda$) tout en s'affranchissant de l'apparition de lobes de réseau indésirables qui sont dus ainsi aux grands espacements entre éléments dans le cas des réseaux d'antennes classiques. Dans ce chapitre, un prototype 2D est réalisé afin de valider expérimentalement cette propriété électromagnétique particulière concernant l'élimination de lobes de pixellisations (correspondants à des lobes de réseaux dans le cas des réseaux d'antennes classiques) dans **MARPEM** formée par des pixels à grandes dimensions.

Finalement, une conclusion générale récapitule les principaux résultats obtenus durant les travaux menés dans cette thèse ainsi que les perspectives qui en découlent seront aussi abordées.

Chapitre I



Sommaire

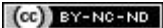
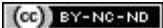


Table des matières

I. Introduction.....	19
II. Etat de l'art des systèmes antennaires à agilité de faisceaux.....	20
II-1 Définition des systèmes antennaires à agilité de faisceaux.....	20
II-2 Besoin et intérêt.....	20
II-3 Composition d'un système antenne agile	21
II-3.1 Sources rayonnantes élémentaires pour antenne agile.....	22
II-3.2 Les circuits de formation de faisceaux.....	22
II-3.2.1 BFN à architecture passive.....	22
II-3.2.2 BFN à architecture active.....	24
II-3.2.3 Les circuits de formation de faisceaux analogiques	25
II-3.2.4 Les circuits de formation de faisceaux numériques	25
II-4 Applications actuelles.....	26
II-4.1 Télécommunications terrestres	26
II-4.2 Télécommunications spatiales.....	27
II-4.2.1 Définition générale des satellites.....	27
II-4.2.2 Domaines d'applications des satellites	28
II-4.2.2.1 Communication avec des systèmes mobiles	28
II-4.2.2.2 La géolocalisation.....	28
II-4.2.2.3 Diffusion du continu multimédia.....	29
II-4.2.3 Systèmes antennaires agiles pour des satellites	30
II-4.3 Radars	31
II-4.3.1 Définition et principe de fonctionnement	31
II-4.3.2 Bandes de fréquences et applications.....	31
II-4.3.3 Evolution des radars : du mécanique vers l'électronique	32
II-4.3.4 Technologie AESA	33
II-4.3.5 Exemples de systèmes radars existants	34
II-4.4 Guerre Electronique	35
II-4.4.1 Définition générale	35
II-4.4.2 Principe général des systèmes de guerre électronique.....	35
III. Démarche de l'étude	37
III-1 Limitations liées aux réseaux d'antennes.....	37
III-2 Approche de l'étude.....	37
III-3 Introduction de MARPEM	38
III-3.1 Principe de fonctionnement.....	38
III-3.2 Concept et construction de la surface rayonnante pixélisée	39
III-4 Organisation des travaux de la thèse	41
IV. Conclusion.....	44
Bibliographie du chapitre I.....	45



I. INTRODUCTION

Pour une meilleure présentation de ce chapitre, ce dernier a été subdivisé en deux parties. Une partie présentera un état de l'art sur les systèmes antennaires agiles en rayonnement existant et précisement ceux qui sont à agilité électronique, les besoins et les intérêts, les solutions technologiques actuelles et les domaines d'applications. Une deuxième partie est consacrée à la présentation de la démarche de l'étude en introduisant un nouveau concept antennaire développé durant les travaux menés dans la thèse. Le but de cette partie est également de situer le système antennaire proposé par rapport aux systèmes antennaires à agilité de rayonnement actuels.

II. ETAT DE L'ART DES SYSTEMES ANTENNAIRES A AGILITE DE FAISCEAUX

II-1 Définition des systèmes antennes à agilité de faisceaux

Des termes comme " Habilité ", "Légèreté ", " Souplesse ", " Rapidité ", " Flexibilité " et " Elasticité " correspondent à des synonymes d'un seul mot « Agilité ». En rapprochant tous ces synonymes dans le domaine des antennes, on pourra bien définir et comprendre ce qu'est un système antenne agile en rayonnement.

En général, les systèmes antennes agiles en rayonnement sont des antennes qui peuvent changer leurs différentes caractéristiques de rayonnement à l'aide d'un système de contrôle actif. Il est ainsi possible de changer la direction de pointage, la directivité de l'antenne, l'angle d'ouverture, la forme du lobe principal, la polarisation et etc. Cette catégorie des antennes est utilisée pour faire de la formation de faisceaux (*Beam Forming*) et/ou du pointage de faisceaux (*Beam Steering*).

Le but et l'intérêt de ces antennes est de rendre plus flexible, souple et rapide des systèmes de communication dans des applications diverses telles que les télécommunications terrestres et spatiales, la RFID, les radars et la guerre électronique.

Il faut noter que la majorité des systèmes antennes à agilité électronique de rayonnement est basée sur des solutions en réseaux d'antennes, ce qui ne sera pas le cas de notre système antenne proposé et qui sera présenté dans la deuxième partie de ce chapitre.

II-2 Besoin et intérêt

Comme il a été déjà dit précédemment, pour les applications de télécommunications terrestres, la reconfiguration de diagramme suivant la densité d'abonnés (jour-nuit dans les zones d'habitation ou d'industrie), le suivi d'abonnés mobiles, l'adaptation à des couvertures difficiles et d'autres sont des critères constamment recherchés. En plus, dans le domaine spatial concernant les antennes sol, c'est le pointage vers le satellite défilant qui est d'actualité, en particulier dans des solutions déjà déployées, qui intéressent fortement par exemple par des industries de marché (ZODIAC) et les opérateurs pour des applications

nomades. Pour le segment spatial qui intéresse fortement le CNES, concernant les antennes à bord de satellite, les objectifs les plus visés sont la couverture adaptative des territoires, la surveillance des zones, la communication avec les mobiles depuis le satellite, etc. Pour ce type d'applications spatiales à très fort gain l'association de toute antenne agile avec un réflecteur est souvent inévitable.

Dans les autres domaines tels que les radars civils, les radars militaires et la guerre électronique, où le coût ne présente pas un enjeu crucial, les systèmes rayonnants évoluent, entre autres, vers l'agilité spatiale qui permet d'associer « portée » et « couverture ». Cette approche de l'agilité passe par la maîtrise de la sommation cohérente de signaux issus d'un nombre important de voies avec des rendements corrects pour pouvoir suivre et détecter sûrement et discrètement des cibles mobiles, surveiller des zones interdites, identifier ami-ennemi et finalement pour détruire ou perturber l'électronique des systèmes adverses.

Dans ce paragraphe, l'agilité montre qu'elle présente, suivant les applications, un besoin crucial. Mais pour assurer cette agilité, des dispositifs antennaires performants et agiles qui puissent convenir à ces multiples spécifications présentent aussi un besoin. Dans les paragraphes suivants, les solutions technologiques actuelles utilisées pour des antennes agiles en rayonnement, qui répondent aux besoins technologiques pour différents domaines d'applications, sont présentées.

II-3 Composition d'un système antenne agile

Un système antenne à agilité de rayonnement peut présenter des architectures diverses, mais il comporte toujours les pièces suivantes :

- **Les sources rayonnantes agiles:** elles présentent la structure antenne responsable du rayonnement électromagnétique qui est généralement formée par un réseau planaire de patches, un réseau de dipôles ou d'autres. Ce qui ne sera pas le cas dans notre approche.
- **BFN (Beam Forming Network) :** il est principalement constitué d'un circuit de formation de faisceaux qui permet de répartir la puissance d'alimentation sur les sources rayonnantes élémentaires selon une loi d'amplitude et de phase servant à former le lobe de rayonnement désiré. Il peut être basé sur des déphaseurs, des

atténuateurs, des amplificateurs, un répartiteur de puissance, etc. Il est contrôlé par *un circuit de commande* (manifold) qui évalue les lois d'excitations en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

II-3.1 Sources rayonnantes élémentaires pour antenne agile

Une source rayonnante agile est composée de structures antennaires élémentaires responsables du rayonnement électromagnétique. Il existe différents types de sources rayonnantes, on cite les dipôles, les monopôles, les antennes à fentes rayonnantes, les antennes imprimées (de type patch par exemple), etc. En particulier, les antennes imprimées sont de plus en plus utilisées en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et les rendent applicables aux différentes situations d'intégration. Les différentes catégories de ces antennes ainsi que leur description et leur principe de fonctionnement sont bien détaillés dans [I-1] et [I-2]. Elles présentent beaucoup d'avantages tels que la conception simple et la fabrication facile (mise en réseau, intégration aisée de composants ou de circuits actifs hybrides), le faible coût, le faible poids et l'encombrement réduit, la robustesse et la fiabilité (conditionnées par les technologies de gravure), l'adaptation aux surfaces planes et non planes (antennes conformées) et etc. Par contre, comme toutes les sources rayonnantes, elles présentent aussi des inconvénients tels que la faible efficacité de rayonnement, le gain peu élevé et la faible puissance.

II-3.2 Les circuits de formation de faisceaux

L'étude des circuits de formation de faisceaux d'antennes agiles en rayonnement se scindera en deux principales catégories : les circuits analogiques et les circuits numériques. A part ces classifications (analogiques et numériques), ils sont généralement définis suivant deux grandes familles d'architectures : l'architecture passive et l'architecture active. Les deux paragraphes suivants présentent le principe de ces deux architectures.

II-3.2.1 BFN à architecture passive

Une architecture passive utilise un transmetteur et un récepteur central dont chaque élément rayonnant comporte son propre déphaseur comme la montre la **Figure I-1**. Le signal à émettre est distribué par un réseau de répartition à un ensemble de modules comportant les déphaseurs et les éléments rayonnants. L'énergie est envoyée à l'aide d'une source RF commune. En général, ces architectures ne permettent pas un contrôle d'amplitude, seule une

pondération en phase est possible, elle autorise un pointage suivant une direction souhaitée. Concernant la chaîne de réception, elle comporte un limiteur et un amplificateur à faible bruit dite LNA (Low Noise Amplifier). Le limiteur, communément à base de diodes PIN, est utilisé pour la protection de composants sensibles dans la chaîne de réception comme les LNA et les mélangeurs de fréquences par exemple.

Parmi les fonctions critiques d'une chaîne de réception RF, il existe le LNA qui participe majoritairement à la sensibilité et à la dynamique de la chaîne. Quant à la chaîne d'émission, le signal transitant sur le système de télécommunication, après les différentes étapes de codage, de modulation et de translation en fréquence, sera amplifié pour résister à l'atténuation provoqué par les pertes de l'antenne et la propagation dans le canal. Un circulateur vient pour relier ces deux chaînes au réseau de répartition.

Le défi dans les architectures passives est de minimiser les pertes d'insertion dans le réseau de répartition ou dans les déphaseurs afin d'augmenter la sensibilité et l'efficacité du système. Il faut noter, dans une architecture passive, que les dispositifs d'amplification des signaux émis ou reçus sont réalisés à l'extérieur de l'antenne (**Figure I-1**) ce qui n'est pas le cas dans l'architecture active présentée dans le prochain paragraphe.

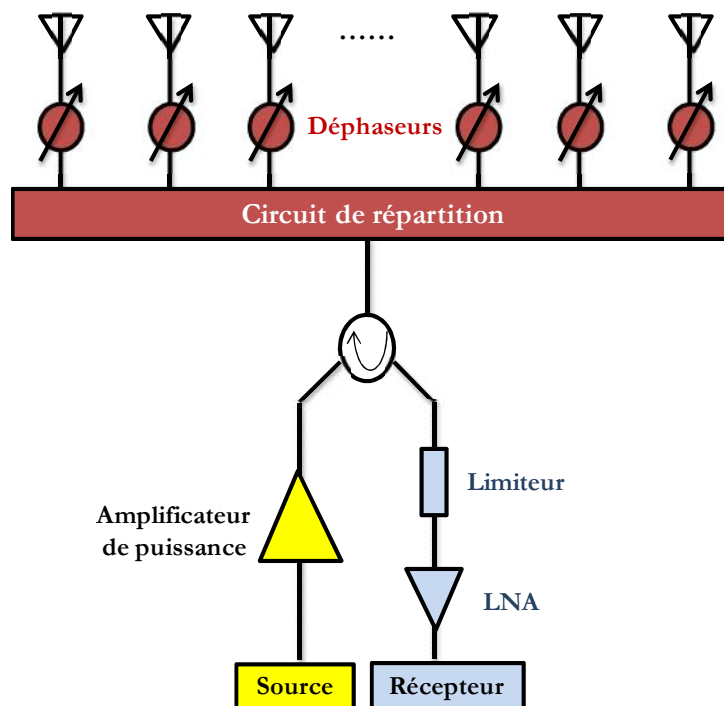


Figure I-1: Synoptique d'une architecture passive à balayage avec un déphaseur pour chaque élément rayonnant.

II-3.2.2 BFN à architecture active

Dans les architectures actives, le module d'émission/réception **TRM** (Transmit/Receive Module) [I-3] est placé en amont de chaque élément rayonnant. Ce module est responsable de la génération d'une forte puissance pour l'émission, de l'amplification faible bruit en réception et aussi du contrôle de phase (**Figure I-2**). Il s'ensuit que ces architectures présentent des capacités supplémentaires comparées aux architectures passives. En effet, la constatation qui s'impose est qu'avec ces architectures actives, la sensibilité des systèmes antennaires est améliorée grâce à l'amplification faible bruit et la génération de la forte puissance à l'entrée des éléments rayonnants. En plus, les **TRMs** offrent une flexibilité en amplitude et en phase pour les deux voies (montante et descendante). Par l'arrivée des MMIC AsGa faibles coûts, l'assemblage automatisé des composants microondes et la croissance continue des vitesses d'horloge des processeurs numériques, ces architectures actives conviendront parfaitement aux systèmes nécessitant un balayage rapide de l'espace et ainsi, une faible probabilité d'être intercepté, on parle par exemple des antennes adaptatives (Smart Antenna), les réseaux d'antennes à commande numériques, etc.

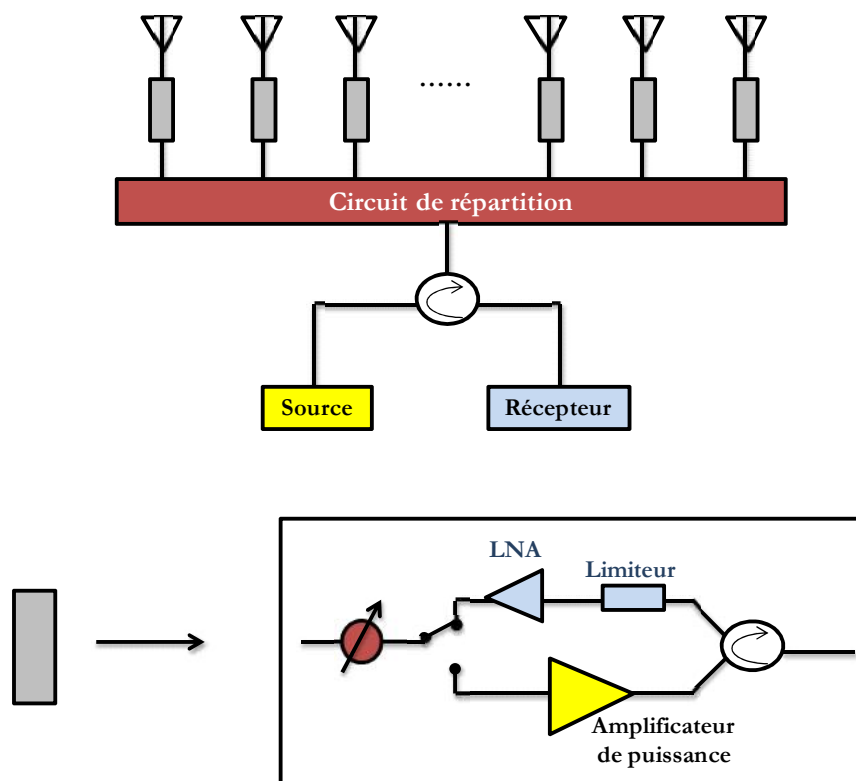


Figure I-2: Synoptique d'une architecture active à balayage avec un module TRM pour chaque élément.

II-3.2.3 Les circuits de formation de faisceaux analogiques

Il existe différents types de circuits de formation de faisceaux analogiques. On peut trouver les circuits de type optique ou quasi-optique (on cite les réflecteurs hybrides [I-4], les lentilles de Luneberg [I-5], les lentilles de Rotman [I-6], ...) et les circuits de type passif (on cite les matrices de Blass [I-7], les matrices de Nolen [I-8], les matrices de Butler [I-9], ...) et finissant par les circuits à commande phases [I-10]. Dans ce contexte, [Annexe I] décrit brièvement le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de quelques exemples de ces circuits les plus utilisés (Lentille de Rotman [I-6], [I-11] et [I-12], Matrice de Blass [I-7] et [I-13], Matrice de Butler [I-9] et [I-14], les circuits à commande de phase [I-10]) dans la littérature pour avoir une idée sur quelle solution se situe notre système antennaire. D'après [Annexe I], Il faut noter que le BFN de notre système antennaire est basé pratiquement sur la technique des circuits à commande phases, mais développée suivant des solutions moins sophistiquées afin de réduire le coût.

II-3.2.4 Les circuits de formation de faisceaux numériques

La montée en fréquence des horloges des microprocesseurs contribue à banaliser le domaine des micro-ondes en le faisant s'interpénétrer avec celui de l'électronique numérique et en ouvrant la voie à la notion du récepteur hyperfréquence numérique. C'est un nouveau domaine qui s'ouvre : l'électronique numérique hyperfréquence. Le circuit de faisceaux numérique (*DBFN : Digital Beam Forming Network*) [I-15] est le fruit de l'union entre la technologie des antennes et le savoir-faire de l'électronique numérique. De ce fait, une antenne associée à un DBFN pourrait être considérée une antenne optimale qui convertit les signaux arrivant à son ouverture rayonnante sans introduire une distorsion sur ces signaux.

Dans ce paragraphe, deux types de circuits numériques avec leurs avantages et leurs inconvénients, qui participent à la formation du diagramme, sont brièvement présentés en [Annexe I]: les circuits numériques de réseaux d'antennes et les circuits d'antennes adaptatives [I-16].

II-4 Applications actuelles

Afin de bien présenter des antennes agiles en rayonnement existantes dans la littérature, elles seront montrées suivant leurs domaines d'applications. Pour cela, on définit quatre grandes catégories d'applications: les télécommunications terrestres, les télécommunications spatiales, les radars et la guerre électronique.

II-4.1 Télécommunications terrestres

Les systèmes de communication sont omniprésents autour de nous et prennent de plus en plus d'importance dans un monde où Internet et Télécommunications deviennent des portes d'accès vers le monde entier, que ce soit pour communiquer, échanger des fichiers, regarder des films à la demande, acheter des produits à l'autre bout de la planète, etc. Cet engouement crée le besoin de rester connecté dans n'importe quel endroit géographique en bénéficiant des mêmes conditions d'utilisation qu'une liaison haut débit par exemple de type ADSL filaire (temps de réponse, débit, stabilité de connexion...).

Les systèmes radioélectriques réalisent des communications de type sans fil, cellulaires terrestres avec un coût accessible ou satellitaires mais celles-ci présentent un coût encore très élevé pour obtenir des débits élevés. L'essor technique et économique de ces systèmes radioélectriques est aujourd'hui très fortement conditionné par leurs capacités à apporter une amélioration significative ou une multiplication des services offerts aux utilisateurs. Pour satisfaire, une réponse potentielle, de plus en plus envisagée par les industriels et opérateurs de télécommunications, consiste à mettre en œuvre des solutions de type : réseau d'antennes agiles actives. Quelques systèmes antennaires à agilité de rayonnement en télécommunications terrestres retenus par les industriels sont présentés en [Annexe II].

Dans [Annexe II], le principe de quelques antennes développées par Ericsson [I-17] et [I-18] qui prospectent des solutions d'intégration des systèmes à couverture ou faisceaux reconfigurables, est illustré. D'autres solutions réalisées par des fournisseurs comme *Metawave* [I-19] et *Paratek* [I-20] et [I-21] sont aussi montrées. Ces solutions ont été développées pour les bandes de fréquences GSM, GSM 1800 et CDMA2000. Pour les nouvelles générations 4G ou 5G, [Annexe II] présente des solutions retenues par des industriels pour être installées dans les nouvelles stations de bases [I-22] [I-23] et [I-24].

II-4.2 Télécommunications spatiales

II-4.2.1 Définition générale des satellites

La notion de satellite remonte à la fin des années 1930 à travers les travaux de Constantin Tsiolkovski, considéré comme le fondateur de l'astronomie moderne. Ses travaux seront ensuite repris et développés par le britannique Arthur C. Clarke qui expose le concept de satellite géostationnaire en 1945 [I-25]. Dès 1955, John R. Pierce, un ingénieur de Bell Labs, envisage des concepts de satellites passifs et actifs qui pourraient circuler autour de la terre sur des orbites et géostationnaires.

Les satellites ont pour but de fournir une multitude de services, dans le domaine de la téléphonie, la multimédia ou encore la localisation géographique. Quelques-uns sont présentés sur la **Figure I-3**. Ils viennent aussi compléter les infrastructures terrestres et sous-marines lorsqu'elles existent, ou bien, permettent un accès aux services dans les zones où les coûts d'infrastructures ne justifient pas la mise en place d'un réseau terrestre, en raison d'une topographie peu adéquate, ou d'une densité de population trop faible.



Figure I-3: Premiers satellites de télécommunications (Telstar et Syncom).

Un satellite de télécommunications se décompose en deux parties principales: la charge utile qui sert essentiellement de relais de communication entre stations terriennes et comprend deux sous-systèmes : les répéteurs [I-26] et les antennes (**Figure I-4**). La plateforme qui intègre les moyens logistiques indispensables à la mise en œuvre correcte de la charge utile. Il s'agit des sous-systèmes de propulsion, de contrôle d'attitude et d'orbite, d'alimentation électrique, etc. [I-26].

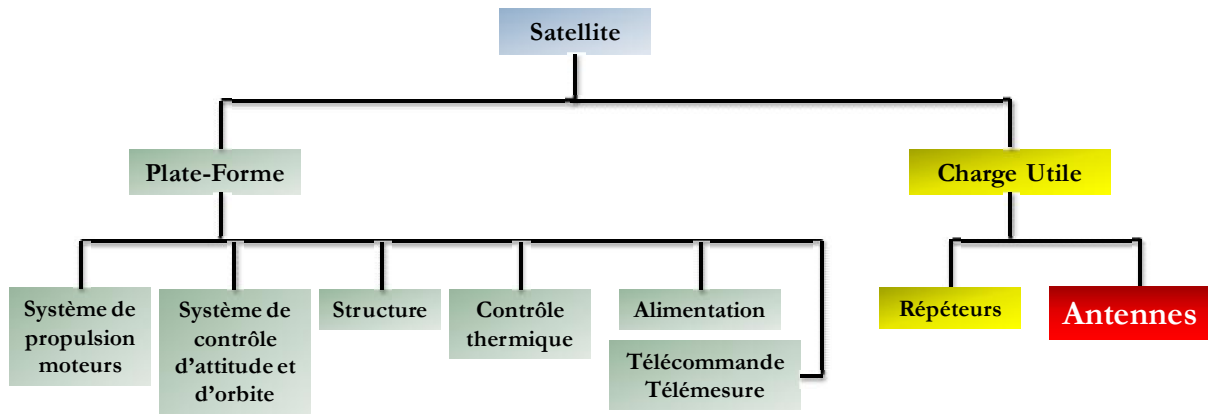


Figure I-4: Synoptique générale d'un satellite de télécommunications.

II-4.2.2 Domaines d'applications des satellites

II-4.2.2.1 Communication avec des systèmes mobiles

Le satellite est utilisé actuellement sur des marchés de niche lorsque les infrastructures terrestres sont inadaptées ou trop coûteuses. Dans ce contexte, on peut distinguer deux principaux types d'interventions :

- La contribution au réseau de transmission, où le satellite vient suppléer les installations terrestres dans le cas d'une défaillance.
- La couverture temporaire dans le cadre d'un événement particulier ou pour organiser des secours lors d'une catastrophe naturelle.

Plusieurs systèmes satellitaires ont répondu à tels types d'applications, on cite 'Inmarsat' qui date de 1982 placé dans des orbites géostationnaires [I-27]. Le système 'Iridium' formé d'une constellation de 66 satellites qui a été mise en orbite basse pour s'affranchir des problèmes de délai de propagation [I-28]. Une solution, 'Globalstar', propose une transmission reposant sur l'utilisation conjointe des liens terrestres et satellitaires [I-29].

II-4.2.2.2 La géolocalisation

Une autre application importante de satellite est la géolocalisation. D'origine militaire, ces systèmes sont apparus dans le domaine civil grâce au système américain *GPS* (*Global Positioning System*) qui est devenu en quelques années incontournable [I-30], notamment dans le domaine automobile (**Figure I-5.a**). Les Européens ont également développé un système concurrent, *Galileo*, plus précis et plus fiable [I-31], montré sur la **Figure I-5.b**.

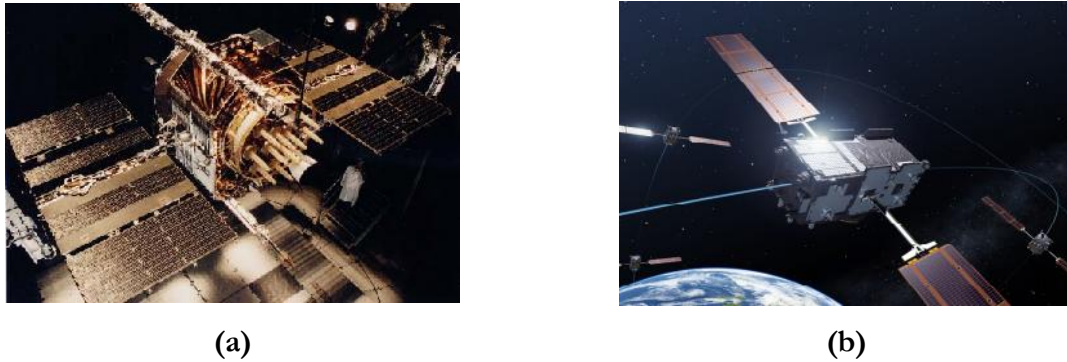


Figure I-5: Satellite pour le système (a) américain GPS et (b) européen Galileo.

II-4.2.2.3 Diffusion du continu multimédia

La télédiffusion est une des principales activités des satellites de télécommunications ces dernières années. Elle permet aux utilisateurs d'accéder à de nombreuses chaînes à l'aide d'un équipement peu coûteux : une simple parabole et un démodulateur. La multidiffusion permet de répartir le coût d'exploitation entre des milliers d'utilisateurs compte tenu des couvertures très étendues que le satellite autorise.

Dans ce contexte, le satellite *KA-SAT* [I-32], construit à Toulouse par *ASTRIUM* (Figure I-6.a), filiale à 100% d'*EADS*, pour *Eutelsat*, est l'équivalent européen du satellite *ViaSat-1* qui servait le marché nord-américain en 2011. *KA-SAT* a été lancé le 26 décembre 2010 pour couvrir l'Europe et le Maghreb (Figure I-6.b).

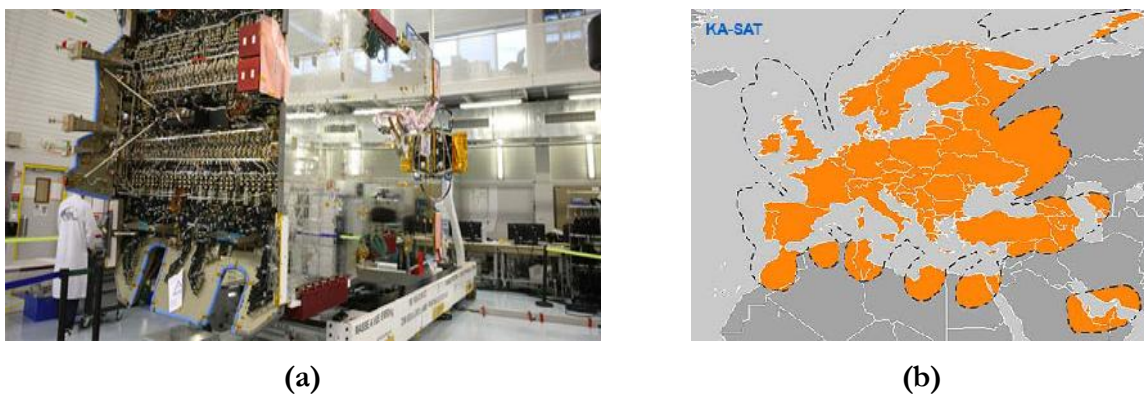


Figure I-6: (a) Le satellite KA-SAT en construction chez EADS à Toulouse (b) Couverture associée.

Donc, la diffusion du contenu multimédia requiert des améliorations importantes au niveau des antennes situées dans la charge utile. C'est pourquoi des solutions basées sur des antennes reconfigurables en rayonnement ont été étudiées et retenues pour tel et d'autres types d'applications.

II-4.2.3 Systèmes antennaires agiles pour des satellites

Les performances des antennes ont un impact sur l'ensemble du satellite en termes d'efficacité électromagnétique, de coût et de compacité. Par exemple, en améliorant le rendement de l'antenne utilisée, en particulier son gain, il faudra fournir moins de puissance à la charge utile du satellite, et il sera possible de diminuer le nombre d'étages d'amplification et la consommation globale du système. C'est pour cela que de nombreux travaux ont pour objectif l'amélioration des performances d'antennes variées pour répondre à de multiples besoins. Ils ont apparu dans divers domaines d'applications et quelques-uns seront présentés dans ce chapitre.

Parmi les systèmes antennaires les plus utilisés dans le domaine spatial (satellite), le reflectarray. En effet, une antenne à réseau réflecteur, ou reflectarray, est constituée d'une surface, le plus souvent plane, sur laquelle sont disposés plusieurs éléments rayonnants, qui peuvent être imprimés ou en technologie guide d'onde. Ces éléments, déconnectés électriquement les uns des autres, présentent alors une certaine impédance surfacique lorsqu'ils sont illuminés par une source primaire, placée vis-à-vis. Un schéma de principe est donné sur la **Figure I-7**.

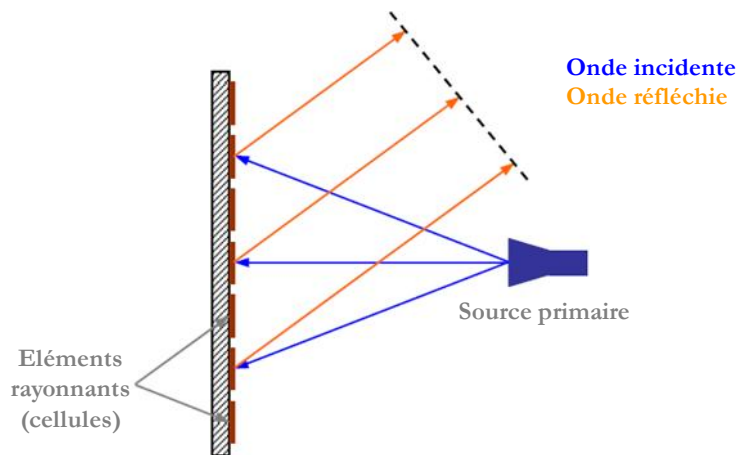


Figure I-7: Schéma de principe d'un reflectarray en présence de sa source primaire.

L'intérêt d'une telle antenne réside dans la possibilité de changer localement cette impédance de façon à modifier la phase à la réflexion des éléments, et ainsi obtenir une onde réfléchie particulière. Il est alors possible, par un réglage judicieux des déphasages de conformer le diagramme de rayonnement ou d'effectuer de forts pointages.

Les réseaux réflecteurs ou reflectarrays constituent une solution attractive pour implémenter des antennes à agilité de rayonnement dans des applications spatiales telles que la télémétrie [I-33], la communication aérienne et la diffusion Internet par satellite. Dans [Annexe II], quelques systèmes antennaires agiles basés sur le principe du reflectarray sont montrés. Il existe des reflectarrays reconfigurables en rayonnement utilisant des diodes PIN [I-34], des diodes varactors [I-35], des switches et des varactors MEMS [I-36], des cellules cristaux liquides [I-37] et également d'autres types d'antennes embarquées sur des systèmes mobiles [I-38] et [I-39].

II-4.3 Radars

De gros efforts sont actuellement en cours afin de réaliser des antennes à balayage complètement électronique. Pour le moment, ces efforts ne se traduisent que dans les domaines d'applications militaires notamment dans les radars des avions de chasse. Pour cela, un nouveau domaine d'applications des antennes à agilité de rayonnement est montré dans le paragraphe suivant : les radars.

II-4.3.1 Définition et principe de fonctionnement

Le radar est un système qui utilise les ondes radio pour détecter la présence des cibles à partir des échos reçus, déterminer la position de la cible en distance et en coordonnées angulaires par rapport à l'émetteur et calculer la vitesse radiale de la cible. Le principe de fonctionnement d'un radar a évolué pour donner naissance à d'autres systèmes tels que les radars de proximité, les radars anticollisions, les radars de vision en travers les murs, les radars SAR (à synthèse d'ouverture rayonnante) qui sert à réaliser des images 2D électromagnétiques de la scène détectée, etc. Le système radar est constitué d'un émetteur et d'un récepteur relié à une antenne qui doit être suffisamment agile en rayonnement.

II-4.3.2 Bandes de fréquences et applications

Les bandes fréquentielles de travail des systèmes radars sont imposées selon le type d'application. Ces fréquences correspondent à la fréquence porteuse du signal émis. Le **Tableau I-1** montre des bandes fréquentielles correspondantes à différentes applications.

<i>Bande</i>	<i>Plage de fréquences</i>	<i>Applications</i>
<i>HF</i>	3 – 30 MHz	Radars côtiers et les radars au-delà de l'horizon
<i>P</i>	< 300 MHz	Radars primitifs
<i>VHF</i>	50 – 330 MHz	Radars à très longue portée
<i>UHF</i>	30 – 1000 MHz	Radars de détection des missiles balistiques
<i>L</i>	1 – 2 GHz	Radar de control aérien, surveillance aérienne et GPS
<i>S</i>	2 – 4 GHz	Radars de trafic aérien, météorologiques et navals
<i>C</i>	4 – 8 GHz	Transpondeurs satellites
<i>X</i>	8 – 12 GHz	Radars autodirecteurs de missiles, navigation et cartographie
<i>Ku</i>	12 – 18 GHz	Radars cartographie à haute résolution
<i>K</i>	18 – 27 GHz	Radars routiers et météorologiques
<i>Ka</i>	27 – 40 GHz	Radars anticollision et cartographie courte portée
<i>mm</i>	40 – 300 GHz	Communication militaire, radar anticollision, observations météo à haute résolution et de courte portée

Tableau I-1: Tableau récapitulatif des bandes fréquentielles attribuées et des applications radar associées.

II-4.3.3 Evolution des radars : du mécanique vers l'électronique

À partir de la seconde guerre mondiale, les radars n'ont cessé d'intégrer de nouvelles fonctionnalités, souvent traitées de manière simultanée : poursuite et conduite de tir sur cibles aériennes multiples, conduite d'attaque au sol, communication et aide à la navigation, guidage et évitement d'obstacles pour la pénétration à basse altitude, etc. Cette évolution du besoin opérationnel a favorisé, depuis une trentaine d'années, le développement d'antennes radars à balayage électronique actif [I-40] (Figure I-8.a), au détriment des antennes à balayage mécanique (Figure I-8.b) pourtant technologiquement maîtrisés et beaucoup moins coûteuses.



Figure I-8: (a) Radar Grave français conçu pour détecter les satellites orbitant entre 400 et 1000 km (b) Radar primaire à balayage mécanique typique d'un aéroport.

II-4.3.4 Technologie AESA

La pièce centrale de la modernisation de radars constituant des antennes à agilité de rayonnement concerne le choix de la technologie AESA (Active Electronically Scanned Array). Il sera donc indispensable de montrer brièvement le principe et l'architecture d'un radar à balayage électronique AESA.

La **Figure I-9** montre l'architecture d'un radar utilisant la technologie AESA [I-41]. Elle est principalement constituée de :

- Un composant clé est le **TRM** (Transmitter/Receiver Module) qui permet de générer des poids d'excitation en amplitude et en phase à appliquer aux éléments rayonnants pour former un diagramme de rayonnement désiré. Plusieurs chaînes supportent la fonctionnalité des **TRMs**.
- La chaîne RF distribue et amplifie le signal RF pour être une puissance d'entrée pour les **TRMs** élémentaires.
- La chaîne de contrôle calcule les états d'amplitudes et de phases des **TRMs** en tenant compte des corrections (par exemple les tolérances de fabrication, température...).
- La chaîne de puissance distribue la puissance principale vers les **TRMs** et les autres sous-unités.
- La chaîne mécanique assure la précision de la position des **TRMs**.
- La chaîne de refroidissement fournit la gestion thermique de la dissipation de quelques sous-unités.

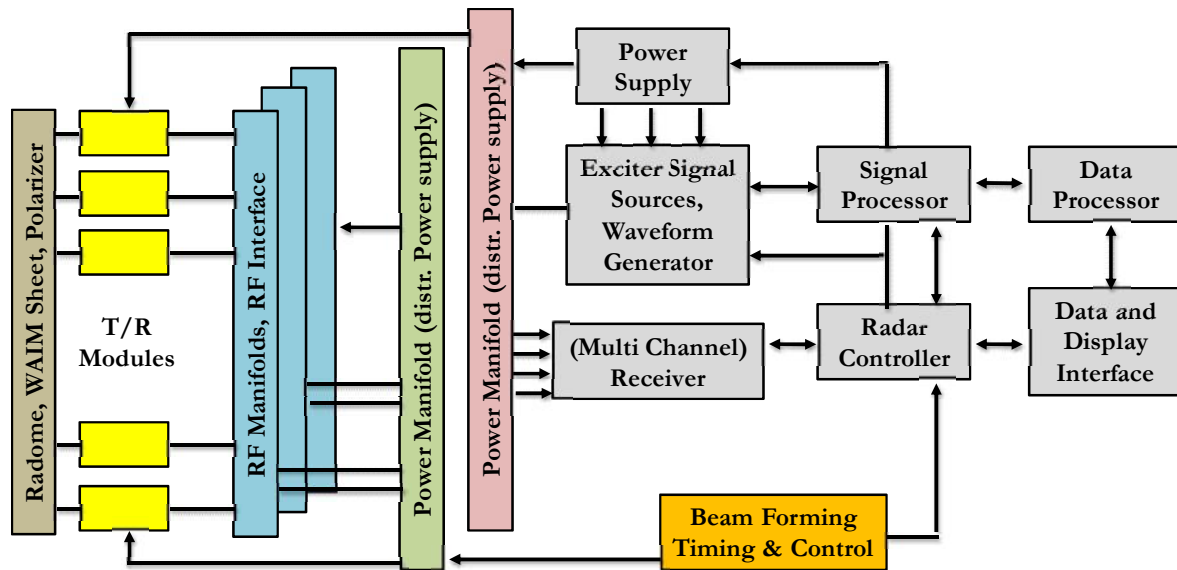


Figure I-9: Architecture générique de la technologie AESA utilisée dans les radars.

II-4.3.5 Exemples de systèmes radars existants

Les systèmes radars ont été progressivement améliorés, ils savent détecter des cibles de plus en plus nombreuses et lointaines. Mais après un demi-siècle d'évolution, des contraintes technologiques ont limité leurs évolutions, en particulier du au balayage mécanique de l'antenne qui s'oriente vers le secteur du ciel à surveiller. Le grand tournant a donc été l'apparition du balayage électronique, c'est-à-dire que l'antenne reste fixe et c'est le faisceau d'onde qui est orienté dans la direction voulue. Cette orientation de faisceau se fait de façon presque instantanée à la vitesse de calcul des éléments électroniques. Ainsi des secteurs du ciel très éloignés peuvent être balayés simultanément.

Au début, le balayage était électronique dans le plan d'élévation et mécanique dans le plan azimutal. Cette technologie a été inaugurée sur plusieurs systèmes radars existants, un parmi eux le système **KRONOS** [I-42], [I-43] et [I-44]. Dans nos jours, le balayage est devenu complètement électronique. Le premier radar complètement à balayage électronique fabriqué en Europe est le **RBE2** de *THALES*, radar qui équipe le *rafale* [I-45], [I-46], [I-47] [I-48] et [I-49]. *Northrop Grumman's acquisition of Westinghouse Electronic Systems Group* [I-50] ont produit une série de radars [I-51], le plus récent c'est le **SABR** (Scalable Agile Beam Radar) qui est conçu spécifiquement pour le '*F-16*' [I-52]. Plus de détails sur ces radars sont présentés dans [Annexe II].

II-4.4 Guerre Electronique

II-4.4.1 Définition générale

La guerre électronique (GE) consiste en l'exploitation des émissions radioélectriques d'un adversaire et, inversement consiste à l'empêcher d'en faire. Il s'agit donc de toutes les opérations visant à acquérir la maîtrise du spectre électromagnétique, pour intercepter et/ou brouiller les ordres ou informations circulant dans les systèmes de communications de l'adversaire. La GE se subdivise en trois branches : l'attaque, le soutien et la protection.

- *L'attaque électronique* consiste à empêcher l'adversaire d'utiliser le spectre électronique : il s'agit donc pour l'essentiel de mesures de brouillage de ses émissions et de mesures de leurrage ou d'intrusion. L'attaque électronique inclut également l'emploi d'armes à énergie dirigée, destinées à détruire ou endommager les systèmes électroniques adverses.
- *Le soutien électronique* rassemble tous les « moyens passifs » de la guerre électronique, son objectif est le « *contrôle du spectre radioélectrique* ».
- *La protection électronique* inclut tous les dispositifs et toutes les procédures permettant de contrer les attaques électroniques et les moyens de renseignements électroniques de l'adversaire.

II-4.4.2 Principe général des systèmes de guerre électronique

On distingue deux grands types de systèmes de GE, les systèmes passifs et actifs.

- **Les systèmes passifs** sont des appareils de détection des indiscretions électromagnétiques radio ou radar de l'adversaire. Ils ont l'avantage d'être discrets.
- **Les systèmes actifs** ont pour but d'aveugler ou de dévier les systèmes de guidage ou les missiles assaillants. On s'intéresse aux brouilleurs et armes microondes. Ce sont des systèmes qui émettent une onde électromagnétique de forte puissance. Les ondes doivent être émises à partir des antennes agiles de façon à bien diriger et orienter le faisceau pour ne pas aveugler et tromper les amis [I-53].

Parmi les systèmes rayonnants de GE, [Annexe II] présente un système dédié à l'armée de l'air française, appelé 'SCRIBE' [I-54]. Aucune information n'a été lancée sur l'architecture du système antennaire propre à 'SCRIBE' pour des raisons de confidentialité.

Après avoir accompli l'état de l'art sur les antennes agiles en rayonnement, le besoin, l'intérêt, les familles d'architectures, la composition (circuit de formations de faisceaux, sources rayonnantes,...), les domaines d'applications et etc. La partie suivante présente le contexte, la démarche et les principaux objectifs de l'étude menée dans le cadre de cette thèse. Les travaux de cette thèse font partie d'un des axes de recherche du laboratoire **XLIM OSA (Ondes et Systèmes Associés)** qui se positionne sur le développement des nouveaux systèmes antennaires agiles et outre à fort gain dont le principe de fonctionnement a été breveté. Ces systèmes antennaires dont leurs propriétés électromagnétiques, devront montrer leurs performances et s'affranchir de quelques limitations existantes dans les réseaux d'antennes agiles en rayonnement de la littérature.

III. DEMARCHE DE L'ETUDE

III-1 Limitations liées aux réseaux d'antennes

L'approche des réseaux d'antennes élémentaires reste la solution la plus utilisée pour rendre les systèmes rayonnants à fort gain avec agilité de rayonnement. Cette solution présente des limitations dues surtout au concept des réseaux et aux éléments rayonnants qui les constituent. Parmi ces limitations :

- Le mauvais rendement de surface obtenu par les réseaux d'antennes,
- l'espacement entre sources rayonnantes élémentaires qui doit être inférieur à 0.8λ pour éviter l'apparition des lobes de réseau indésirables dans la direction axiale,
- l'espacement entre sources rayonnantes élémentaires qui doit être inférieur à 0.5λ afin d'assurer un bon dépointage électronique du lobe de rayonnement,
- les angles de dépointages électroniques limités à des valeurs comprises entre $\pm 50^\circ$ liés essentiellement au couplage entre éléments et à l'apparition des lobes de réseau,
- dans le but d'assurer des gains élevés, le nombre d'éléments doit être important dû aux faibles espacements entre éléments ce qui augmente le coût de la fabrication et complique également l'expérimentation,
- l'installation des protections (isolateurs, circulateurs,...) pour réduire l'effet des couplages mutuels forts entre éléments rayonnants, ce qui coûte très cher.

Dans ce contexte, le challenge était d'étudier et réaliser un nouveau système antennaire compact et agile en rayonnement pour accomplir la formation, la reconfiguration et le pointage électronique des faisceaux rayonnés dans le cadre de différentes applications avec des performances meilleures que les réseaux d'antennes classiques.

III-2 Approche de l'étude

La conception des antennes 'grand gain' fixes est basée sur deux principales approches pour obtenir des diagrammes de rayonnements à fort gain, soit sur l'approche des réseaux soit sur l'approche des surfaces rayonnantes équivalentes (*equivalent principle*). Par contre, pour l'introduction de l'agilité dans ces diagrammes de rayonnement, la majorité des antennes

à agilité de rayonnement sont construites à partir des réseaux d'antennes élémentaires rendus mobiles par des solutions mécaniques, mixtes ou toutes électroniques.

MARPEM est un système antenne agile qui est basé sur l'approche des surfaces rayonnantes, développé pour répondre à des besoins de fort gain avec agilité en rayonnement. Dans ce contexte, le laboratoire **XLIM OSA** a mis au point le système antenne appelé **MARPEM** (**M**atrice **A**gile **R**ayonnante à **P**ixels **E**laborés en **M**étamatériaux) dont le principe fait l'objet d'un brevet *CNRS* (*Centre National de la Recherche Scientifique*) qui a été déjà accepté [I-55]. Ce système antenne doit accomplir toutes les fonctions d'agilité de rayonnement (la formation, la reconfiguration et le pointage électronique des faisceaux rayonnés) avec des bonnes performances tout en s'affranchissant, le plus possible, des limitations de réseaux d'antennes classiques. Le paragraphe suivant est consacré à la présentation du principe de fonctionnement de **MARPEM** qui consiste à former des surfaces rayonnantes agiles et reconfigurables à partir des sources électromagnétiques élémentaires particulières et originales dites 'pixels'.

III-3 Introduction de MARPEM

III-3.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de **MARPEM** est basé sur la théorie des ouvertures rayonnantes. Pour rappel, l'homme de l'art sait qu'un diagramme de rayonnement est obtenu pratiquement par une Transformée de Fourier Spatiale (TFS) de la distribution des champs électromagnétiques sur la surface rayonnante $E_s(x,y)$ de l'antenne selon [Eq. I.1] et [Eq. I.2]. et illustré sur le schéma de la **Figure I-10**.

$$\vec{E}(p) = \frac{jk}{4\pi} \psi(R)(1 + \cos\theta) (\cos\varphi \vec{e}_\theta - \sin\varphi \vec{e}_\varphi) F \quad [\text{Eq. I.1}]$$

$$F = \iint_s E_s(x, y) e^{j(kx \sin\theta \cos\varphi + ky \sin\theta \sin\varphi)} ds \quad [\text{Eq. I.2}]$$

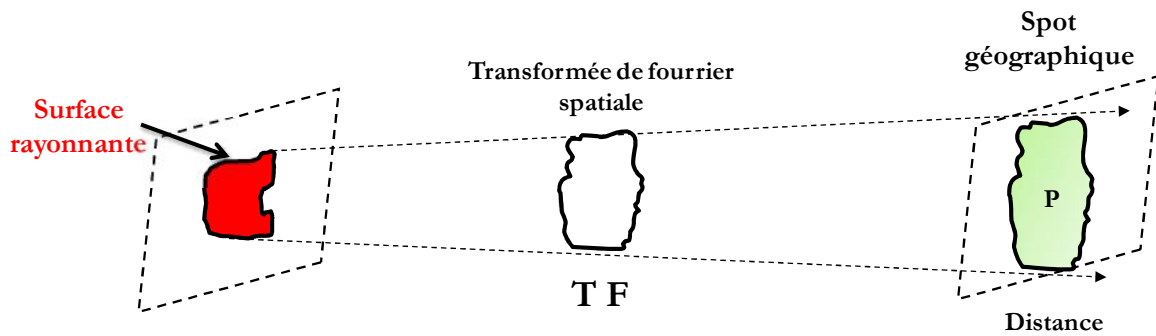


Figure I-10: Illustration du principe de la théorie des ouvertures rayonnantes dans les couvertures de zones géographiques.

III-3.2 Concept et construction de la surface rayonnante pixélisée

Le concept de **MARPEM** s'appuie sur la création d'une surface rayonnante à champs EM variant spatialement en amplitude et en phase générée à partir de petites surfaces rayonnantes élémentaires jointives. Ces surfaces sont construites en utilisant des sources électromagnétiques dites 'Pixels'. L'objectif de l'étude consiste à concevoir, réaliser et tester un système antennaire agile, appelé **MARPEM**, formé d'une matrice planaire construite par $N \times M$ Pixels, chacun de ces pixels est responsable de la génération d'une surface rayonnante élémentaire originale présentant des propriétés électromagnétiques particulières avec une homogénéité de champs non débordant de la structure du pixel. Pour ce faire, ces pixels consistent en des éléments rayonnants à Métamatériaux (*déduites des antennes **BIE** dites à Bande Interdite Électromagnétique [I-56], [I-57], [I-58] et [I-59]*). Enfin, la matrice globale doit être capable de générer des surfaces rayonnantes de formes particulières, en associant toutes les surfaces élémentaires, suivant l'état des pixels commandés en amplitude et en phase pour produire un faisceau formé, reconfigurable et agile.

En effet, à titre d'exemple, une des raisons pour laquelle **MARPEM** a vu le jour était de répondre à l'application illustrée sur la **Figure I-10** (*construction des surfaces rayonnantes répondant à des couvertures de zones géographiques prédéfinies*). Pour construire la surface rayonnante illustrée sur la **Figure I-11** ou n'importe quelles formes de surfaces, cette surface (**Figure I-11.a**) sera, en première étape, pixélisée (échantillonnée) en introduisant une matrice planaire composée de $N \times M$ (M peut être égal à N) pixels jointifs (**MARPEM**) (**Figure I-11.b**). En deuxième étape, la surface désirée est générée en actionnant les pixels correspondants de la matrice (**Figure I-11.c**).

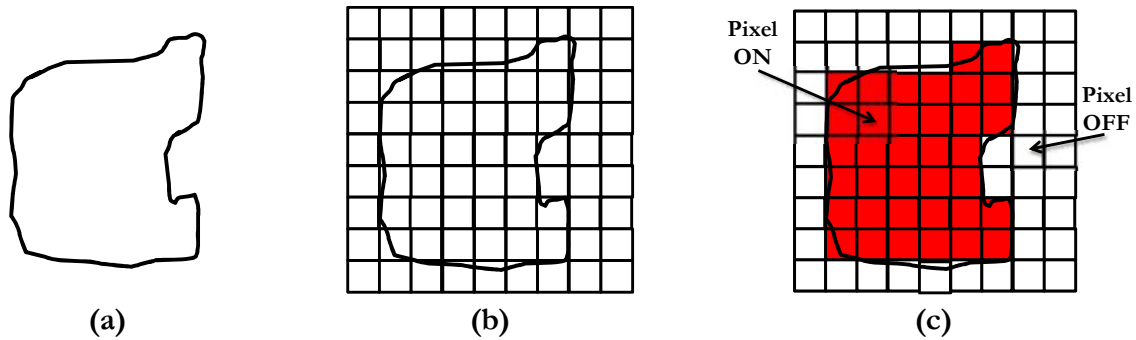


Figure I-11: Surface rayonnante (a) désirée (b) pixellisée par MARPEM et (c) générée en actionnant les pixels correspondants.

La problématique se situe dans le fait que les pixels suivant leurs états (ON et OFF, dans ce cas particulier) doivent donner une bonne approximation de la surface rayonnante désirée. Le pixel doit donc générer une surface rayonnante élémentaire carrée avec une distribution du champ uniforme et qui ne déborde pas vers le pixel voisin dans la matrice. La solution proposée pour répondre à cette problématique consiste à utiliser les antennes BIE.

En plus, le concept original de **MARPEM** et les propriétés électromagnétiques particulières des pixels donnent à notre système antennaire proposé le pouvoir d'être utilisé pour d'autres types d'applications telles que la formation des faisceaux sophistiqués et le pointage électronique vers des forts angles de pointages spatiaux où les autres systèmes présentent des limitations. Pour cela, dans la version la moins coûteuse, les pixels de **MARPEM** sont commandés par des switches ON-OFF et dans sa version la plus sophistiquée et coûteuse ils sont commandés par des déphaseurs, des amplificateurs variables et/ou éventuellement des atténuateurs. Dans le cadre de cette thèse, ces deux versions extrêmes (en terme de coût) sont analysés mais des solutions intermédiaires entre ces deux versions extrêmes ont été étudiées afin de montrer et de valider le concept du **MARPEM** sur un vaste champ d'applications.

Pour conclure, ce chapitre a permis de dégager un grand axe de recherche autour des antennes à agilité de rayonnement en présentant un état de l'art sur les systèmes antennaires agiles existants dans la littérature (les familles d'architectures, les circuits de formations de faisceaux, les sources rayonnantes utilisées, les domaines d'applications). Ensuite, le principe de fonctionnement et le concept du **MARPEM** a été introduit et expliqué. Le paragraphe suivant synthétisera les travaux qui ont été menés durant la thèse en introduisant le contenu des prochains chapitres.

III-4 Organisation des travaux de la thèse

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse seront présentés selon leur apparition dans les chapitres. En effet :

Le chapitre II : MARPEM : Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux

Ce chapitre présentera un bref rappel sur les antennes BIE. L'équipe d'antennes du **XLIM OSA** a travaillé, depuis 1990 et à ce jour, sur ces antennes qui constituent la base de conception du pixel. Par suite, la conception du pixel BIE sera montrée ainsi que les propriétés électromagnétiques concernant la tâche rayonnante originale formée par le pixel (forme géométrique, distribution de champ,...). Après avoir conçu le pixel et étudié ses différentes caractéristiques, la conception de la matrice BIE sera présentée. Des études et des simulations électromagnétiques seront faites pour identifier et caractériser le comportement du pixel dans sa matrice (couplage mutuel, surface rayonnante élémentaire en présence des voisins, ...). Puis différentes architectures de **MARPEM** seront introduites pour montrer quelques performances de rayonnement, peuvent être utiles pour différentes applications. Enfin, **le chapitre II** sera bouclé par une étude approfondie sur une matrice BIE 1D. Cette étude consistera en une comparaison des performances électromagnétiques entre une matrice BIE 1D et un réseau d'antennes classiques (en particulier un réseau linéaire de patchs) en termes de couplage mutuel et de pointages électroniques spatiaux. Cette comparaison a été faite pour évaluer les performances de la matrice BIE.

Le chapitre III : Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

Ce chapitre consistera en la conception et la fabrication d'un prototype d'une matrice BIE dont le but était une première validation expérimentale du concept de la matrice BIE pour montrer ses potentialités dans la formation de diagramme et le pointage électronique, sur un exemple en émission. La matrice BIE proposée est composée de 17 pixels jointifs agencés en 1D et espacés de 0.6λ , fonctionnant en **bande X [8-8.4 GHz]**. Deux circuits de formations de faisceaux analogiques ont été utilisés pour alimenter la matrice. Un premier étant constitué d'un répartiteur de puissance du commerce (1 voie vers 18) équi-amplitude et équi-phase dont les sorties sont associées à des déphaseurs analogiques. Un second, étant

constitué d'un répartiteur de puissance non équi-amplitude et non équi-phase capable de générer une loi d'excitation particulière correspondant à un diagramme de rayonnement sophistiqué (*diagramme sectoriel présentant un gain constant sur une ouverture angulaire précise avec un très faible niveau de lobes secondaires*). La loi d'excitation ainsi que la forme du lobe visé seront détaillées dans ce chapitre. Le circuit de répartition de puissance, délivrant cette loi d'excitation particulière, sera aussi associé aux mêmes déphaseurs afin de réaliser un pointage électronique du lobe formé. Ce circuit de répartition a été conçu durant la thèse en utilisant les logiciels de simulations 2D commerciaux *ADS* et *Momentum* et réalisé conjointement par le laboratoire **XLIM OSA** et une société du marché.

Le chapitre IV : Un dispositif MARPEM pour le suivi et l'identification des cibles mobiles coopératives en band S

Ce chapitre portera sur la conception et la fabrication d'un autre prototype applicatif d'une matrice BIE dans le cadre d'un projet régional-FEDER et en collaboration avec un centre de transfert appelé *CISTEME* et une entreprise appelée *INOVEOS*. Le prototype complet a été utilisé pour une application de poursuite des cibles mobiles coopératives (*animal tracking*) qui sera détaillée ultérieurement. Cette antenne, cette fois en réception, est composée de 9 pixels jointifs agencés aussi en 1D mais espacés de 0.5 lambda, fonctionnant en **bande S [2.45-2.49 GHz]**, tout en restant dans la formation des faisceaux et le pointage électronique mais avec une autre forme du lobe. Elle sera alimentée par un circuit de formation de faisceaux constitué d'un répartiteur de puissance générant une loi d'excitation particulière en amplitude qui sert à diminuer le niveau des lobes secondaires sans trop affecter le gain de l'antenne. Le circuit, générant cette loi d'excitation particulière, a été conçu et réalisé durant la thèse. Les sorties de ce circuit ont été associées à des déphaseurs numériques commandés automatiquement par une carte électronique embarquée pour assurer un pointage électronique de $\pm 50^\circ$.

Le chapitre V : Un démonstrateur MARPEM à grande périodicité entre pixels dédié à des applications forts gains

Ce chapitre présentera une autre propriété importante de **MARPEM** différente de celle présentée dans les **chapitres III** et **IV**. Dans ce chapitre, **MARPEM** montre ses potentialités à réaliser de très forts gains avec un nombre réduit des pixels par rapport aux systèmes réseaux et donc un coût bien minimisé. Brièvement, l'idée proposée consiste à

travailler avec une matrice composée des pixels à grandes dimensions ($>1.2\lambda$) ce qui semble impossible avec des réseaux d'antennes classiques à cause de l'apparition des lobes de réseau indésirables due aux espacements entre éléments ($>1.2\lambda$). Dans ce contexte, un prototype d'une matrice BIE 2D, composée de 5×5 pixels jointifs à grandes dimensions, fonctionnant en bande X [8-8.4 GHz] a été conçu et fabriqué. L'intérêt de ce prototype est de valider expérimentalement que la matrice BIE, à cause de ses propriétés électromagnétiques particulières, est capable d'éliminer les lobes de pixellisation qui correspondent à des lobes de réseau dans les réseaux classiques. Le prototype montre également des performances de rayonnement dans la formation de faisceau et dans les faibles angles de pointages ($\leq 10^\circ$). La validation expérimentale de ce prototype montre aussi qu'il est un système fiable et robuste pour des applications des grands gains et des radars à long portée où le grand gain avec des faibles angles pointages sont des critères recherchés.

IV. CONCLUSION

Le **chapitre I** a fait l'objet des premières étapes des travaux de la thèse. Un état de l'art des systèmes antennaires agiles en rayonnement a été montré concernant leurs besoins et leurs intérêts, leurs solutions technologiques actuelles, leurs domaines d'applications et quelques exemples retenus dans la littérature. Ensuite, la démarche de l'étude menée durant cette thèse a été présentée. Elle a été consacrée à la présentation du principe de fonctionnement et du concept du **MARPEM** afin de situer le système dans son contexte par rapport aux systèmes antennaires existants dans la littérature.

Bibliographie du chapitre I

- [I-1] J. R. James, P. S. Hall, "**Handbook of microstrip antennas**", *I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28*, Peter Peregrinus LTD, 1989.
- [I-2] D. M. Pozar, "**Microstrip Antennas**", Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 79-80, January 1992.
- [I-3] Kopp, B.A.; Borkowski, M.; Jerinic, G., "**Transmit/receive modules**", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.50, no.3, pp.827,834, Mar 2002.
- [I-4] R.N. Assaly and L.J. Ricardi, "**A theoretical study of a multi-element scanning feed system for a parabolic cylinder**", *IRE Trans.* 1969, PGAP, pp. 601-605.
- [I-5] R. K. Luneberg, "**Mathematical theory of optics**", University of California Press, 1964, p. 180.
- [I-6] W. Rotman, and R.F. Turner, "**Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications**", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 1963, AP. 11, pp. 623-632.
- [I-7] J. Blass, "**Blass matrix for shaped beam conformal antenna** ", *Conference on Aerospace Antennas*, IEE n°17, London, UK, 1971, pp. 280.
- [I-8] M. Shuji, K. Masayuki, I. Naoki, K. Nobuyoshi, "**Application of Planar Multibeam Array Antennas to Diversity Reception**", *Electronics & Communications in Japan*, Part I : Communications Vol. 79, no. 11, pp. 104-113, 1996.
- [I-9] J. BUTLER and R. LOWE, "**Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas**", *Electronic Design*, April 12, 1961.
- [I-10] R. Hansen, "**Phased array antennas**", John Wiley and Sons, 2001.
- [I-11] Y. M. Tao and G. Y. Delisle, "**Lens-fed multiple beam array of millimeter wave indoor communications**", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE, 1997 Digest, pp. 2206-2209, Vol. 4.
- [I-12] H. H. Fuchs and D. Nubler, "**Design of Rotman lens for beamsteering of 94 GHz antenna array**", *Electronics Letters*, 27 May 1999, Vol. 35, n° 11.
- [I-13] M. Bonnedal, I. Karlsson and K. Van't Klooster, "**A dual beam slotted waveguide array antenna for SAR applications**", *ICAP 91*, IEE, London, UK, 1991, Vol. 2, pp. 559-562.
- [I-14] J.J. SCHUSS, T. CARLSON, R. FRANCOIS, P. MALONEY, A.ROHWER, J. UPTON, L. WARDLE and R. SMITH, "**Design of the Iridium phased array antennas**", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1993 AP-S Digest, Vol. 1, 28 Jun.- 2 Jul. 1993, pp. 218-221.
- [I-15] J. LITVA, T.K.Y. LO, "**Digital Beamforming in Wireless Communications**", Artech House 1996.
- [I-16] W. F. GABRIEL, "**Adaptive arrays – an introduction**," IEEE Proc. Vol. 64 pp. 239-272 Feb 1976.
- [I-17] Johannisson, B., "**Adaptive base station antennas for mobile communication systems**", *Antennas and Propagation for Wireless Communications, 1998. 1998 IEEE-APS Conference on*, vol., no., pp.49,52, 1-4 Nov 1998.

[I-18] B. Johannisson, A. Derneryd : "Array Antenna Design for Base Station Applications", *Antenna Application Symposium 1999*, Allerton Park Monticello, Illinois, Sep. 15-17, 1999, pp 98-106. Disponible sur : http://www.ericsson.com/ericsson/corpinfo/publications/review/1999_03/82.shtm.

[I-19] www.metawave.com.

[I-20] www.paratek.com.

[I-21] GORON Erwan. « Contribution au développement de macro-modules hybrides actifs/rayonnants pour les futures architectures radiofréquences – Application à l'intégration de réseaux d'antennes actifs », thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, Juin année 2005.

[I-22] <http://www.comba-telecom.com>.

[I-23] <http://jacksonhk-appliance.company.weiku.com>.

[I-24] CHAN chi-chou, LUK Kwai-man, XUE Quan, "Smart Base Station Antennas for New Generation Broadband Mobile Communications", *International ICT Expo 2012*, Hong Kong Convention and Exhibition Centre, 2012. Disponible sur : <http://www.ee.cityu.edu.hk/~sklmmw/project1/index.php>.

[I-25] A. C. Clarke, "Extra-terrestrial relays", *Wireless World*, pp. 305-308, October 1945.

[I-26] Michel de Rosen, "Le guide du satellite de télécommunications", *Eutelsat communications*, Paris, France.

[I-27] T. TAKAHASHI, "The INMARSAT system and its future development", *Communications Satellite Systems Conference, 9th*, San Diego, CA, March 7-11, 1982, Collection of Technical Papers. (A82-23476 09-32) New York, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1982, p. 202-209.

[I-28] "Iridium annonce un plan complet pour la mise en œuvre de sa constellation de satellites Iridium NEXT de future génération", McLean, Virginie, le 2 juin 2010.

[I-29] Jean-Pierre Largillet, "Globalstar 2 boucle son financement : Thales Alenia Space applaudit à Cannes", dans *WebTimeMedias*, 8 juillet 2009.

[I-30] E. Kaplan, "Understanding GPS : principles and applications, second edition ", *Editions Artech House*, 2005.

[I-31] O. Colaïtis, J. P. Provenzano, P. Aucher, "Aide à la navigation par satellite et applications liées à la mobilité : en enjeu pour Alcatel Space", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, pp. 275-278, 4ème trimestre 2001.

[I-32] <http://www.internetparsatellite.net/index.php/t/15/n/349/satellite-ka-sat.html>.

[I-33] Cheymol, C.; Dousset, T.; Dumon, P.; Labeyrie, M.; Renard, C., "A X-Band electronically scanned ReflectArray antenna for space telemetry," *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, vol., no., pp.2766,2768, 23-27 March 2009.

[I-34] Apert, C.; Koleck, T.; Dumon, P.; Dousset, T.; Renard, C., "ERASP: A new reflectarray antenna for space applications," *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, vol., no., pp.1,5, 6-10 Nov. 2006.

- [I-35] Boccia, L.; Venneri, F.; Amendola, G.; Di Massa, G., "**Application of varactor diodes for reflectarray phase control**," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol.3, no., pp.132,, 16-21 June 2002.
- [I-36] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, Afshin ZIAIE, E. Girrard, and R. Gillard, "**A steerable reflectarray Antenna with MEMS Controls**," *IEEE Int. Proc Symp. on Phased Array Syst. and Tech*, pp. 494-499, Oct 2003.
- [I-37] Moessinger, A.; Marin, R.; Mueller, S.; Freese, J.; Jakoby, R., "**Electronically reconfigurable reflectarrays with nematic liquid crystals**," *Electronics Letters* , vol.42, no.16, pp.899,900, August 3, 2006.
- [I-38] Monk, A.D.; Adler, C.O., "**Calibration and RF test of Connexion by BoeingSM airborne phased arrays**," *Phased Array Systems and Technology, 2003. IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.405,410, 14-17 Oct. 2003.
- [I-39] Peshlov, V.; Traykov, R.; Bozmarova, G.; Popova, M.; Vasilev, D.; Ivanov, Z.; Alexandrov, S., "**Low-cost scanning antenna for satellite reception**," *Phased Array Systems and Technology, 2003. IEEE International Symposium on*, vol., pp.441,445, 14-17 Oct. 2003.
- [I-40] Colin, J.-M., "**Phased array radars in France: present and future**," *Phased Array Systems and Technology, 1996., IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.458,462, 15-18 Oct 1996.
- [I-41] Ruetzel, P.; Boeck, M., "**Status and trends of active electronically scanned antennas at Airbus Defence&Space**," *Antennas and Propagation, 2014. EuCAP 2014*.
- [I-42] Farina, A.; Holbourn, P.; Kinghorn, T.; Timmoneri, L., "**AESA radar — Pan-domain multi-function capabilities for future systems**," *Phased Array Systems & Technology, 2013 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.4,11, 15-18 Oct. 2013.
- [I-43] Farina, A.; Timmoneri, L., "**Phased array systems for air, land and naval defence application in Selex ES**," *Antennas and Propagation, 2014. EuCAP 2014. The 8th European Conference on Antennas and Propagation, 2014*.
- [I-44] www.selex-es.com.
- [I-45] « **Thales livre le premier radar à antenne active destiné au Rafale** », Groupe télégramme. Disponible sur : www.meretmarine.com.
- [I-46] « **RBE2 AESA : quels avantages comparatifs ?** », *Défense & Sécurité Internationale*, n° 88, 1^{er} janvier 2013, p. 94.
- [I-47] www.thalesgroup.com.
- [I-48] « **AESA radar for the rafale, the omnirole fighter** », Thales systèmes aéroportés SAS 2013, France. Disponible sur www.thalesgroup.com.
- [I-49] Jean Marc WEBER, « **Aviation Passion** », *le dossier rafale avionique*, 2008.
- [I-50] www.northropgrumman.com.
- [I-51] Robert Hendrix, "**Aeospace system improvements enabled by modern phased array radar**", *Northrop Grumman Electronic Systems*, Baltimore, Maryland, October 2002.

- [I-52] « Scalable Agile Beam Radar (SABR) », *Specifications and features subject to change without notice*, Northrop Grumman Systems Corporation, 2012.
- [I-53] Jean-Michel Roche, « les systèmes de guerre électronique », *Net-Marine*, 2003.
- [I-54] Philippe Wodka-Gallien, « L'ERGE : La Guerre Electronique des communications dans l'Armée de l'Air », *La lettre de GUERRELEC* N°21, Mai 2004.
- [I-55] B. Jecko M. Hajj, R. Chantalat et M. Salah Toubet, “ Antenne élémentaire et antenne réseau mono ou bidimensionnelle correspondante ”, PCT Patent PCT/EP2012/076509, Université de Limoges, Limoges, France, 2013.
- [I-56] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, “Fundamental superstrate effects on printed circuit antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, pp. 807–816, Aug. 1984.
- [I-57] Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park, “Design of a Frequency Selective Surface (FSS) type superstrate for dualband directivity enhancement of microstrip patch antennas,” in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and USNC/URSI Meeting*, pp. 2–5, Washington, DC, USA, July 2005.
- [I-58] D. R. Jackson, A. A. Oliner, and A. Ip, “Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 3, pp. 344–348, Mar. 1993.
- [I-59] Thevenot, M., C. Cheype, A. Reineix, and B. Jecko, « Directive photonic bandgap antennas », *IEEE, Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 11, 2115–2122, Nov. 1999.

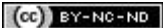
Table des illustrations

Figure I-1: Synoptique d'une architecture passive à balayage avec un déphaseur pour chaque élément rayonnant.....	23
Figure I-2: Synoptique d'une architecture active à balayage avec un module TRM pour chaque élément.....	24
Figure I-3: Premiers satellites de télécommunications (Telstar et Syncom).	27
Figure I-4: Synoptique générale d'un satellite de télécommunications.....	28
Figure I-5: Satellite pour le système (a) américain GPS et (b) européen Galileo.	29
Figure I-6: (a) Le satellite KA-SAT en construction chez EADS à Toulouse (b) Couverture associée.	29
Figure I-7: Schéma de principe d'un reflectarray en présence de sa source primaire.....	30
Figure I-8: (a) Radar Grave français conçu pour détecter les satellites orbitant entre 400 et 1000 km (b) Radar primaire à balayage mécanique typique d'un aéroport.	33
Figure I-9: Architecture générique de la technologie AESA utilisée dans les radars.....	34
Figure I-10: Illustration du principe de la théorie des ouvertures rayonnantes dans les couvertures de zones géographiques.....	39
Figure I-11: Surface rayonnante (a) désirée (b) pixellisée par MARPEM et (c) générée en actionnant les pixels correspondants.....	40

Table des tableaux

Tableau I-1: Tableau récapitulatif des bandes fréquentielles attribuées et des applications radar associées.....32

Chapitre II



Sommaire

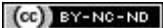


Table des matières

I.	Introduction.....	57
II.	MARPEM.....	58
II-1	Familles d’antennes existantes.....	58
II-2	Principe de fonctionnement et concept.....	58
II-3	Rappel sur les antennes BIE	60
II-3.1	Définition générale	60
II-3.2	Les matériaux BIE.....	60
II-3.3	Les matériaux BIE à défaut de périodicité.....	61
II-4	Des matériaux BIE à défaut de périodicité vers l’antenne BIE	62
II-4.1	Principe général et structure géométrique de l’antenne BIE	62
II-4.1.1	Source d’excitation.....	64
II-4.1.2	Paroi supérieure	64
II-4.2	Fonctionnement d’une antenne BIE	64
II-4.2.1	Résonateur 1D suivant z	64
II-4.2.2	Evanescence radiale des modes.....	65
II-4.2.3	Comportement fréquentiel en rayonnement et en adaptation	66
II-5	Des antennes BIE classiques vers les antennes BIE dites ‘Low Profile’	67
II-6	Pixel BIE.....	68
II-6.1	Principe général	68
II-6.2	Conception du pixel.....	68
II-6.2.1	Partir d’une antenne BIE à grand gain.....	68
II-6.2.2	Introduction des murs métalliques	70
II-6.2.3	Pixel BIE final	71
II-7	Matrice BIE.....	73
II-7.1	Technique de conception et architectures	73
II-7.2	Versions d’alimentations de la matrice BIE.....	75
II-7.3	Exemple d’une matrice BIE avec une simple structure.....	76
II-7.4	Performances en rayonnement de la version bas coût	77
II-7.4.1	Matrice BIE ON-OFF	77
II-7.4.2	Matrice BIE ON (1) - ON (2) - OFF	78
II-7.4.3	Perspectives et avantages	79
III.	Intérêt de MARPEM par rapport aux réseaux d’antennes classiques	80
III-1	Intérêt en terme de pointage électronique	80
III-1.1	Structures géométriques proposées (espacement = $\lambda/2$)	80
III-1.2	Comparaison des caractéristiques électromagnétiques	81
III-1.2.1	Surfaces rayonnantes	81
III-1.2.2	Couplage mutuel entre éléments voisins.....	82
III-1.2.3	Performances en rayonnement pour des forts angles de pointages spatiaux.....	83
III-1.2.3.1	Direction axiale.....	83
ABOU TAAM Hussein Doctorat : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes Université de Limoges 2014		55
Doctorat : Electronique et Télécommunications Université Libanaise 2014		

III-1.2.3.2 Pointage spatial.....	84
IV. Performances de MARPEM pour des très faibles espacements entre pixels.....	87
IV-1.1 Structures géométriques proposées.....	87
IV-1.2 Comparaison des performances de rayonnement en pointage.....	87
V. Conclusion.....	90
Bibliographie du chapitre II.....	92

I. INTRODUCTION

Après avoir présenté, dans le chapitre précédent, l'état de l'art qui a permis de dégager un grand axe de recherche autour des antennes à agilité de rayonnement et après avoir exposé le contexte et la démarche de l'étude, ce nouveau chapitre présentera le nouveau système antennaire à agilité de rayonnement développé par le laboratoire **XLIM OSA** et appelé **Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux** dite **MARPEM**.

Le principe de travail de cette antenne est exposé dans ce chapitre [II-1]. Ensuite, le choix de la source élémentaire du système **MARPEM** dite 'pixel' sera présenté. Ce pixel est déduit des antennes BIE (Bande Interdites Électromagnétiques) et présente des caractéristiques électromagnétiques particulières. Pour cela, il semble nécessaire de faire un petit rappel sur les antennes BIE. Finalement, ce chapitre sera consacré à expliciter toutes les caractéristiques et les performances électromagnétiques du système **MARPEM** qui le rendent un système antennaire fiable, robuste et également alternatif aux solutions antennaires actuelles. Ces performances ont été montrées par une étude comparative approfondie entre une matrice BIE et un réseau d'antennes classiques de la littérature.

II. MARPEM

II-1 Familles d'antennes existantes

Une des classifications possibles qui permet de distinguer les antennes c'est de les classer selon leurs diagrammes de rayonnement. Il existe donc les antennes directives, les antennes omnidirectionnelles, les antennes sectorielles et les antennes à agilité de rayonnement. Les diagrammes de rayonnement sont illustrés sur la **Figure II-1**.

En effet, l'aspect de rayonnement de ces antennes a été présenté dans l'introduction générale de ce manuscrit. En particulier, il faut rappeler que les antennes agiles en rayonnement sont des antennes qui peuvent changer leurs caractéristiques de rayonnement (direction de pointage, directivité de l'antenne, forme de lobe,...) à l'aide d'un système de contrôle actif et peuvent regrouper toutes les fonctions de rayonnement citées précédemment (directives, omnidirectionnelles et sectorielles) dans une seule antenne.

En se basant sur ce qui précède, le système **MARPEM** appartiendra à la catégorie des systèmes antennaires à agilité de rayonnement. Il sera capable d'accomplir la formation, la reconfiguration et le pointage électronique des faisceaux rayonnés dans le cadre de différentes applications.

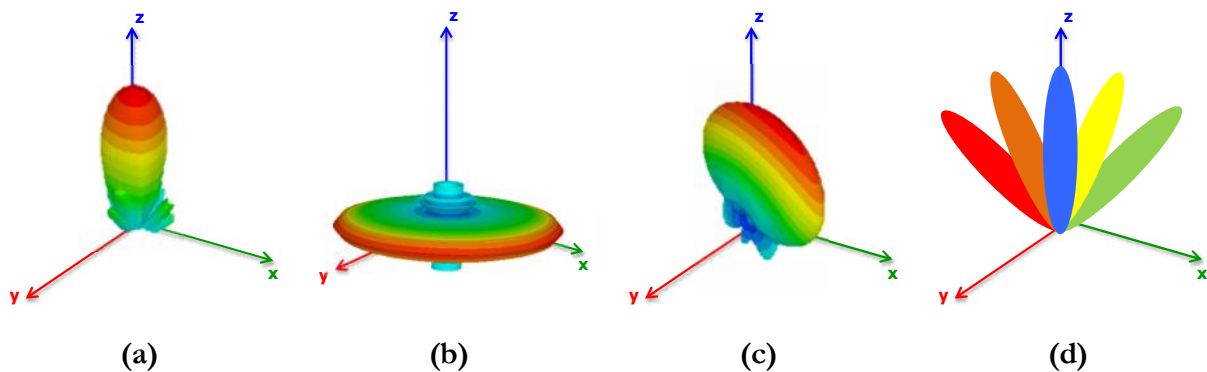


Figure II-1: Diagrammes de rayonnement (a) directs, (b) omnidirectionnels, (c) sectoriels et (d) agiles.

II-2 Principe de fonctionnement et concept

Le fonctionnement de **MARPEM** est basé sur le principe d'équivalence de rayonnement d'une ouverture rayonnante connue de l'homme du métier. **MARPEM** est

capable de générer une surface rayonnante de forme quelconque désirée avec un état d'amplitude et de phase donné des champs EM existants sur cette surface. Cette surface créée, par la théorie des ouvertures rayonnantes, le diagramme de rayonnement correspondant par l'intermédiaire d'une simple TFS (c.f. [Eq. I.1] et [Eq. I.2]).

Pour former une surface rayonnante désirée, cette surface sera pixellisée par l'introduction d'un système rayonnant sous forme d'une matrice antennaire planaire formée par N lignes et M colonnes des pixels électromagnétiques rayonnants comme la montre la **Figure II-2.a**. Ces pixels seront par la suite commandés de sorte que chacun génère une partie de la surface rayonnante comme représenté, dans la version la plus simple de **MARPEM**, sur la **Figure II-2.b**. Ainsi, une bonne approximation de la surface rayonnante désirée est obtenue par la combinaison de surfaces élémentaires générées par chaque pixel. Il faudra donc que le pixel génère une surface rayonnante élémentaire carrée avec une distribution du champ uniforme et qui ne débord pas vers le pixel voisin dans la matrice. Le choix de ce pixel est donc primordial et l'originalité consiste à utiliser les antennes BIE. Pour concevoir ce pixel, une nouvelle topologie antennaire à base des antennes BIE, qui semble prometteuse aux niveaux de ses potentialités électromagnétiques, est proposée. En plus, la surface rayonnante peut bouger en contrôlant les états des pixels en amplitudes et en phases afin d'ajouter une agilité de rayonnement au système antennaire. Ainsi, des surfaces rayonnantes qui varient en forme, en amplitude et en phase seront responsables de former plusieurs lobes de rayonnement d'orientations différentes. C'est sur ce principe que **MARPEM** a vu le jour et la dénomination « Matrice » définit une antenne, générant une surface rayonnante, alimentée par une pluralité de sources «Pixels» connectées à un réseau d'alimentation (Network en anglais) et ne correspond pas à un réseau d'antennes classiques (Array en anglais).

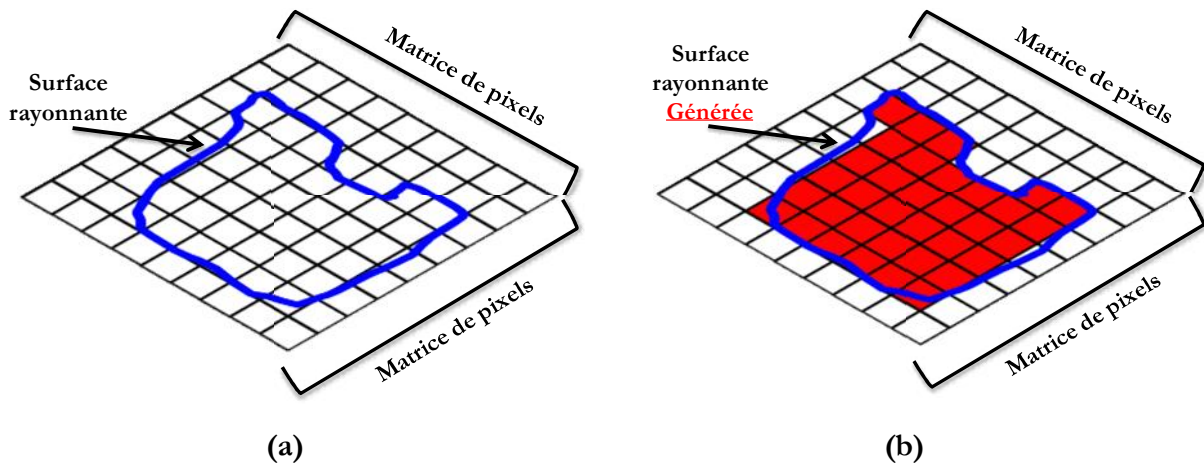


Figure II-2: Concept de MARPEM (a) surface pixellisée et (b) surface générée.

Avant de présenter la structure proposée du pixel BIE, il semble évident de faire un rappel sur les antennes BIE qui ont fait partie de nombreux travaux au sein de laboratoire XLIM OSA [II-2] à [II-10]. Ces travaux ont permis de définir les potentialités des antennes BIE en termes d'amélioration du gain, d'élargissement de la bande passante en adaptation et en rayonnement, de diversité de polarisation, de formation de diagrammes, d'encombres et etc.

II-3 Rappel sur les antennes BIE

II-3.1 Définition générale

D'une manière générale, une antenne BIE est constituée comme son nom l'indique à partir d'un matériau BIE, qui est composé d'un assemblage périodique d'éléments diélectriques ou métalliques dans une, deux voire trois directions (**Figure II-3**) [II-11] et [II-12]. Ils permettent de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques en jouant le rôle de filtre fréquentiel et de filtre spatial. Dans ce manuscrit, on présentera brièvement les matériaux BIE et leurs propriétés électromagnétiques, la structure générale, le principe de fonctionnement et les principales caractéristiques électromagnétiques des antennes BIE.

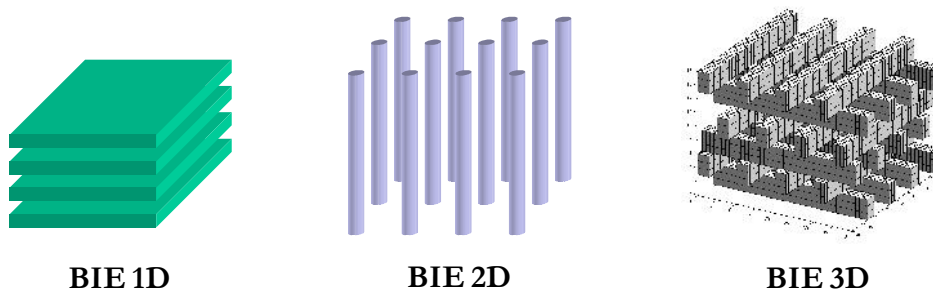


Figure II-3: Différents exemples d'assemblage périodique des matériaux BIE.

II-3.2 Les matériaux BIE

Les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique, communément appelés BIE, sont la transposition aux fréquences micro-ondes des matériaux à Bande Interdite Photonique plus communément appelés matériaux BIP, étudiés depuis de nombreuses années dans le domaine de l'optique [II-13]. En 1D, cette transposition conduit à la superposition de plusieurs couches de diélectriques périodiques espacés de $\lambda_0/4$, que l'on illumine par une onde plane EM. Le coefficient de transmission du matériau considéré, révèle une bande de fréquence centrée autour de f_0 pour laquelle aucune onde ne peut se propager (un simple

exemple d'un matériau BIE formé par 3 plaques diélectriques est montré sur la **Figure II-4**). Cette bande de fréquence dont les caractéristiques (fréquence centrale f_0 , étendue fréquentielle et amplitude) dépendent des propriétés du matériau BIE, est appelée par analogie à la bande interdite photonique, bande interdite électromagnétique.

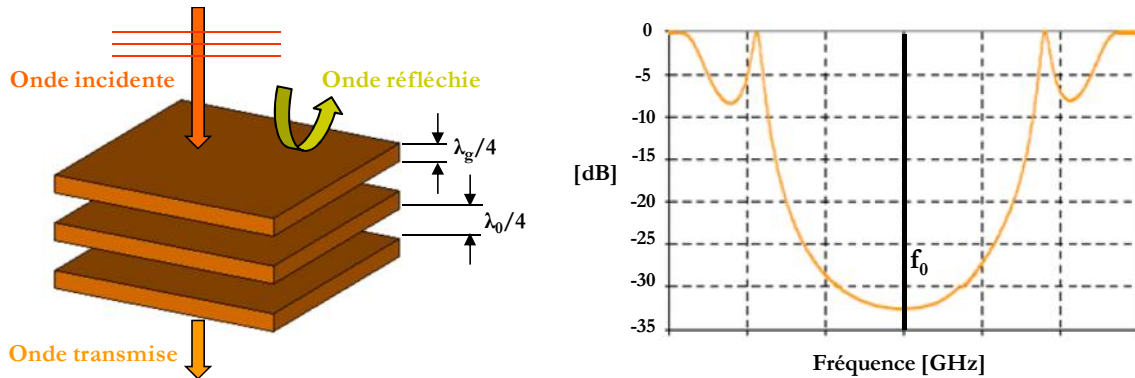


Figure II-4: Caractérisation d'un matériau BIE en transmission.

II-3.3 Les matériaux BIE à défaut de périodicité

Les caractéristiques des matériaux BIE deviennent particulièrement importantes lorsqu'un défaut est inséré dans la périodicité. [II-14] et [II-15] ont montré que l'insertion d'une rupture (défaut) dans la périodicité du matériau BIE, permet de modifier son comportement électromagnétique en créant une bande de fréquence autorisée au sein de la bande interdite électromagnétique permettant ainsi aux ondes de transiter.

Dans l'exemple de la **Figure II-4**, Le défaut dans les 3 plaques correspond à un espacement de λ_0 au milieu de la structure pour centrer la bande permise à la fréquence centrale f_0 de la bande interdite électromagnétique (**Figure II-5**). L'emploi d'autres types de défauts aboutirait au même principe et c'est la nature du défaut qui conditionne les caractéristiques de la bande permise. Ces résultats s'appliquent également aux structures 2D et 3D (par exemple les FSS). La caractérisation fréquentielle souligne une propriété importante des matériaux BIE : **le filtrage fréquentiel**.

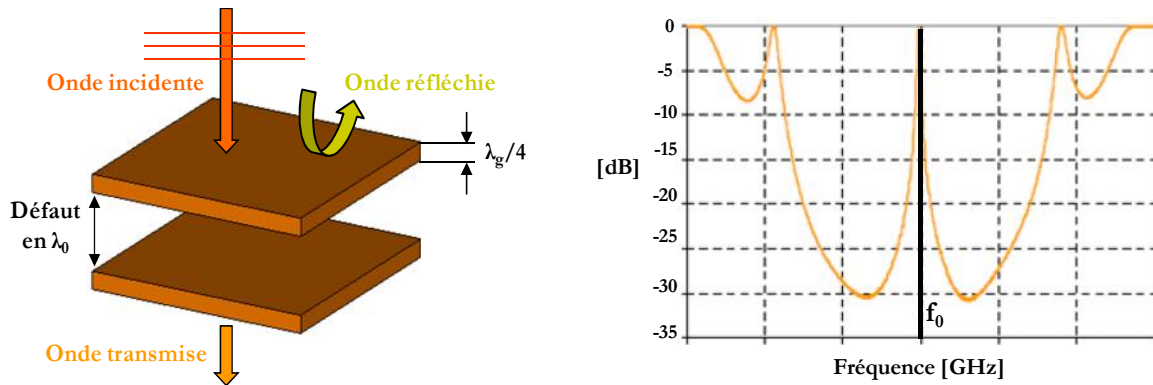


Figure II-5: Caractérisation d'un matériau BIE à défaut en transmission.

II-4 Des matériaux BIE à défaut de périodicité vers l'antenne BIE

II-4.1 Principe général et structure géométrique de l'antenne BIE

L'insertion d'une source d'excitation au milieu du matériau BIE à défaut de périodicité de la **Figure II-5** révèle, en plus des propriétés de filtrage fréquentiel présentées précédemment, la possibilité de réaliser **un filtrage spatial** en privilégiant deux directions de rayonnement (**Figure II-6**). Une antenne BIE bidirectionnelle est ainsi obtenue.

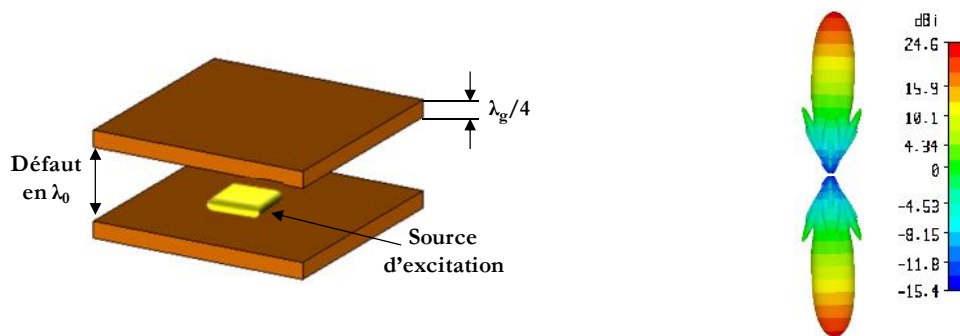


Figure II-6: Structure générale d'une antenne BIE bidirectionnelle.

La cartographie du champ électrique tangentiel au matériau BIE à défaut à la fréquence autorisée montre que le champ est essentiellement confiné dans la zone de défaut et présente un zéro au milieu du défaut (**Figure II-7**). Cette annulation du champ autorise l'insertion d'un plan de masse à cette position, sans pour autant modifier la distribution du champ (théorie des images). La hauteur du résonateur créée par le défaut s'en trouve ainsi réduite de moitié (**Figure II-7**) en passant de λ_0 à $\lambda_0/2$ et le rayonnement de l'antenne devient alors unidirectionnel.

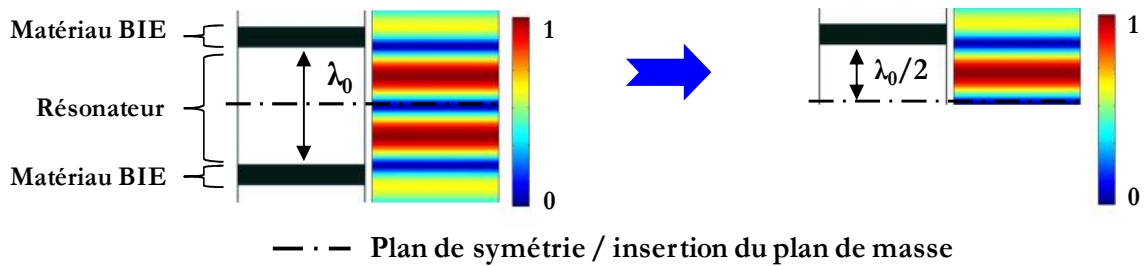


Figure II-7: Cartographie du champ électrique tangentiel dans le matériau BIE.

L'antenne ainsi obtenue est une antenne BIE directive et des exemples simplifiés et couramment utilisés sont présentés sur la **Figure II-8**. Cette antenne est généralement composée :

- d'une paroi supérieure semi-réfléchissante formée dans le cas le plus simple soit par une plaque diélectrique (**Figure II-8.a**) soit par une surface sélective en fréquence FSS (**Figure II-8.b**),
- d'une paroi inférieure formée par un plan de masse métallique totalement réfléchissant,
- d'un résonateur 1D localisé entre la paroi inférieure et supérieure,
- d'une source pour exciter la structure.

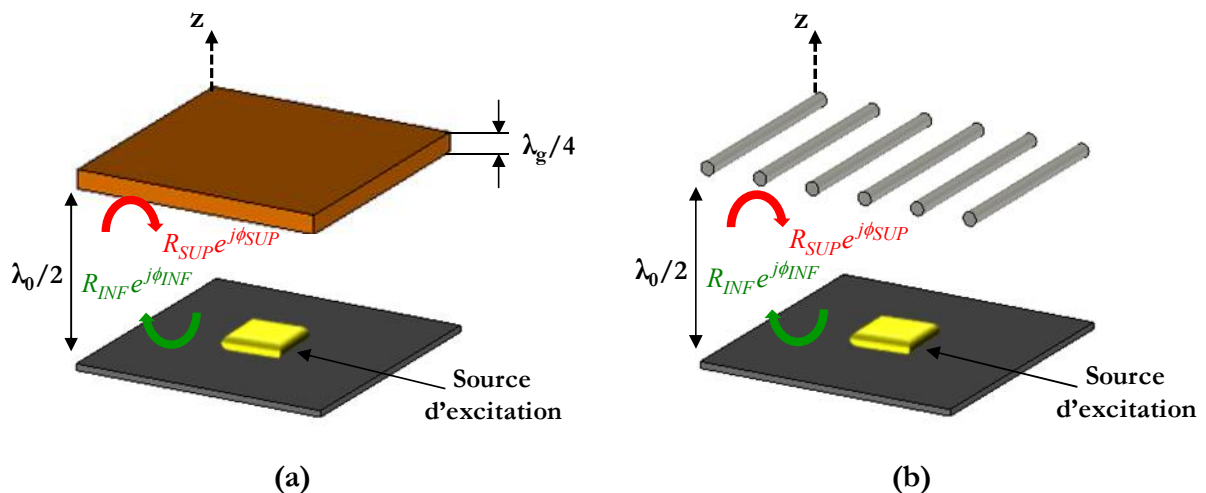


Figure II-8: Illustration de deux cas particuliers d'une antenne BIE avec deux types de parois supérieures (a) plaque diélectrique et (b) FSS à tiges métalliques.

II-4.1.1 Source d'excitation

Sur les exemples de la **Figure II-8**, la source d'excitation est insérée à l'intérieur de la cavité et peut être également supportée par le plan de masse de l'antenne BIE mais elle peut être aussi placée à l'extérieur de la cavité dans la direction z . L'énergie apportée par cette source va résonner entre le plan de masse et la paroi supérieure. Dans la suite de ce mémoire, le pixel BIE de **MARPEM** est excité par une solution imprimée de type patch. Cependant d'autres types de sources peuvent être également considérés (dipôles, fentes, monopoles, guides d'ondes, etc.).

II-4.1.2 Paroi supérieure

La paroi supérieure à réflectivité partielle peut être, dans une version simplifiée, une plaque diélectrique ou également une FSS métallique comme la montre la **Figure II-8**. [II-4], [II-6], [II-8] et d'autres travaux montrent des fabrications des antennes BIE à parois supérieures diélectriques. Cependant, les FSS métalliques sont des structures usuellement planes obtenues par la répétition d'un motif élémentaire de forme prédéfinie. Selon la forme, différentes propriétés de réflexion peuvent être obtenues avec ce type de structure. La paroi supérieure présente une réflectivité partielle ($R_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}$) et le plan de masse présente quant à lui une réflectivité totale ($R_{\text{inf}}e^{j\phi_{\text{inf}}} = -1$ avec $\phi_{\text{inf}} = 180^\circ$).

La structure totale forme ainsi un résonateur 1D dans la direction z qui agit transversalement comme étant un guide radial à ondes évanescentes. Ce principe sera détaillé dans les paragraphes suivants.

II-4.2 Fonctionnement d'une antenne BIE

II-4.2.1 Résonateur 1D suivant z

Le fonctionnement d'une antenne BIE repose sur un mode de structure à fréquence de coupure fixée par la résonance longitudinale entre le plan de masse et la paroi supérieure. Cette fréquence f_0 de résonance 1D fondamentale correspond aussi à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Elle est fonction de la hauteur h du résonateur et du coefficient de réflexion des parois inférieures et supérieures (R_{sup} , ϕ_{sup} , R_{inf} et ϕ_{inf}) d'après [Eq. II.1].

Le coefficient de réflexion des parois influence également le facteur qualité Q qui conditionne les performances de la structure [Eq. II.2].

$$f_0 = \frac{c}{2 \times h} \times \left(\frac{\phi_{SUP} + \phi_{INF}}{2 \times \pi} \right) \quad \text{[Eq. II.1]}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_{SUP}}}{1 - R_{SUP}} \times \left(\frac{\phi_{SUP} + \phi_{INF}}{2} \right) \quad \text{[Eq. II.2]}$$

- ϕ_{sup} et R_{sup} : respectivement la phase et le module du coefficient de réflexion de la paroi supérieure semi-réfléchissante.
- ϕ_{inf} et R_{inf} : respectivement la phase et le module du coefficient de réflexion de la paroi inférieure (respectivement égales à π et 1 pour un plan de masse).

Ainsi la phase à la réflexion des parois supérieures utilisées (généralement constituées de plaques diélectriques ou de tiges métalliques) est positive et proche de $+\pi$, ce qui impose une hauteur de $\lambda_0/2$ d'après [Eq. II.3]. par contre, il faut noter qu'il existe des FSS métalliques (généralement constituées de patches capacitifs ou de rubans métalliques) possédant des phases à la réflexion négatives et proches de $-\pi$, ce qui réduit l'encombrement de l'antenne. Le principe de telles FSS est bien expliqué et détaillé dans [II-10].

$$h = \frac{\lambda_0}{2} \times \left(\frac{\phi_{SUP} + \phi_{INF}}{2 \times \pi} \right) \quad \text{[Eq. II.3]}$$

II-4.2.2 Evanescence radiale des modes

Une antenne BIE agit transversalement comme étant un guide radial à ondes évanescentes (direction (x, y)). Dans la zone évanescente du mode BIE, les champs décroissent exponentiellement et radialement autour de la source (**Figure II-9.a**) et l'énergie ne part pas ainsi latéralement. Ce qui aboutira ainsi à une distribution du champ circulaire de type gaussienne au-dessus de l'antenne (vue sur sa surface supérieure) que nous appelons tâche rayonnante circulaire (**Figure II-9.b**). Cette dernière définit l'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne et conduit d'après [Eq. I.1] et [Eq. I.2] à des diagrammes de rayonnement directifs et à symétrie de révolution.

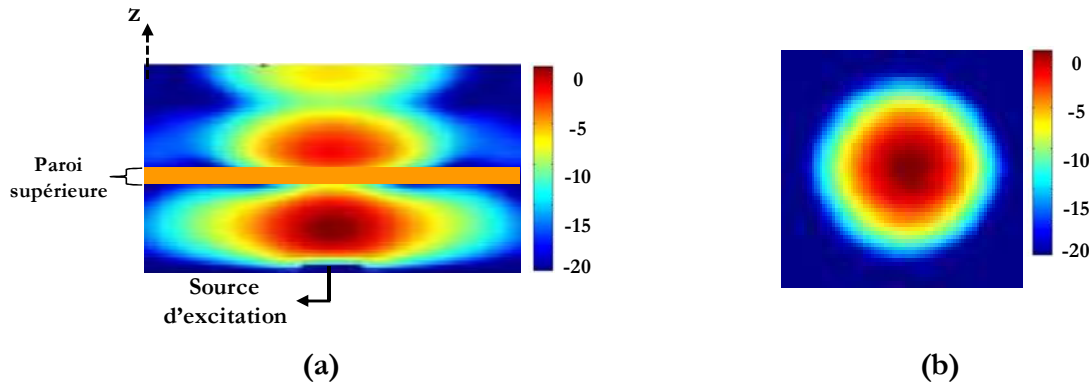


Figure II-9: (a) Répartition du champ radiale (coupe en profondeur au centre de la largeur (0y)) et (b) Tâche rayonnante circulaire vue sur la surface supérieure.

II-4.2.3 Comportement fréquentiel en rayonnement et en adaptation

En terme de rayonnement, deux zones délimitées par la fréquence de coupure f_0 (f_0 présente la fréquence de coupure du résonateur et en même temps la fréquence de résonance de l'antenne) sont distinguées (Figure II-10). Au-dessus de f_0 , le mode se propage latéralement entre le plan de masse et la paroi supérieure. Un fonctionnement de type «*Leaky Wave*» est obtenu, ce qui conduit à des diagrammes non directifs dans l'axe de type «corolle». Par contre pour f_0 et au-dessous, les diagrammes de rayonnement sont directifs dans la direction axiale. Le mode étant évanescents transversalement et les champs décroissent exponentiellement et radialement autour de la source (Figure II-9.a).

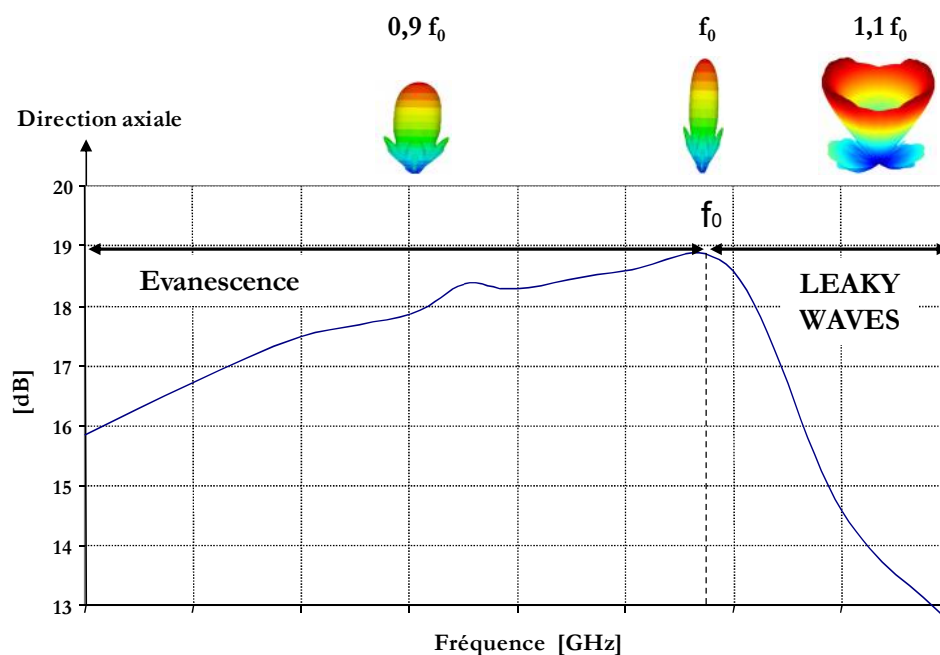


Figure II-10: Evolution de la directivité et les diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence.

En terme d'adaptation de cet aérien, il est extrêmement difficile de l'adapter en dessous de f_0 car le mode est évanescent radialement, ce qui constitue un rempart à la transmission de l'énergie. A contrario, un module de S_{11} inférieur à -10 dB peut être obtenu sur une large bande de fréquence dans la zone *Leaky Wave* mais les diagrammes ne sont plus directifs dans la direction axiale. Pour nous, il n'y avait pas d'intérêt de travailler dans cette zone.

II-5 Des antennes BIE classiques vers les antennes BIE dites 'Low Profile'

La hauteur d'une antenne BIE classique fonctionnant autour d'une fréquence f_0 est classiquement de l'ordre de $\lambda_0/2$ selon [Eq. II.3] car la phase à la réflexion du matériau BIE usuel tend vers π . En effet, les caractéristiques de ce dernier conditionnent fortement les performances antennaires (forte directivité et bande passante de fonctionnement inférieure à 10%) mais aussi l'encombrement longitudinal. Ainsi, si l'on veut réduire cet encombrement également la hauteur du résonateur, il faut faire résonner, à la fréquence de travail, la structure antennaire entre un plan de masse et une FSS de réflectivité négative. Des récents travaux notamment menés par le laboratoire **XLIM OSA** et par d'autres ont montré qu'il était possible de réduire considérablement la hauteur de l'antenne en utilisant des matériaux BIE particuliers qui possèdent une phase à la réflexion négative tendant vers $-\pi$ [II-16] à [II-18]. Les FSS qui sont capables d'engendrer une phase à la réflexion négative peuvent être formées par un agacement périodique de patches capacitifs ou de rubans métalliques.

Cette nouvelle antenne BIE appelée antenne BIE 'Low Profile', du fait de sa forte compacité ($\approx \lambda/20$) est caractérisée par une large bande en fonctionnement (supérieure à 50%) provoquée par la phase négative du BIE qui induit un faible coefficient de qualité du résonateur (d'après [Eq. II.2]). Le prix à payer pour une antenne BIE 'Low Profile' est une directivité majorée à 11 dB. Bien que les performances entre les antennes BIE classiques et 'Low Profile' soient différentes, le principe de fonctionnement (évanescence radiale des modes, évolution fréquentielle de la directivité entre deux zones de fonctionnement, etc.) reste toujours le même. L'explication du principe de base des antennes BIE étant exposé, il est maintenant possible de présenter le pixel BIE qui sera la pièce la plus importante de **MARPEM**.

II-6 Pixel BIE

II-6.1 Principe général

L'élément qui semble le plus important pour que le système **MARPEM** assure une bonne approximation des surfaces rayonnantes désirées, c'est sa source élémentaire dite «Pixel». Ce pixel est déduit des antennes BIE mais il présente des caractéristiques électromagnétiques particulières concernant surtout la tâche rayonnante formée dans sa surface supérieure. Le pixel permet d'obtenir une surface rayonnante de forme préférentielle carrée présentant une distribution des champs électromagnétiques presque uniforme sur les dimensions du pixel qui ne déborde pas au dehors de la structure de pixel.

II-6.2 Conception du pixel

II-6.2.1 Partir d'une antenne BIE à grand gain

L'idée proposée pour concevoir le pixel BIE consiste à partir d'une antenne BIE à grand gain et donc à grandes dimensions. L'antenne BIE proposée présente une structure très simple qui ressemble à celle de la **Figure II-8**. Elle agit comme étant une cavité résonnante formée entre un plan de masse métallique (paroi inférieure) et une surface sélective en fréquence FSS (paroi supérieure) suivant la direction z . Le système d'excitation est constitué d'un patch disposé au-dessus d'un substrat diélectrique et placé au centre de la cavité de l'antenne BIE (**Figure II-11**).

La cartographie du champ E dans une telle antenne (**Figure II-12**) montre qu'elle fonctionne bien sur le principe d'un résonateur 1D en z avec une variation évanescence des champs transversalement. Ces champs décroissent radialement autour de la source d'une façon exponentielle (**Figure II-12.a**). Ce qui aboutit ainsi, sur le toit de l'antenne, à une grande tâche rayonnante circulaire avec une distribution de champ qui varie en amplitude d'une façon exponentielle décroissante à partir de l'axe de symétrie de la structure (**Figure II-12.b**). Cette répartition qui définit l'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne conduit par transformée de Fourier spatiale à des diagrammes de rayonnement directifs et à symétrie de révolution.

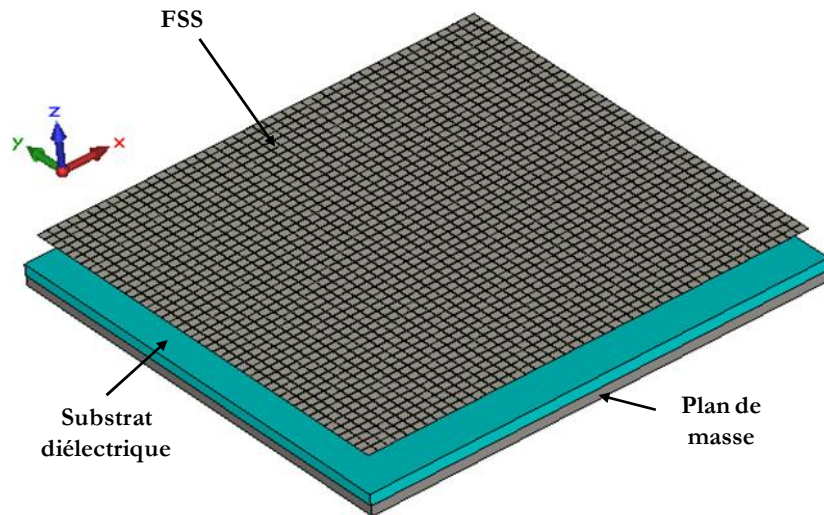


Figure II-11: Structure modélisée d'une antenne BIE à grand gain.

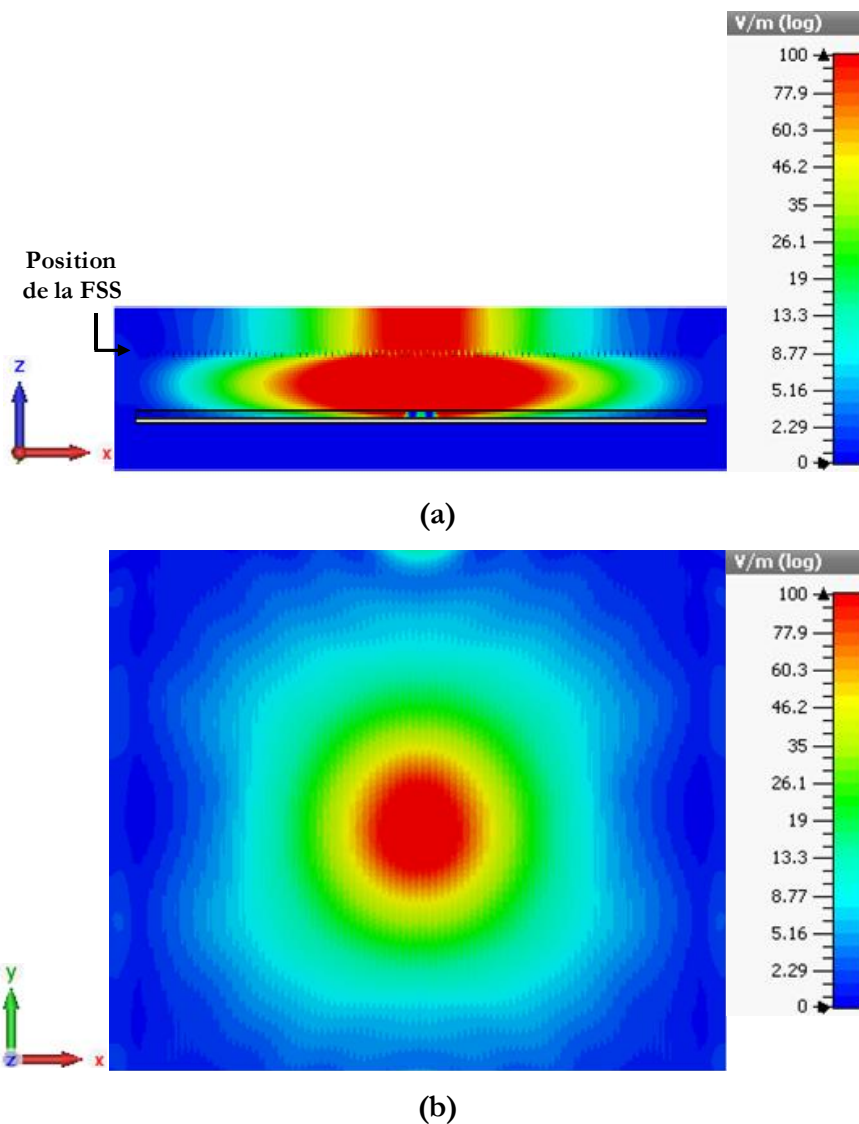


Figure II-12: Cartographie du champ électrique (a) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$) (b) vue au-dessus de l'antenne.

II-6.2.2 Introduction des murs métalliques

Grâce à l'évanescence transversale des champs évitant ainsi des résonances radiales indésirables, il a été montré que l'introduction des parois (murs) métalliques latérales permette de confiner et donc de changer la forme de la tâche tout en conservant un état de phase régulier. Ce principe a été déjà utilisé pour concevoir des antennes BIE sectorielles en introduisant deux murs métalliques suivant une seule direction afin de confiner la tâche et d'obtenir une de forme elliptique. Cette tâche de forme particulière a été responsable de la formation d'un diagramme de rayonnement de type sectoriel [II-19] et [II-20].

De même, l'idée pour concevoir le pixel BIE consiste, cette fois, à insérer quatre murs métalliques à l'intérieur de la cavité dans deux directions transverses et orthogonales (**Figure II-13**) à l'endroit où la tâche rayonnante présente une distribution de champ encore uniforme et homogène.

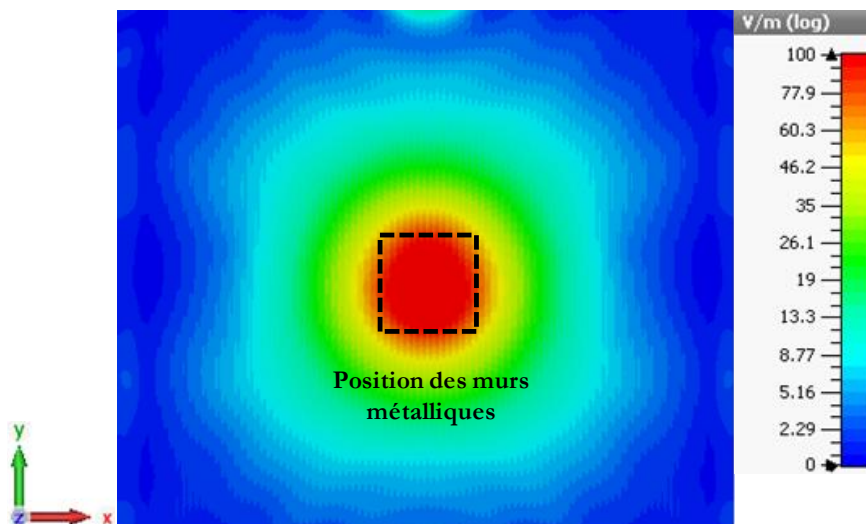


Figure II-13: L'endroit d'insertion de 4 murs métalliques pour changer la forme géométrique de la tâche circulaire.

La **Figure II-14** montre la structure antennaire à grandes dimensions en présence d'une enceinte murale formée par 4 murs métalliques. En plus, elle montre bien qu'une tâche élémentaire carrée et pratiquement homogène est ainsi obtenue.

Après avoir présenté la procédure qui permette d'obtenir une tâche rayonnante carrée présentant une distribution de champ uniforme, il est possible maintenant de déduire le pixel BIE final du système antennaire **MARPEM**.

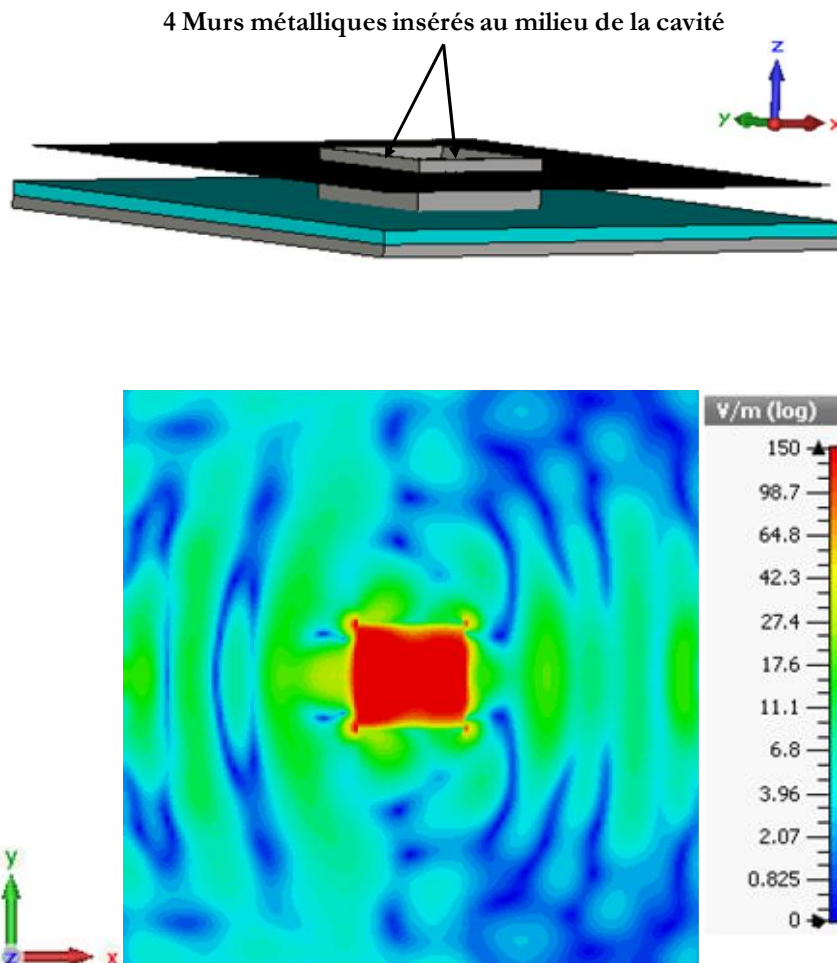


Figure II-14: Structure modélisée d'une antenne BIE à grand gain en présence des murs métalliques, et la cartographie du champ associée.

II-6.2.3 Pixel BIE final

Le pixel BIE final (**Figure II-15**), dans sa version la plus simple, est donc formé par :

1. Un plan de masse métallique présentant la face inférieure de la structure.
2. Une surface semi-réfléchissante qui peut être un diélectrique, une FSS ou un Métamatériaux. Dans ce cas, une FSS a été considérée.
3. Une cavité formée entre le plan de masse et la SSR.
4. Une enceinte murale formée par quatre murs métalliques entourant la cavité.
5. Un système d'excitation pour exciter la structure complète. Dans le cadre de ce manuscrit, il sera un patch imprimé sur un substrat diélectrique par contre comme il a été déjà dit, il peut être également un dipôle, un monopole et etc. [II-10].

En effet, Dans l'exemple de la **Figure II-15**, la FSS est formée d'un agencement périodique des patches capacitifs ce qui engendre une phase à la réflexion négative qui tend

vers $-\pi$. Cette phase négative aboutit à obtenir une cavité très compacte de l'ordre de $\lambda/10$ donnée par [Eq. II-3]. Le pixel BIE proposé est donc une antenne BIE 'Low Profile'. Il faut bien noter que le principe de fonctionnement de pixel BIE est aussi valable pour d'autres types de FSS présentant des propriétés de réflectivités différentes mais aussi des parois supérieures en diélectrique ou en Métamatériaux.

La dite enceinte murale étant une extension dans la direction orthogonale au plan de masse et entourant à la fois et seulement le système d'excitation, la cavité et la FSS. Cette enceinte murale crée à la surface supérieure du pixel une surface rayonnante de forme prédéfinie et imposée par son contour alors que les antennes BIE sans enceinte murale génèrent des surfaces rayonnantes à géométrie circulaire (**Figure II-12.b**). La cartographie du champ de pixel (**Figure II-15.c**) montre une tâche rayonnante de forme carrée ayant une distribution de champ quasi-uniforme sur tout le pixel et qui ne déborde que très peu de la structure.

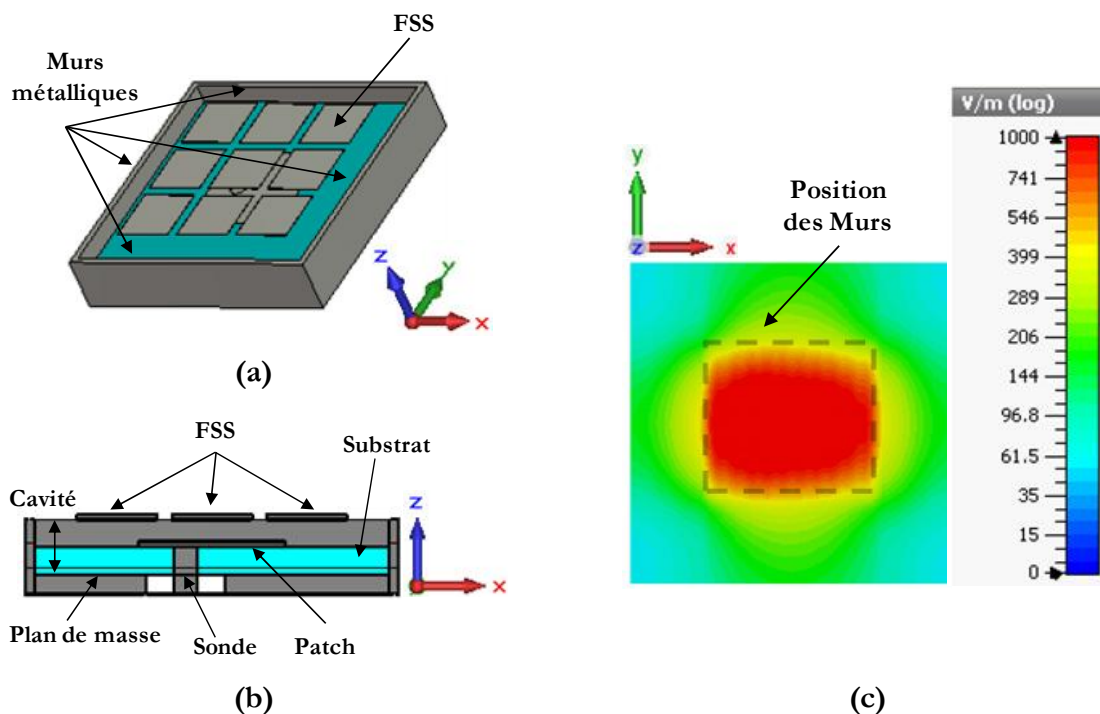


Figure II-15: Structure finale simple du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$) et (c) Cartographie du champ électrique vue sur la surface supérieure de pixel.

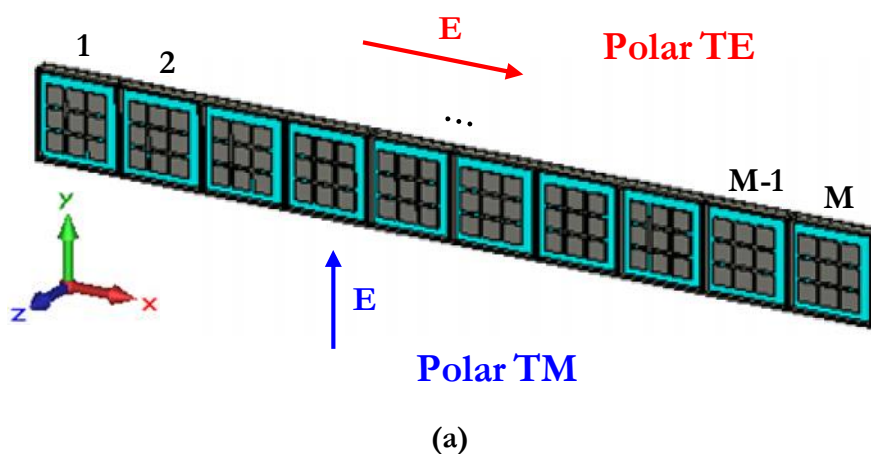
II-7 Matrice BIE

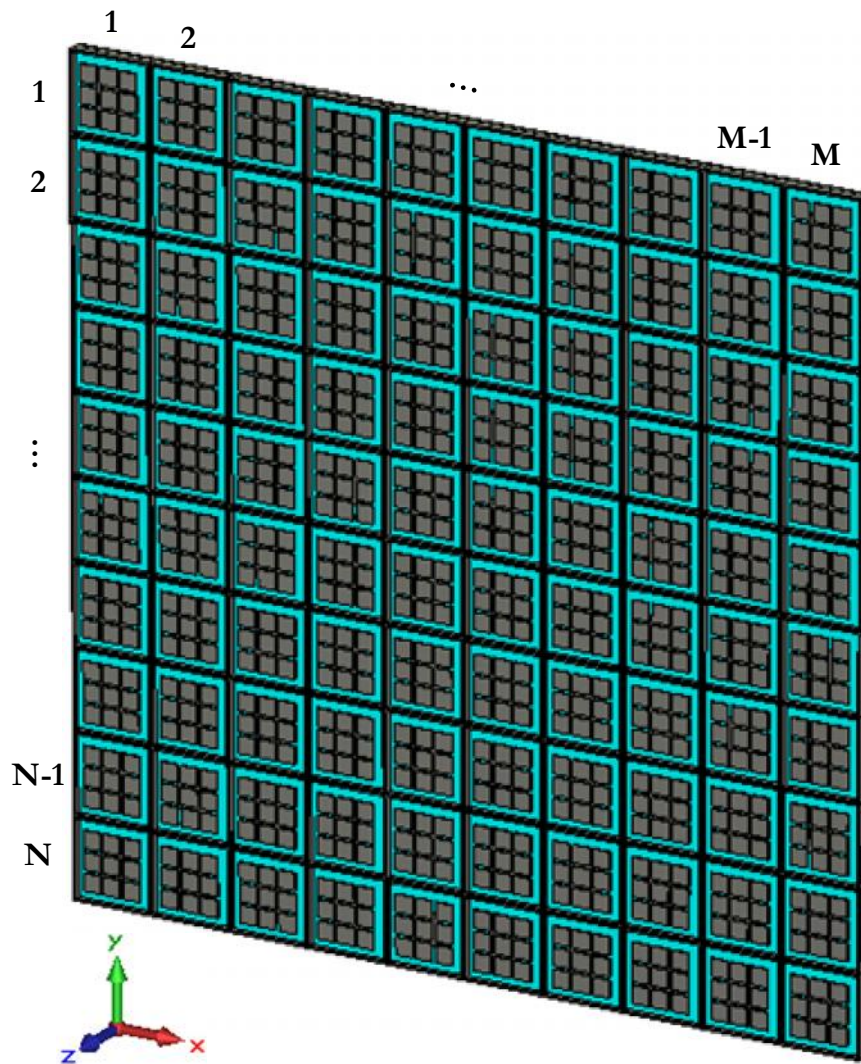
La définition du pixel est à la base de la conception de la matrice BIE. Ainsi, en dupliquant ce pixel, il est possible de définir une matrice globale dont les caractéristiques correspondent parfaitement à la combinaison des différents pixels. La technique de conception de la matrice BIE sera exposée dans le paragraphe suivant.

II-7.1 Technique de conception et architectures

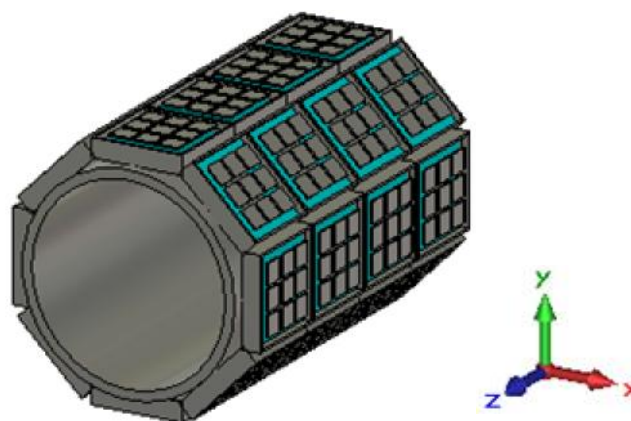
L'idée proposée pour concevoir une matrice BIE consiste à associer plusieurs pixels jointifs suivant une seule direction pour former une matrice BIE 1D ou suivant deux directions pour former une matrice BIE 2D. Tous les pixels sont identiques et connectés les uns aux autres par les murs adjacents. Les **Figures II-16.a** et **II-16.b** montrent respectivement une matrice BIE 1D formée par $1 \times M$ pixels et une autre 2D formée par $N \times M$ pixels (avec $N=M$). Il faut noter que d'autres architectures de conception peuvent être envisagées, il s'agit de la matrice BIE conforme qui peut être dédiée à des applications particulières (**Figure II-16.c**).

Dans le cas de la matrice BIE 1D, deux types de polarisation du champ E sont possibles. La **Figure II-16.a** montre une polarisation de type TE c'est quand le champ électrique E est parallèle à la dimension horizontale de la matrice (suivant x) et arrive perpendiculaire aux murs adjacents des pixels. Une autre polarisation de type TM peut être aussi considérée c'est quand le champ électrique E est cette fois perpendiculaire à la dimension horizontale de la matrice (suivant x) et arrive parallèle aux murs adjacents, comme le montre la **Figure II-16.a**.





(b)



(c)

Figure II-16: Architectures de la matrice BIE (a) 1D formée par $1 \times M$ pixels (b) 2D formée par $N \times M$ pixels et (c) conforme.

II-7.2 Versions d'alimentations de la matrice BIE

Après avoir présenté les différentes architectures de la matrice BIE (1D, 2D et conforme), le but de ce paragraphe est de montrer ses versions d'alimentations. Les versions sont définies en fonction du BFN utilisé pour alimenter les pixels. Elles peuvent être donc caractérisées par deux grandes versions : la version à bas coût et la version sophistiquée (la plus coûteuse). La version à bas coût consiste à exciter le dispositif antennaire par une commutation simple des pixels en utilisant des Switchs ON-OFF (**Figure II-17.a**). La version la plus sophistiquée consiste à utiliser des composants électroniques tels que les déphaseurs, les amplificateurs et éventuellement les atténuateurs qui seront capables de générer des lois d'excitations en amplitudes et en phases prédéfinies pour les appliquer à l'entrée des pixels (**Figure II-17.b**).

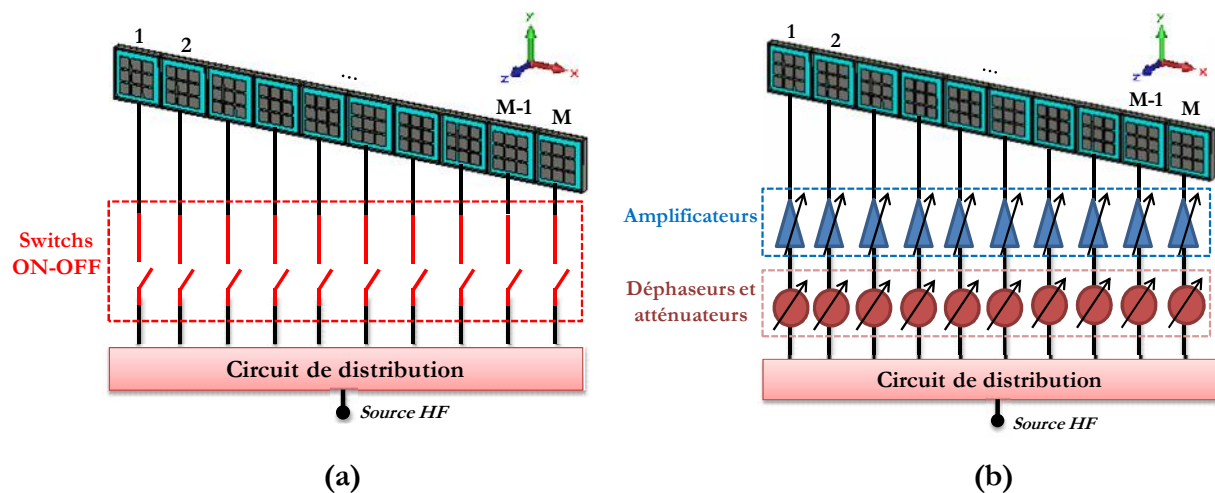


Figure II-17: Versions de la matrice BIE (a) à bas coût et (b) sophistiquée.

D'autres versions intermédiaires peuvent être aussi envisagées entre ces deux versions extrêmes. En effet, toutes les versions envisagées sont mentionnées ci-dessous :

- 1^{ère} version : *ON – OFF uniquement*. Dans ces conditions, le pixel est allumé ou éteint (bas coût) (**Figure II-17.a**) (cf. §. II-2).
- 2^{ème} version: *ON (1) - ON (2) – OFF*. Ici les notions (1) et (2) correspondent respectivement à deux états de phase 0° ou 180° . Il est à noter que le 2^{ème} état de phase est réalisé par une ligne à retard, ce qui garantit également le faible coût de cette solution.

- 3^{ème} version : *ALL ON + déphaseurs*. Dans ce cas, pas de pondérations en amplitude, seule la phase bouge pour assurer de pointage ou de formation de faisceaux.
- 4^{ème} version : *ALL ON + circuit de répartition pondéré + déphaseurs*. Dans cette version, une pondération en amplitude est assurée en utilisant un circuit de répartition prédéfini pour éviter l'utilisation des atténuateurs ou des amplificateurs dans le but de former des faisceaux à formes prédéfinies et de les faire balayer dans l'espace.
- 5^{ème} version : *Atténuateur + déphaseur + amplificateur* derrière chaque pixel permettant de réaliser une pondération quelconque par voie et de générer de la forte puissance à la sortie du dispositif (le plus cher) (**Figure II-17.b**).

Ce large panel de choix offre deux solutions à bas coûts (la 1^{ère} et la 2^{ème} version), deux versions intermédiaires faisant intervenir respectivement des déphaseurs uniquement (3^{ème} version) et des déphaseurs connectés à un circuit de répartition pondéré en amplitude (4^{ème} version) et une version plus chère que les autres (la 5^{ème}) mais qui reste relativement abordable en termes de coût et de complexité. Le choix entre versions sera fait en fonction de l'application visée. Il résultera d'un compromis entre les performances obtenues dans chacune des versions compte tenu du cahier de charges et du coût qui sera préalablement défini.

Dans les prochains paragraphes, on commencera à présenter des performances en rayonnement de **MARPEM** pour les deux premières versions (la 1^{ère} et la 2^{ème}) et on terminera par exposer l'intérêt de la matrice BIE (3^{ème} version) par rapport aux réseaux d'antennes classiques en termes de couplages mutuels et de forts pointages spatiaux.

II-7.3 Exemple d'une matrice BIE avec une simple structure

Afin d'évaluer les performances de la matrice, une matrice 1D formée par 1×17 pixels a été modélisée sur un logiciel de simulation électromagnétique (CST Microwave). Les pixels sont identiques, jointifs et de périodicité 0.5λ . Les dimensions de pixel et de la matrice ont été optimisées pour fonctionner à une fréquence centrale de 8 GHz (**Figure II-18**). Notant que le principe de **MARPEM** est valable pour n'importe quelles gammes fréquentielles alors que sa réalisation peut être limitée par l'encombrement en basses fréquences et par les limitations technologiques en hautes fréquences. Le nombre de pixel et l'architecture ont été choisis pour des raisons de temps de calcul électromagnétique (CST Microwave).

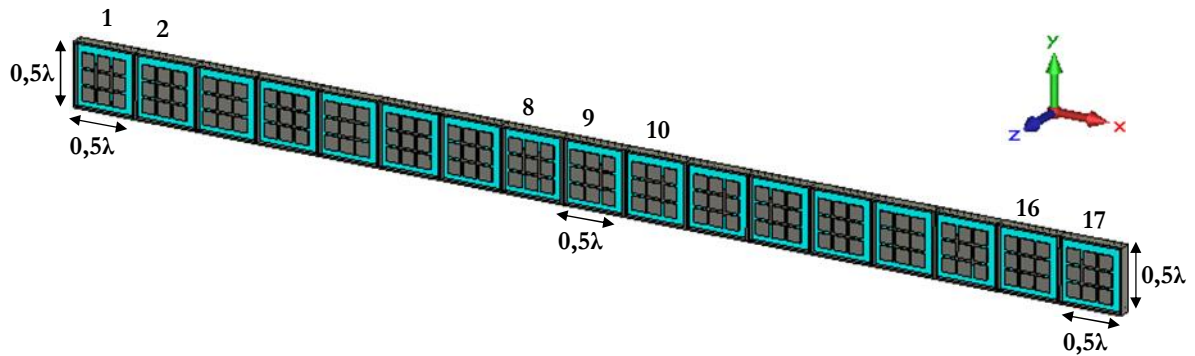


Figure II-18: Matrice BIE 1D formée par 17 pixels espacés de 0.5λ ($f_0=8$ GHz).

II-7.4 Performances en rayonnement de la version bas coût

Les résultats obtenus par la version ON-OFF (1^{ère} et 2^{ème} version) apportera une large aptitude à la matrice BIE à fournir des diagrammes de rayonnement exotiques pouvant satisfaire à une large gamme d'applications et ce avec des configurations à bas coût. Des cas simples ont été faits par une approche intuitive, bien qu'ils ne conduisent pas à des solutions optimums, ils permettent d'obtenir des résultats intéressants. Sur les **Figures II-19** et **II-20**, les résultats correspondent à différentes configurations de la matrice (Pixel blanc : OFF, Pixel rouge : ON avec une phase de 0° , Pixel bleu : ON avec une phase de 180°), ils seront détaillés dans les deux paragraphes suivants.

II-7.4.1 Matrice BIE ON-OFF

La **Figure II-19.a** montre un exemple d'une reconfiguration de diagrammes selon la couverture souhaité (agilité en gain respectivement couverture) obtenue par un simple contrôle du nombre de pixels excités. Cette propriété semble importante dans le domaine de télécommunications où on vise un contrôle de gain en fonction de la couverture géographique souhaitée. Une autre propriété dédiée à des applications militaires apparaît sur l'exemple de la **Figure II-19.b**, c'est l'interopérabilité des pixels très utile dans les systèmes critiques (militaires et avioniques). La **Figure II-19.b** montre que si un ou plusieurs pixels tombent en panne (1), une autre configuration ((2) ou (3)) peut être choisie pour remplacer les pixels défailants en gardant toujours le même objectif de rayonnement. Donc, une matrice BIE est capable de rester fonctionnelle en cas de défaillance de pixels, ce qui évite la duplication des appareils dans les systèmes critiques. Le paragraphe suivant montrera, qu'en n'ajoutant qu'un seul état de phase (180°), la matrice BIE peut répondre à d'autres types d'applications.

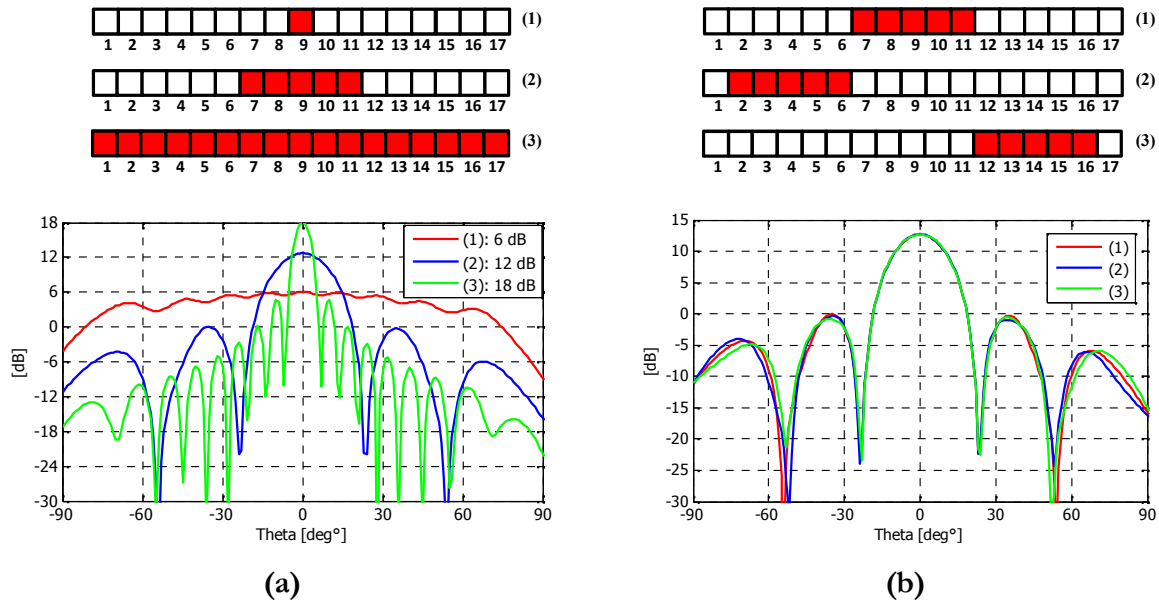


Figure II-19: (a) Reconfiguration du gain en fonction du nombre de pixels excités
(b) Interopérabilité des pixels.

II-7.4.2 Matrice BIE ON (1) - ON (2) - OFF

Plusieurs cas de figures semblent très intéressants pour diverses applications en ajoutant un seul état de phase (180° ; Pixel bleu) qui peut être réalisé par une ligne à retard, ce qui garantit également le faible coût de cette solution. La matrice BIE est capable de générer une très propre voie différence utile dans les applications radars (Figure II-20.a). En plus, une possibilité de former deux faisceaux dans deux directions différentes et de les faire balayer pour surveiller une zone est présentée sur la Figure II-20.b.

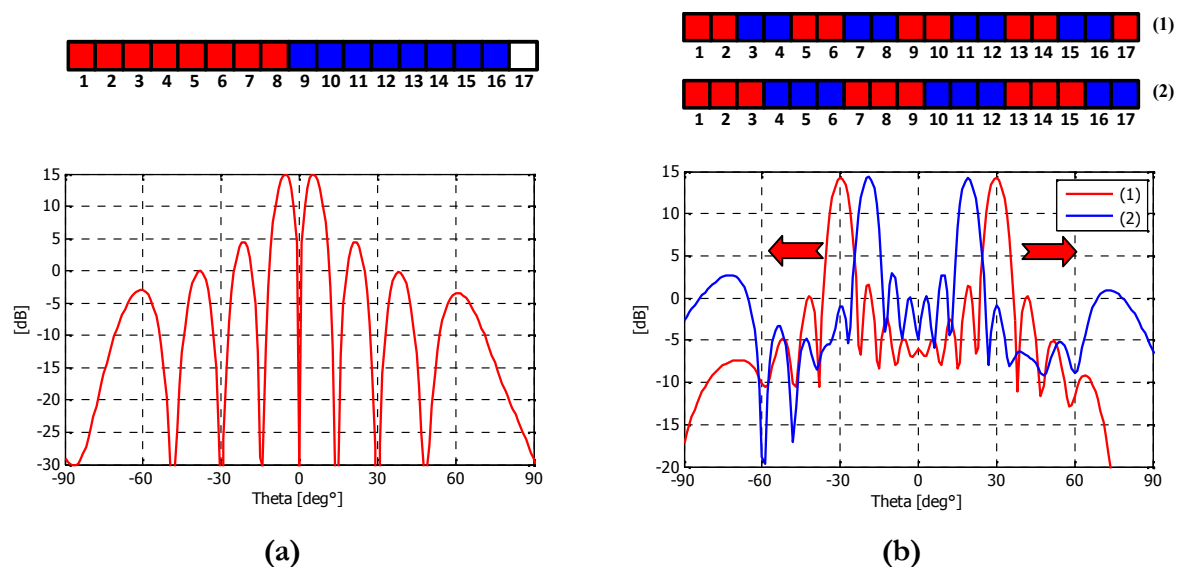


Figure II-20: Génération (a) d'une voie différence (b) de deux faisceaux dans deux directions différentes de part et d'autre de l'axe avec une possibilité de balayage.

II-7.4.3 Perspectives et avantages

Des simples cas de figures (ON ou OFF) ont été présentés dans cette partie, bien qu'ils ne conduisent pas à des solutions optimales, mais permettent d'obtenir des résultats intéressants qu'il faudra optimiser à l'aide d'un **logiciel de synthèse**. En effet, **le logiciel de synthèse** doit être capable d'approcher au mieux les gabarits de rayonnement correspondants à une application donnée en tenant compte des contraintes d'amplitudes et de phases imposées par les différents pixels de la matrice, des limitations en amplitudes et en phases liées aux composants de BFN utilisé, à la pixellisation conséquence du nombre limité de pixels et etc. Ce logiciel de synthèse donc doit servir pour toutes les versions de **MARPEM**. Des premiers pas ont débutés pour la conception de ce logiciel qui présentera une perspective de travail dans le cadre d'une nouvelle thèse qui a été démarrée au début de cette année.

Le but de cette partie était de montrer que même la matrice ON-OFF (la 1^{ère} et la 2^{ème} version), une fois développée, va permettre de nous affranchir partiellement des circuits de formations de faisceaux (BFN) chers et compliqués. Elle devrait conduire à des solutions moins onéreuses et nettement plus faciles à mettre en œuvre permettant d'obtenir des diagrammes de rayonnement formés et reconfigurables. Finalement, la réalisation d'un tel système, basé uniquement sur des switches, va permettre aussi de créer un saut technologique dans le cadre de performance, coût et compacité.

III. INTERET DE MARPEM PAR RAPPORT AUX RESEAUX D'ANTENNES CLASSIQUES

Afin d'évaluer les performances électromagnétiques de **MARPEM**, cette partie présente une étude théorique comparative sur les caractéristiques de la matrice BIE. Cette étude consiste en une comparaison entre une matrice BIE 1D et un réseau d'antennes linéaire existant dans la littérature (par exemple le réseau de patches) en termes de couplages mutuels, tâches rayonnantes, diagrammes de rayonnement pour des forts pointages, lobes secondaires, lobes de pixellisation et lobes de réseau. Cette partie montre la comparaison entre les deux structures pour des faibles espacements entre éléments rayonnants ($\leq 0.5\lambda$) afin de montrer l'intérêt de la matrice surtout en terme de pointages électroniques pour des forts angles ($>50^\circ$).

III-1 Intérêt en terme de pointage électronique

III-1.1 Structures géométriques proposées (espacement = $\lambda/2$)

Les structures proposées sont respectivement la matrice BIE (à 17 pixels) déjà montrée sur la **Figure II-18** et un réseau de patches formé par 17 éléments espacés de 0.5λ (**Figure II-21**). Les dimensions de deux structures ont été optimisées pour fonctionner sur la même fréquence de travail (une fréquence de 8 GHz a été considérée). Les structures comparées possèdent les mêmes dimensions latérales occupant ainsi les mêmes surfaces. Il faut noter que cette comparaison est bien valable pour toutes les gammes fréquentielles ; Il suffit de ré-optimiser les dimensions des structures pour les faire fonctionner sur la fréquence convenable.

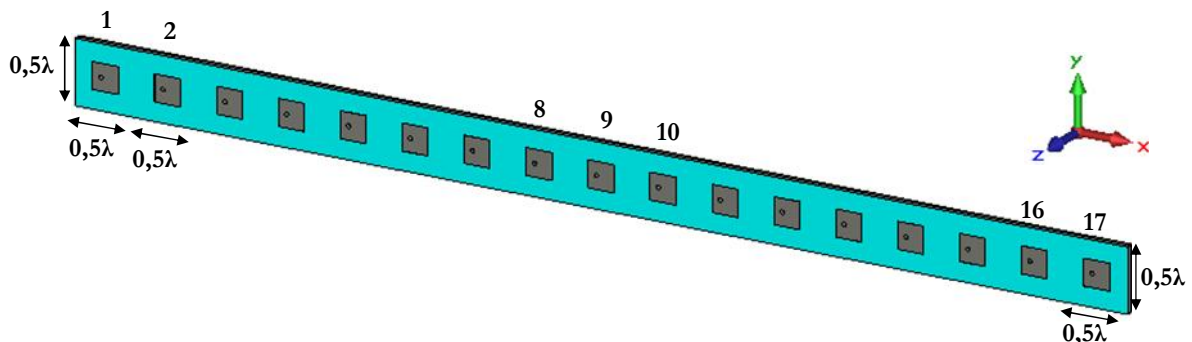


Figure II-21: Réseau linéaire formé par 17 patches espacés de 0.5λ ($f_0=8$ GHz).

III-1.2 Comparaison des caractéristiques électromagnétiques

III-1.2.1 Surfaces rayonnantes

Pour le réseau de patches (**Figure II-21**) présentant des faibles espacements entre éléments (0.5λ), la tâche rayonnante élémentaire formée par le patch du milieu (numéro 9 ; excité seul et les autres sont chargés à 50Ω) est montrée sur la **Figure II-22.a**. Cette tâche présente une distribution du champ de forme circulaire et qui se chevauche avec les voisins induisant ainsi des forts niveaux de couplage. L'originalité de la matrice BIE, comme il a été montré précédemment, c'est que le pixel est capable de générer une surface rayonnante particulière. La **Figure II-22.b** montre la cartographie du champ correspondant au pixel central (excité seul) qui montre une distribution du champ de forme carrée, quasi uniforme (équi-amplitude et équi-phase) sur tout le pixel. En plus, cette tâche est limitée au niveau du pixel et ne déborde pas vers les voisins ce qui se traduit par des faibles niveaux de couplage de mutuel qui seront présentés dans le paragraphe suivant.

La forme de tâche rayonnante ainsi que son uniformité reste identique peu importe la position du pixel excité dans la matrice. A noter que la déformation faible de la tâche du pixel est due à son excitation par un patch qui n'est pas symétrique (**Figure II-22.b**). L'effet de cette dissymétrie est faible au niveau de présentations de résultats et facilement corrigé par une alimentation symétrique du patch excitant le pixel.

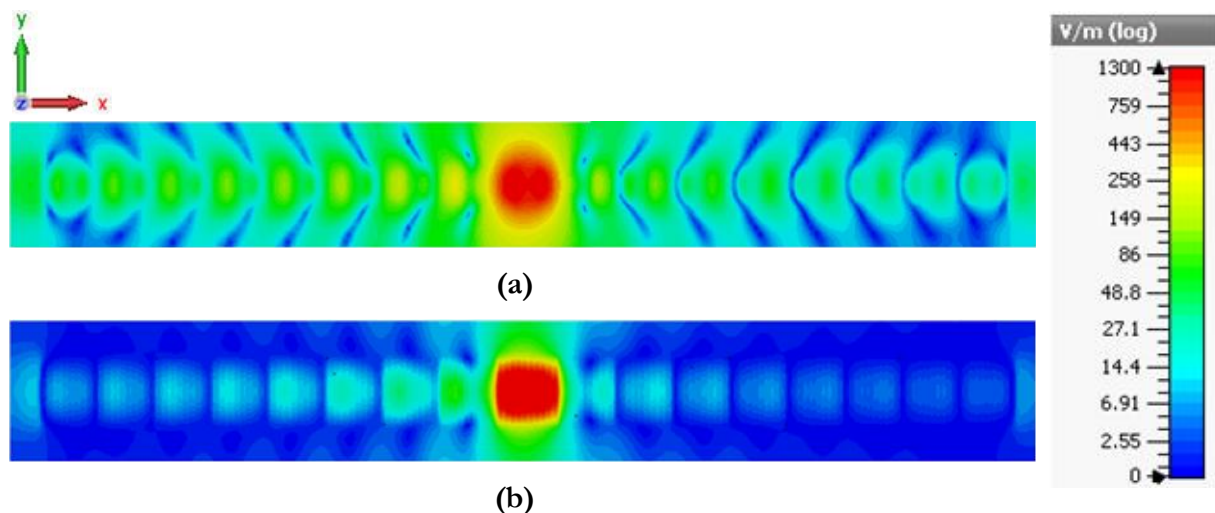


Figure II-22: Cartographie de la distribution du champ électrique (a) patch central est excité et les voisins sont chargés à 50 ohms (b) pixel central est excité et les voisins sont chargés à 50 ohms.

III-1.2.2 Couplage mutuel entre éléments voisins

D'après le paragraphe précédent, la première conséquence qui apparaît dans la matrice BIE 1D c'est le faible couplage mutuel entre les pixels voisins. La présence des murs métalliques aux bords de chaque pixel et surtout l'existence d'un mode BIE évanescents à l'intérieur de chaque cavité assurent une bonne isolation entre les pixels. Les murs métalliques confinent le champ à l'intérieur de chaque cavité ce qui rend pratiquement les pixels indépendants les uns des autres. L'excitation de l'élément central (numéro 9) de chaque structure donne les coefficients de réflexion de l'élément central (**Figure II-23.a**) et le niveau de couplage mutuel avec les voisins dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) (**Figure II-23.b**). En plus, afin d'illustrer l'effet majeur de la présence du mode BIE évanescents sur la réduction de couplage mutuel, les résultats obtenus sont comparés aussi avec ceux obtenus par un réseau linéaire présentant des murs métalliques entre ses patches [II-21].

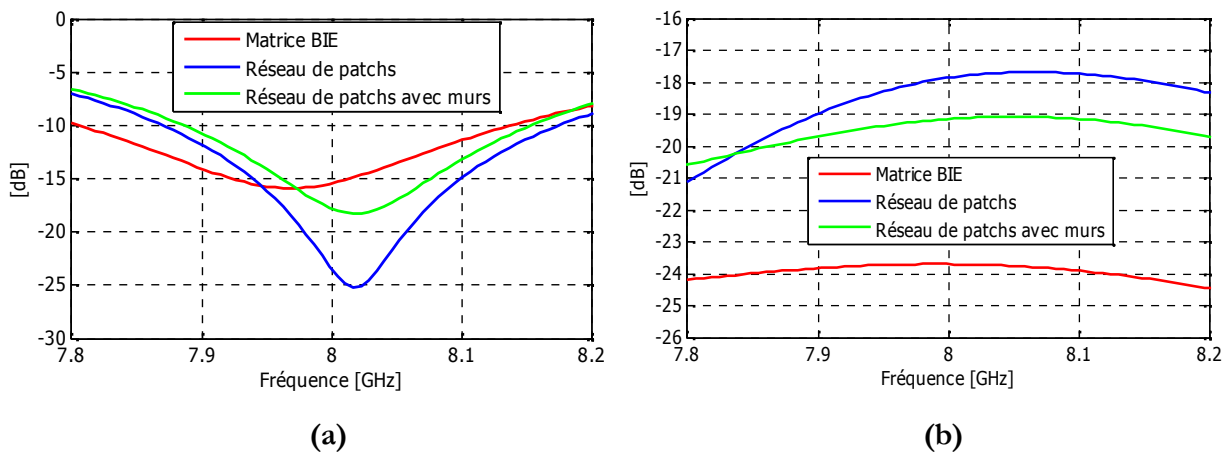


Figure II-23: Comparaison de (a) coefficients d'adaptation $S_{9,9}$ de l'élément central et (b) coefficients couplage $S_{8,9}$ de l'élément central avec le voisin de gauche entre les trois structures.

Les résultats obtenus dans la **Figure II-23.b** montrent que le niveau de couplage mutuel pour la matrice BIE est plus faible que celui d'autres structures. Le niveau est inférieur à -23 dB sur la fréquence de fonctionnement (8 GHz). Ce qui se traduit par des avantages importants au niveau de la matrice BIE par rapport aux réseaux d'antennes classiques :

- d'éviter le phénomène des angles aveugles (*angle blindness*) obtenus quand les réseaux ne rayonnent pas de l'énergie dans certaines directions due à la présence d'un fort couplage mutuel entre éléments,

- d'économiser les isolateurs et les circulateurs utilisés pour protéger les composants électroniques dans le circuit de formation de faisceaux,
- d'assurer des impédances d'entrées stables au niveau des pixels très utiles si les pixels sont connectés à des amplificateurs.

III-1.2.3 Performances en rayonnement pour des forts angles de pointages spatiaux

III-1.2.3.1 *Direction axiale*

Le but de ce paragraphe est de mettre en évidence une autre propriété de la matrice BIE c'est le pointage électronique efficace pour des forts angles (au-dessus de 50°). Pour une excitation équi-amplitude et équi-phase d'éléments de deux structures (matrice BIE et réseau de patches), la **Figure II-24** montre les diagrammes de rayonnement obtenus dans la direction axiale ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$). Dans ce cas, les diagrammes sont quasi-identiques présentant un gain d'environ 18 dB dus au fait que les deux structures occupent les mêmes surfaces.

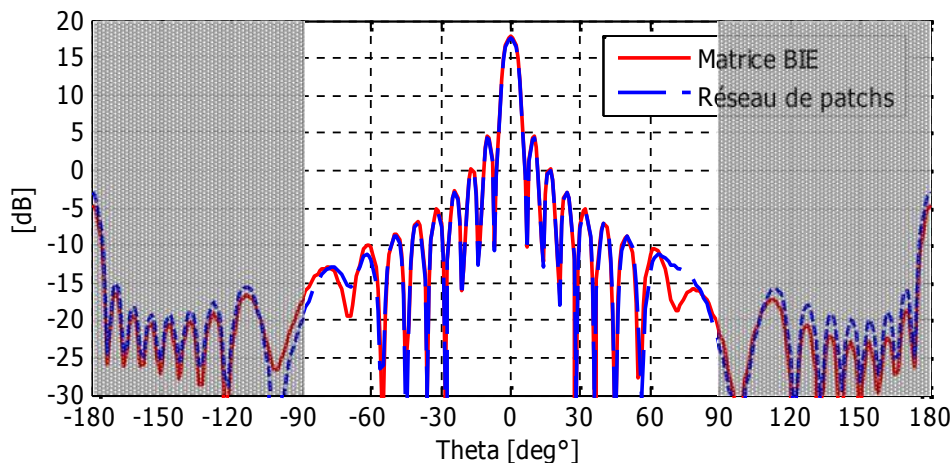


Figure II-24: Comparaison de diagrammes de rayonnement dans la direction axiale ($f_0 = 8$ GHz).

Concernant les surfaces rayonnantes formées par les deux structures, la **Figure II-25** montre la cartographie du champ généré par les sources élémentaires sur les surfaces supérieures des structures. Une uniformité de surface est obtenue dans le cas de la matrice BIE par rapport au réseau de patches due au fait que la surface rayonnante est construite à partir des petites surfaces élémentaires originales présentant une forme carrée avec une distribution de champ EM uniforme en amplitude et en phase, ce qui n'est pas le cas dans le réseau de patches où des trous d'amplitudes apparaissent et surtout entre les éléments. Cette situation se traduit par un rendement de surface légèrement meilleur.

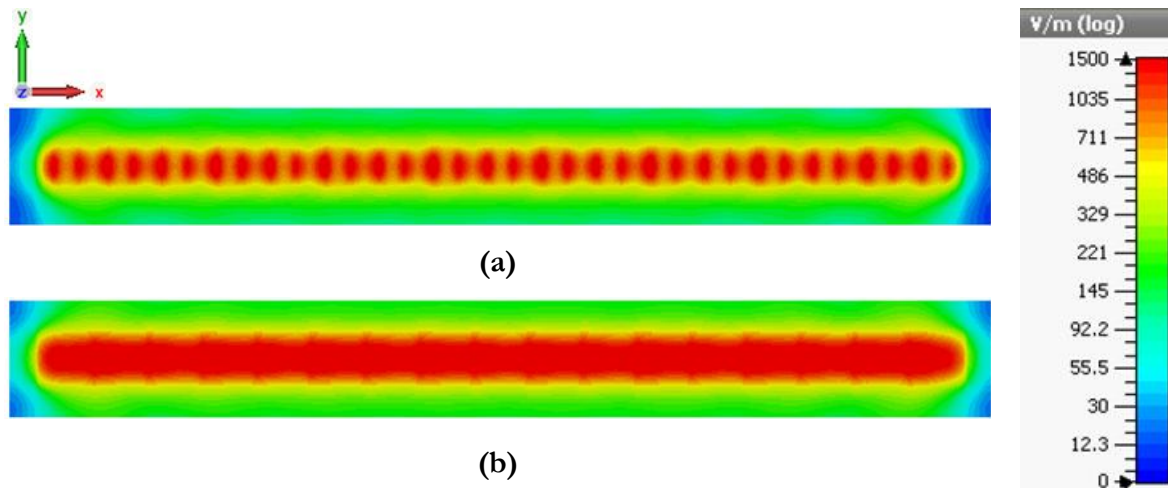


Figure II-25: Cartographie de la surface rayonnante globale (a) réseau de patches et (b) matrice BIE.

III-1.2.3.2 Pointage spatial

L'intérêt de la matrice BIE par rapport au réseau apparaît surtout en pointant les diagrammes obtenus dans la **Figure II-24** vers des forts angles de pointages. Pour cela, les éléments de deux structures sont alimentés, cette fois, par une excitation équi-amplitude mais non équi-phase afin de pointer les lobes dans une direction souhaitée. Pour mémoire, la formule de **[Eq. II.4]** présente le gradient de phase (β) responsable d'assurer le pointage au niveau de réseau de patches et de la matrice BIE. Ce gradient de phase dépend surtout de l'angle de pointage visé ' θ_0 ' et de l'espacement entre éléments ' d '.

$$\beta = k.d \times \sin \theta_0 \quad \text{[Eq. II.4]}$$

- $k = 2\pi/\lambda$: vecteur d'onde.

Dans la direction axiale, les diagrammes étaient quasi-identiques (§. III-1.2.3.1). Par contre, si les lobes sont pointés vers un angle de 70° par exemple, la **Figure II-26** montre qu'ils sont différents. Le gain maximal est bien mieux conservé avec la matrice BIE qu'avec le réseau de patch. Pour la matrice BIE le gain passe de 18 dB à 15 dB conformément à la théorie (le facteur $(1+\cos\theta)$ dans **[Eq. I.1]**) alors que pour le réseau de patches le gain passe de 18 dB à 11 dB.

Concernant les lobes secondaires, la **Figure II-26** montre qu'ils sont plus faibles dans le cas de la matrice BIE, un niveau inférieur à 11 dB par rapport au gain maximal est obtenu. Dans le cas de réseau de patches, le niveau de lobes secondaires est inférieur à 7 dB par rapport

au gain maximal et en plus il faut noter l'apparition du lobe réseau à -80° dont le niveau est égal à celui du lobe principal, ce qui détériore les performances de rayonnement. Par contre, le niveau du lobe qui apparaît à -80° correspondant à un lobe de pixellisation de la matrice BIE est inférieur à celui dans le cas de réseau. Ce lobe est appelé lobe de pixellisation et son apparition est due à la pixellisation de la matrice BIE (c'est-à-dire à un échantillonnage du champ EM avec la même période).

De plus, le rayonnement arrière est aussi bien réduit dans la matrice BIE. Un niveau inférieur à 13 dB et 6 dB par rapport à la valeur maximale du gain pour la matrice BIE et le réseau de patches est respectivement obtenu [II-21].

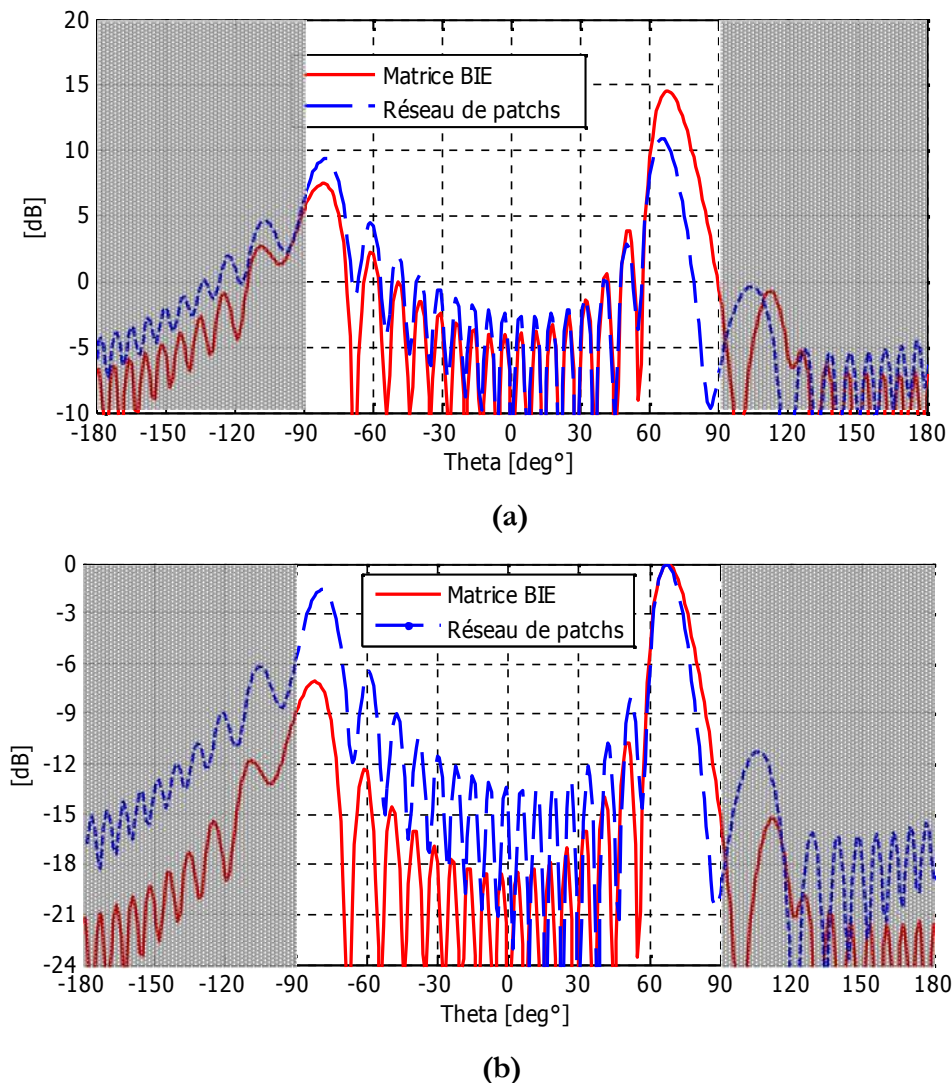


Figure II-26: Comparaison de diagrammes de rayonnement pointés à 70° (a) non normalisés et (b) normalisés ($f_0 = 8$ GHz).

La matrice BIE a bien montrée ses performances en rayonnement surtout pour les forts angles de pointages où les autres systèmes antennaires agiles sont limités. Pour bien illustrer cette propriété, la **Figure II-27** montre l'évolution de la valeur maximale du gain en fonction de l'angle de pointage pour les deux structures. Les résultats montrent une meilleure conservation du gain maximal avec la matrice BIE indépendamment de l'angle de pointage et surtout pour les forts angles (au-dessus de 50°).

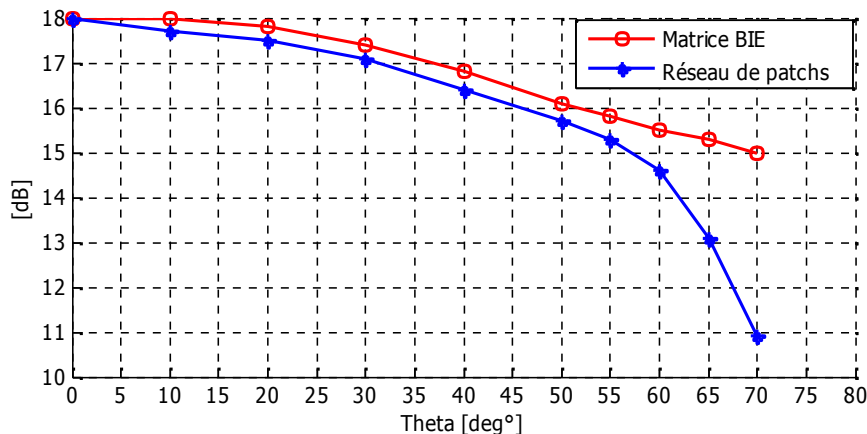


Figure II-27: Evolution du gain maximal en fonction de l'angle de pointage ($f_0 = 8$ GHz).

Pour conclure, ces résultats sont essentiellement dus à l'avantage des surfaces rayonnantes sur les réseaux d'antennes classiques en terme d'efficacité de rayonnement et s'accompagnent du faible couplage entre les pixels voisins qui est inférieur à -24 dB. En effet, la meilleure conservation du gain dans le cas de la matrice BIE est due au fait qu'elle est capable de générer une surface rayonnante originale pixellisée qui reste moins dégradée en amplitude par rapport à celle du réseau de patchs après un fort pointage (après l'application des sauts de phases aux pixels (*loi de la marche en escalier*) responsables d'assurer le pointage) [II-21].

Il convient de noter qu'il est possible de s'affranchir du lobe de pixellisation qui est dû surtout aux sauts des phases entre les pixels en considérant une meilleure pixellisation de la structure (par exemple : passer les pixels à $\lambda/4$ au lieu de $\lambda/2$, dans ce cas la loi des phases appliquées à chaque pixel se rapproche plus d'une droite linéaire à pente constante (cas idéal)). Dans ce contexte, on présente dans le paragraphe suivant une étude comparative en termes de forts pointages électroniques entre la matrice 1D étudiée précédemment (17 pixels espacés de $\lambda/2$) et une matrice 1D formée de 34 pixels espacés de $\lambda/4$ présentant ainsi un pas de pixellisation plus fin.

IV. PERFORMANCES DE MARPEM POUR DES TRES FAIBLES ESPACEMENTS ENTRE PIXELS

IV-1.1 Structures géométriques proposées

Pour illustrer les propos liés à la pixellisation, deux structures sont respectivement proposées : la matrice BIE déjà étudiée précédemment et une matrice BIE 1D formée par 34 pixels identiques et jointifs de périodicité $\lambda/4$. Le nombre de pixels de la deuxième matrice (34 pixels) est choisi de façon à avoir quasiment un même gain dans le plan $\varphi = 0^\circ$ par rapport à la première matrice afin de bien comparer les diagrammes rayonnement dans la direction axiale et en pointage. La nouvelle matrice en question est montrée sur la **Figure II-28**.

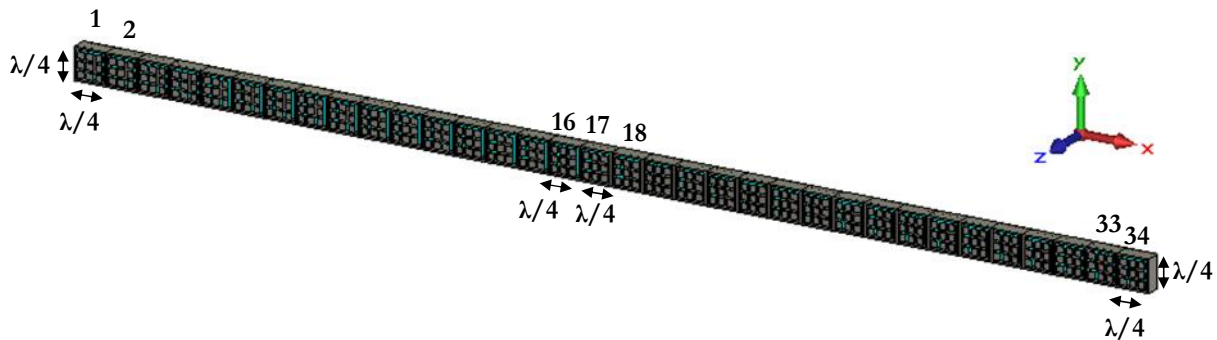


Figure II-28: Matrice BIE 1D formée par 34 pixels espacés de $\lambda/4$ ($f_0=8$ GHz).

IV-1.2 Comparaison des performances de rayonnement en pointage

Cette comparaison a été faite pour illustrer la notion de pixellisation dans le système **MARPEM**. Il faut noter que le niveau de couplage mutuel entre pixels est bien plus fort dans la nouvelle matrice par rapport à la première. Ce couplage est justifié par le fait que les pixels sont devenus très proches les uns des autres. Mais, le but de la comparaison est de montrer l'effet de la pixellisation sur l'amélioration des diagrammes de rayonnement et surtout en pointant les diagrammes vers des forts angles de pointages (dans le plan E ; ($\varphi = 0^\circ$)).

Dans ce contexte, la **Figure II.29** montre bien que les deux structures comparées présentent quasiment les mêmes diagrammes de rayonnement, ce qui garantit une meilleure comparaison des résultats obtenus. En pointant, les deux lobes obtenus vers un angle fort de 70° , les résultats deviennent différents.

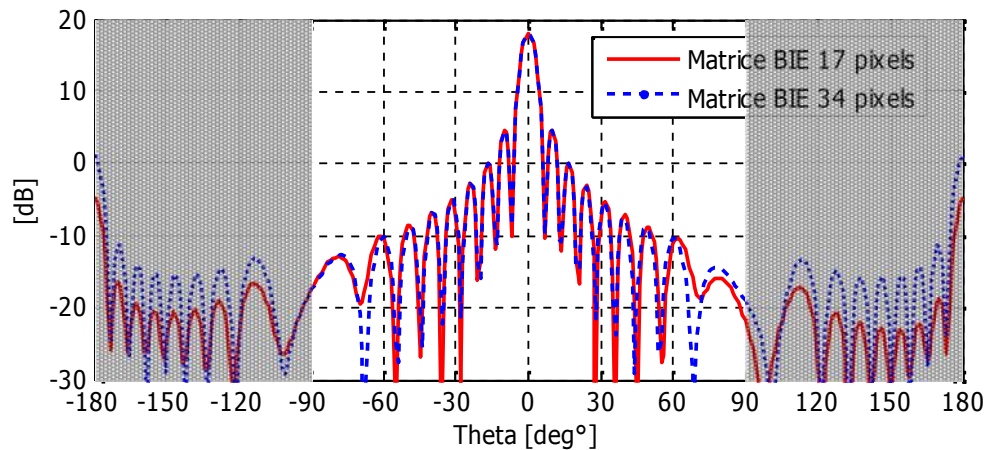


Figure II-29: Comparaison de diagrammes de rayonnement dans la direction axiale ($f_0 : 8 \text{ GHz}$).

Un autre gradient de phase à valeur plus petite que celle de la première matrice a été appliqué au niveau de chaque pixel (*le gradient de phase dépend de la périodicité entre pixels*) pour pointer le lobe de la matrice formée par les 34 pixels à 70° . Dans ce cas, la phase appliquée à chaque pixel se rapproche de plus en plus d'une pente idéale (**Figure II.30**). Ceci permet donc d'obtenir un diagramme de rayonnement qui présente dans l'ensemble moins d'effets collatéraux tout en s'affranchissant des lobes de pixellisation indésirables et en diminuant aussi le niveau de lobes secondaires (**Figure II-31**). Le gain maximum est aussi bien conservé après le fort pointage (il passe de 18.2 dB \rightarrow 15.5 dB).

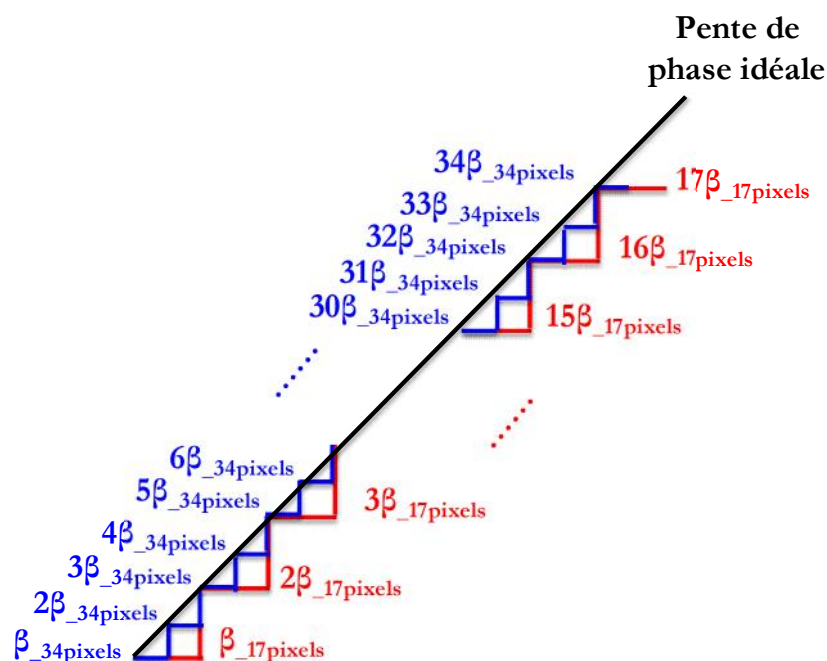
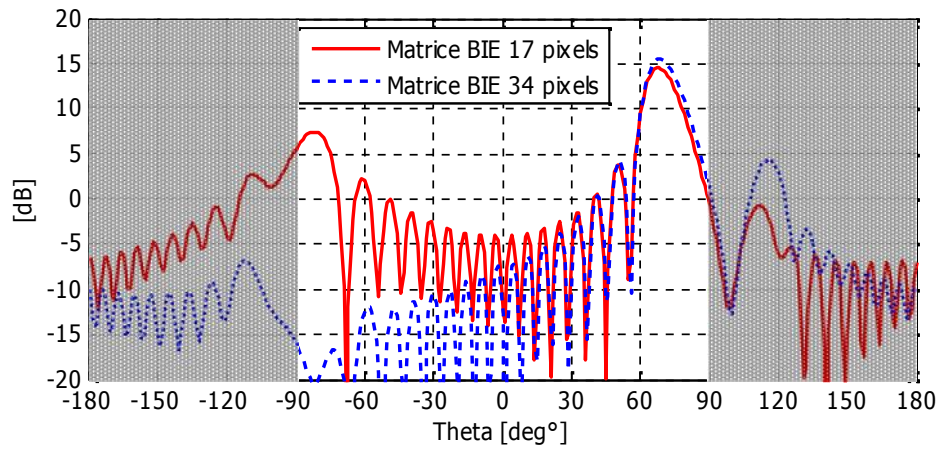
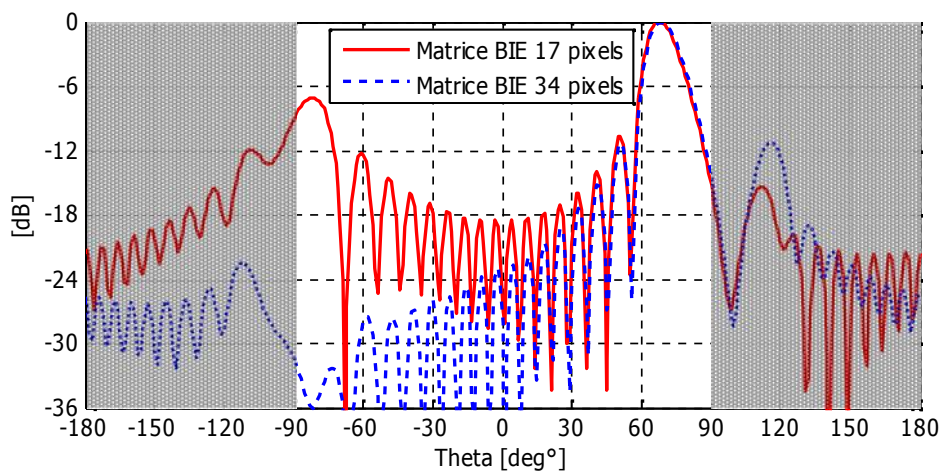


Figure II-30: Phases appliquées sur les pixels pour pointer dans une direction précise.



(a)



(b)

Figure II-31: Comparaison de diagrammes de rayonnement pointés à 70° (a) non normalisés et (b) normalisés ($f_0 : 8 \text{ GHz}$).

V. CONCLUSION

Dans le cadre du **chapitre II**, le principe de fonctionnement ainsi que le concept original du système **MARPEM** ont été définis. Cette matrice antennaire est basée sur le principe d'équivalence de rayonnement d'une ouverture rayonnante connue de l'homme du métier. Elle est capable de générer des surfaces rayonnantes pixellisées de forme quelconque désirée avec des états d'amplitudes et de phases donnés des champs EM afin d'assurer une agilité en rayonnement des faisceaux formés. La surface rayonnante générée par la matrice antennaire est construite à partir des sources électromagnétiques élémentaires appelées 'pixels'. Pour une meilleure approximation de cette surface, les pixels ont été déduits des antennes BIE dites à Bandes Interdites Electromagnétiques. Dans ce contexte, un bref rappel sur les antennes BIE a été présenté pour décrire la théorie et le principe de fonctionnement de tel type d'antennes.

Le pixel BIE, montré dans ce chapitre, est une antenne qui agit comme étant une cavité résonnante formée entre un plan de masse et une surface sélective en fréquence FSS. En plus, une enceinte murale composée de quatre murs métalliques est présente autour de la cavité (les murs sont insérés dans les deux directions transverses et orthogonales de la cavité). Ce pixel, vue sa structure originale, est capable de générer une surface rayonnante particulière de forme carrée présentant une distribution de champ uniforme sur le pixel et qui ne déborde pas de ses dimensions.

La duplication de ce pixel conduit à la conception de la matrice globale. Cette dernière est définie comme étant une association de plusieurs pixels identiques et jointifs généralement suivant une seule direction pour former une matrice BIE 1D ou suivant deux directions pour former une matrice BIE 2D. La matrice existe en plusieurs versions d'alimentations suivant le BFN placé en amont.

Après la présentation du pixel et de la matrice, il a été démontré dans ce chapitre que, **MARPEM** présente des avantages et des performances électromagnétiques intéressantes par rapport aux réseaux d'antennes classiques. Dans ce contexte, une étude comparative entre une matrice BIE et un réseau de patches pour des faibles espacements entre éléments rayonnants ($\leq 0.5\lambda$) a été présentée afin de montrer l'intérêt de la matrice surtout en termes de surfaces rayonnantes, de couplages mutuels entre éléments voisins et de pointages électroniques

surtout pour des forts angles ($>50^\circ$) où les réseaux présentent des limitations importantes. Cette comparaison a été faite en bande X [8-8.4 GHz] par contre elle est valable pour toutes les gammes fréquentielles désirées, il suffit d'adapter les dimensions des structures sur la fréquence de travail souhaitée.

Il est à noter que pour des problèmes de temps de calculs n'ont été présentées que des matrices en 1D et avec une polarisation TE (**Figure II-16.a**). L'essentiel de performances obtenues est généralisable en 2D et également en 1D avec la polarisation TM. Des études ont été faites sur la matrice 1D à polarisation TM et également sur la 2D ne sont pas présentées pour limiter le plus possible la lourdeur de ce manuscrit.

Dans ce chapitre, **MARPEM** a pu présenter des performances électromagnétiques qui font d'elle un système antenne alternatif aux solutions actuelles (les réseaux d'antennes classiques). Une validation expérimentale du concept original de **MARPEM** nous semble indispensable. Pour cela, une réalisation et un test d'un démonstrateur fonctionnant en bande X seront présentés dans le chapitre suivant. Le but de ce démonstrateur est de valider expérimentalement les potentialités de **MARPEM** en termes de couplage mutuel, de formations de faisceaux (*beam forming*) et de pointages électroniques (*beam steering*) en imposant une forme prédéfinie de faisceau et en choisissant des angles de pointages spatiaux.

Bibliographie du chapitre II

- [II-1] B. Jecko M. Hajj, R. Chantalat et M. Salah Toubet, “ **Antenne élémentaire et antenne réseau mono ou bidimensionnelle correspondante** ”, PCT Patent PCT/EP2012/076509, Université de Limoges, Limoges, France, 2013.
- [II-2] R. CHANTALAT, « **Optimisation d’un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l’utilisation d’une antenne à bande interdite électromagnétique multisources** ». Thèse de doctorat n° 36-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2003.
- [II-3] E. RODES, « **Nouveaux concepts d’antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications** ». Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 67-2006.
- [II-4] L. LEGER, « **Nouveaux développements autour des potentialités de l’antenne BIE planaire** ». Thèse de doctorat- n°27-2004, Université de Limoges, 16 novembre 2004.
- [II-5] L. MERCIER, « **Synthèse de propriétés d’agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants. Application à la conception d’antennes à résonateur BIE configurables** ». Thèse de doctorat- n°70-2005, Université de Limoges, 13 décembre 2005.
- [II-6] M. DIBLANC, « **Développement du concept de l’antenne a résonateur B.I.E pour la génération de la polarisation circulaire** ». Thèse de doctorat – n°7-2006, Université de Limoges, 20 mars 2006.
- [II-7] E. ARNAUD, « **Contribution à la conception d’antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet** ». Thèse de doctorat – n°17-2010, Université de Limoges, 15 juin 2010.
- [II-8] E. POINTEREAU, « **Etude d’antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut** ». Thèse de doctorat – n°27-2007, Université de Limoges, 11 septembre 2007.
- [II-9] M. HAJJ, « **Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types d’antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour télécommunications terrestres** ». Thèse de doctorat – n°51-2009, Université de Limoges, 26 octobre 2009.
- [II-10] M. SALAH TOUBET, « **Etude d’antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d’onde dite : The ULP EBG Antennas** ». Thèse de doctorat – n°92-2011, Université de Limoges, 21 décembre 2011.
- [II-11] P.R. VILLENEUVE, M. PICHE, “**Photonic band gaps in two-dimensional square lattices: Square and circular rods**”, Physical Review B, Volume 46, Number 8, 15 August 1992, pp 4973.
- [II-12] K.M. HO, C.T. CHAN, C.M. SOUKOULIS, R. BISWAS & M. SIGALAS, “**Photonic band gaps in three dimensions: New layer-by-layer periodic structures**”, Solid State Communications, Volume 89 (1994), 413-416.
- [II-13] E. YABLONOVICH, “**Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics** ”, Physical Review Letter, vol.58, N°20, pp. 2059-2062, 18 May 1987.
- [II-14] M. THEVENOT, « **Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l’étude et à la conception d’un nouveau type d’antenne** ». Université de Limoges thèse n°34-1999, octobre1999.

[II-15] M. THEVENOT – C. CHEYPE – A. REINEIX – B. JECKO, “**Directive photonic bandgap antennas**”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol 47 n°11, November 1999, Page(s) : 2115–2121.

[II-16] R. Chantalat, L. Moustafa, M. Thevenot, T. Monédière and B. Jecko « **Low Profile EBG Resonator Antennas** », *Hindawi Publishing Corporation, International Journal of Antennas and Propagation*, Volume 2009, Article ID 394801, 7 pages.

[II-17] F. Yang and Y. Rahmat-Samii « **Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications** », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003.

[II-18] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, « **Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications** », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp.2936–2946, 2003.

[II-19] HAJJ Mohamad, CHREIM Hassan, RODES Emmanuel, ARNAUD Eric, SERHAL Dina and JECKO Bernard, “ **Rectangular M-PRS Structure for Sectoral Base Station Antenna with Vertical Polarization** ”, *Microwave and Optical Technology Letters*, MOTL, Vol 52, Issue 4, start page 990, 2010.

[II-20] HAJJ Mohamad, RODES Emmanuel, SERHAL Dina, JECKO Bernard, “**Metallic EBG Sectoral Antennas with different polarizations**”, *AUTOMATIKA, Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, Vol. 49 No. 3-4 November 2008.

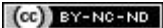
[II-21] Hussein Abou Taam, Moustapha Salah Toubet, Thierry Monediere, Bernard Jecko, and Mohammad Rammal, “**A New Agile Radiating System Called Electromagnetic Band Gap Matrix Antenna,**” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, Article ID 342518, 7 pages, 2014.

Table des illustrations

Figure II-1: Diagrammes de rayonnement (a) directifs, (b) omnidirectionnels, (c) sectoriels et (d) agiles.	58
Figure II-2: Concept de MARPEM (a) surface pixellisée et (b) surface générée.	59
Figure II-3: Différents exemples d'assemblage périodique des matériaux BIE.	60
Figure II-4: Caractérisation d'un matériau BIE en transmission.	61
Figure II-5: Caractérisation d'un matériau BIE à défaut en transmission.	62
Figure II-6: Structure générale d'une antenne BIE bidirectionnelle.	62
Figure II-7: Cartographie du champ électrique tangentiel dans le matériau BIE.	63
Figure II-8: Illustration de deux cas particuliers d'une antenne BIE avec deux types de parois supérieures (a) plaque diélectrique et (b) FSS à tiges métalliques.	63
Figure II-9: (a) Répartition du champ radiale (coupe en profondeur au centre de la largeur (0y)) et (b) Tâche rayonnante circulaire vue sur la surface supérieure.	66
Figure II-10: Evolution de la directivité et les diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence.	66
Figure II-11: Structure modélisée d'une antenne BIE à grand gain.	69
Figure II-12: Cartographie du champ électrique (a) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de 0y) (b) vue au-dessus de l'antenne.	69
Figure II-13: L'endroit d'insertion de 4 murs métalliques pour changer la forme géométrique de la tâche circulaire.	70
Figure II-14: Structure modélisée d'une antenne BIE à grand gain en présence des murs métalliques, et la cartographie du champ associée.	71
Figure II-15: Structure finale simple du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de 0y) et (c) Cartographie du champ électrique vue sur la surface supérieure de pixel.	72
Figure II-16: Architectures de la matrice BIE (a) 1D formée par $1 \times M$ pixels (b) 2D formée par $N \times M$ pixels et (c) conforme.	74
Figure II-17: Versions de la matrice BIE (a) à bas coût et (b) sophistiquée.	75
Figure II-18: Matrice BIE 1D formée par 17 pixels espacés de 0.5λ ($f_0=8$ GHz).	77
Figure II-19: (a) Reconfiguration du gain en fonction du nombre de pixels excités (b) Interopérabilité des pixels.	78
Figure II-20: Génération (a) d'une voie différence (b) de deux faisceaux dans deux directions différentes de part et d'autre de l'axe avec une possibilité de balayage.	78
Figure II-21: Réseau linéaire formé par 17 patches espacés de 0.5λ ($f_0=8$ GHz).	80
Figure II-22: Cartographie de la distribution du champ électrique (a) patch central est excité et les voisins sont chargés à 50 ohms (b) pixel central est excité et les voisins sont chargés à 50 ohms.	81
Figure II-23: Comparaison de (a) coefficients d'adaptation $S_{9,9}$ de l'élément central et (b) coefficients couplage $S_{8,9}$ de l'élément central avec le voisin de gauche entre les trois structures.	82
Figure II-24: Comparaison de diagrammes de rayonnement dans la direction axiale ($f_0 = 8$ GHz).	83
Figure II-25: Cartographie de la surface rayonnante globale (a) réseau de patches et (b) matrice BIE.	84
Figure II-26: Comparaison de diagrammes de rayonnement pointés à 70° (a) non normalisés et (b) normalisés ($f_0 = 8$ GHz).	85
Figure II-27: Evolution du gain maximal en fonction de l'angle de pointage ($f_0 = 8$ GHz).	86
Figure II-28: Matrice BIE 1D formée par 34 pixels espacés de $\lambda/4$ ($f_0=8$ GHz).	87
Figure II-29: Comparaison de diagrammes de rayonnement dans la direction axiale ($f_0 : 8$ GHz).	88
Figure II-30: Phases appliquées sur les pixels pour pointer dans une direction précise.	88

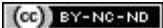
Figure II-31: Comparaison de diagrammes de rayonnement pointés à 70° (a) non normalisés et (b) normalisés (f_0 : 8 GHz).....89





Chapitre III

**Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale
du concept MARPEM**



Sommaire

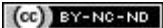
Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

Table des matières

I. Introduction et objectifs	103
II. Cahier des charges	104
III. Phase de conception et de réalisation de la matrice.....	105
III-1 Pixel BIE de référence	105
III-1.1 Définition de la FSS.....	105
III-1.2 Système d'excitation	107
III-2 Matrice BIE 1D.....	107
III-2.1 Présentation de l'idée de réalisation.....	107
III-2.2 Montage de réalisation de la matrice antennaire	108
III-2.3 Réalisation du prototype.....	110
III-2.4 Comparaison simulation/mesure	111
III-2.4.1 Adaptations des pixels	112
III-2.4.2 Couplages mutuels entre pixels	112
IV. Phase de conception et de réalisation du système complet (Matrice + BFN).....	114
IV-1 Mode de rayonnement 1 : le faisceau Sinc classique.....	115
IV-1.1 Description du système antennaire complet réalisé	115
IV-1.2 Diviseur de puissance commercial	117
IV-1.3 Déphaseurs analogiques.....	118
IV-1.4 Performances en rayonnement du système complet.....	119
IV-1.4.1 Méthode de comparaison simulation/mesure	119
IV-1.4.2 Adaptations globales.....	120
IV-1.4.3 Directivité et gain réalisé axiaux en fonction de la fréquence.....	121
IV-1.4.4 Diagrammes de rayonnement	121
IV-2 Mode de rayonnement 2 : le faisceau sectoriel.....	124
IV-2.1 Principe et contexte de la formation du faisceau	124
IV-2.2 Intérêt et définition du faisceau sectoriel proposé	124
IV-2.3 Le faisceau sectoriel en dépointage électronique.....	125
IV-2.4 Technique de la formation du faisceau sectoriel	126
IV-2.4.1 Idée proposée.....	126
IV-2.4.2 Les poids idéaux formant la loi d'excitation en Sinc	127
IV-2.4.2 Conception et réalisation du diviseur de puissance.....	129
IV-2.4.2.1 Conception et réalisation du diviseur	129
IV-2.4.2.2 Comparaison des performances électromagnétiques.....	130
IV-2.5 Performances de rayonnement du prototype complet.....	133
IV-2.5.1 BFN en présence du diviseur non équi-pondéré	133
IV-2.5.2 Adaptations	134
IV-2.5.3 Diagrammes de rayonnement	135

Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

V. Conclusion..... 139
Bibliographie du chapitre III..... 140



I. INTRODUCTION ET OBJECTIFS

L'objectif de ce nouveau chapitre est de valider expérimentalement, pour une première fois, le concept **MARPEM** et les résultats obtenus par des logiciels de simulations électromagnétiques. Cette validation consiste à concevoir, réaliser et tester un démonstrateur permettant d'accomplir les deux principales fonctions de l'agilité spatiale en imposant une forme prédéfinie de faisceaux et d'angles de pointages spatiaux. Les spécifications du démonstrateur (cahier des charges) ont été fixées par le laboratoire pour un but de validation expérimentale du concept **MARPEM**. Le démonstrateur n'était pas dédié à une application prédéfinie mais il pourra servir pour différents types d'applications.

Dans ce démonstrateur, deux formes de faisceaux sont envisagées : un faisceau Sinc classique obtenu par une excitation équi-amplitude et équi-phase de tous les pixels constituant la matrice et un faisceau sectoriel présentant des caractéristiques électromagnétiques prédéfinies, et obtenu par une loi d'excitation en amplitude et en phase particulière des pixels. La capacité de **MARPEM** à pointer ces faisceaux vers des angles de pointages spatiaux de l'ordre de $\pm 30^\circ$ sera expérimentalement montrée. Dans le paragraphe suivant, le cahier des charges qui définit le démonstrateur à réaliser et ses spécifications, est montré.

II. CAHIER DES CHARGES

L'étude proposée consiste à concevoir une matrice BIE 1D (à une dimension) formée par un agencement linéaire de 17 pixels BIE identiques et jointifs de périodicité 0.6λ . Le nombre et la périodicité de pixels ont été fixés pour partir d'un gain élevé (≥ 18 dB) en restant limité par le temps de calcul et le coût de réalisation. Le pixel est déduit des antennes BIE 'Low Profile' présentant une compacité en hauteur inférieure à $\lambda/10$. La bande de fonctionnement est considérée dans la bande X [8-8.4 GHz] avec un TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) de 2. Les spécifications du dispositif rayonnant sont données dans le **Tableau III-1**.

Système antenneaire	MARPEM
Bande passante de fonctionnement	<i>[8-8.4 GHz] ; 400 MHz, 5%</i>
TOS	<i>2</i>
Alimentation	<i>Câble coaxial en entrée du système de répartition de la matrice / 50 Ohms</i>
Configuration	<i>1D, linéaire</i>
Nombre de pixels	<i>17</i>
Compacité en hauteur	<i>$< \lambda/10$ en épaisseur idéale</i>
Mode de rayonnement 1	<i>Faisceau Sinc, directivité de 18 dB</i>
Mode de rayonnement 2	<i>Faisceau sectoriel, directivité de 13 dB</i>

Tableau III-1: Cahier des charges du démonstrateur MARPEM en band X [8-8.4 GHz].

Pour pouvoir bien présenter les travaux qui ont été effectués, ce chapitre a été divisé en deux grandes parties. Dans un premier temps, il convient de présenter la conception du dispositif antenneaire rayonnant (pixel et matrice) et sa validation expérimentale concernant le fonctionnement, l'adaptation des différents pixels et le couplage mutuel entre pixels. La deuxième partie sera consacrée à la description et la conception des BFNs permettant ainsi de répondre aux spécifications de rayonnement fixées dans le cahier des charges. Dans cette partie, le prototype final sera validé expérimentalement en connectant la matrice aux BFNs pour montrer les potentialités de **MARPEM** dans la formation de faisceaux et le pointage électronique spatial.

III. PHASE DE CONCEPTION ET DE REALISATION DE LA MATRICE

III-1 Pixel BIE de référence

Le pixel BIE a été conçu suivant la même procédure décrite dans le **chapitre II** (cf. §. II-6.2). Le système d'excitation considéré pour exciter le pixel est constitué d'un patch disposé au-dessus d'un substrat diélectrique et placé au centre de la cavité du pixel BIE. Une enceinte murale formée par quatre murs métalliques est insérée. La structure générale proposée du pixel BIE est présentée sur la **Figure III-1**.

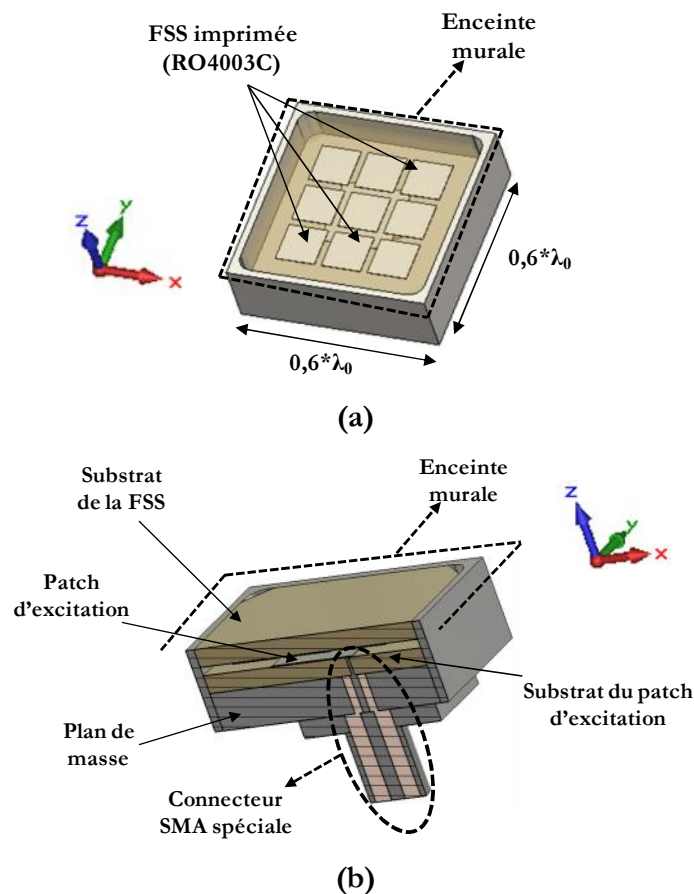


Figure III-1: Structure générale du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$).

III-1.1 Définition de la FSS

Dans le but d'obtenir les propriétés d'une antenne BIE 'Low Profile' (à faible hauteur), une FSS particulière a été choisie. Le motif de la FSS est une plaque carrée

Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

métallique dont les dimensions sont $4.25 \times 4.25 \text{ mm}^2$. La FSS est formée d'un agencement périodique de 9 motifs carrés suivant deux directions. Celle-ci repose sur un substrat diélectrique qui possède une épaisseur de 1.524 mm et une permittivité de 3.48 caractérisée à 8.2 GHz (le RO4003C chez Rogers). La géométrie de la FSS et la phase de son coefficient de réflexion sont respectivement représentées sur les **Figures III-2** et **III-3**.

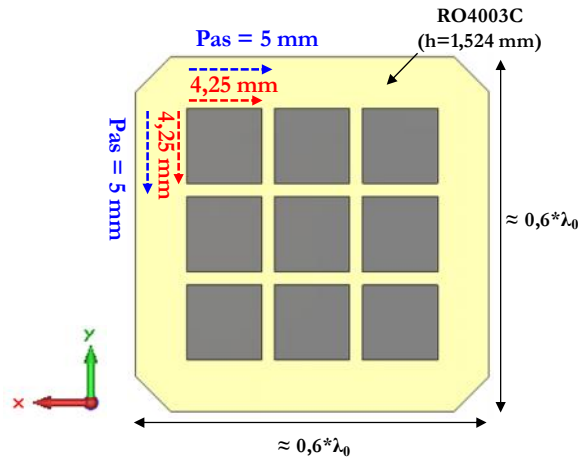


Figure III-2: Vue de dessous de la FSS utilisée dans la face supérieure du pixel BIE.

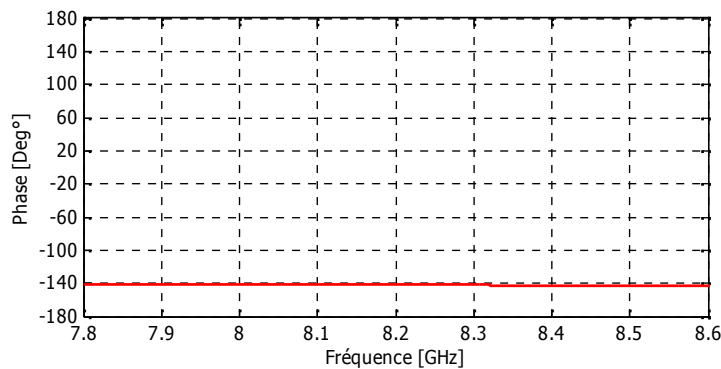


Figure III-3: La phase du coefficient de réflexion de la FSS utilisée.

D'après la **Figure III-3**, la phase à la réflexion de la FSS est négative et de l'ordre de -140° dans la bande de fonctionnement considérée entre [8-8.4 GHz]. En accord avec **[Eq. II.3]**, la hauteur du résonateur BIE doit être théoriquement inférieure ou égale à 4 mm pour obtenir un fonctionnement antennaire précisément à 8.2 GHz et généralement dans la bande de travail désirée. Le lecteur pourra se référer au **chapitre II** pour obtenir plus de détails sur le principe des antennes BIE et précisément celles qui sont à faible hauteur.

III-1.2 Système d'excitation

Pour exciter le pixel BIE, un patch imprimé au centre d'un substrat diélectrique de même type que celui utilisé pour la FSS (Rogers RO4003C ; $\epsilon = 3.48$; $\tan \delta = 0.027$; épaisseur = 1.524 mm), est conçu. Le substrat est collé sur un plan de masse métallique d'épaisseur 3.2 mm. Le patch est alimenté par une seule sonde placée de manière à faire fonctionner le pixel en mode TE en présence de ses voisins (**Figure III-4**). L'alimentation du patch est assurée par un connecteur femelle SMA particulier 50 ohms (réf. : R125512001 ; cf. [Annexe III]). Les dimensions du patch sont optimisées afin d'adapter le pixel dans sa matrice sur la bande de fonctionnement désirée.

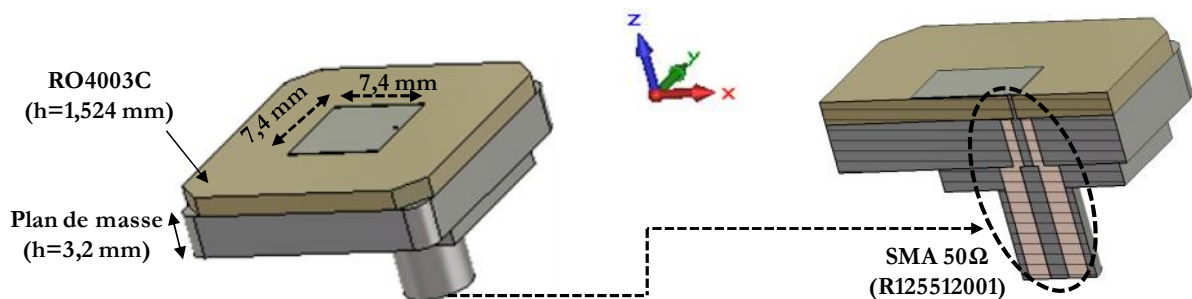


Figure III-4: Patch d'excitation du pixel BIE alimenté par un connecteur femelle SMA particulier (réf. : R125512001).

III-2 Matrice BIE 1D

III-2.1 Présentation de l'idée de réalisation

Après avoir présenté la structure modélisée réalisable du pixel, on montre dans cette partie l'idée qui a été proposée par le personnel de **XLIM OSA** pour réaliser la matrice globale. En effet, afin d'agencer les 17 pixels d'une façon jointive en respectant la périodicité de $0.6 \times \lambda_0$ pour construire le prototype antennaire (la matrice), il semble très important de trouver une idée innovante et réalisable qui permette de répondre à cet exigence.

Dans ce contexte, l'idée de réaliser 17 pixels et de les faire coller les uns aux autres par les murs adjacents semble la première idée qui peut être retenue pour réaliser la matrice. Par contre, cette idée, de point de vue technique, semble irréalisable vue les problèmes de colle (métal-métal) qui peuvent arriver ainsi que l'inexactitude sur l'alignement et la périodicité des pixels. Pour cela, l'idée proposée consiste à construire des pixels en Kit afin d'une part de s'affranchir des problèmes de réalisations déjà mentionnées et d'autre part de

réutiliser les pixels dans d'autres prototypes fonctionnant dans les mêmes gammes fréquentielles. Ainsi, pour construire le prototype antennaire de la matrice BIE, 17 FSS imprimées (Figure III-2), 17 systèmes d'excitations (Figure III-4), un support métallique comportant des alvéoles, une bride de maintien du haut et une autre du bas pour maintenir les circuits imprimés à leurs places ont été réalisés.

III-2.2 Montage de réalisation de la matrice antennaire

La Figure III-5 montre un support métallique comportant 17 trous sous forme d'alvéoles. Chaque alvéole doit comporter une FSS et un système d'excitation qui seront éloignés d'une de l'autre suivant la direction z par un petit support métallique qui les maintient à leurs positions créant ainsi un gap d'air qui forme le résonateur BIE de pixel. Entre les alvéoles, il existe des murs métalliques d'épaisseur 1.5 mm (suivant la direction x) qui servent à former les pixels de la matrice. Ensuite, les FSS et les systèmes d'excitation seront insérés respectivement de dessus et de dessous dans chaque alvéole et fixés respectivement par les brides de maintien du haut et du bas (Figure III-6 et Figure III-7).

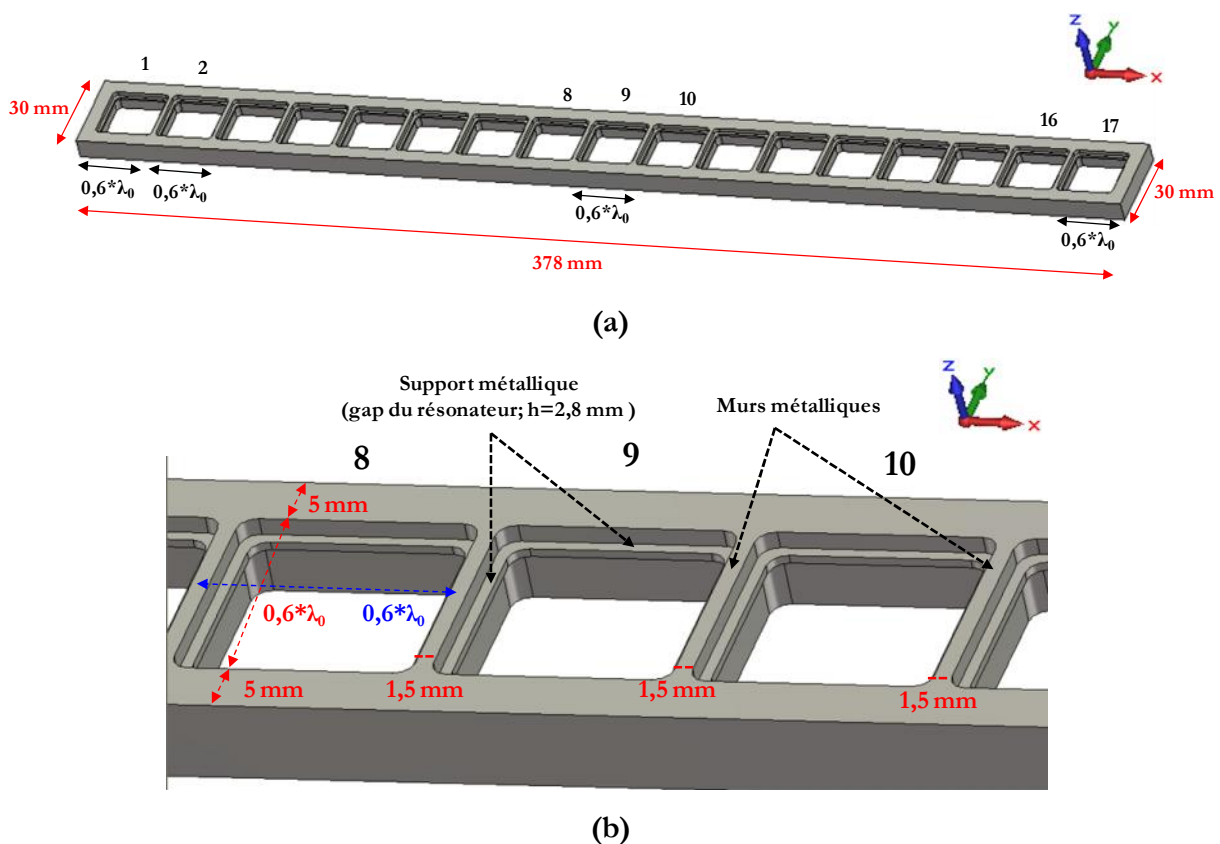


Figure III-5: Support métallique formé par des alvéoles (a) vue normale (b) vue en zoom.

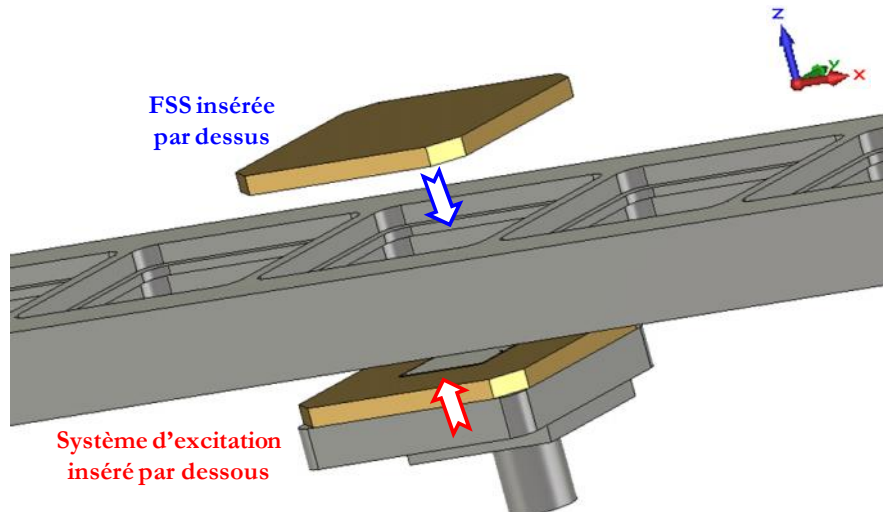


Figure III-6: Insertion des FSS et des systèmes d'excitation dans les alvéoles.

La **Figure III-7** montre le modèle final du prototype à réaliser où apparaissent les pièces principales constituant la matrice globale. Sur cette figure, on voit bien la bride de maintien du haut qui vient maintenir les FSS à leurs positions. Cette bride est fixée sur la matrice par des vis M3 (tête noyée). De même, une bride de maintien du bas vient fixer les systèmes d'excitations. Les dimensions de cette bride présentent une extension suivant y ($378 \times 280 \times 3 \text{ mm}^3$) pour former une plaque métallique afin de fixer le BFN, responsable de l'alimentation, sur sa face inférieure dans le prototype complet. Cette idée de réalisation de la matrice nous semble opportune et économique de point de vue coût puisqu'elle permet de conserver les FSS et les systèmes d'excitations et de les réutiliser pour d'autres configurations de la matrice (par exemple 2D) où il suffit simplement de réaliser le support métallique d'alvéoles convenable.

La **Figure III-8** montre les détails de pixels (patches, FSS, murs métalliques, substrats) ainsi que les détails de la matrice globale. Il est à noter qu'un connecteur SMA particulier a été utilisé pour alimenter les patches d'excitations (**Figure III-8**). En effet, la sonde du connecteur doit être placée sur le bord des patches pour adapter les pixels BIE dans la matrice sur la bande de fonctionnement [8-8.4 GHz], et on s'est aperçu que la sonde du connecteur SMA classique (diamètre de la sonde : 1.27 mm) dépasse les dimensions latérales du patch (suivant la direction x) ce qui peut induire des problèmes d'adaptations et des difficultés de réalisations. Pour cela, le connecteur SMA (*R125512001*) a été mis en place vu le petit diamètre de la sonde qui attaque le patch (cf. [Annexe III]).

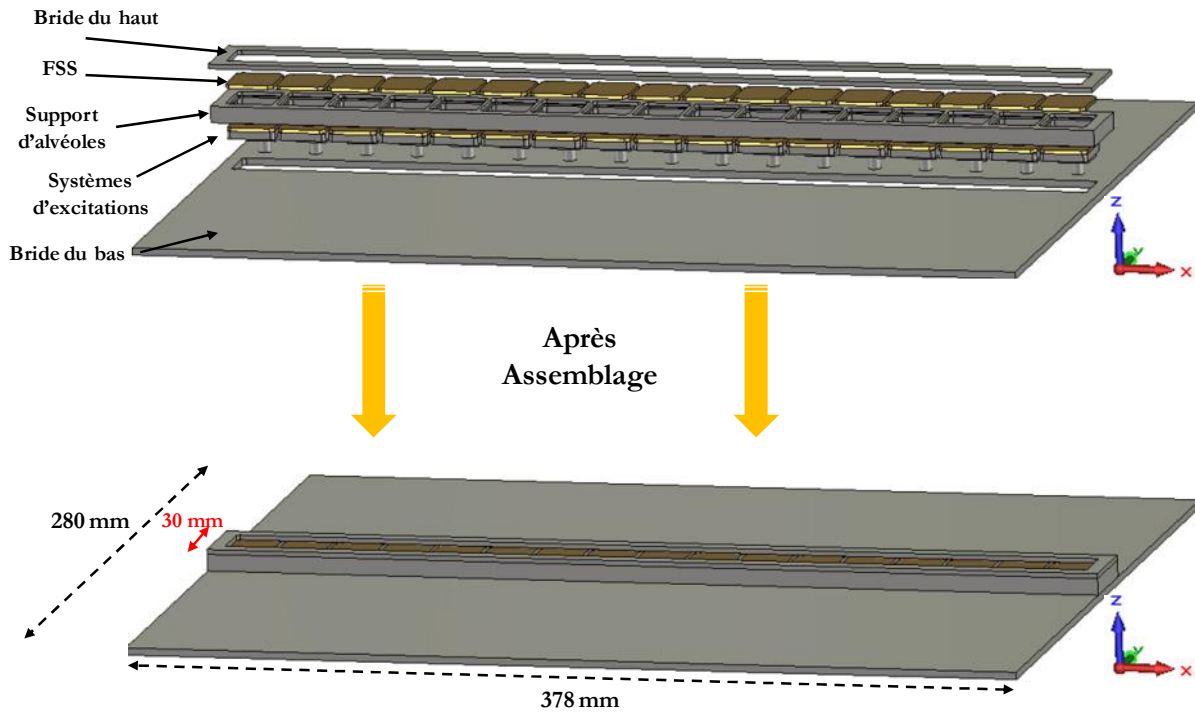


Figure III-7: Le modèle du prototype antennaire complet : pièces principales et dimensionnement.

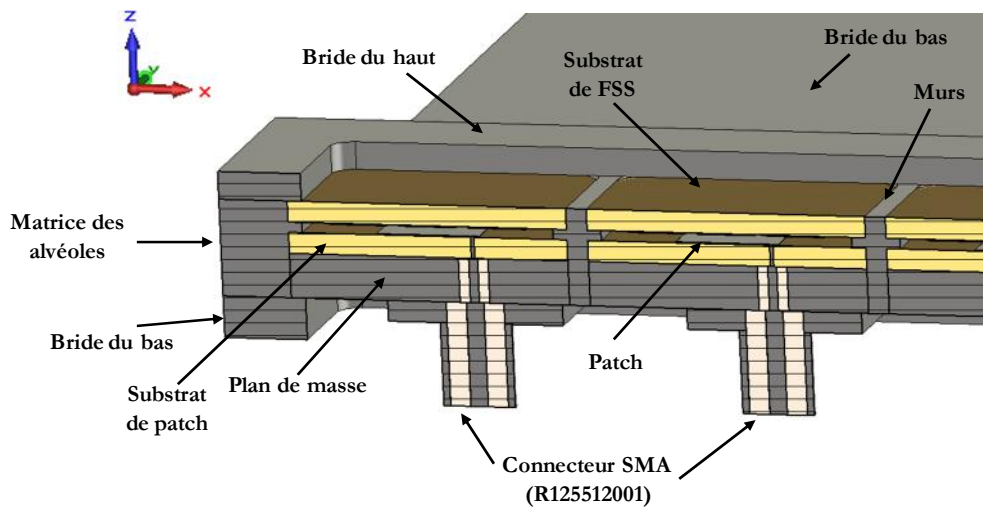
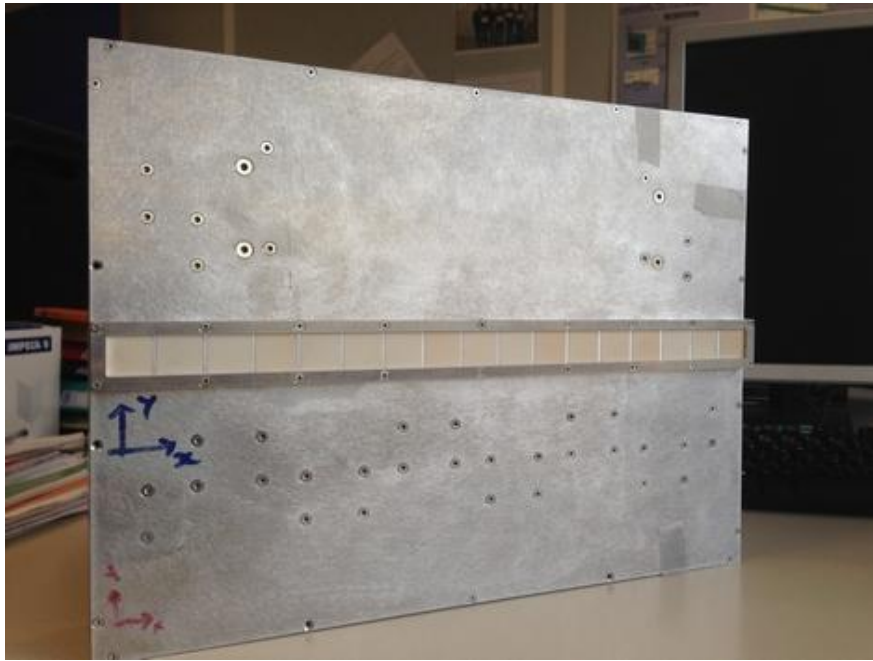


Figure III-8: Vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$) de la matrice BIE.

III-2.3 Réalisation du prototype

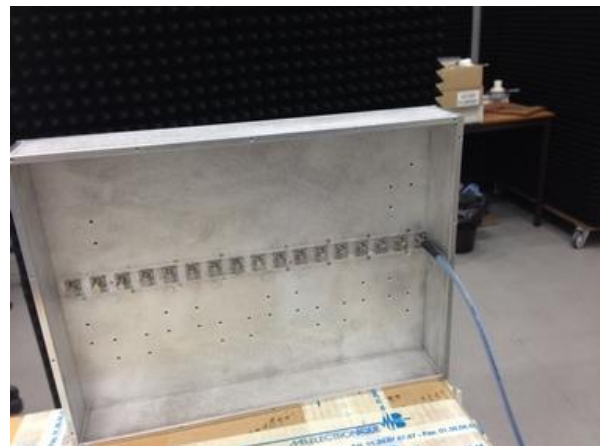
Pour une validation expérimentale de la méthode de réalisation de la matrice et pour confronter la simulation et la mesure, un prototype a été réalisé conjointement par le personnel du laboratoire **XLIM OSA** et des sociétés de marché. On cite *LITHOS* pour la réalisation des circuits imprimés et *MATEK* pour la partie mécanique et métallique. Le prototype fabriqué est présenté ci-dessous sur la **Figure III-9**.



(a)



(b)



(c)

Figure III-9: Prototype réalisé d'une matrice BIE 1D de 17 pixels, vue en (a) perspective (b) face avant et (c) face arrière.

III-2.4 Comparaison simulation/mesure

Dans cette partie, une comparaison des coefficients de réflexion des pixels de la matrice antennaire, afin de vérifier la réalisation et de mettre en évidence d'éventuels défauts de fabrication, est effectuée. Pour mesurer les paramètres $S_{i,j}$, les entrées des pixels ont été connectées simultanément, par l'intermédiaire des câbles coaxiaux souples, à un banc (*LXI 50ohm 6:1 MUX 16-bank 18GHz SMA*) constitué de multiplexeurs SP6T qui servent à faire une commutation automatique entre les signaux. Ce banc envoie les signaux à un analyseur vectoriel (*ANRITSU 37277C*) pour mesurer, afficher et récupérer les données comme les

montre la **Figure III-10**. Cette technique de mesure a été mise en place par le personnel du laboratoire **XLIM OSA** et doit permettre d'accélérer les mesures surtout lorsque le nombre d'éléments constituant les antennes devient assez important.

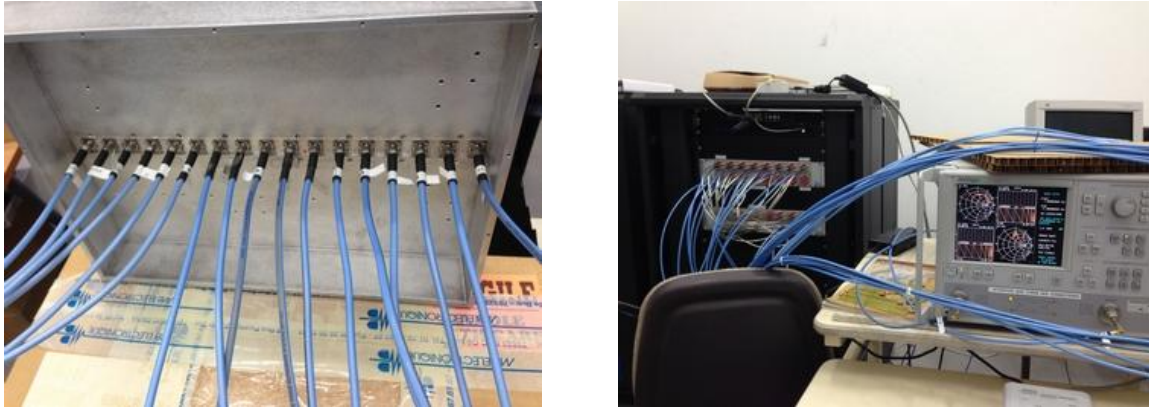


Figure III-10: Le prototype connecté au système responsable de mesurer les paramètres S.

III-2.4.1 Adaptations des pixels

Les résultats de mesures correspondant aux coefficients d'adaptation montrent des bonnes performances au niveau de la réalisation ainsi qu'au niveau de la caractérisation du matériau diélectrique utilisé. Des comparaisons entre la simulation et la mesure que pour quelques pixels (1, 4, 9 et 17) sont présentées sur la **Figure III-11** vu le grand nombre de pixels. Par la suite, la **Figure III-12** montre tous les coefficients d'adaptations mesurés. Les résultats mesurés montrent que tous les coefficients d'adaptation sont inférieurs à -10 dB presque sur toute la bande de fonctionnement désirée [8-8.4 GHz].

III-2.4.2 Couplages mutuels entre pixels

D'après le **chapitre II**, une des conséquences les plus importantes dans le système antennaire **MARPEM** était le faible couplage mutuel entre pixels. Ce faible couplage est expliqué par le fait que les pixels de la matrice sont bien isolés et indépendants les uns des autres. Il semble donc très important de valider expérimentalement la présence d'un faible couplage mutuel entre pixels.

Pour cela, la **Figure III-13** montre d'une part une grande concordance entre les coefficients de couplages mutuels simulés et mesurés et d'autre part un faible niveau de couplage qui ne dépasse pas les -20 dB dans le pire des cas (couplage entre pixels voisins). La

Figure III-13 montre le niveau du couplage entre le pixel central (numéro 9) et les deux pixels voisins de gauche (numéros 7 et 8).

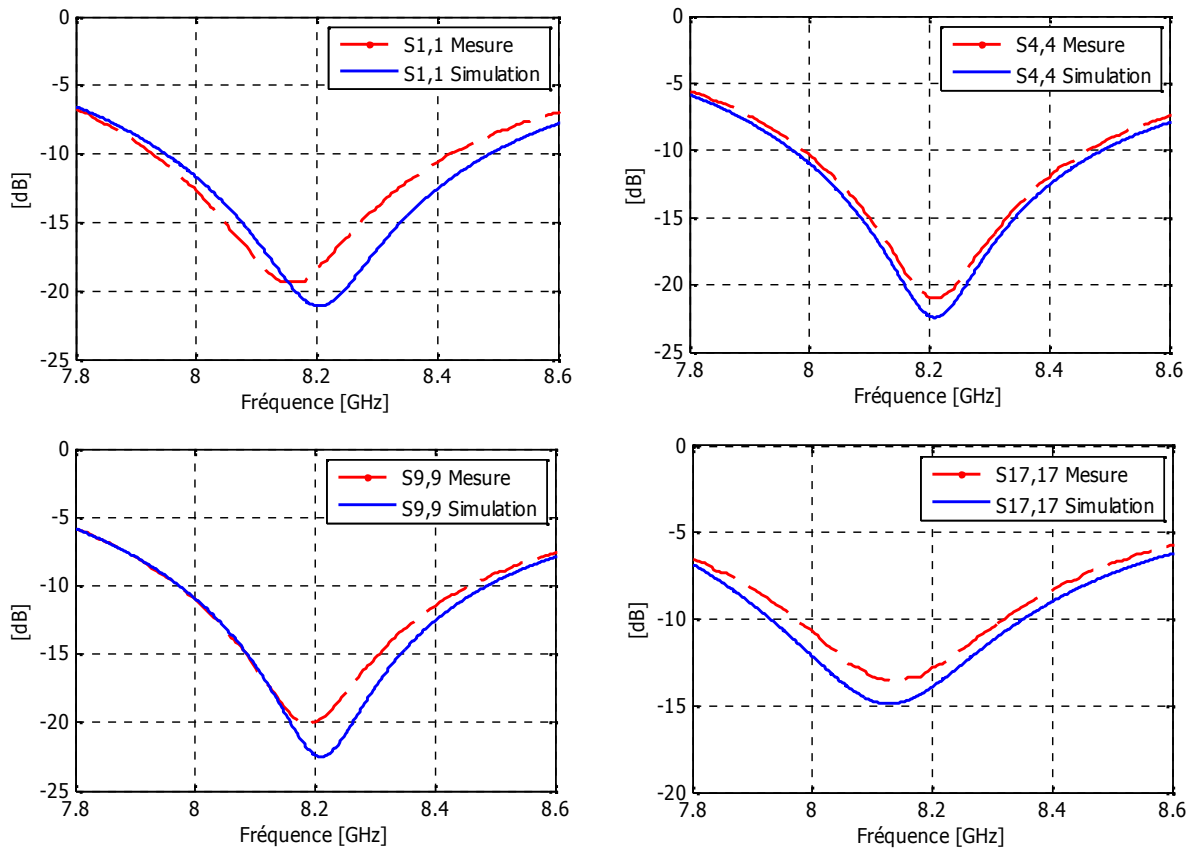


Figure III-11: Comparaison entre les coefficients d'adaptation simulés et mesurés pour les pixels 1, 4, 9 et 17.

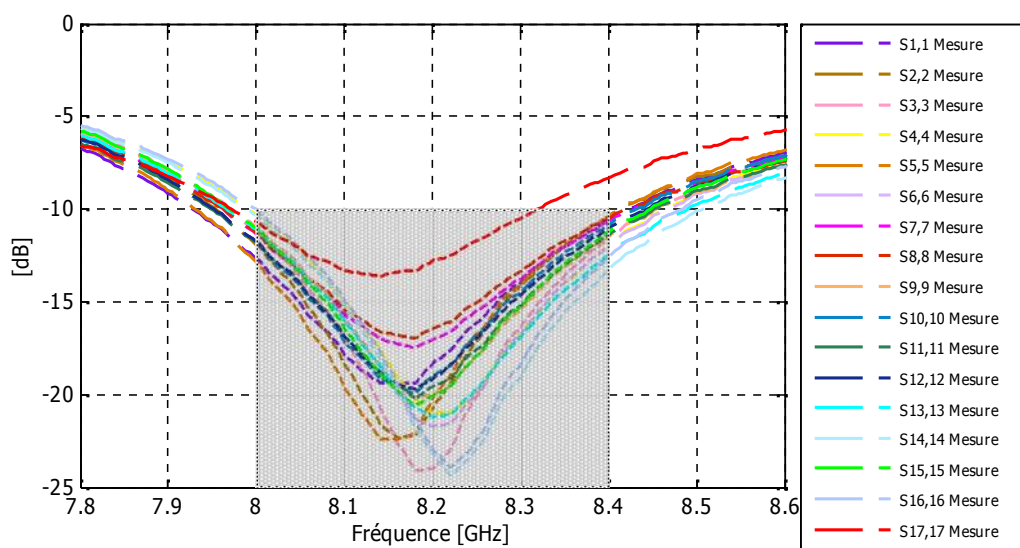
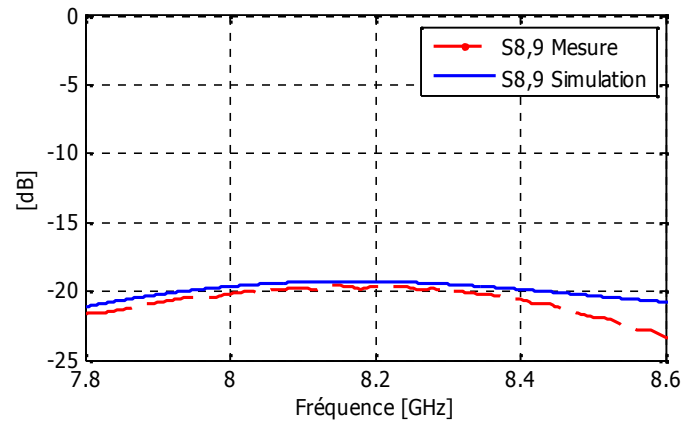
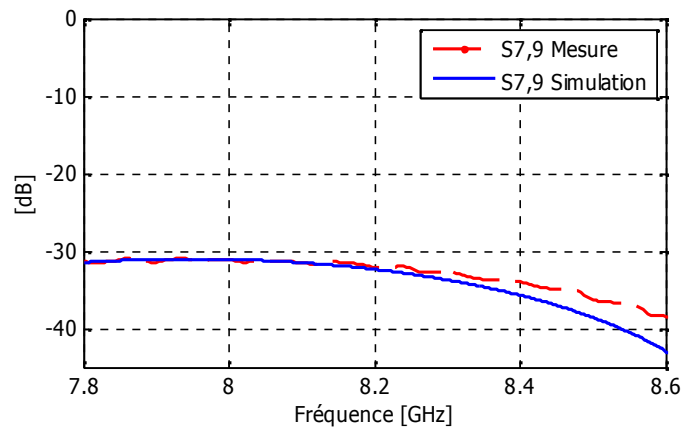


Figure III-12: Les coefficients d'adaptation mesurés de tous les pixels.



(a)



(b)

Figure III-13: Comparaison des coefficients de couplage simulés et mesurés entre le pixel central et (a) le premier pixel voisin du gauche (b) le deuxième pixel voisin du gauche.

IV. PHASE DE CONCEPTION ET DE REALISATION DU SYSTEME COMPLET (MATRICE + BFN)

La matrice antennaire réalisée est maintenant prête à être connectée à son BFN vue la grande concordance entre les résultats simulés et mesurés obtenus par le prototype antennaire seul. Il est donc possible de mesurer le rayonnement du système complet. D'après le cahier des charges fixé par le laboratoire, deux modes de rayonnement sont envisagés : un mode Sinc classique et un mode sectoriel. Cette partie sera subdivisée essentiellement en deux sous-parties suivant les modes de rayonnement.

IV-1 Mode de rayonnement 1 : le faisceau Sinc classique

Le but de cette sous-partie est de valider expérimentalement d'une manière classique les caractéristiques de rayonnement du prototype complet concernant l'adaptation globale, la directivité et le gain maximal réalisé en fonction de la fréquence, les diagrammes de rayonnement et les pointages électroniques spatiaux. Dans ce contexte, le faisceau Sinc classique peut donner une bonne idée sur le comportement expérimental du prototype final.

IV-1.1 Description du système antenne complet réalisé

La version du dispositif antenne qui sert à former un faisceau Sinc classique et le faire pointer dans l'espace est composée par (**Figure III-14**):

- La matrice antenne réalisée dans la **partie III** formée d'un agencement linéaire de 17 pixels fixés par des brides de maintien du haut et du bas. Ce dernier présente une extension métallique (de largeur 378 mm et de longueur 280 mm et d'épaisseur 3 mm) qui doit supporter tous les composants électroniques constituant le BFN.
- Un diviseur de puissance 1 voie vers 18 du commerce (*7.8 - 8.6 GHz / 18-Way Power Divider, Clear Microwave Inc*) équi-amplitude et équi-phase pour alimenter les 17 pixels de la matrice (cf. [**Annexe III**]).
- 17 déphaseurs analogiques (*980-4K Phase shifters, Aéroflex Weinschel*) placés avant les pixels pour régler les phases des signaux entrants (cf. [**Annexe III**]).
- 34 câbles coaxiaux malléables qui assurent la connexion entre les différentes pièces constituant le prototype complet.
- 17 coudes (Mâle-femelle) connectés au niveau des accès de pixels pour assurer une connexion avec les câbles issus des déphaseurs. Ces coudes servent à ne pas abîmer les connecteurs SMA particuliers excitants les pixels.
- Une boîte métallique fixée sur le dessous de la bride de maintien du bas pour cacher et protéger le BFN. Cette boîte servira aussi à fixer le prototype complet sur le support de la base de mesure.

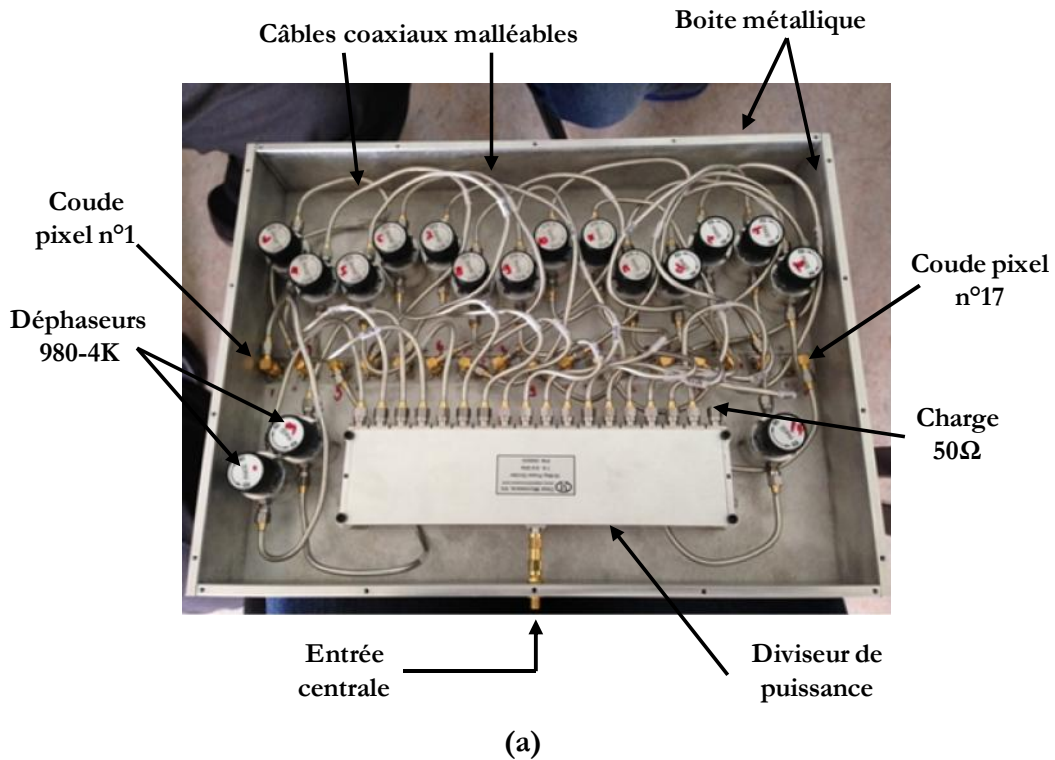


Figure III-14: Le prototype complet (a) BFN vu de dessous (b) BFN vue en zoom et (c) dans la chambre anéchoïque de XLIM.

La **Figure III-14**, ci-dessus, montre la matrice antennaire en présence du BFN placé en amont et précisément sur la face inférieure de l'extension métallique de la bride du bas. En effet, un connecteur assure la connexion entre la source HF et l'entrée du diviseur de puissance, ensuite 17 câbles malléables, ayant la même longueur, sont utilisés pour connecter les 17 sorties du diviseur (il faut noter qu'une sortie parmi les 18 est chargée à 50 Ohms) aux 17 déphaseurs analogiques et finalement 17 câbles malléables relient les sorties des déphaseurs aux entrées de 17 pixels. Tous les composants constituant le BFN seront cachés et protégés par une boîte métallique comme le montre la **Figure III-14.c**.

Avant de regarder les performances de rayonnement de ce prototype, il semble indispensable d'évaluer les performances du diviseur de puissance (*18-Way Power Divider, Clear Microwave Inc*) acheté du marché (cf. [Annexe III]). Le but du paragraphe suivant est de présenter l'étude faite sur les spécifications du diviseur afin d'avoir une idée sur ses performances et ses pertes.

IV-1.2 Diviseur de puissance commercial

Cette étude consiste à mesurer le diviseur de puissance 1 voie vers 18 dont une est chargée à 50 Ohms. Pour ce faire, les paramètres S_{ij} de chacun des accès du diviseur ont été mesurés de la même manière que celle des paramètres S_{ij} de la matrice antennaire (banc de multiplexage + analyseur vectoriel) comme les montre la **Figure III-15**.

La **Figure III-16.a** montre que le diviseur de puissance présente une adaptation inférieure à -20 dB sur une bande de fréquence allant de 7.8 à 8.6 GHz incluant la bande de travail ([8-8.4 GHz]) où les pixels de la matrice présentent des adaptations inférieures à -10 dB. De plus, les pondérations en module et en phase du diviseur de puissance indiquées sur la **Figure III-17** relèvent que le dispositif d'alimentation n'est pas tout à fait idéal. En effet, il présente une oscillation maximale mesurée de 0.7 dB en module et de 10° en phase sur la bande [8-8.4 GHz] entre les 17 voies de sorties. Par conséquent, le diviseur de puissance est quasi équi-amplitude et quasi équi-phase. Les pertes du diviseur sont en moyenne de 1.7 dB sur la bande utile [8-8.4 GHz] qui correspond à la différence entre la valeur théorique de -12.5 dB d'un diviseur parfait (correspondant à $10 \times \log_{10}(1/18)$) et les modules des paramètres S_{ij} mesurés en sorties qui sont de l'ordre de -14.2 dB sur la bande utile (**Figure III-17.a**).



Figure III-15: Mesure du diviseur de puissance de commerce (18-Way Power Divider, Clear Microwave Inc).

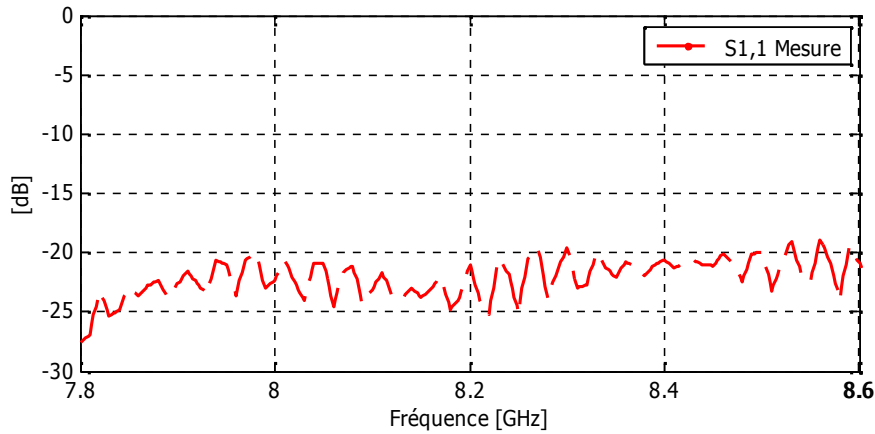


Figure III-16: Adaptation mesurée à l'entrée centrale du diviseur de puissance de commerce.

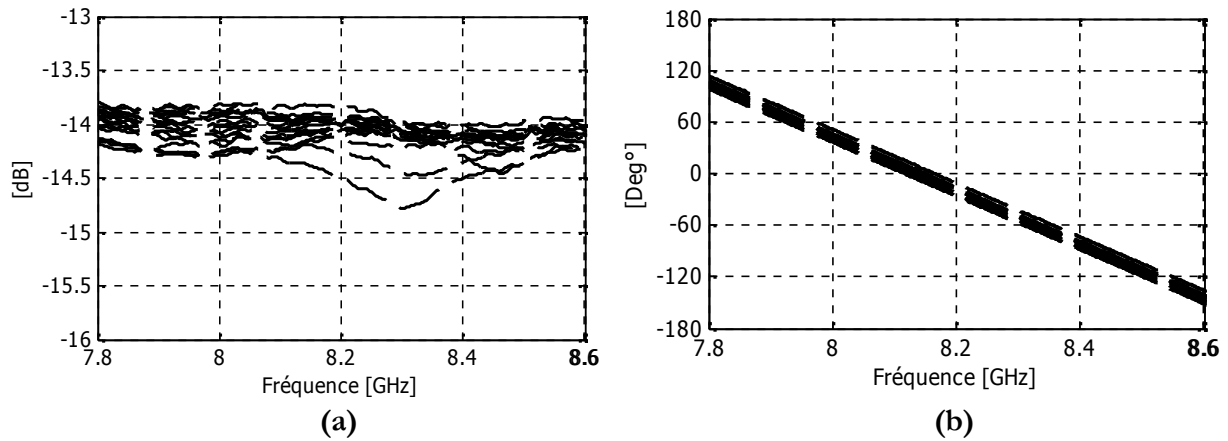


Figure III-17: Les coefficients de transmission $S_{j,1}$ mesurés aux sorties du diviseur de puissance (a) en module (b) en phase.

IV-1.3 Déphaseurs analogiques

Les déphaseurs sont généralement onéreux. Pour des raisons de coût et de disponibilité, nous avons choisi un déphaseur analogique 980-4K de chez Weinschel/Aéroflex. Ce déphaseur, fonctionnant dans la bande DC-12 GHz, assure un déphasage maximal de 290° avec une perte d'insertion maximale de 1 dB qui dépend de la fréquence (cf. [Annexe III]). Le déphaseur 980-4K est montré sur la Figure III-18. Le prototype complet formé par la matrice antennaire et le BFN est prêt maintenant à être mesuré. Le paragraphe suivant montre une comparaison simulation/mesure des caractéristiques de rayonnement obtenues lors de la mesure.



Figure III-18: Déphaseur analogique 980-4K chez Weinschel/Aéroflex.

IV-1.4 Performances en rayonnement du système complet

IV-1.4.1 Méthode de comparaison simulation/mesure

Pour pouvoir effectuer une meilleure comparaison entre les résultats de simulation et de mesure, les résultats de mesure des paramètres S du diviseur de puissance sont introduits dans un fichier de type '.s18p' en utilisant des boîtes noires (*touchstone*) sur CST Microwave Studio (Figure III-19).

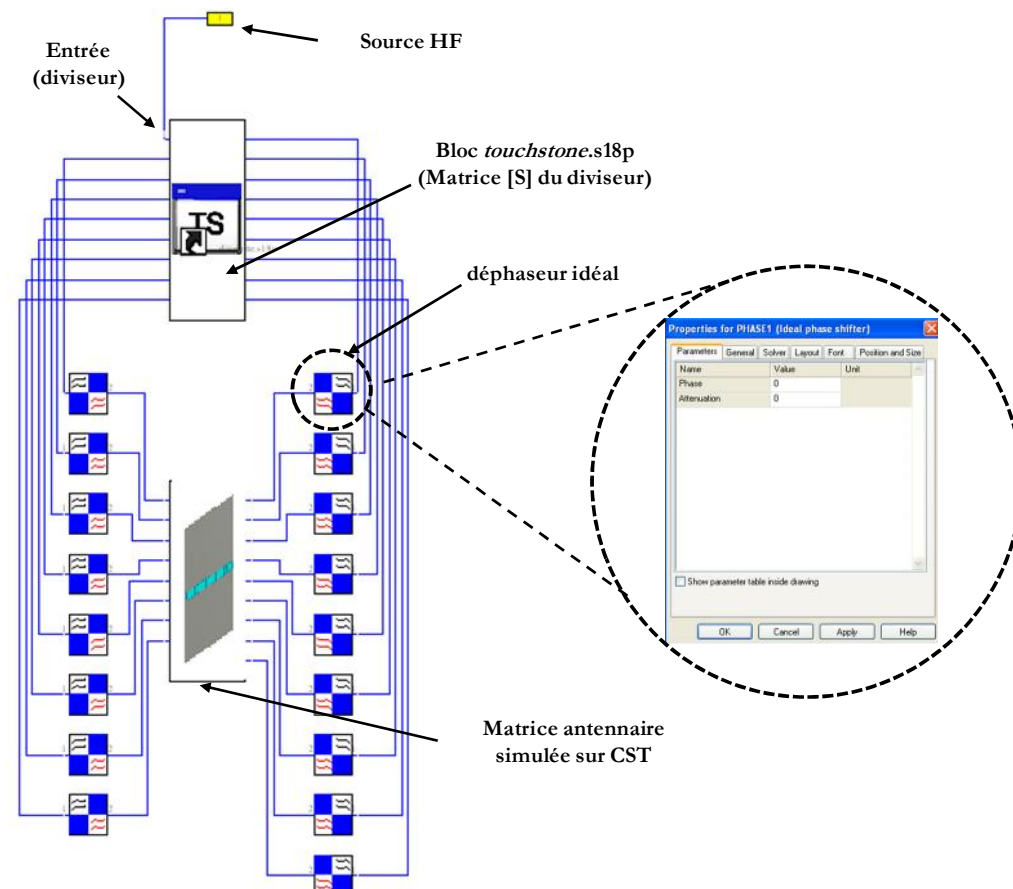


Figure III-19: La matrice antennaire et le BFN mesuré associés sur CST Microwave Studio.

Ensuite, des blocs idéaux disponibles sur CST Microwave Studio ont été utilisés pour insérer les pertes d'atténuations induites par les câbles malléables. Enfin, des blocs déphaseurs idéaux, servant à assurer un déphasage et une atténuation précise, ont été connectés entre les sorties du diviseur de puissance et les accès des pixels (**Figure III-19**).

IV-1.4.2 Adaptations globales

La **Figure III-20** révèle une bonne concordance entre la simulation et la mesure de l'adaptation du prototype pour trois cas de figures de rayonnement (direction axiale, pointages vers -15° et vers 30°). Sur la bande utile considérée de 5% [8-8.4 GHz], toutes les courbes de simulations et de mesures présentent une adaptation inférieure à -10 dB. Il faut noter que les oscillations observées surtout en mesure et aussi en simulation sont dues à la présence des câbles coaxiaux malléables qui assurent la jonction entre les différentes pièces du prototype complet. Dans la simulation, on tient compte de la présence de ces câbles sous forme d'un bloc *touchstone.s2p*.

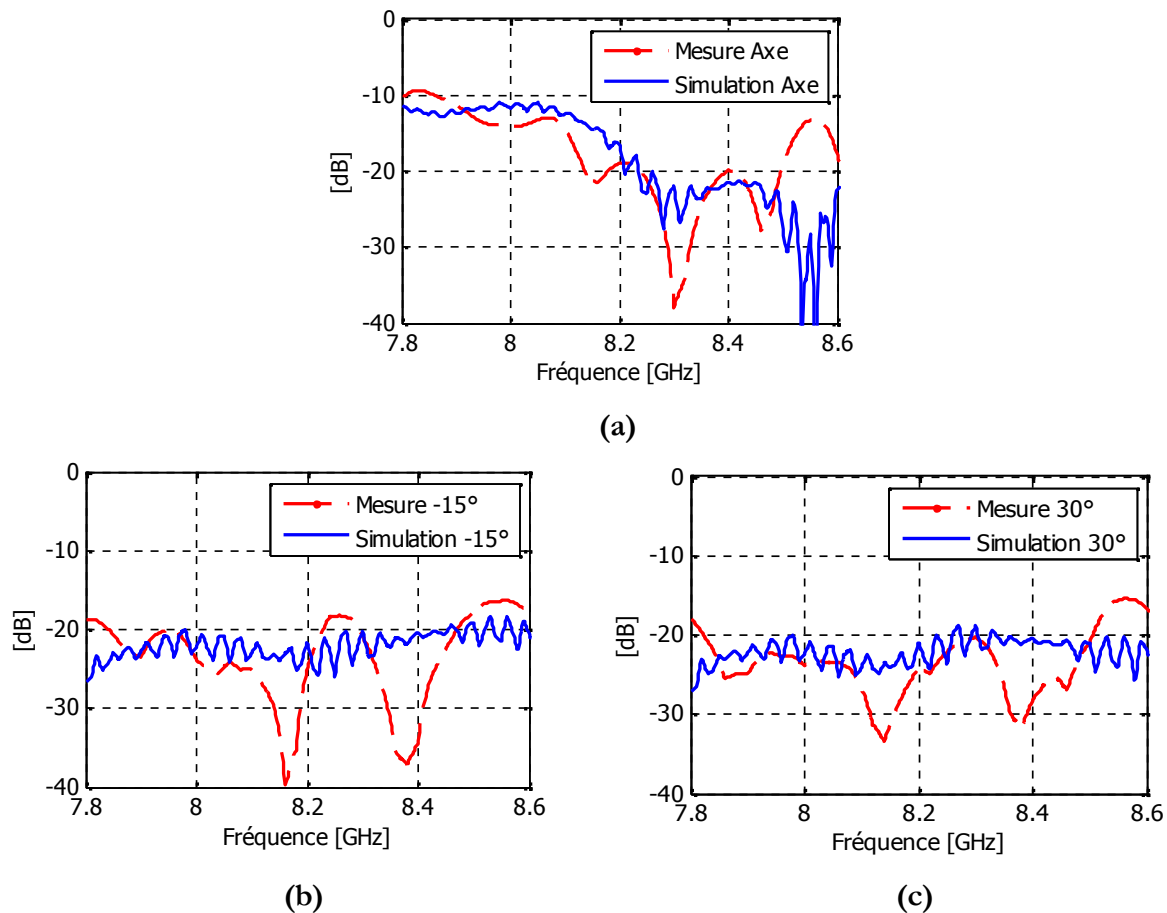


Figure III-20: Comparaison simulation/mesure de l'adaptation du prototype final générant un faisceau Sinc (a) axe, (b) pointage vers -15° et (c) pointage vers 30° .

IV-1.4.3 Directivité et gain réalisés axiaux en fonction de la fréquence

Sur la **Figure III-21**, la directivité et le gain réalisés simulés en présence du BFN sont comparés à ceux mesurés, dans la direction axiale. Les courbes montrent que le prototype complet atteint la valeur de la directivité souhaitée sur la bande de travail. Une grande concordance est obtenue entre les courbes, la directivité simulée atteint une valeur maximale de 19.2 dB à 8.2 GHz en simulation et de 19.1 dB à 8.2 GHz en mesure. Quant aux gains réalisés, une grande concordance est aussi obtenue entre le gain simulé en tenant compte des pertes et celui mesuré. Un léger écart apparaît dû à la tolérance de la base de mesure qui est de l'ordre de ± 0.5 dB. En effet, une chute moyenne de 3.4 dB (19.2 dB \rightarrow 15.8 dB) est remarquée au niveau du gain maximal réalisé mesuré par rapport à la directivité due aux pertes induites par les différents composants constituant le BFN. Le diviseur de puissance présente des pertes de 1.7 dB, le déphaseur et la connectique (câbles, connecteurs,...) présentent respectivement des pertes de 0.5 dB et 1.2 dB mesurées dans la chambre anéchoïque lors de la mesure.

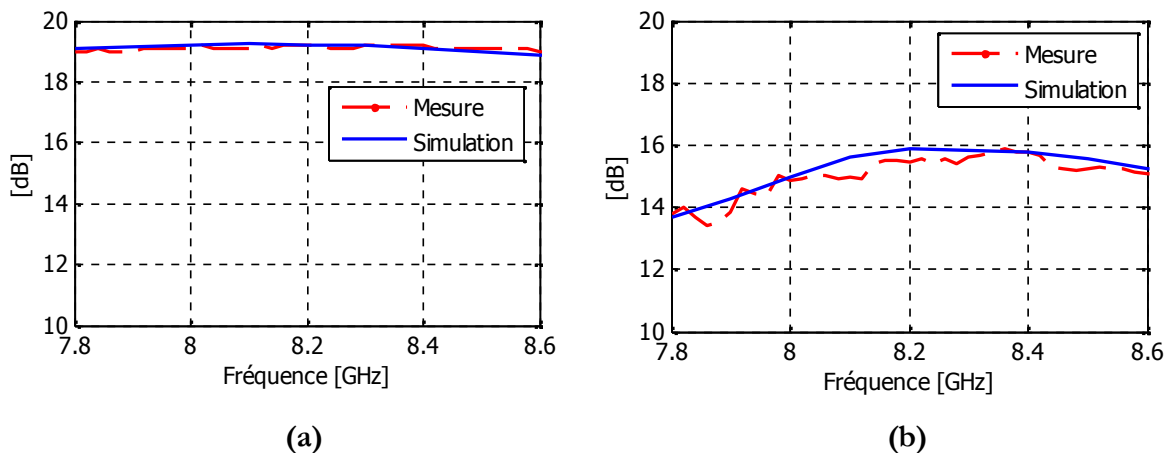


Figure III-21: Comparaison simulation/mesure (a) directivités et (b) gains.

IV-1.4.4 Diagrammes de rayonnement

Après avoir présenté les résultats de mesure concernant les adaptations (**Figure III-20**), la directivité et le gain maximal réalisé en fonction de la fréquence (**Figure III-21**), une comparaison entre les diagrammes de rayonnement normalisés obtenus dans la bande de fonctionnement est montrée sur les **Figures III-22**, **III-23** et **III-24**. Deux angles de pointages spatiaux ont été considérés (-15° et 30°) afin de montrer la capacité de **MARPEM** en pointage électronique (**Figures III-23** et **III-24**).

Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

La comparaison montre que les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont quasi-identiques sur la bande de fonctionnement [8-8.4 GHz] soit dans la direction axiale ou dans les directions pointées (vers -15° et 30°). Il faut noter aussi que le rayonnement arrière dans tous les cas montrés est toujours faible et inférieur à -35 dB.

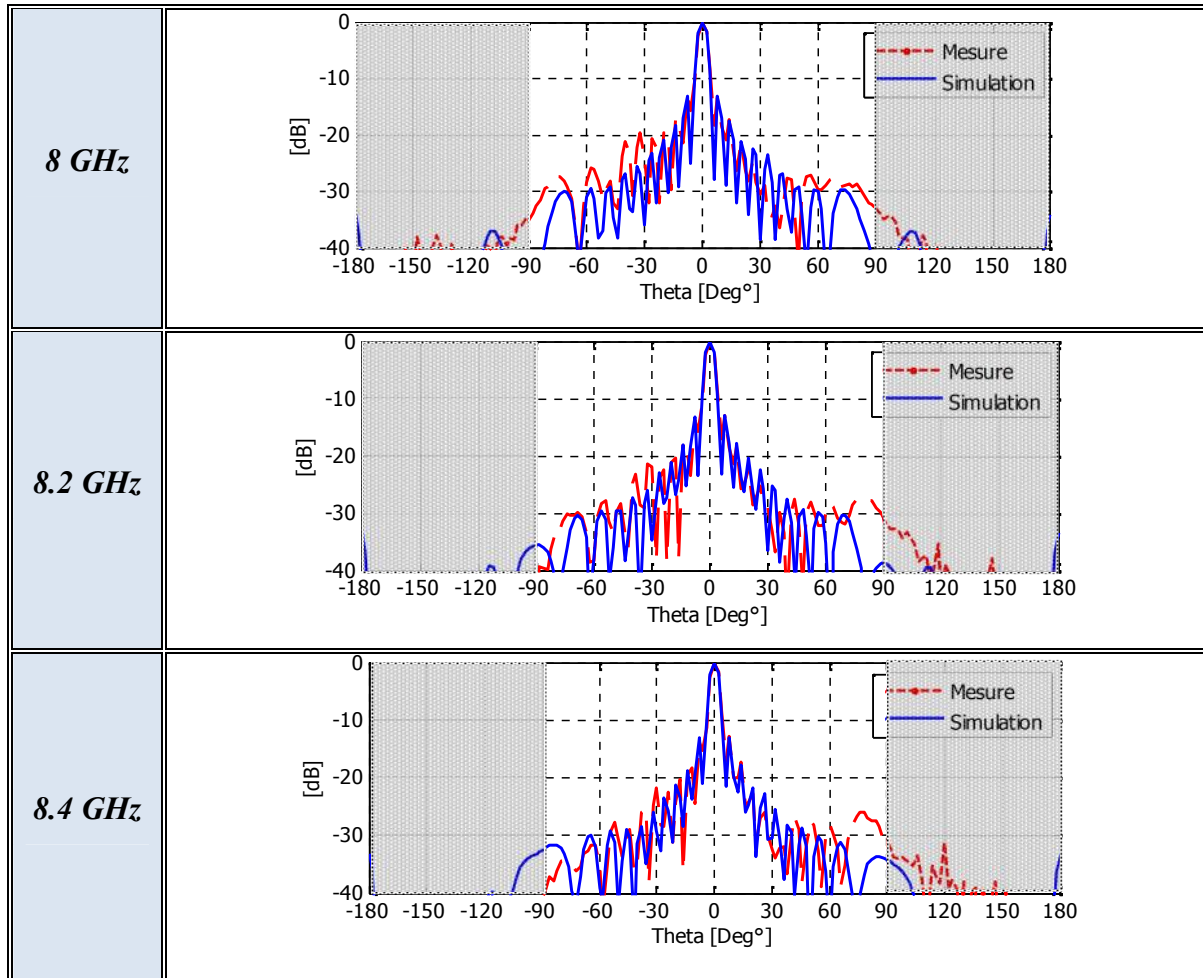
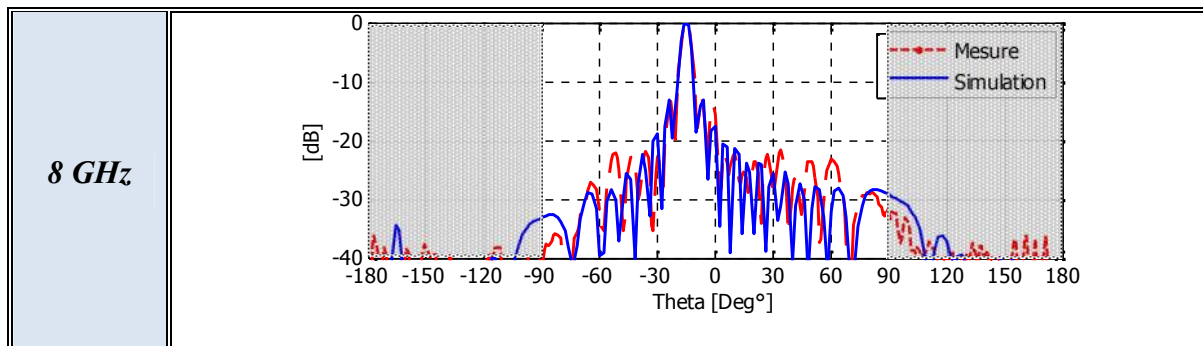


Figure III-22: Comparaison simulation/mesure de diagrammes Sinc axiaux.



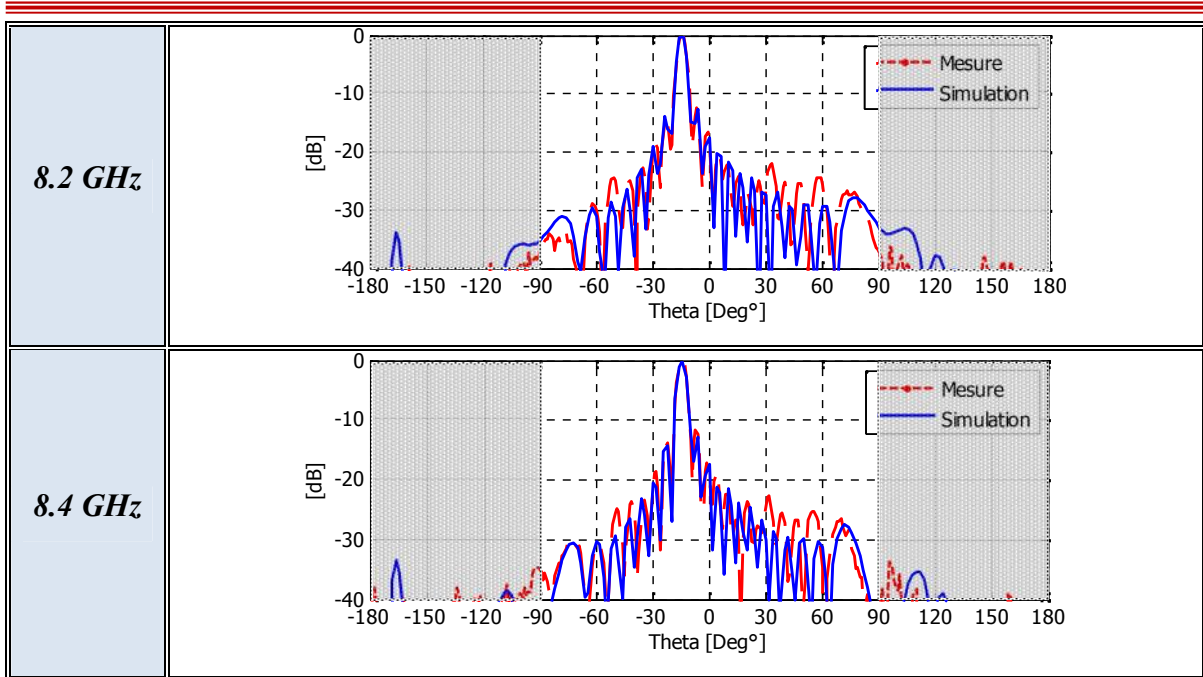


Figure III-23: Comparaison simulation/mesure de diagrammes pointés vers -15° .

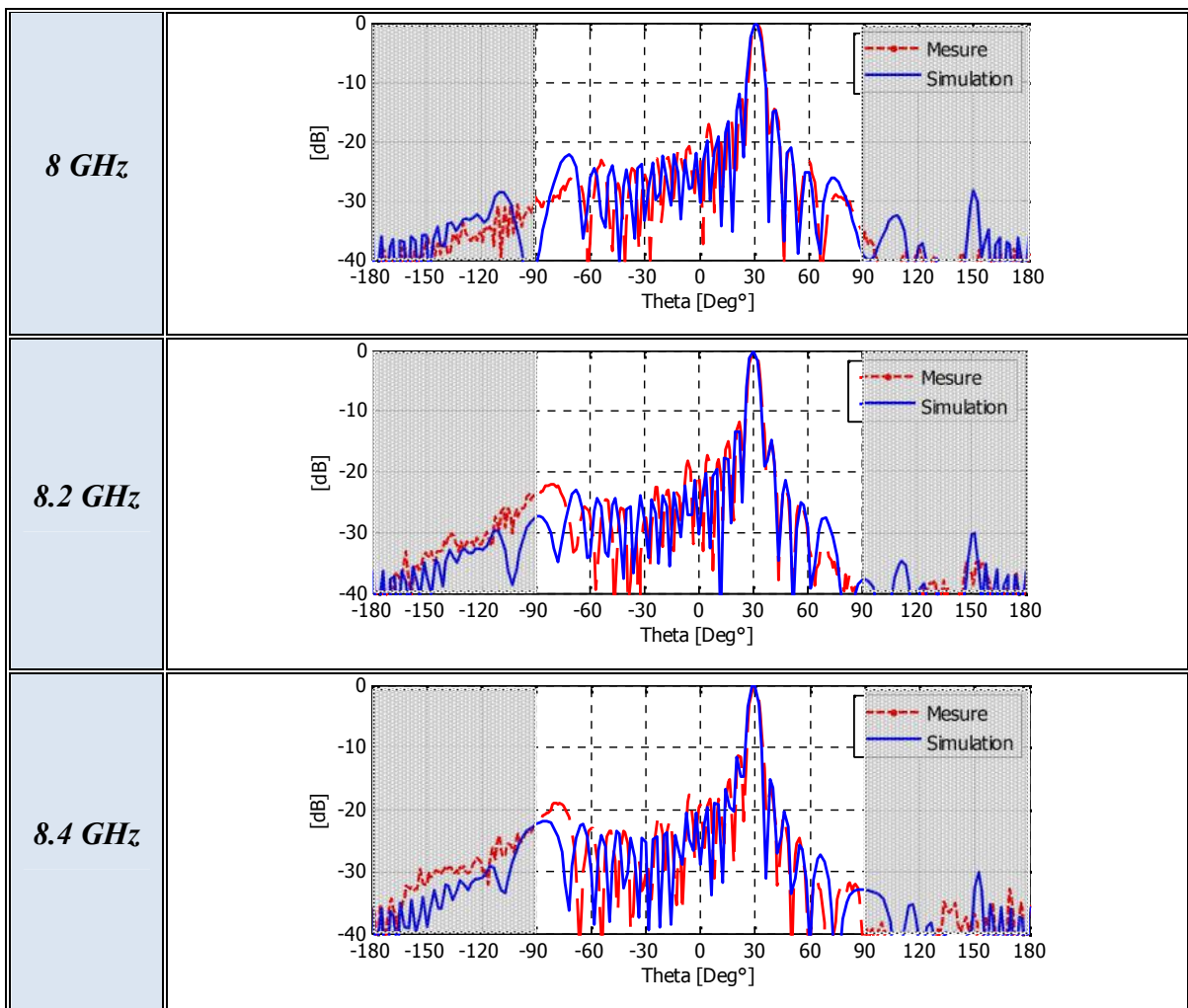


Figure III-24: Comparaison simulation/mesure de diagrammes pointés vers 30° .

Dans ce qui précède, le prototype fabriqué a montré ses performances électromagnétiques à travers de la grande concordance obtenue entre la simulation et la mesure. Dans la partie suivante, **MARPEM** montrera ses performances dans la formation de faisceaux et également le pointage électronique. Le but de cette partie est de former un faisceau ayant une forme prédéfinie de type sectorielle, ayant des caractéristiques de rayonnement particulières. La formation du faisceau et également son pointage électronique dans l'espace seront effectués en utilisant le même BFN du mode 1 mais en changeant seulement le diviseur de puissance.

IV-2 Mode de rayonnement 2 : le faisceau sectoriel

IV-2.1 Principe et contexte de la formation du faisceau

Toute innovation dans la qualité des faisceaux électromagnétiques formés permet de faire sauter des verrous technologiques dans différents domaines d'applications tels que la RFID, les radars, les télécommunications et la guerre électronique (cf. **chapitre I**). La formation des diagrammes de rayonnement dans **MARPEM** se fait par une pondération en amplitude et/ou en phase des différents pixels de la matrice. Le choix du type de pondération va dépendre du résultat escompté.

Globalement, une pondération en amplitude permet de réduire le niveau de lobes secondaires qui sont à -13 dB du max, dans le cas d'une excitation équi-amplitude classique comme c'était le cas du mode de rayonnement 1. De plus, une excitation pondérée en amplitude et en phase permet de former un diagramme de rayonnement de forme prédéfinie et de le faire pointer dans l'espace afin de répondre à plusieurs objectifs de rayonnement que le faisceau Sinc classique ne peut pas satisfaire. Dans ce contexte, une loi d'excitation particulière sera introduite dans le paragraphe suivant.

IV-2.2 Intérêt et définition du faisceau sectoriel proposé

Dans la plupart des systèmes antennaires, les diagrammes de rayonnement les plus utilisés sont de type Sinc classique comme le montre la **Figure III-25.a**. Ce type de faisceau permet d'obtenir un gain élevé mais également des effets de rayonnement indésirables. Parmi ces effets indésirables, on cite le gain non constant sur l'ouverture définie à -3 dB du max, le

niveau de lobes secondaires fixé à -13 dB du max, le rayonnement arrière et d'autres. Dans ce contexte, l'objectif consiste à former un diagramme de forme sectorielle présentant un gain constant sur une ouverture angulaire précise avec un faible niveau de lobes secondaires et de rayonnement arrière. Ce faisceau doit permettre également de s'affranchir des effets de rayonnement indésirables du faisceau Sinc classique. Le faisceau sectoriel désiré est un faisceau qui confine l'énergie électromagnétique entre deux angles $(\theta_0 - \Delta/2)$ et $(\theta_0 + \Delta/2)$ en élévation, avec le même comportement en azimut si c'est possible (**Figure III-25.b**).

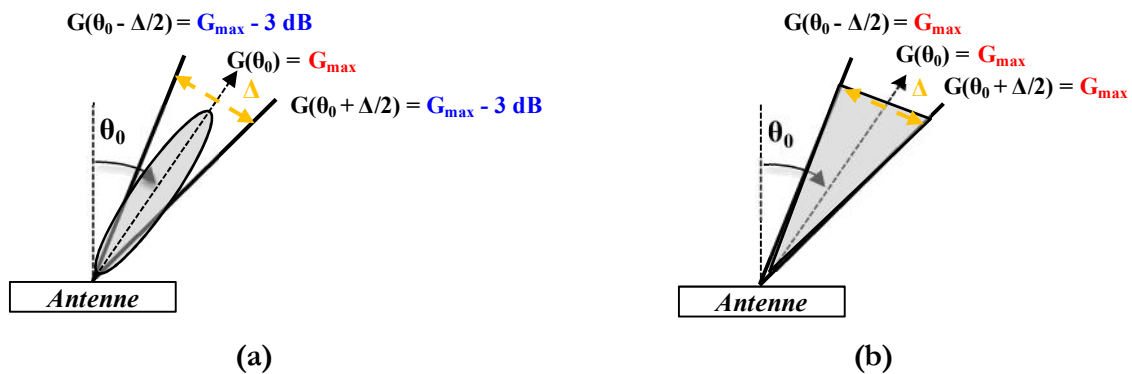


Figure III-25: Illustration d'un faisceau de type (a) Sinc et (b) sectoriel pointés dans une direction θ_0 en élévation.

IV-2.3 Le faisceau sectoriel en dépointage électronique

Une fois que le faisceau sectoriel désiré est formé, le but est de le faire balayer afin de couvrir l'espace dans le plan azimutal ($\varphi = 0^\circ$) puisque le démonstrateur MARPEM a été conçu en 1D. La **Figure III-26** montre une illustration de plusieurs faisceaux Sinc et sectoriels pointés dans l'espace afin de couvrir une zone angulaire $\Delta\theta^\circ$ (diagrammes en couleur noire). La comparaison permet de montrer l'apparition des trous de rayonnement à -3 dB entre les faisceaux Sinc, ce qui oblige à multiplier le nombre de ces faisceaux (diagrammes en couleur rouge), et pour lesquelles les lobes secondaires sont forts. Par contre, la zone angulaire est couverte proprement par un nombre réduit de faisceaux sectoriels. Il faut noter que le seul coût à payer avec le faisceau sectoriel c'est une chute en gain due à la pondération en amplitude obligatoire pour former le faisceau.

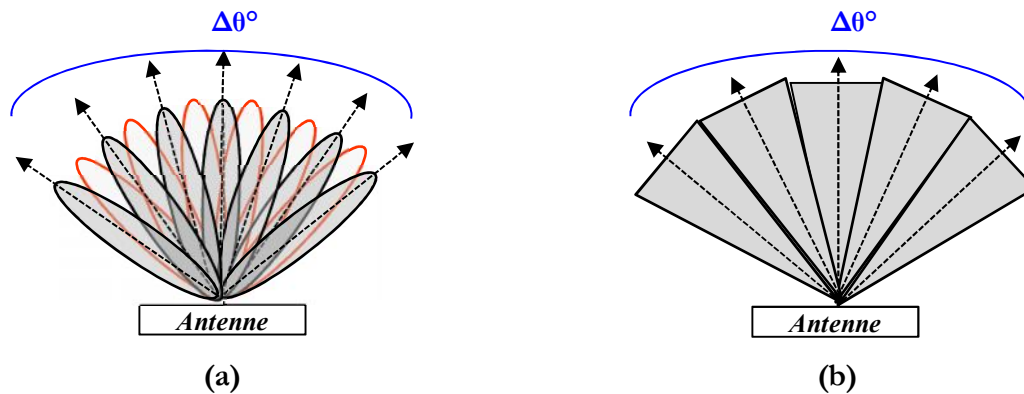


Figure III-26: Illustration des faisceaux dans un scénario de balayage électronique (a) Sinc (b) sectoriels.

IV-2.4 Technique de la formation du faisceau sectoriel

IV-2.4.1 Idée proposée

Pour fabriquer un tel type de faisceau, il faut se souvenir que le diagramme de rayonnement est approximativement une Transformée de Fourier Spatiale TFS de la distribution des champs électromagnétiques générés à la surface rayonnante ([Eq. I.1] et [Eq. I.2]). Ainsi, dans le cas classique où les poids appliqués aux antennes élémentaires (pixels dans le cas de MARPEM) sont équi-pondérés en amplitude et en phase, on obtient des faisceaux en forme d'un Sinc (Figure III-27.a). L'idée proposée consiste à traiter le problème inverse c'est-à-dire d'appliquer une loi d'excitation en Sinc pour obtenir un diagramme sectoriel, dite diagramme de type 'Porte' (Figure III-27.b).

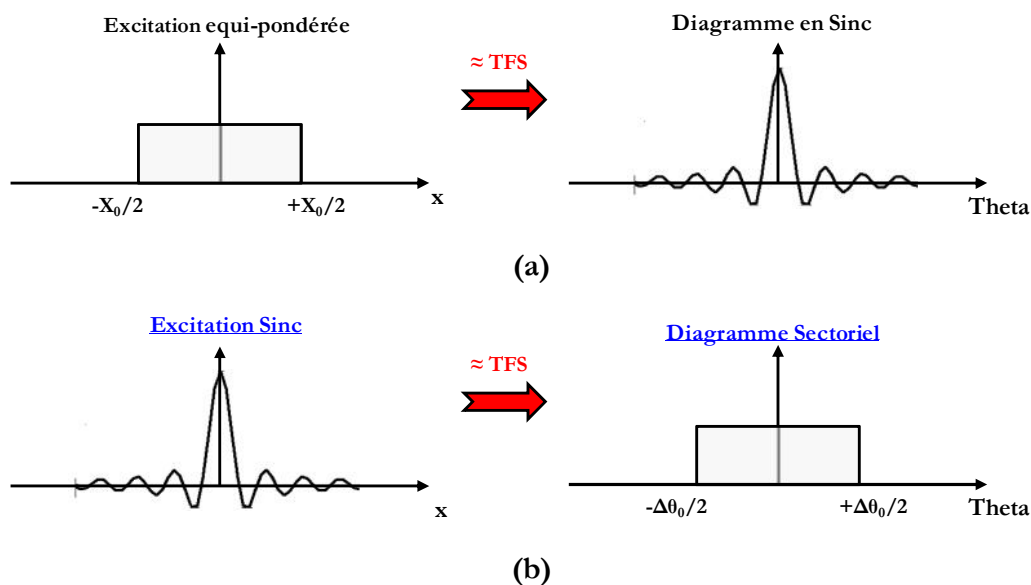


Figure III-27: Principe de pondération pour former un faisceau (a) Sinc (b) sectoriel.

Pour ce faire, le Sinc illustré ci-dessus sera tronqué par le nombre de pixels de la matrice (17). Ainsi, chaque pixel est excité par un poids précis en amplitude et en phase (Figure III-28) afin de former une loi d'excitation en Sinc sur toute la matrice. En effet, des études paramétriques ont été faites afin de montrer que l'effet de la troncature n'est pas trop pénalisant et surtout avec 17 pixels (*par exemple : un Sinc formé par 9 pixels peut aussi aboutir à un bon diagramme sectoriel mais le coût à payer sera le gain total de l'antenne*). En plus, pour pointer, il suffit d'introduire un terme de phase multiplié par le Sinc. Les deux fonctions : amplitude et phase sont donc dissociées ce qui est très important au niveau la réalisation, pour laquelle un diviseur de puissance pondéré une voie vers 17 n'est à concevoir et à réaliser qu'une seule fois et le pointage se réalise par l'intermédiaire des déphaseurs.

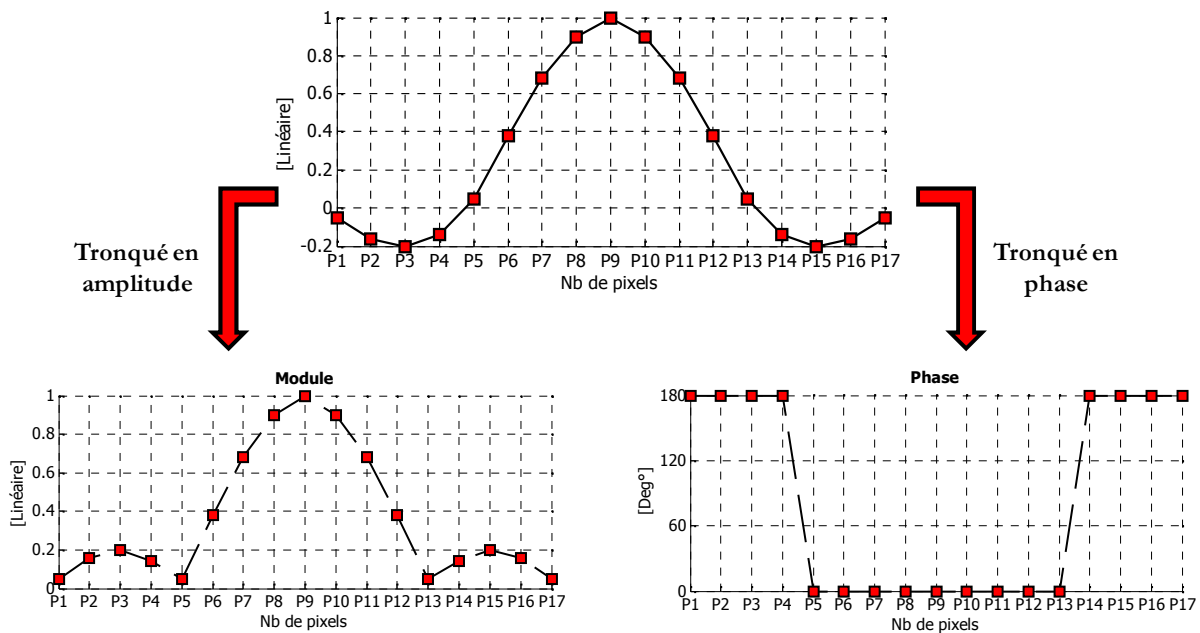


Figure III-28: Le Sinc tronqué en amplitude et en phase par les 17 pixels de la matrice.

IV-2.4.2 Les poids idéaux formant la loi d'excitation en Sinc

Les poids en amplitude et en phase à appliquer sur les pixels pour former le faisceau sectoriel désiré ont été calculés et optimisés en tâtonnant autour du Sinc sur CST Microwave pour arriver à une loi qui donne le meilleur faisceau sectoriel. La détermination de ces poids a été faite par analyse mais un logiciel de synthèse semble indispensable afin de trouver la solution optimale. Comme il a été déjà dit, le logiciel de synthèse fera partie des perspectives de cette thèse.

Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

Le **Tableau III-2** montre les poids idéaux en amplitude normalisés par rapport à 1 et en phase à réaliser, correspondants aux pixels de la matrice. Ces poids permettent d'obtenir un faisceau sectoriel présentant un gain constant sur une ouverture angulaire de 18° avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB par rapport au max. Les poids du **Tableau III-2** ont été calculés pour une fréquence centrale de 8.2 GHz et assurés par un diviseur de puissance non équi-pondéré qui a été conçu durant la thèse et fabriqué par le laboratoire **XLIM OSA**. La phase de conception et de réalisation du diviseur de puissance fait l'objet du prochain paragraphe.

Numéro du pixel	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇	P ₈	P ₉
Amplitude	0.05	0.09	0.09	0.08	0.08	0.35	0.58	0.81	1
Phase	180	180	180	180	0	0	0	0	0
Rapport P _i / P ₉ (%)	5 %	9 %	9 %	8 %	8 %	35 %	58 %	81 %	100 %
Numéro du pixel	P ₁₀	P ₁₁	P ₁₂	P ₁₃	P ₁₄	P ₁₅	P ₁₆	P ₁₇	
Amplitude	0.812	0.58	0.35	0.08	0.086	0.096	0.09	0.05	
Phase	0	0	0	0	180	180	180	180	
Rapport P _i / P ₉ (%)	81.2 %	58 %	35 %	8 %	8.6 %	9.6 %	9 %	5 %	

Tableau III-2: Les poids en amplitude et en phase obtenus par le diviseur de puissance modélisé pour $f = 8.2$ GHz.

En appliquant ces poids sur les pixels de la matrice BIE notant qu'ils ne sont pas strictement identiques pour les autres fréquences de la bande de fonctionnement [8-8.4 GHz] (*les poids générés par le diviseur modélisé varient légèrement en fonction de la fréquence*), la **Figure III-29** montre les diagrammes de rayonnement obtenus pour avoir une idée sur les spécifications du diagramme sectoriel désiré. Les résultats montrés ont été obtenus par CST Microwave en implémentant la matrice [S] du diviseur modélisé par *Momentum* (logiciel de modélisations électromagnétiques des circuits imprimés). Les résultats montrent un diagramme de rayonnement de type sectoriel ayant une directivité constante de 13.9 dB sur une ouverture angulaire de 18° avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -23 dB. Les spécifications de diagrammes montrés sont presque conservées sur toute la bande de fonctionnement.

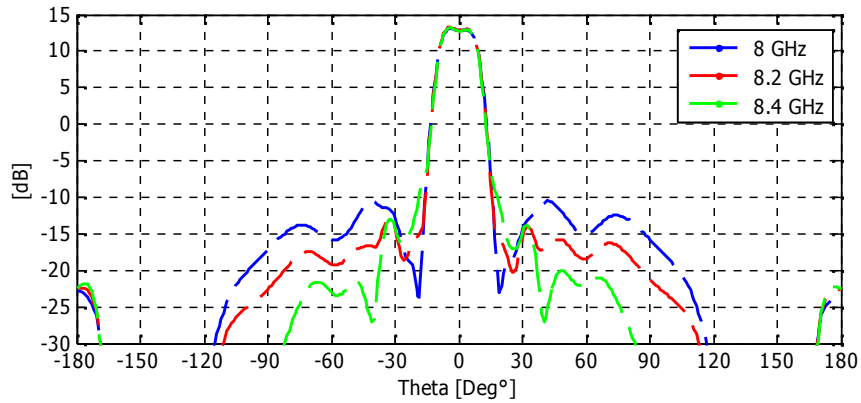


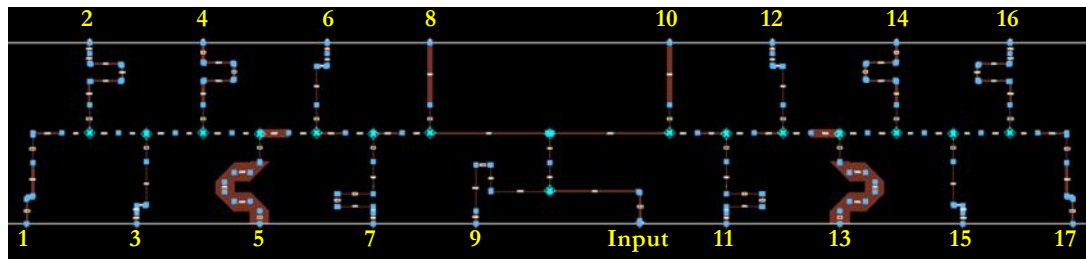
Figure III-29: Diagrammes de rayonnement sectoriels simulés pour trois fréquences.

IV-2.4.2 Conception et réalisation du diviseur de puissance

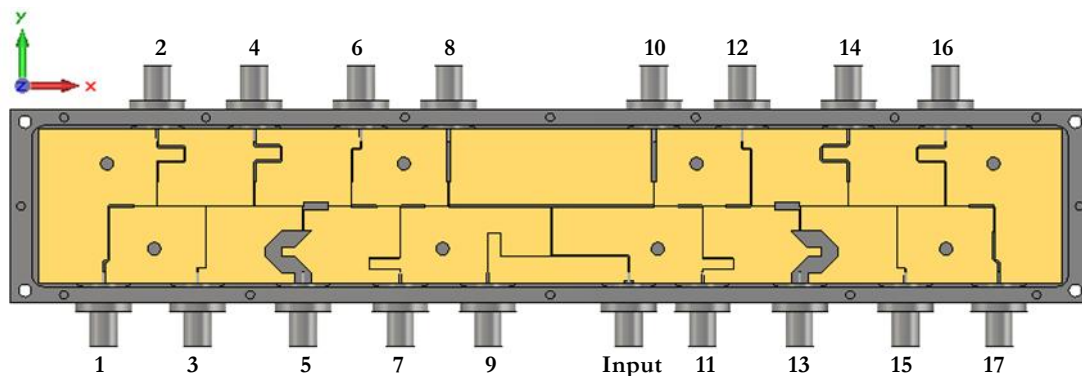
La loi d'excitation en Sinc a été assurée par un diviseur de puissance 1 voie vers 17 qui été modélisé et fabriqué par le laboratoire **XLIM OSA**. La conception et la fabrication du diviseur sont basées sur la théorie des lignes microruban [III-1], pour leur simplicité de réalisation et pour leurs faibles coûts. Les largeurs et les longueurs des lignes ont été optimisées par des logiciels de simulations 2D (*ADS Agilent* et *Momentum*) afin de fournir la loi d'excitation désirée par les sorties du diviseur (un bref rappel sur la théorie des lignes microruban est donné dans [Annexe III]).

IV-2.4.2.1 Conception et réalisation du diviseur

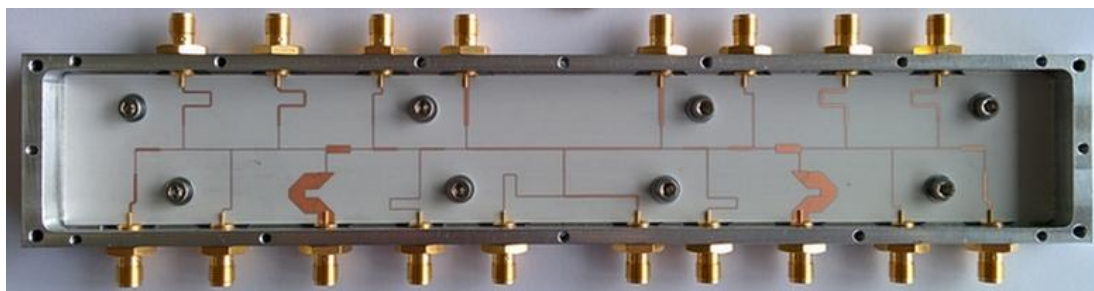
La **Figure III-30.a** montre le dessin final du diviseur de puissance modélisé. Dans la première étape, les dimensions des lignes ont été calculées et simulées par un logiciel de simulation 2D (*ADS Agilent*) et optimisées en utilisant des fonctions d'optimisations implémentées sur ADS afin d'aboutir à la loi d'excitation désirée. Dans la deuxième étape et après avoir calculé les dimensions des lignes, le dessin du circuit a été réalisé par *Momentum* (un logiciel de conception et de simulation). Les dimensions ont été légèrement ré-optimisées, par *Momentum*, de façon à avoir réajusté la loi en Sinc en tenant en compte, cette fois, des contraintes de réalisation (permittivité, pertes d'insertions, métallisation, ...). Il faut noter que l'optimisation a été faite pour obtenir la loi d'excitation en Sinc à une seule fréquence (8.2 GHz, la fréquence centrale de la bande de fonctionnement). Par contre, on montrera que cette loi a été presque conservée sur toute la bande de travail [8-8.4 GHz].



(a)



(b)



(c)

Figure III-30: Diviseur de puissance final 1 voie vers 17 (a) layout sur Momentum (b) design final avec les connecteurs et le boîtier (c) prototype fabriqué.

Sur la **Figure III-30**, on remarque que le diviseur de puissance est construit à partir des transformateurs d'impédances et des lignes à retard de phase qui servent à ramener aux sorties du diviseur les coefficients de transmissions désirés en amplitude et en phase. Le diviseur de puissance a été fabriqué par *LITHOS* et le laboratoire (**Figure III-30.c**).

IV-2.4.2.2 Comparaison des performances électromagnétiques

La **Figure III-31** présente les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion du diviseur au niveau de l'entrée principale (Input) quand il est enfermé dans sa boîte métallique. Comme le montre cette figure, le diviseur est bien adapté sur toute la bande [8-8.4 GHz]. En plus, la **Figure III-32** montre les résultats en mesure et en simulation des

coefficients de transmission $S_{j,input}$ ($j=1, 2, 3, \dots, 9$) afin d'évaluer les performances du diviseur fabriqué. Les coefficients ne sont pas tous présentés puisque le diviseur est quasi-symétrique (**Tableau III-2**). La comparaison montre une grande concordance entre la simulation et la mesure confirmant ainsi la génération d'une loi d'excitation en Sinc. L'erreur maximale relative entre la simulation et la mesure en amplitude et en phase ne dépasse pas respectivement 0.06 et 10° . En plus, suivant des études paramétriques sur la tolérance de variation de l'amplitude et de la phase, l'effet de l'erreur obtenue est mineur et ne change pas pratiquement les résultats. D'après ce qui précède, il est donc possible de placer le diviseur de puissance derrière la matrice antennaire pour tester son comportement. Pour ce faire, la matrice [S] mesurée du diviseur a été implémentée en utilisant CST Microwave Studio sous forme d'un fichier *touchstone.S18p* et une co-simulation avec l'antenne a été faite. Les résultats obtenus, en premier temps, ont été comparés aux diagrammes de la **Figure III-29**.

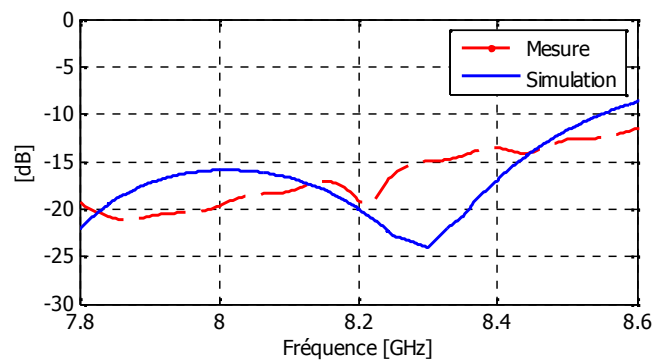
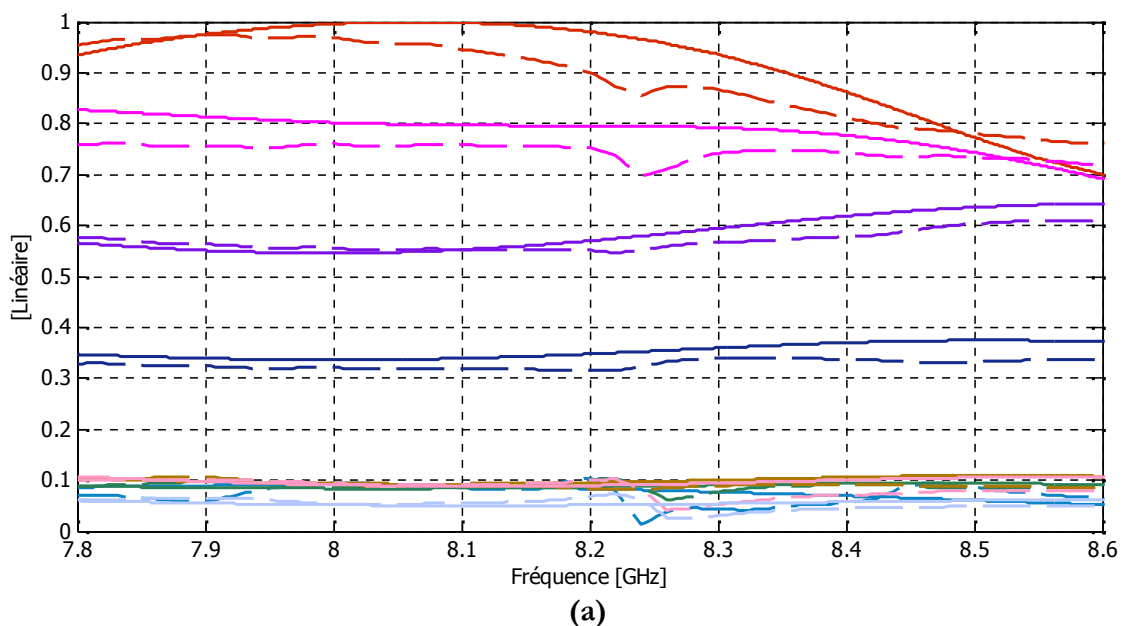
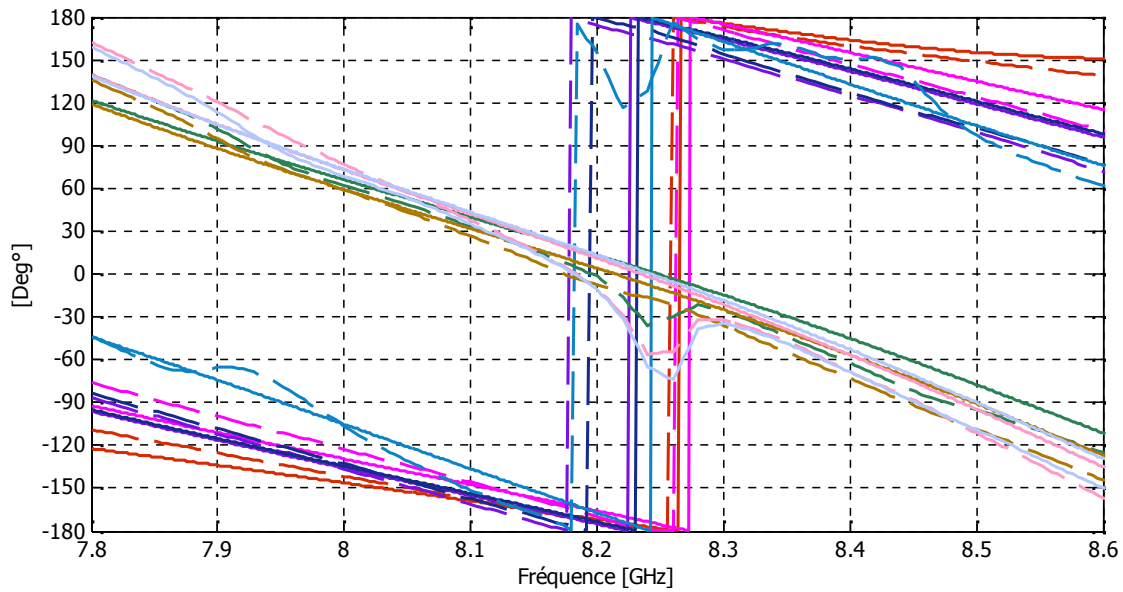


Figure III-31: Comparaison simulation/mesure du coefficient de réflexion au niveau de l'entrée principale du diviseur de puissance modélisé et fabriqué.





(b)

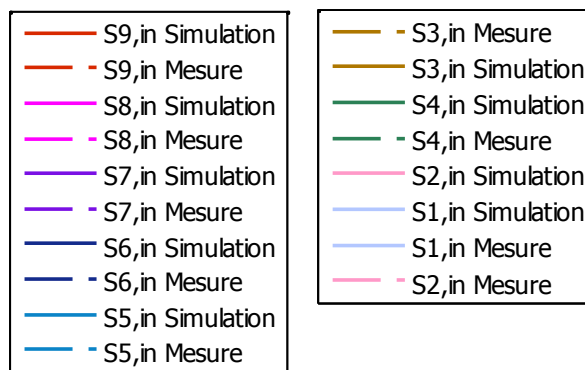


Figure III-32: Comparaison simulation/mesure des coefficients de transmission du diviseur (a) module et (b) phase.

La **Figure III-33** montre que les spécifications des digrammes de rayonnement sectoriels co-simulés sont presque satisfaites par rapport à celles des digrammes simulés déjà illustrés dans la **Figure III-29**. En effet, la co-simulation montre que les diagrammes obtenus sont de type sectoriel présentant un gain constant de 10.7 dB sur une ouverture angulaire de 18° avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -25 dB sur la bande [8-8.4 GHz]. Une chute moyenne de 3.2 dB au niveau du gain par rapport à la simulation est obtenue due aux pertes d'insertions engendrées par le diviseur de puissance (1.5 dB) et par les déphaseurs et la connectique (1.7 dB). Dans les paragraphes suivants, une comparaison entre les résultats de mesure du prototype complet avec ceux de la co-simulation est montrée.

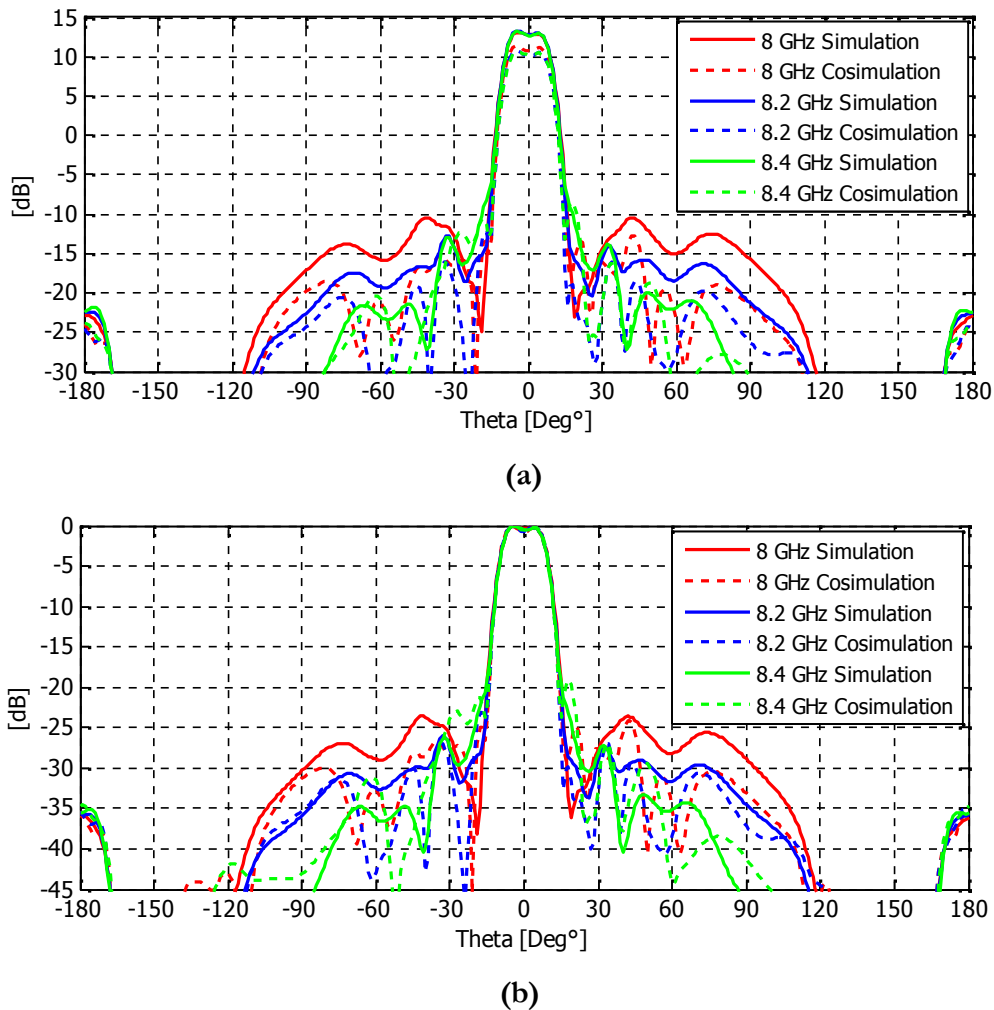


Figure III-33: Comparaison simulation/co-simulation des diagrammes de rayonnement sectoriels (a) non normalisés (b) normalisés.

IV-2.5 Performances de rayonnement du prototype complet

IV-2.5.1 BFN en présence du diviseur non équi-pondéré

Les performances du diviseur de puissance non équi-pondéré ont été évaluées et validées. En effet, pour valider expérimentalement le mode de rayonnement 2 (faisceau sectoriel), le diviseur non équi-pondéré est installé dans le BFN à la place du diviseur équi-amplitude et équi-phase (Figure III-34). Des nouvelles mesures avec le nouveau BFN ont été réalisées dans la chambre anéchoïque. Les résultats de mesure concernant l'adaptation du système complet et les diagrammes de rayonnement sont présentés dans les paragraphes suivants. Les mesures ont été faites pour trois directions : direction axiale, pointages vers 10° et 30°.



Figure III-34: Le nouveau BFN de MARPEM en présence du diviseur non équi-pondéré.

IV-2.5.2 Adaptations

La Figure III-35 montre que le prototype présente une bonne adaptation pour la simulation et la mesure au niveau de l'entrée principale du système complet. En effet, pour les trois cas de figures de rayonnement, toutes les courbes de simulation et mesure présentent une adaptation inférieure à -10 dB, sur la bande utile [8-8.4 GHz].

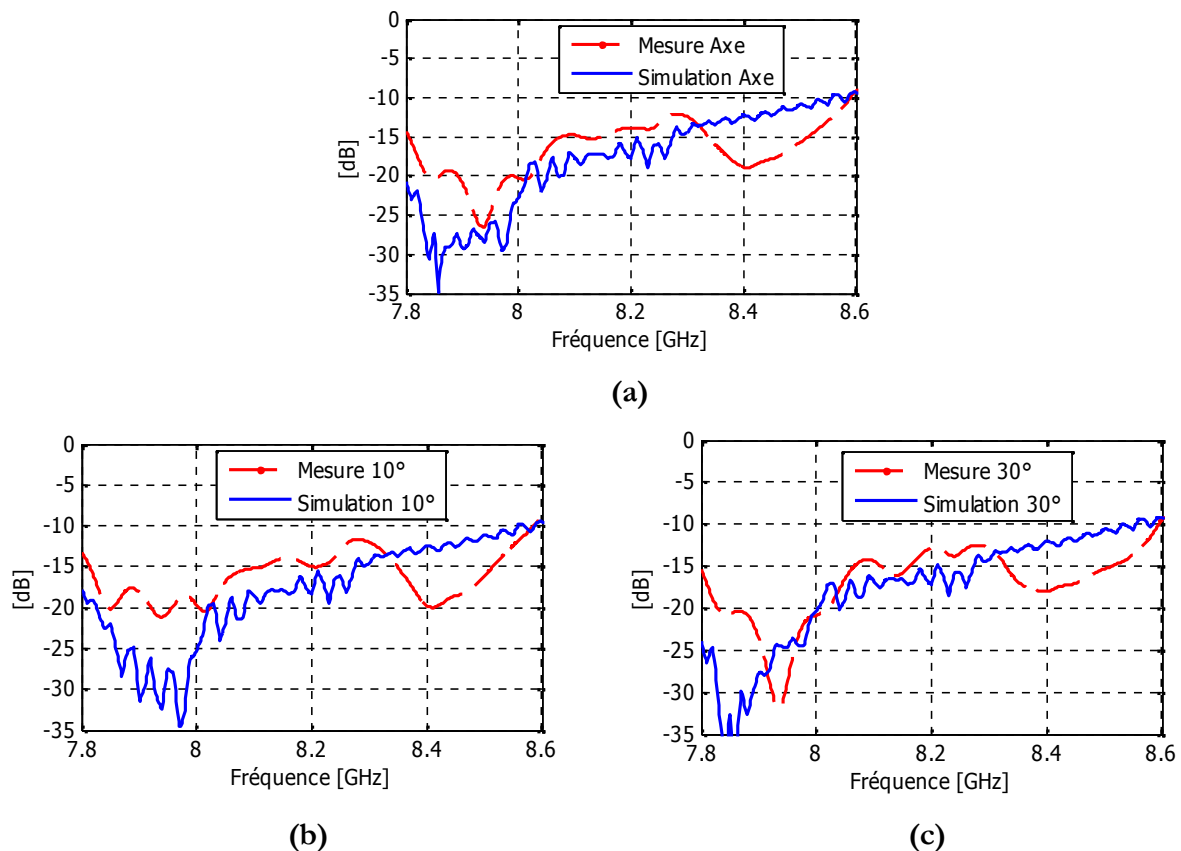


Figure III-35: Comparaison simulation/mesure de l'adaptation (a) axe, (b) 10° (c) 30°.

IV-2.5.3 Diagrammes de rayonnement

Pour pouvoir effectuer une bonne comparaison entre les résultats de simulation et de mesure concernant les diagrammes de rayonnement, la même procédure que celle présentée dans (§. IV-1.4.1) a été suivie. Cette fois, la matrice [S] mesurée du diviseur de puissance non équi-pondéré, les déphasages ainsi que les pertes induites par les déphaseurs et les câbles malléables ont été prises en compte dans une co-simulation faite sur CST Microwave Studio.

Il faut noter que le diviseur de puissance a été conçu pour générer une loi d'excitation en Sinc sur la fréquence centrale 8.2 GHz de la bande. D'après les diagrammes de rayonnement illustrés sur les **Figures III-36, III-37 et III-38**, cette loi d'excitation a été presque conservée sur toute la bande de fonctionnement formant ainsi des diagrammes sectoriels en maintenant presque les mêmes spécifications obtenues à 8.2 GHz.

Dans la direction axiale, la comparaison montre une bonne concordance entre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sur toute la bande [8-8.4 GHz]. Toutes les courbes illustrées sur la **Figure III-36** présentent des diagrammes de rayonnement de type sectoriel avec un gain constant sur une ouverture angulaire de 18°. Le niveau de lobes secondaires et du rayonnement arrière est respectivement inférieur à -20 dB et -40 dB. Cette comparaison a validé expérimentalement la capacité de **MARPEM** à former de faisceaux à forme prédéfinie. Le but maintenant est de pointer les faisceaux formés dans l'espace tout en gardant, le plus possible, la même forme du lobe principal et les mêmes spécifications.

Pour ce faire, les lobes ont été pointés vers des directions de 10° et 30° de l'espace en utilisant les déphaseurs du BFN. Les **Figures III-37 et III-38** montrent que les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont bien pointés vers les directions de pointages correspondantes. La forme des faisceaux est toujours sectorielle avec un gain constant presque sur la même ouverture angulaire. La comparaison montre que les faisceaux simulés et mesurés, dans chaque cas, sont assez proches, et surtout au niveau du lobe principal.

Pour un pointage de 30°, une remontée au niveau de lobes secondaires et une apparition d'un lobe de pixellisation ont été remarquées. Les lobes secondaires sont maintenant à -18 dB du max et dans le pire des cas ($f = 8.4$ GHz) ils sont à -12 dB du max. En effet, En se basant sur les spécifications des déphaseurs analogiques (980-4K) fournies par *Aéroflex Weinschel*, on s'était aperçu que le niveau d'atténuation des déphaseurs varie avec le

Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

niveau de déphasage demandé. Ainsi, pour les forts pointages, les déphaseurs engendrent des forts niveaux d'atténuations qui peuvent différer d'un déphaseur à un autre, ce qui peut dégrader en amplitude la loi d'excitation Sinc ramenée aux pixels. Cette dégradation se traduit surtout par une remontée au niveau de lobes secondaires. Donc, la remontée a été justifiée par l'atténuation ramenée par les déphaseurs au niveau de chaque voie. Un lobe de pixellisation à -10 dB du max est apparu à -80° du au phénomène de pixellisation de la matrice BIE (les pixels ont une périodicité de $0.6\lambda_0$). Ce phénomène est plausible, il ressemble à un lobe de réseau classique dû à la physique dont on ne peut pas s'affranchir facilement. Quant au rayonnement arrière, les mesures montrent qu'il reste toujours faible et inférieur à -25 dB.

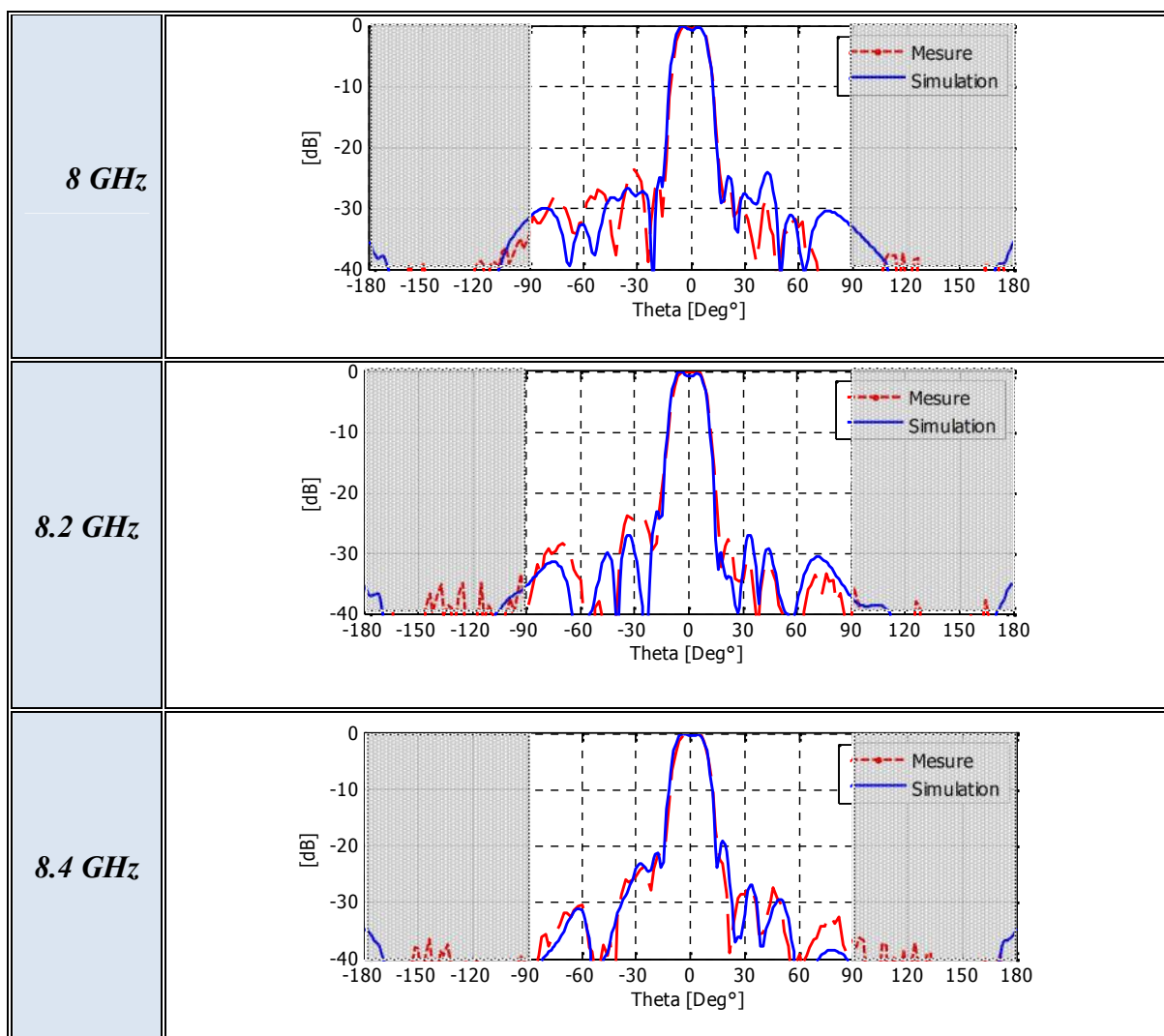


Figure III-36: Comparaison simulation/mesure des diagrammes sectoriels axiaux.

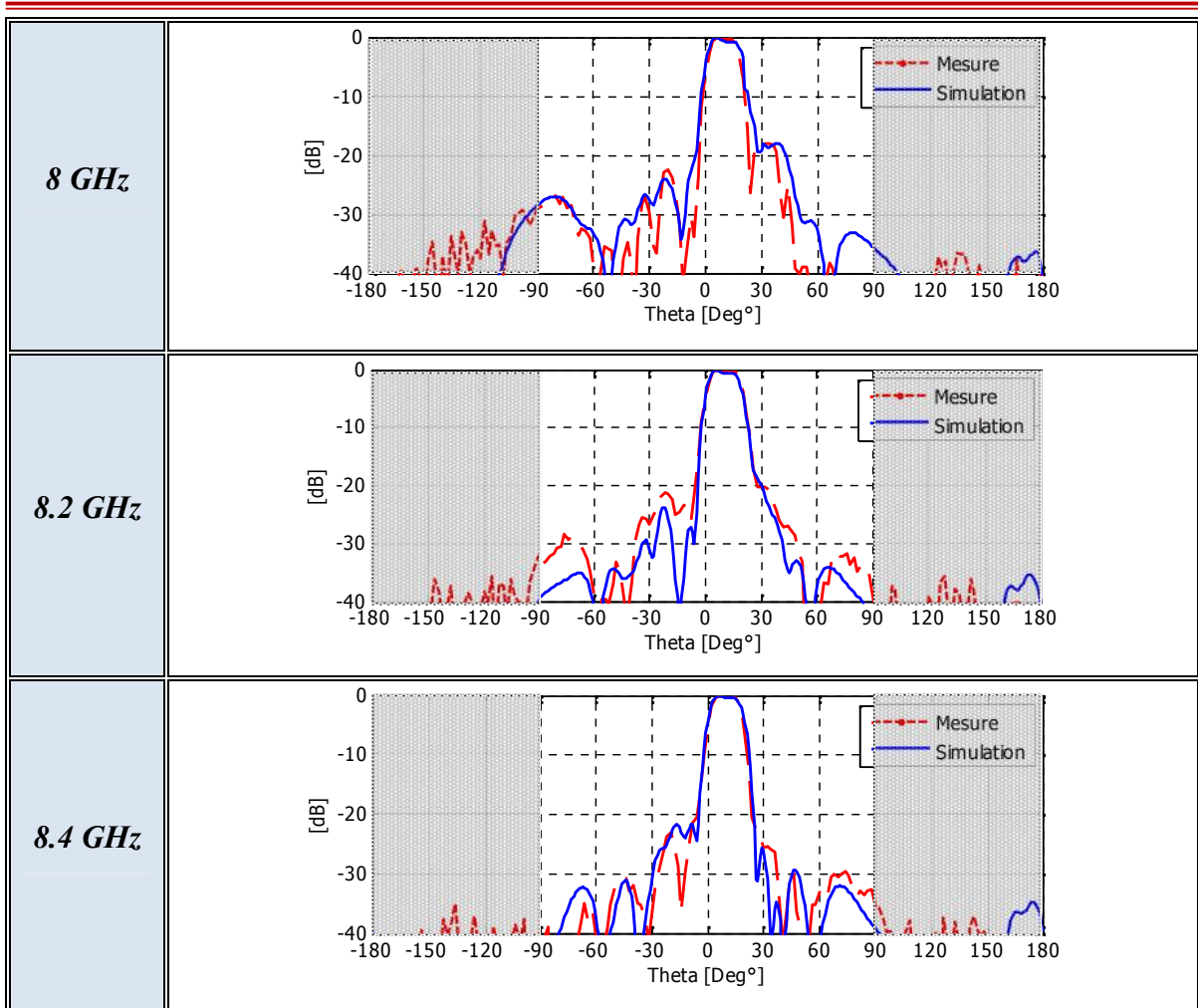
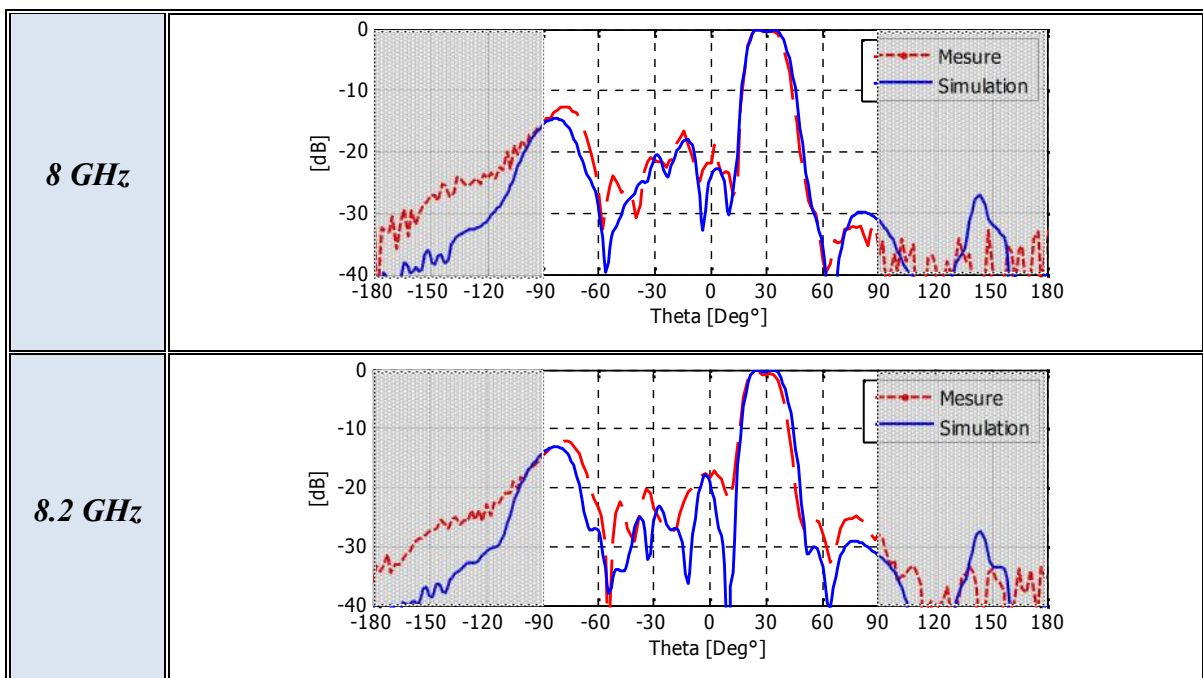


Figure III-37: Comparaison simulation/mesure des diagrammes pointés vers 10°.



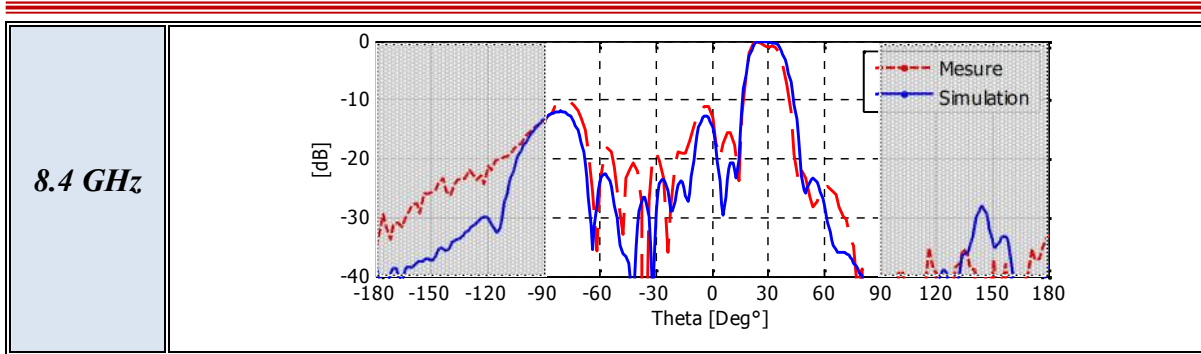


Figure III-38: Comparaison simulation/mesure des diagrammes pointés vers 30°.

Pour conclure, les résultats de mesures pour tous les cas de figures sont très satisfaisants malgré la complexité et la sensibilité du diviseur de puissance non équi-pondéré, le grand nombre de pixels et de déphaseurs à gérer et en plus l'incertitude de mesure de la chambre anéchoïque.

V. CONCLUSION

L'objectif principal de ce chapitre était de valider expérimentalement les performances électromagnétiques de **MARPEM**. Ces performances concernent le faible couplage mutuel entre les pixels et les deux fonctions principales de **MARPEM** : la formation du faisceau et le pointage électronique. Pour ce faire, un démonstrateur fonctionnant sur la bande X et précisément entre [8-8.4 GHz] a été modélisé et fabriqué. Les spécifications et le cahier des charges relatifs à ce démonstrateur ont été fixés par l'équipe dans le but d'une validation expérimentale et non pas dans le cadre d'une application visée.

Le démonstrateur étant une matrice de 17 pixels BIE de périodicité $0.6\lambda_0$ ($f_0 = 8.2$ GHz) et agencés suivant une seule dimension pour former une matrice linéaire 1D. Deux types de rayonnement ont été envisagés. Un rayonnement classique de type Sinc obtenu par une excitation équi-amplitude et équi-phase des pixels. Un autre rayonnement de type sectoriel présentant un gain quasi constant sur une ouverture angulaire de 18° avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB a été aussi envisagé. Ensuite, ces diagrammes de rayonnement ont été pointés vers des angles de pointages spatiaux prédéfinis en utilisant des déphaseurs analogiques. Les résultats de mesures obtenus pour les différents cas de figures ont été très satisfaisants et font de **MARPEM** un système antennaire fiable, robuste et performant pour des applications de formations de faisceaux et de pointages électroniques.

Dans le **chapitre IV**, un autre dispositif a vu le jour dans le cadre d'une application de suivi et d'identification des cibles mobiles coopératives. Le nouveau dispositif applicatif est basé sur le même principe que celui du démonstrateur précédent mais fonctionnant en réception sur une autre bande fréquentielle (bande S ; $f_0 = 2.48$ GHz). Le but est de suivre d'une manière efficace des cibles mobiles coopératives (personnes, animaux, ...) pour une application concrète dans le cadre d'un projet régional-FEDER.

Bibliographie du chapitre III

[III-1] J. Fisk, “Microstrip Transmission Line”, Ham Radio, Jan. 1978.

Table des illustrations

Figure III-1: Structure générale du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$).	105
Figure III-2: Vue de dessous de la FSS utilisée dans la face supérieure du pixel BIE.	106
Figure III-57: La phase du coefficient de réflexion de la FSS utilisée.	106
Figure III-4: Patch d'excitation du pixel BIE alimenté par un connecteur femelle SMA particulier (réf. : R125512001).	107
Figure III-5: Support métallique formé par des alvéoles (a) vue normale (b) vue en zoom.	108
Figure III-6: Insertion des FSS et des systèmes d'excitation dans les alvéoles.	109
Figure III-7: Le modèle du prototype antennaire complet : pièces principales et dimensionnement.	110
Figure III-8: Vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$) de la matrice BIE.	110
Figure III-9: Prototype réalisé d'une matrice BIE 1D de 17 pixels, vue en (a) perspective (b) face avant et (c) face arrière.	111
Figure III-10: Le prototype connecté au système responsable de mesurer les paramètres S.	112
Figure III-11: Comparaison entre les coefficients d'adaptation simulés et mesurés pour les pixels 1, 4, 9 et 17.	113
Figure III-12: Les coefficients d'adaptation mesurés de tous les pixels.	113
Figure III-13: Comparaison des coefficients de couplage simulés et mesurés entre le pixel central et (a) le premier pixel voisin du gauche (b) le deuxième pixel voisin du gauche.	114
Figure III-14: Le prototype complet (a) BFN vu de dessous (b) BFN vue en zoom et (c) dans la chambre anéchoïque de XLIM.	116
Figure III-15: Mesure du diviseur de puissance de commerce (18-Way Power Divider, Clear Microwave Inc).	117
Figure III-16: Adaptation mesurée à l'entrée centrale du diviseur de puissance de commerce.	118
Figure III-17: Les coefficients de transmission $S_{j,1}$ mesurés aux sorties du diviseur de puissance (a) en module (b) en phase.	118
Figure III-18: Déphaseur analogique 980-4K chez Weinschel/Aéroflex.	119
Figure III-19: La matrice antennaire et le BFN mesuré associés sur CST Microwave Studio.	119
Figure III-20: Comparaison simulation/mesure de l'adaptation du prototype final générant un faisceau Sinc (a) axe, (b) pointage vers -15° et (c) pointage vers 30°	120
Figure III-21: Comparaison simulation/mesure (a) directivités et (b) gains.	121
Figure III-76: Comparaison simulation/mesure de diagrammes Sinc axiaux.	122
Figure III-23: Comparaison simulation/mesure de diagrammes pointés vers -15°	123
Figure III-24: Comparaison simulation/mesure de diagrammes pointés vers 30°	123
Figure III-25: Illustration d'un faisceau de type (a) Sinc et (b) sectoriel pointés dans une direction θ_0 en élévation.	125
Figure III-26: Illustration des faisceaux dans un scénario de balayage électronique (a) Sinc (b) sectoriels.	126
Figure III-27: Principe de pondération pour former un faisceau (a) Sinc (b) sectoriel.	126
Figure III-28: Le Sinc tronqué en amplitude et en phase par les 17 pixels de la matrice.	127
Figure III-29: Diagrammes de rayonnement sectoriels simulés pour trois fréquences.	129
Figure III-30: Diviseur de puissance final 1 voie vers 17 (a) layout sur Momentum (b) design final avec les connecteurs et le boîtier (c) prototype fabriqué.	130
Figure III-31: Comparaison simulation/mesure du coefficient de réflexion au niveau de l'entrée principal du diviseur de puissance modélisé et fabriqué.	131
Figure III-32: Comparaison simulation/mesure des coefficients de transmission du diviseur (a) module et (b) phase.	132

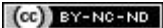
Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale du concept MARPEM

Figure III-33: Comparaison simulation/co-simulation des diagrammes de rayonnement sectoriels (a) non normalisés (b) normalisés.	133
Figure III-34: Le nouveau BFN de MARPEM en présence du diviseur non équi-pondéré.....	134
Figure III-35: Comparaison simulation/mesure de l'adaptation (a) axe, (b) 10° (c) 30°.....	134
Figure III-36: Comparaison simulation/mesure des diagrammes sectoriels axiaux.....	136
Figure III-37: Comparaison simulation/mesure des diagrammes pointés vers 10°.....	137
Figure III-38: Comparaison simulation/mesure des diagrammes pointés vers 30°.....	138

Table des tableaux

Tableau III-1: Cahier des charges du démonstrateur MARPEM en band X [8-8.4 GHz].....	104
Tableau III-2: Les poids en amplitude et en phase obtenus par le diviseur de puissance modélisé pour $f = 8.2$ GHz.	128

**Chapitre III – Réalisation et Test d'un démonstrateur pour une validation expérimentale
du concept MARPEM**



Chapitre IV

Sommaire

Table des matières

I. Introduction.....	151
II. Enjeu et objectifs de l'étude	152
III. Cahier des charges	153
IV. Conception et réalisation de la matrice antennaire	155
IV-1 Caractérisation du matériau diélectrique	155
IV-2 Pixel BIE de référence	156
IV-2.1 Caractéristiques et dimensions de la FSS	157
IV-2.2 Système d'excitation	158
IV-3 Matrice antennaire 1D	158
IV-3.1 Conception et réalisation du prototype antennaire	158
IV-3.2 Comparaison simulation/mesure des coefficients de réflexion.....	160
IV-3.2.1 Adaptations des pixels	160
IV-3.2.2 Couplages mutuels entre pixels	160
V. Conception et réalisation du système complet (Matrice + BFN)	161
V-1 Diviseur de puissance pondéré.....	162
V-1.1 Description de la formation du faisceau désiré.....	162
V-1.2 Conception du diviseur de puissance	163
V-1.3 Réalisation du diviseur par INOVEOS	164
V-1.4 Mesure des performances électromagnétiques.....	166
V-2 Déphaseurs numériques	167
V-3 Carte électronique de commande	170
V-3.1 Etude de pilotage d'un déphaseur	170
V-3.2 Conception de la carte de pilotage	171
V-3.2.1 Menu 1 : Mesure en chambre anéchoïque	172
V-3.2.2 Menu 2 : Tracking.....	172
V-3.3 Réalisation finale de la carte	173
VI. Tests et mesures du dispositif complet	174
VI-1 Dispositif MARPEM complet.....	174
VI-2 Performances en rayonnement dans la direction axiale.....	177
VI-2.1 Méthode de comparaison simulation/mesure	177
VI-2.2 Adaptation globale.....	177
VI-2.3 Directivité et gain max réalisé en fonction de la fréquence	178
VI-2.4 Diagrammes de rayonnement	180
VI-3 Performances de rayonnement en pointage spatial	181
VI-3.1 Choix de directions de pointages	181
VI-3.2 Adaptations après les pointages	181
VI-3.3 Diagrammes de rayonnement	182
VI-3.4 Application 'Tracking'.....	186
VII. Conclusion.....	187

I. INTRODUCTION

Les résultats de mesures obtenus dans le chapitre précédent ont été très satisfaisants et font de **MARPEM** un système antenne fiable, robuste et performant pour des applications d'agilité spatiale des faisceaux.

Dans ce contexte, un dispositif radiofréquence applicatif basé sur le principe de **MARPEM** a été conçu et fabriqué dans le cadre d'un projet régional-FEDER qui répond à une application concernant le suivi et l'identification de cibles mobiles coopératives. Dans ce projet, deux cas d'application concrets ont été distingués. Le premier concerne le suivi d'une cible de petite ou de grande taille en outdoor en utilisant un système complet d'émission / réception le plus bas coût possible. Les champs d'applications envisagés peuvent concerner le guidage et/ou la surveillance de personnes à risque (milieu hospitalier, prison, zone de surveillance militaire, ...) en longue portée (anti errance hors des bâtiments), le suivi des animaux (vaches Limousines, chevaux de Pompadour,...) et la RFID (Radio Frequency IDentification) longue portée. Le second consiste à pousser la technologie via un dispositif antenne performant susceptible de rivaliser avec des solutions radars tout en étant plus bas coût. Les applications potentielles concerneront les marchés de la défense (suivi de bateaux et etc.).

Le projet régional-FEDER a été porté par **CISTEME** (Centre d'Ingénierie des Systèmes en Télécommunication, ElectroMagnétisme et Electronique statut association loi 1901), un centre d'innovation et de transfert de technologie adossé au laboratoire **XLIM**. Le centre de transfert **CISTEME** est financé en 2012-2014 sur des crédits FEDER Région pour mener une approche innovante sur une thématique localisation indoor-outdoor sur la base des cahiers de charges définis par des industriels locaux (**LEGRAND**, **ARELEC**, **CHU** et **HARAS**). Ce projet a été mené avec deux principaux partenaires **INOVEOS** et le laboratoire **XLIM OSA**. **INOVEOS**, créée en 2007, est une société spécialisée dans la conception, l'intégration et la commercialisation de composants et de systèmes hyperfréquences, qui est intervenue dans la réalisation de BFN du dispositif antenne. Enfin, des technologies issues du laboratoire **XLIM OSA** au niveau du système antenne (**MARPEM** en réception) et du BFN doivent permettre de lever les verrous technologiques de ce projet.

II. ENJEU ET OBJECTIFS DE L'ETUDE

L'enjeu était de suivre et d'identifier dans l'espace une personne, un animal ou un objet en mouvement sur lesquels sera placé un émetteur. Le système d'émission porté par la cible va émettre à intervalle de temps régulier. En plus, le système antennaire **MARPEM** sera utilisé en réception en commutant numériquement le faisceau pour déterminer la direction précise où se trouve l'émetteur en fonction du niveau du signal reçu. La direction et l'identification effectuée pourront être ensuite visualisées par l'utilisateur sur un écran.

Afin de pouvoir étudier les différents principes de communication longue portée, nous avons besoin de mettre en place des démonstrateurs capables, en émission de générer des formes d'ondes adaptées et en réception de pouvoir acquérir les données.

D'une manière plus concrète, l'objectif de ce projet est de concevoir, réaliser et tester un dispositif radiofréquence permettant de répondre aux exigences de l'application désirée. Le dispositif est composé :

- d'un émetteur miniature à très faible encombrement et de très faible poids constitué par exemple d'un oscillateur associé à une antenne filaire et éventuellement capable d'émettre une identification,
- d'un lecteur en réception comportant une antenne multivoies (N voies) agile à faisceau formé, N déphaseurs numériques et un circuit de répartition (diviseur de puissance) une voie vers N non équi-pondéré qui permette la formation du faisceau,
- d'une électronique de commande et d'information permettant de commander numériquement les déphaseurs qui servent à assurer un pointage électronique du faisceau formé en temps réel, et de connaître la direction et la distance de la cible par rapport à l'antenne en réception,
- d'un écran d'affichage relié à la carte de commande qui sert à visualiser une direction approximative de la position de la cible.

Ce chapitre sera dédié à la partie conception et réalisation du système antennaire en réception, la conception du diviseur de puissance et la présentation de différents composants du BFN. En particulier :

1. La caractérisation des matériaux diélectriques utilisés lors de la réalisation afin d'extraire la bonne permittivité et la bonne tangente des pertes.
2. La conception et la réalisation de **MARPEM** à N pixels pour des applications en réception.
3. La conception et la réalisation du circuit de répartition non équipondéré, une voie vers N, utilisé pour former le faisceau désiré.
4. Tests et mesures du démonstrateur complet formé par le système antenne rayonnant, le BFN et la carte électronique de commande.

III. CAHIER DES CHARGES

Afin de dimensionner le système antenne en réception, les efforts ont été concentrés, à titre d'exemple, sur des nuisibles et en particulier les frelons asiatiques. Etant les plus petits et bougeant à des vitesses importantes, ce sont eux qui seront dimensionnant le cahier des charges. Le frelon asiatique est inscrit dans la liste des dangers sanitaires de deuxième catégorie pour l'abeille domestique suite à l'avis du conseil national d'orientation de la politique sanitaire animale et végétale du 11 décembre 2012. Ce type de cibles mobiles peut se déplacer à plus d'un kilomètre de leur nid, une portée estimée allant de 100 à 300 mètres semble suffisante pour le suivre. Ceci devra permettre de fixer le gain réalisé de l'antenne. De plus, le choix des technologies radiofréquences (Wifi, Zigbee, RFID...) permet de fixer la fréquence de fonctionnement du système, les puissances utilisées et les portées associées.

L'étude proposée consiste à concevoir une matrice BIE 1D (à une dimension) formée par un agencement linéaire de 9 pixels BIE jointifs de périodicité 0.5λ . Le nombre de pixels et la périodicité entre eux ont été fixés pour avoir une directivité (≥ 13 dB) et pour des raisons de coût de réalisation. Le pixel est toujours inspiré des antennes BIE 'Low Profile' présentant une compacité en hauteur inférieure à $\lambda/10$. La bande de fonctionnement est considérée dans la bande S [2.45-2.48 GHz] avec un TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) de 2. Le faisceau à former devra présenter un gain élevé avec des effets de rayonnement collatéraux réduits (lobes secondaires, lobes de réseau et rayonnement arrière) afin d'assurer une bonne détection des cibles. Les spécifications du dispositif rayonnant sont données dans le **Tableau IV-1**.

Chapitre IV – Un dispositif MARPEM pour le suivi et l'identification des cibles mobiles coopératives en band S.

Systeme antennaire	MARPEM
Mode de fonctionnement	<i>En reception</i>
Bande passante de fonctionnement	<i>Wifi ; [2.45-2.48 GHz]</i>
TOS	2
Alimentation	<i>Cable coaxial en entree du systeme de repartition de la matrice / 50 Ohms</i>
Configuration	<i>1D, lineaire</i>
Nombre de pixels	9
Compacite en hauteur	<i>< $\lambda/10$ en epaisseur ideale</i>
Directivite	<i>≥ 13 dB</i>
Type de faisceau	<i>Faisceau Sinc, lobe secondaires < -20 dB</i>
Dépointage électronique	<i>[-50° ; +50°], (balayage horizontal)</i>

Tableau IV-1: Cahier des charges du dispositif MARPEM en reception.

La conception et la réalisation du dispositif antennaire en reception sont presentees suivant deux grandes parties, comme c'etait le cas dans le **chapitre III**. Dans un premier temps, il convient de presenter la conception du dispositif antennaire rayonnant (pixel et matrice) et la validation experimentale concernant le fonctionnement, l'adaptation des differents pixels et le couplage mutuel entre pixels. La deuxieme partie sera consacree a la description et la conception du BFN permettant ainsi de repondre aux specifications de rayonnement imposees. Le BFN dans ce chapitre presente des composants electroniques particuliers, il comporte des dephaseurs commandes numeriquement, un diviseur de puissance non equi-ponderé, une carte electronique pour commander les dephaseurs et pour traiter les informations recues. Finalement, un ecran est relie a la carte electronique pour afficher la direction de la cible.

A la fin de ce chapitre, le dispositif complet (matrice antennaire + BFN + carte electronique de commande) sera valide experimentalement dans la chambre anechoique pour montrer les performances en rayonnement concernant la formation de faisceaux et le pointage electronique spatial. Apres la validation experimentale, ce dispositif devra etre teste lors d'une manipulation outdoor pour faire du "Tracking" et de detection des cibles mobiles cooperatives.

IV. CONCEPTION ET REALISATION DE LA MATRICE ANTENNAIRE

IV-1 Caractérisation du matériau diélectrique

Dans la conception et la mise en œuvre de la matrice antennaire, plusieurs types de matériaux diélectriques peuvent être utilisés afin de réaliser les circuits imprimés existants dans la matrice (il s'agit des patchs d'excitations et des FSS dans les pixels). Parmi les matériaux les plus répandus, le matériau RO4003C de chez *Rogers* a été choisi. D'après le fournisseur, ce matériau est caractérisé par une permittivité relative $\epsilon_r = 3.55$ et une tangente de pertes $\tan\delta = 0.0027$ à 10 GHz. RO4003C est un matériau composite et il est couramment le plus utilisé pour réaliser les antennes et les circuits passifs (comme par exemple les circuits de répartition de la puissance). Le choix de ce matériau s'est fait en fonction de la permittivité, les pertes d'insertion et également le coût qui doit être aussi pris en compte.

Pour ne pas prendre de risques et pour éviter des résultats erronés, le matériau RO4003C a été ré-caractérisé par **CISTEME** et le laboratoire afin d'extraire la permittivité et la tangente de pertes correspondantes à la bande de fréquence désirée [2.45-2.48 GHz]. Brièvement, La méthode de caractérisation consiste à concevoir, en première étape, une antenne patch multi-modes et une antenne patch monomode en utilisant un logiciel de simulation électromagnétique (CST Microwave). Les antennes sont conçues en utilisant le matériau à caractériser comme un substrat et en implémentant sur CST simplement les caractéristiques électromagnétiques données par le fournisseur ($\epsilon_r = 3.55$; $\tan\delta = 0.0027$). L'antenne multi-modes permet de caractériser efficacement le matériau sur une large gamme de fréquence, et l'antenne monomode (une fréquence de résonance – 2.48 GHz par exemple) doit valider les résultats obtenus à l'aide de l'antenne multi-mode. La deuxième étape consiste à fabriquer les antennes (**Figures IV-1.a** et **IV-1.b**) afin d'effectuer les mesures de coefficients de réflexion (S_{11}) et les impédances d'entrées (Z_{in} en réel et en imaginaire). Comme les caractéristiques électromagnétiques (ϵ_r , $\tan\delta$) sont très susceptibles d'être différents ou proches de celles données par le constructeur, des retro-simulations peuvent avoir lieu en changeant ces caractéristiques (ϵ_r , $\tan\delta$) afin d'ajuster les courbes de simulations et de mesures et d'obtenir les bonnes valeurs des caractéristiques.

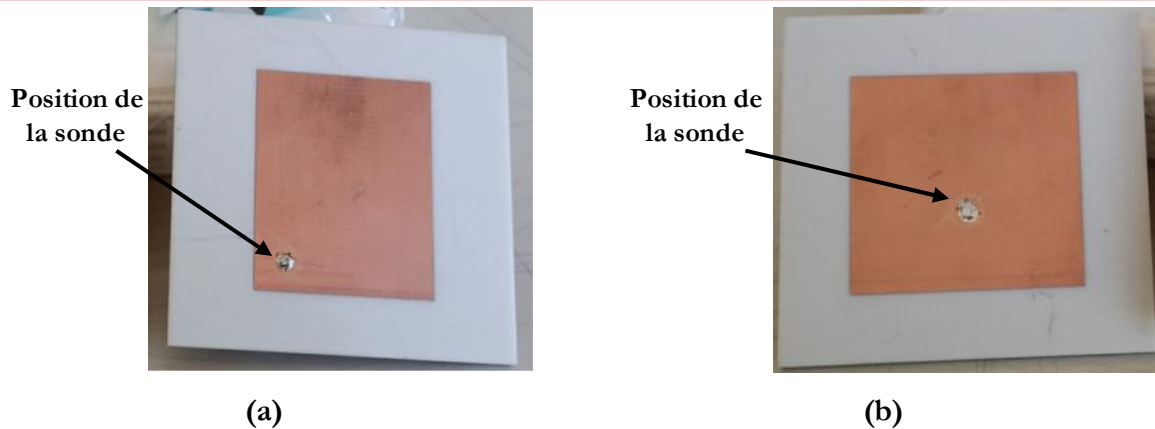


Figure IV-1: Antennes patches fabriquées (a) multi-mode (b) monomode.

Pour éviter le plus possible la lourdeur de ce chapitre, les comparaisons entre les simulations et les mesures ne sont pas présentées, seules les résultats conclus lors de la comparaison sont mentionnés. En effet, deux plaques diélectriques ont été commandées de chez *Rogers* pour fabriquer les circuits imprimés de la matrice antennaire (patches d'excitations et FSS) et le circuit de répartition. La première plaque a été utilisée pour l'antenne et la deuxième pour le circuit de répartition de puissance. Le **Tableau IV-2** montre les caractéristiques électromagnétiques finales déduites de la méthode de caractérisation. Les résultats de **Tableau IV-2** montrent que les deux plaques présentent des caractéristiques différentes sur [2.45-2.48 GHz], ce qui justifie l'intérêt de la méthode de caractérisation.

Plaque n° 1		Plaque n° 2	
<i>Circuits imprimées de la matrice antennaire</i>		<i>Circuit de répartition de puissance</i>	
$\epsilon_r = 3.34$	$\tan\delta = 0.0027$	$\epsilon_r = 3.54$	$\tan\delta = 0.0027$

Tableau IV-2: Caractéristiques électromagnétiques finales de deux plaques diélectriques.

IV-2 Pixel BIE de référence

Le pixel BIE présente la même structure décrite dans le **chapitre III** (cf. §. II-6.2) pour fonctionner dans la bande [2.45-2.48 GHz]. Le système d'excitation considéré est constitué d'un patch disposé au-dessus d'un substrat diélectrique et placé au centre de la cavité du pixel BIE (**Figure IV-2**). L'énergie est ramenée au patch d'excitation par l'intermédiaire d'un connecteur SMA classique.

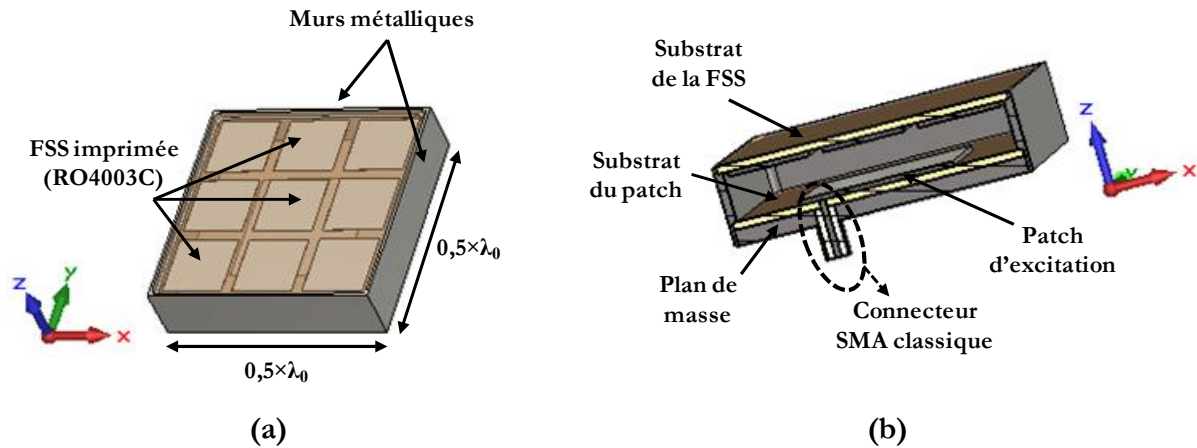


Figure IV-2: Structure générale du pixel BIE à 2.48 GHz (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de $0y$).

IV-2.1 Caractéristiques et dimensions de la FSS

La FSS du pixel est formée d'un agencement périodique de 9 motifs carrés suivant deux directions. Le motif de la FSS est une plaque carrée métallique dont les dimensions sont $17 \times 17 \text{ mm}^2$ présentant une périodicité de 20 mm dans les deux directions (Figure IV-3.a). La FSS est imprimée sur le dessous du substrat diélectrique (RO4003C) qui possède une épaisseur de 1.52 mm et une permittivité de 3.34 caractérisée entre 2.45 et 2.48 GHz. De plus, cette FSS présente une phase à la réflexion négative pour garder l'aspect 'Low Profile' du pixel BIE. Ainsi, la hauteur du résonateur BIE est fixée à 10.5 mm (ce qui est équivalent à $\lambda_0/12$; $f_0 = 2.48 \text{ GHz}$). La Figure IV-3.b montre un prototype fabriqué de la FSS proposée.

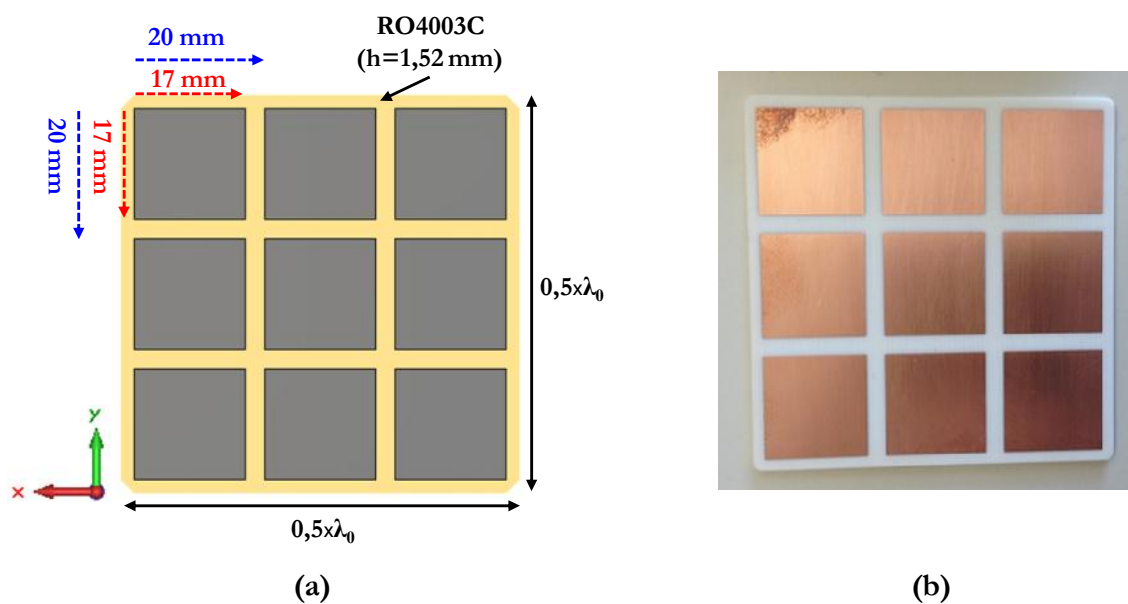


Figure IV-3: Vue de dessous de la FSS (a) dimensionnement (b) prototype fabriqué.

IV-2.2 Système d'excitation

Un patch imprimé au centre d'un substrat diélectrique (RO4003C ; $\epsilon_r = 3.34$) et d'épaisseur 1.52 mm, est utilisé comme source pour exciter le pixel BIE. Le substrat sera collé sur un plan de masse métallique d'épaisseur 3.2 mm. Le patch est alimenté par une seule sonde placée de manière à faire fonctionner le pixel en mode TE en présence de ces voisins (**Figure IV-4**). Cette alimentation est assurée par un connecteur SMA classique 50 ohms. Les dimensions du patch sont optimisées afin d'adapter le pixel dans sa matrice sur la bande de fonctionnement imposée. La **Figure IV-4.b** montre un prototype fabriqué du système d'excitation.

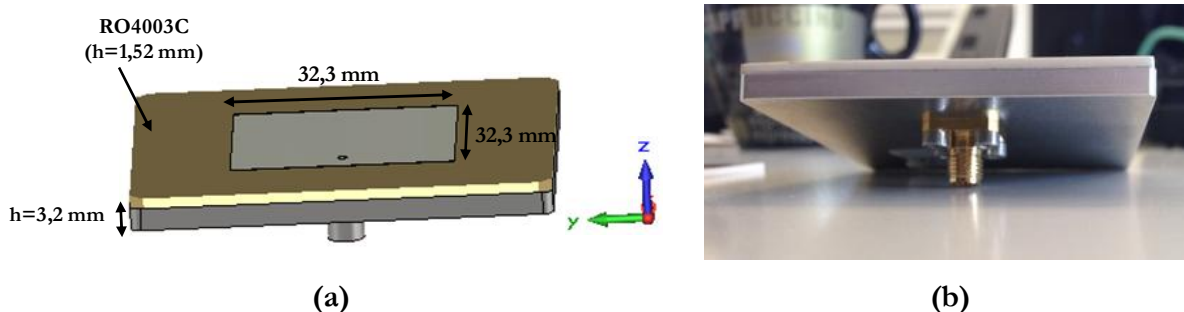


Figure IV-4: Patch d'excitation du pixel BIE (a) dimensionnement (b) prototype fabriqué.

IV-3 Matrice antennaire 1D

IV-3.1 Conception et réalisation du prototype antennaire

L'idée proposée pour concevoir la matrice BIE est semblable à celle proposée dans le **chapitre III**. Afin d'éviter la répétition, le lecteur pourra se référer au §. III-2 du **chapitre III** pour obtenir plus de détails sur l'idée et le montage de réalisation de la matrice antennaire (*technique des pixels en Kit*). D'après le cahier des charges, la matrice est formée par 9 pixels (**Figure IV-2**) identiques agencés en 1D et de périodicité $0.5 \times \lambda_0$. La **Figure IV-5** montre la structure finale modélisée sur CST Microwave (dimensions : $573 \times 73 \times 19 \text{ mm}^3$). D'après cette figure, la matrice est placée sur un support métallique présentant une extension suivant y avec une épaisseur de 3 mm ($573 \times 200 \times 3 \text{ mm}^3$). De plus, des entretoises sont issues du support métallique vers une grosse boîte métallique qui doit supporter le BFN du dispositif final contenant ainsi le diviseur de puissance, les déphaseurs numériques, les câbles malléables, la carte électronique de commande et l'écran de visualisation.

La **Figure IV-6** montre le prototype de la matrice antennaire réalisé conjointement par le laboratoire XLIM OSA, INOVEOS et des sociétés de marché. On cite *LITHOS* pour la réalisation des circuits imprimés et *MATEK* pour la partie mécanique et métallique.

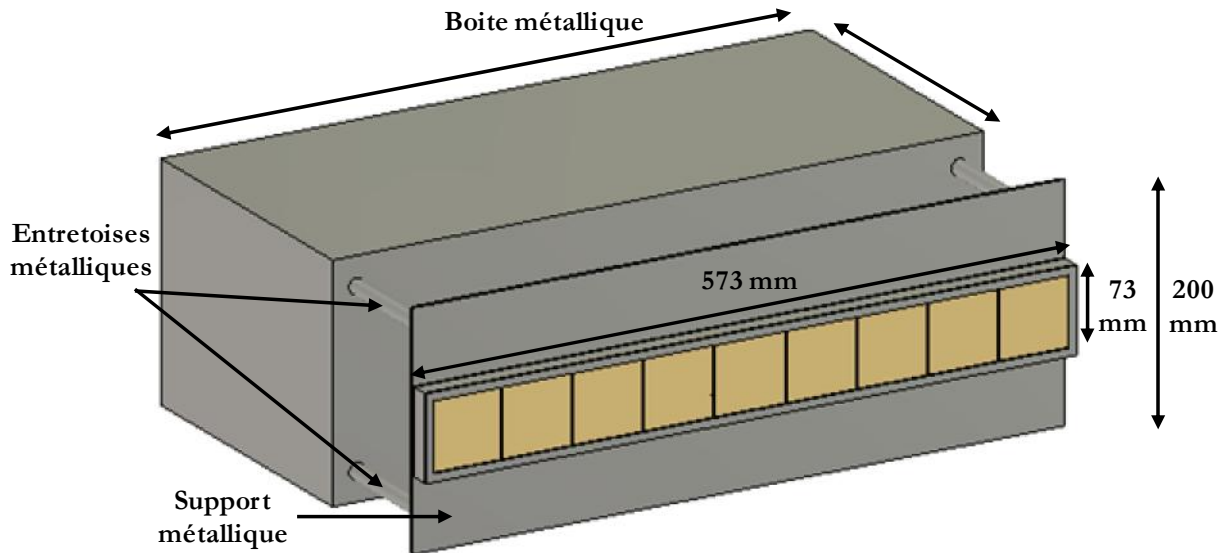


Figure IV-5: Le modèle du prototype antennaire final en présence du support métallique, des entretoises et de la boite métallique.

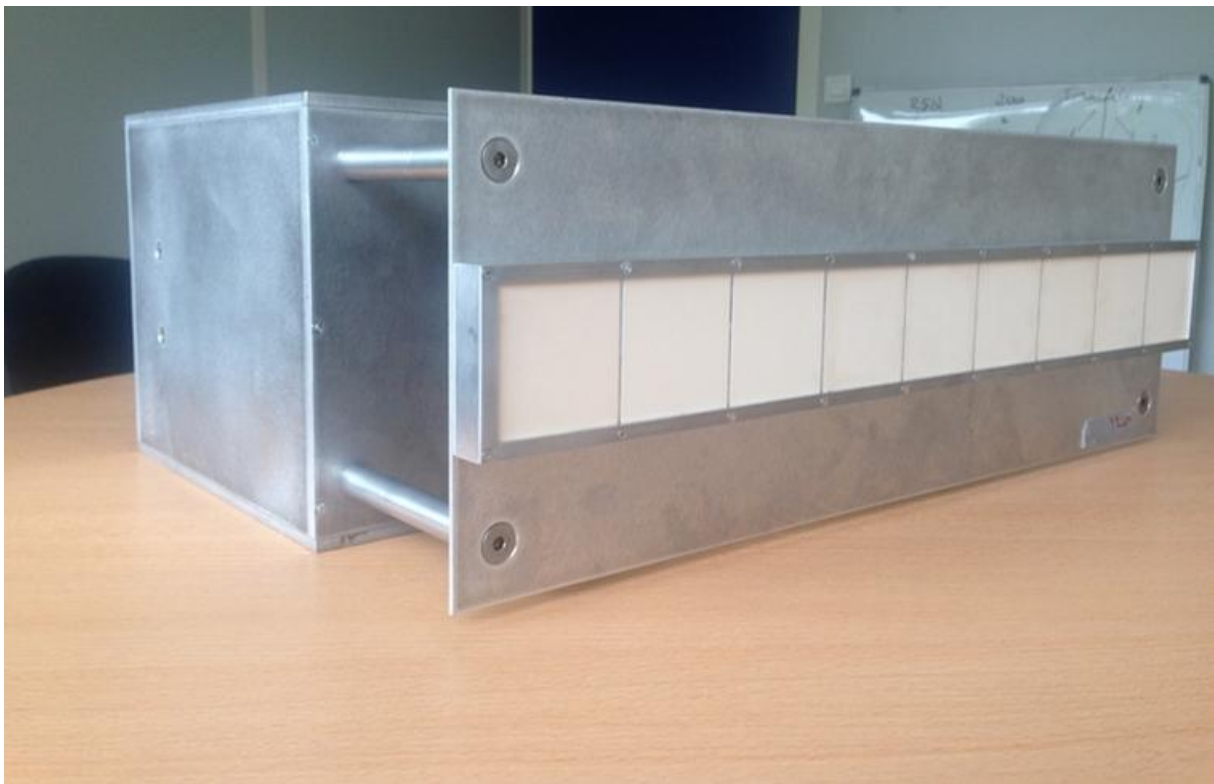


Figure IV-6: Prototype réalisé d'une matrice de 9 pixels BIE fonctionnant en band S [2.45-2.48 GHz].

IV-3.2 Comparaison simulation/mesure des coefficients de réflexion

Dans un premier temps, les coefficients de réflexion simulés et mesurés des pixels de la matrice antennaire ont été comparés afin d'évaluer la réalisation. Pour mesurer les paramètres $S_{i,j}$, les entrées des pixels ont été connectées simultanément, par l'intermédiaire des câbles coaxiaux souples, à un banc (*LXI 50ohm 6:1 MUX 16-bank 18GHz SMA*) constitué de multiplexeurs SP6T et par suite à un analyseur vectoriel (*ANRITSU 37277C*) pour mesurer, afficher et récupérer les données comme c'était le cas avec le prototype du **chapitre III**.

IV-3.2.1 Adaptations des pixels

Les résultats de mesures correspondants aux coefficients d'adaptation montrent des bonnes performances au niveau de la réalisation ainsi qu'au niveau de la caractérisation du matériau diélectrique utilisé. La **Figure IV-7** présente une comparaison entre les coefficients d'adaptations simulés et mesurés correspondants aux pixels (1, 3, 5, 9) de la matrice. Cette comparaison montre que tous les coefficients d'adaptation sont inférieurs presque à -10 dB sur la bande de fonctionnement désirée [2.45-2.48 GHz].

IV-3.2.2 Couplages mutuels entre pixels

D'après les chapitres précédents, il a été bien montré théoriquement et expérimentalement que la matrice BIE est un système à faible couplage mutuel entre pixels voisins. Encore une fois, la **Figure IV-8** montre d'une part une grande concordance entre les coefficients de couplages mutuels simulés et mesurés et d'autre part un faible niveau de couplage qui ne dépasse pas les -19 dB dans le pire des cas (couplage entre pixels voisins). La **Figure IV-8** montre le niveau du couplage entre le pixel central (numéro 5) et les deux pixels voisins de droite (numéros 6 et 7). Ce niveau de couplage a été mesuré lorsque le pixel n° 5 est alimenté tout seul et les autres pixels sont chargés à 50 ohms.

La matrice réalisée a été expérimentalement validée vue la grande concordance obtenue entre les résultats simulés et mesurés des coefficients de réflexion $S_{i,j}$. Il est donc possible de connecter l'antenne à son BFN afin de réaliser les objectifs de rayonnement imposés par le cahier des charges.

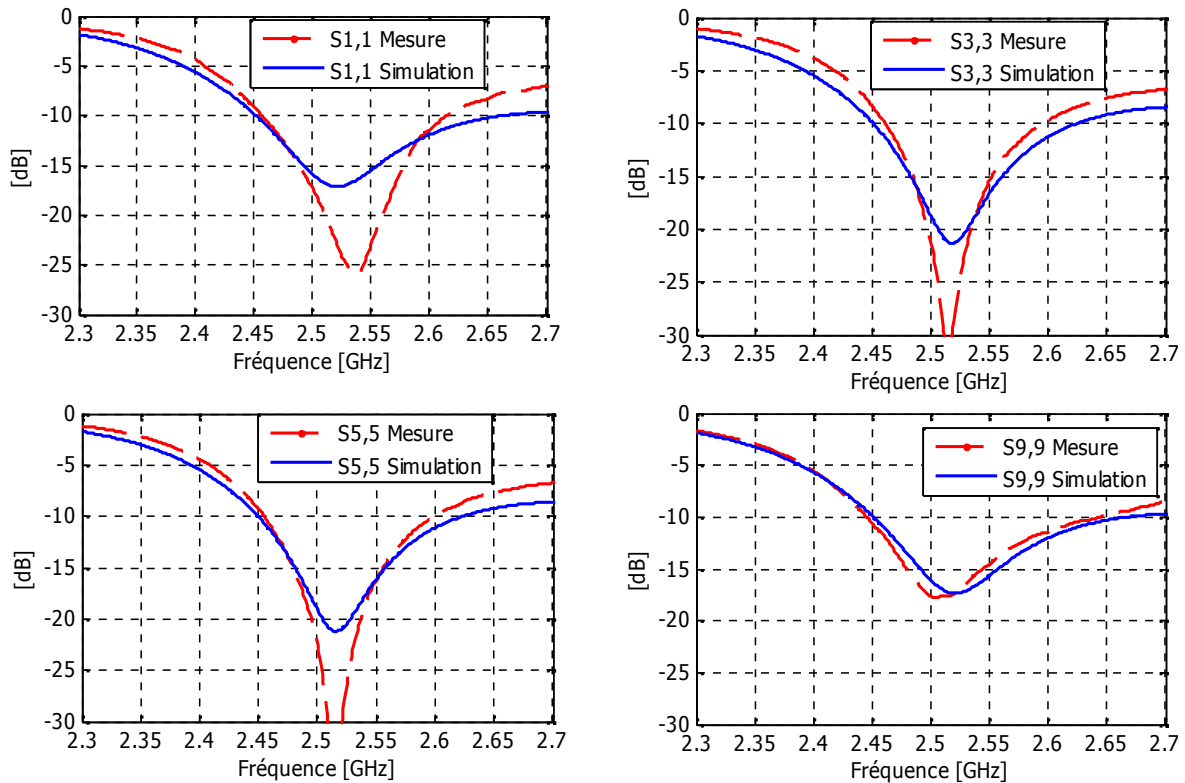


Figure IV-7: Comparaison entre les coefficients d'adaptation simulés et mesurés pour les pixels (1, 3, 5 et 9) de la matrice.

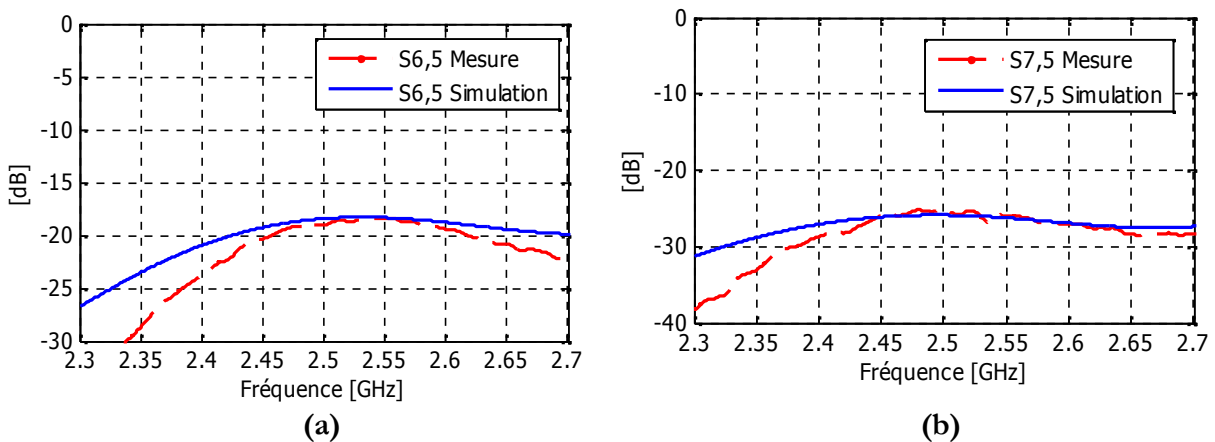


Figure IV-8: Comparaison des coefficients de couplage simulés et mesurés entre le pixel central et (a) le premier pixel voisin du droite $S_{6,5}$ (b) le deuxième pixel voisin du droite $S_{7,5}$.

V. CONCEPTION ET REALISATION DU SYSTEME COMPLET (MATRICE + BFN)

D'après le cahier des charges imposé par le laboratoire, la matrice antennaire devra former un faisceau de type Sinc avec un gain élevé et présentant un faible niveau de lobes secondaires (< -20 dB). En plus, ce faisceau devra balayer l'espace vers des angles de $\pm 50^\circ$

pour suivre, détecter et identifier des cibles mobiles coopératives. Pour ce faire, la matrice antennaire réalisée devra être connectée à un BFN répondant à ces objectifs de rayonnement. Le BFN se compose d'un diviseur de puissance non équi-pondéré, des déphaseurs numériques, une carte électronique de commande et de traitement d'informations et un écran d'affichage pour visualiser la direction de la cible.

V-1 Diviseur de puissance pondéré

V-1.1 Description de la formation du faisceau désiré

Comme il a été déjà dit, une pondération en amplitude permet de former un faisceau soit pour diminuer le niveau de lobes secondaires soit pour changer la forme du lobe principal. Dans le **chapitre III**, le but était de former un faisceau sectoriel de type 'porte' en excitant les pixels par une loi pondérée en amplitude et en phase (Sinus Cardinal). Dans le **chapitre IV**, seule une pondération en amplitude (loi en cosinus) est appliquée aux pixels de la matrice afin de former un faisceau de type Sinc (avec un gain élevé et non affecté par la pondération) présentant un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB. Le but de ce faisceau est de suivre efficacement (*pointages jusqu'à $\pm 50^\circ$*) une cible en atteignant des longues portées.

La **Figure IV-9** montre une comparaison théorique entre un faisceau Sinc classique (*lobes secondaires à -13 dB*) et un faisceau Sinc formé (*lobes secondaires inférieurs à -20 dB*). Le faisceau désiré présente une chute de gain de l'ordre 0.8 dB par rapport à celui classique due à la pondération en amplitude nécessaire pour former le faisceau désiré.

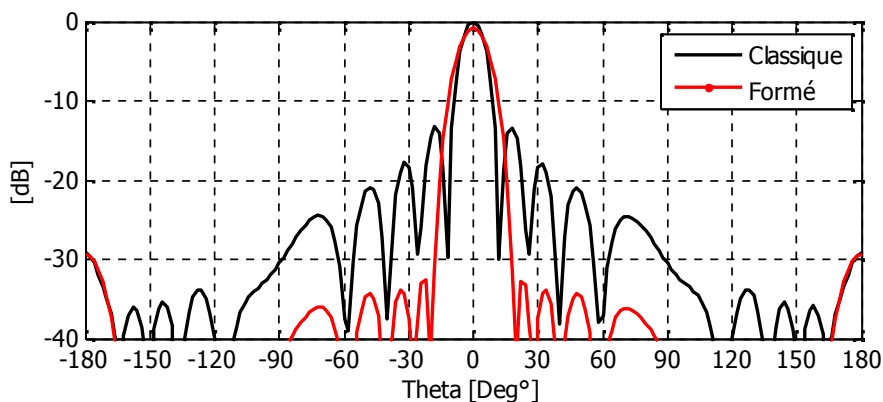


Figure IV-9: Comparaison entre le faisceau Sinc classique et l'autre formé.

Pour ce faire, une loi d'excitation en cosinus est appliquée au niveau de pixels afin de réduire le niveau de lobes secondaires et ne pas atténuer le gain de la matrice. Les poids idéaux appliqués au niveau d'entrées des pixels sont donnés par le **Tableau IV-3**. Le tableau montre que seule une pondération en amplitude est appliquée et pas de pondération au niveau de la phase. Cette loi est assurée par un diviseur de puissance non équi-amplitude qui a été conçu par le laboratoire **XLIM OSA** et **CISTEME** et réalisé ensuite par **INOVEOS**. Il faut noter que les poids présentés dans le **Tableau IV-3** sont calculés pour une seule fréquence 2.48 GHz mais le diviseur de puissance devra assurer des poids qui changent légèrement en fonction des autres fréquences de la bande désirée [2.45-2.48 GHz].

Numéro du pixel	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇	P ₈	P ₉
Amplitude	0.22	0.43	0.67	0.92	1	0.92	0.67	0.43	0.22
Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Rapport P _i / P ₅ (%)	22 %	43 %	67 %	92 %	100 %	92 %	67 %	43 %	22 %

Tableau IV-3: Les poids en amplitude et en phase à appliquer aux entrées des pixels calculés pour une fréquence $f_0 = 2.48$ GHz.

V-1.2 Conception du diviseur de puissance

La conception du diviseur est basée sur la théorie des lignes microruban, pour leur simplicité de réalisation et pour leurs faibles coûts. Les largeurs et les longueurs des lignes ont été optimisées par des logiciels de simulations 2D (*ADS Agilent* et *Momentum*) afin de fournir la loi d'excitation désirée par les sorties du diviseur.

De la même manière, les dimensions des lignes ont été calculées et simulées par un logiciel de simulation 2D (*ADS Agilent*) et optimisées en utilisant des fonctions d'optimisations implémentées sur ADS afin d'aboutir à la loi d'excitation désirée. Ensuite, le dessin du circuit a été réalisé par *Momentum*. Les dimensions ont été légèrement ré-optimisées, par *Momentum*, pour tenir compte des contraintes de réalisation. L'optimisation a été faite pour obtenir la loi d'excitation désirée à une seule fréquence (2.48 GHz) mais les performances en rayonnement sont presque conservées sur toute la bande [2.45-2.48 GHz].

V-1.3 Réalisation du diviseur par INOVEOS

Dans ce projet, INOVEOS a eu en charge la réalisation du diviseur de puissance et également la mise en place des déphaseurs numériques dont apparaitront plus tard. Le dessin final du diviseur de puissance modélisé est montré sur la **Figure IV-10**. Ce dispositif a été réalisé en simulation de nouveau par INOVEOS sous les logiciels industriels 'Genesys' et 'Microwave Wizard'. Ensuite, il a été fabriqué sur une plaque diélectrique de RO4003C (épaisseur : 1.52 mm ; $\epsilon_r = 3.54$; $\tan\delta = 0.0027$). La **Figure IV-11** montre le prototype final fabriqué qui sera placé en amont de la matrice antennaire.

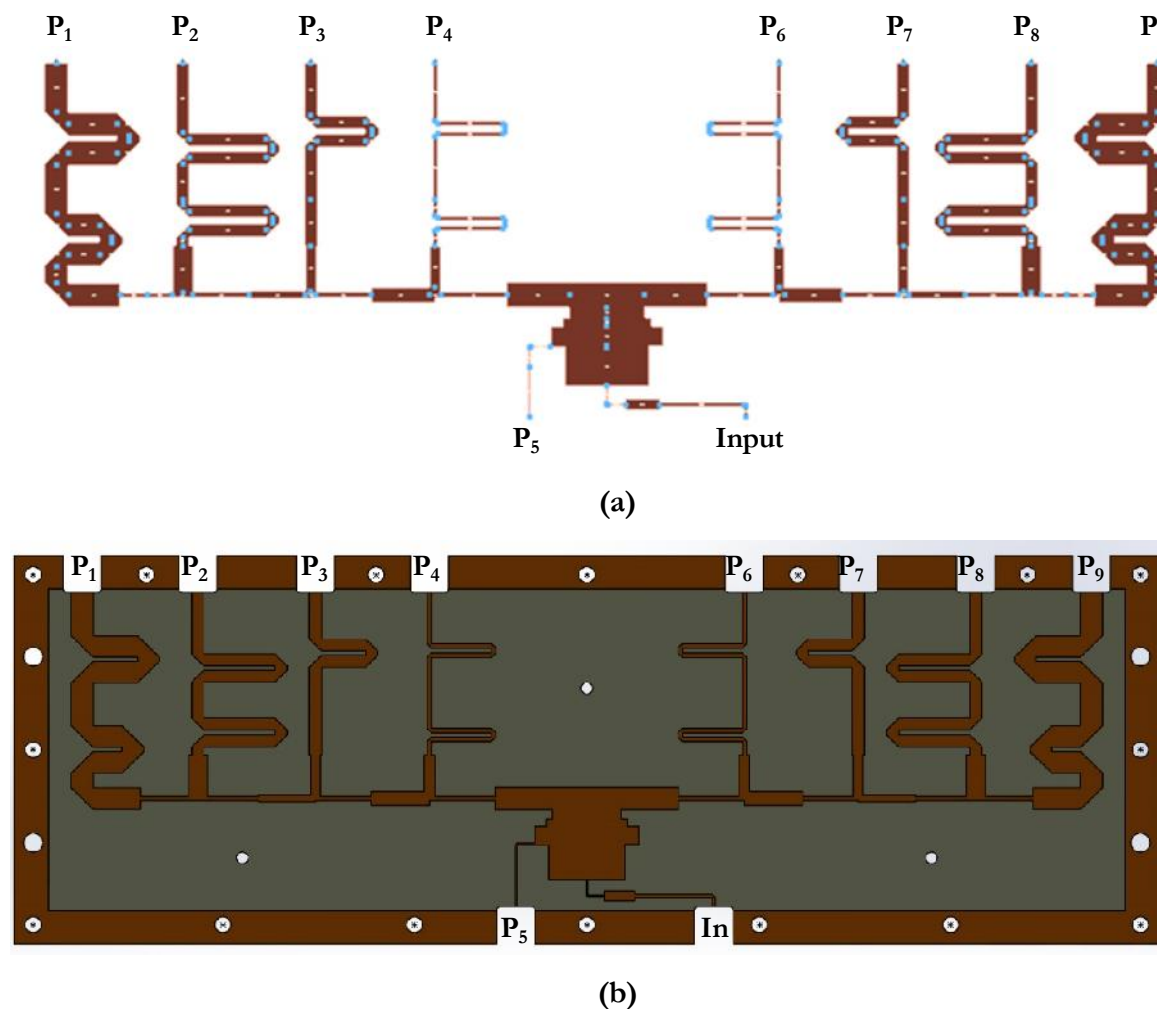
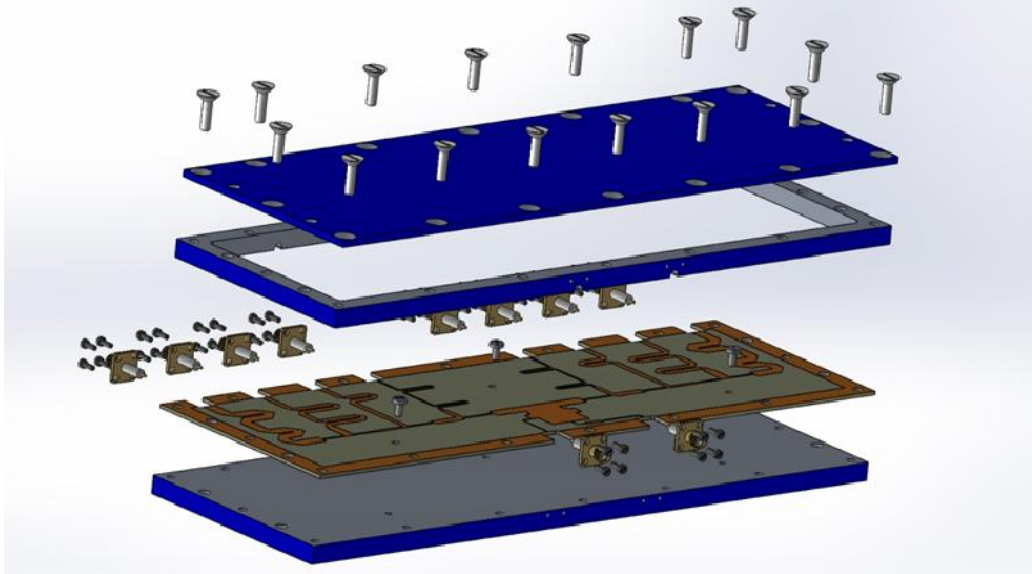
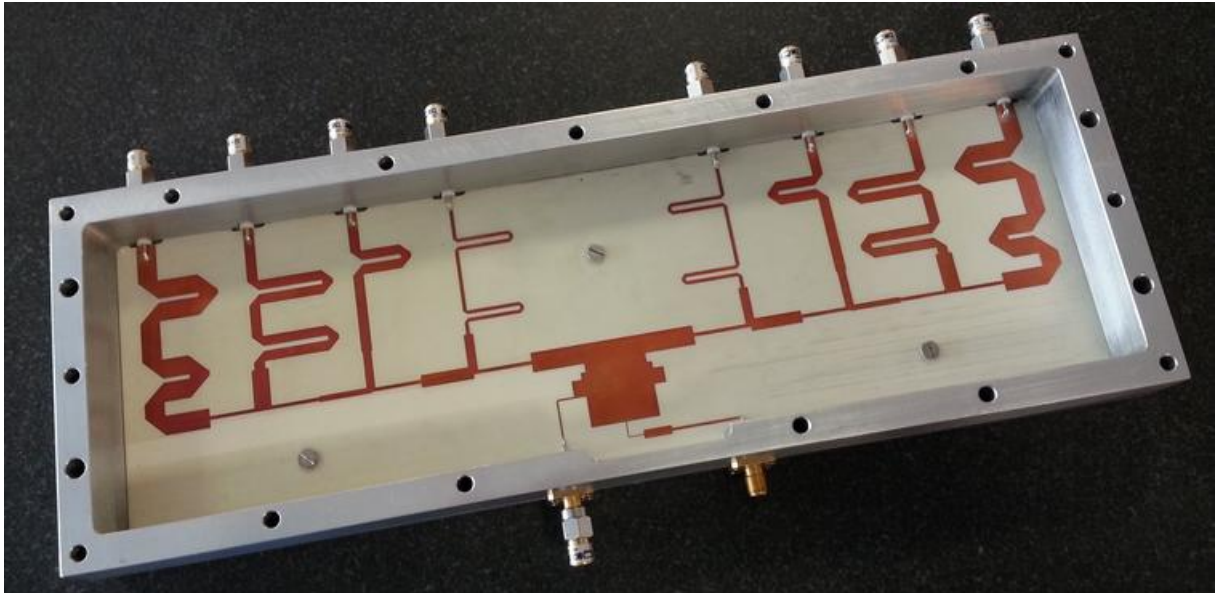


Figure IV-10: Diviseur de puissance 1 voie vers 9 non équi-amplitude (a) design sur Momentum (b) design sur Genesys.



(a)



(b)

Figure IV-11: (a) Montage d'intégration du diviseur de puissance dans son boîtier (b) prototype final fabriqué par INOVEOS.

V-1.4 Mesure des performances électromagnétiques

Les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion du diviseur au niveau de l'entrée principale (Input) sont montrés sur la **Figure IV-12**. Une première observation montre que le diviseur de puissance présente une adaptation inférieure à -10 dB sur [2.45-2.48 GHz] dans la simulation et dans la mesure. D'après la **Figure IV-12**, un léger décalage fréquentiel est remarqué dû aux défauts de la réalisation et la caractérisation du matériau. Malgré cela, le diviseur réalisé reste adapté sur la bande désirée.

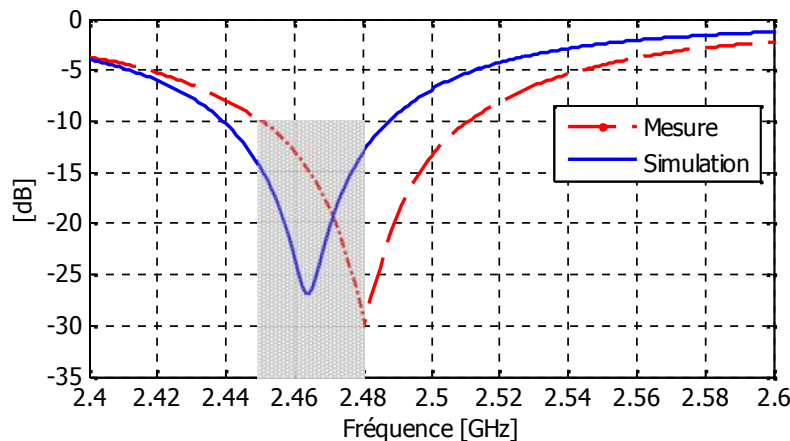


Figure IV-12: Comparaison simulation/mesure du coefficient de réflexion au niveau de l'entrée principale du diviseur de puissance modélisé et fabriqué.

En plus de l'adaptation du diviseur fabriqué et afin d'évaluer ses performances, la **Figure IV-13** montre les résultats en mesure et en simulation des coefficients de transmission $S_{i,input}$ ($i=1, 2, 3, 4, 5$). Les paramètres $S_{i,j}$ de chacun des accès du diviseur ont été mesurés de la même manière que celle des paramètres $S_{i,j}$ de la matrice antennaire (banc de multiplexage + analyseur vectoriel). Les coefficients ne sont pas tous présentés puisque le diviseur est quasi-symétrique (**Tableau IV-3**). La comparaison montre une bonne concordance entre la simulation et la mesure confirmant ainsi la génération d'une loi d'excitation en cosinus (cf. §. V-1.1). L'erreur maximale relative entre la simulation et la mesure en amplitude ne dépasse pas respectivement 0.04. Il faut noter que les phases des coefficients de transmissions pour le diviseur fabriqué sont presque identiques. Un écart relatif entre les voies qui ne dépasse pas les 8° est observé et suivant des études paramétriques faites en simulation sur la tolérance montrent que cet écart n'est pas gênant et ne change pas les performances de rayonnement obtenues. Les performances du diviseur de puissance ont été bien validées, il est donc possible de le placer en amont de la matrice antennaire.

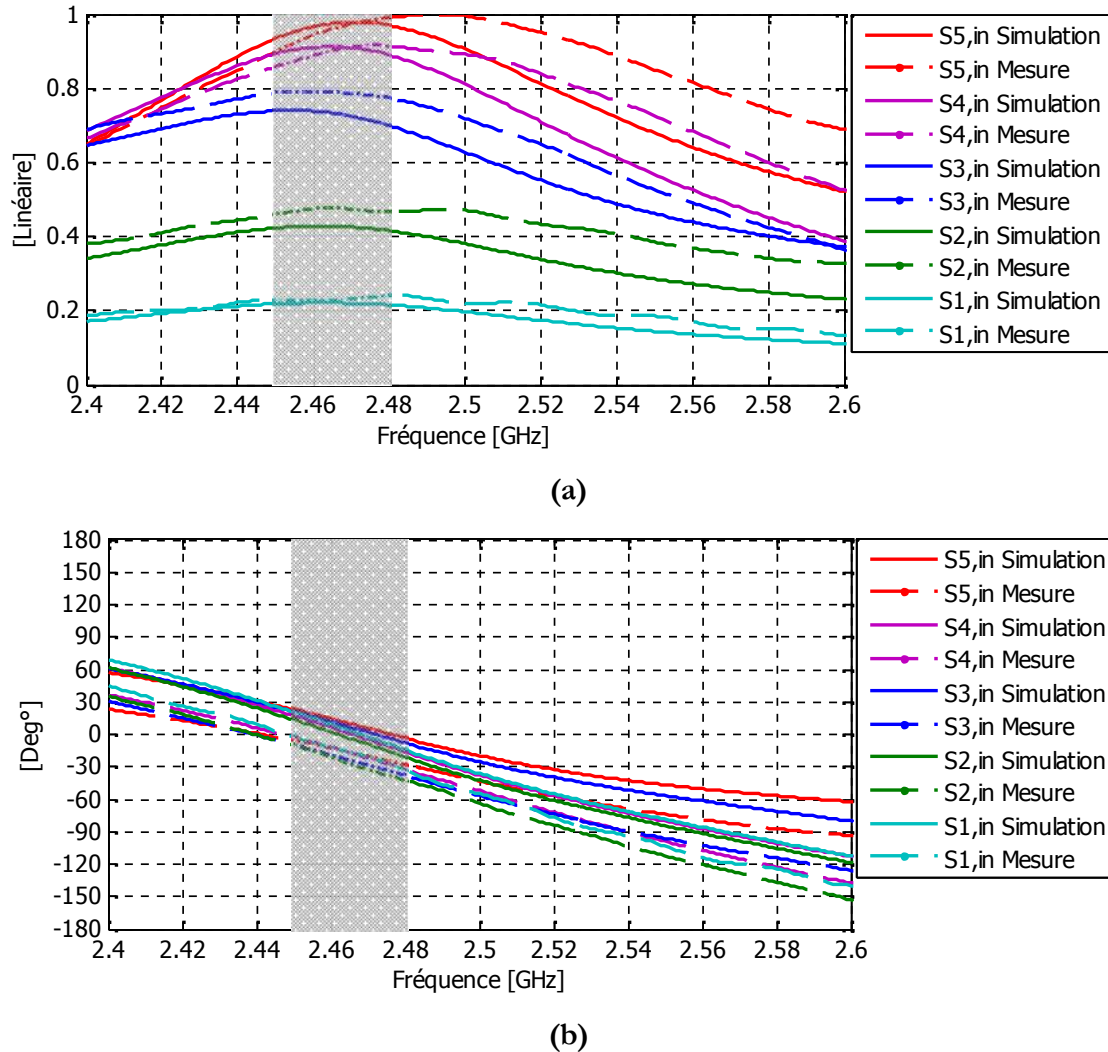


Figure IV-13: Comparaison simulation/mesure des coefficients de transmission du diviseur en (a) module (b) phase.

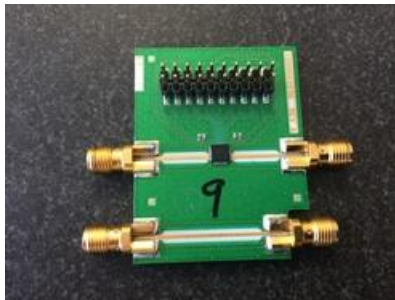
V-2 Déphaseurs numériques

Afin de pouvoir balayer le faisceau rayonné dans l'espace, il est nécessaire de placer entre le diviseur et la matrice antennaire des déphaseurs sur chacune des 9 voies. Après la recherche de composants performants, **INOVEOS**, **CISTEME** et le laboratoire **XLIM OSA** ont décidé de choisir des déphaseurs de chez *Macom Technology Solutions* (*developer and producer of radio, microwave, and millimeter wave semiconductor devices and components*) les MAPS-010164 [Annexe IV]. Les MAPS sont des déphaseurs numériques à 6 bits (à base GaAs) commandés par un système de pilotage (CMOS). Le pas de déphasage minimal est 5.6° permettant ainsi de déphaser de 0° à 360° . D'après le fournisseur, Le design a été optimisé afin de minimiser la variation de l'atténuation en fonction du déphasage appliqué.

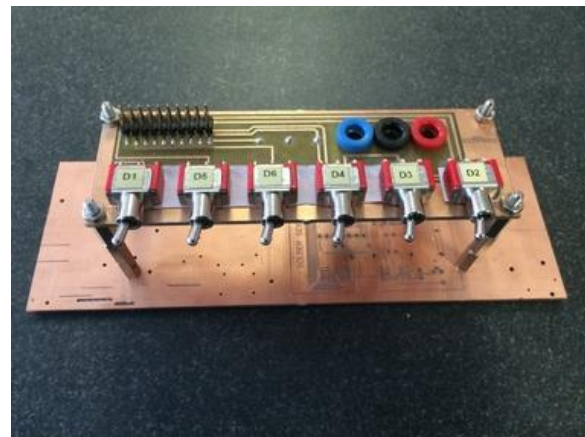
Chapitre IV – Un dispositif MARPEM pour le suivi et l'identification des cibles mobiles coopératives en band S.

Les spécifications de ces déphaseurs numériques sont données dans [Annexe IV]. Ces déphaseurs travaillent sur une bande allant de 2.3 à 3.7 GHz et présentent des pertes d'insertions de 3.2 dB au minimum et peuvent atteindre un maximum de 4.5 dB. L'erreur sur la phase dépend du niveau de déphasage désiré et elle ne dépasse pas les $\pm 5^\circ$ dans le pire des cas.

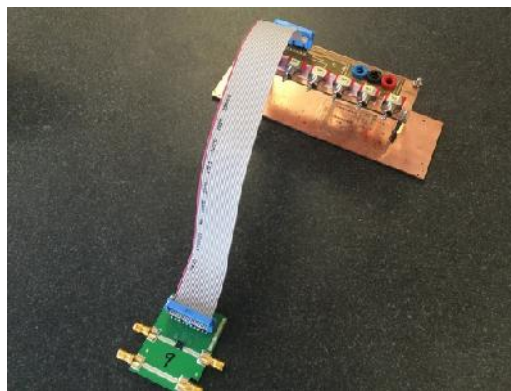
Des tests ont été faits par **INOVEOS** et **CISTEME** afin de vérifier les performances des déphaseurs numériques. **INOVEOS** a mis en place un système testeur des circuits déphaseurs. La **Figure IV-14** montre le déphaseur numérique avec son circuit testeur. Les Switchs (D1, D2, D3, D4, D5, D6) du testeur sont reliés aux broches de la puce qui contrôlent le niveau de déphasage souhaité (cf. [Annexe IV]). Pour mieux comprendre, le **Tableau IV-4** donne un exemple de référence montrant ainsi la relation entre le pilotage et le déphasage. D'après **INOVEOS** et **CISTEME**, les tests de mesure ont démontré une parfaite adéquation entre les valeurs annoncées par le fournisseur et celles réalisées en mesure.



(a)



(b)



(c)

Figure IV-14: (a) déphaseur numérique (b) testeur fabriqué par INOVEOS et (c) test du circuit déphaseur.

D6	D5	D4	D3	D2	D1	Déphasage
0	0	0	0	0	0	Phase de référence
0	0	0	0	0	1	5.6°
0	0	0	0	1	0	11.2°
0	0	0	1	0	0	22.5°
0	0	1	0	0	0	45°
0	1	0	0	0	0	90°
1	0	0	0	0	0	180°
1	1	1	1	1	1	354.4°

Tableau IV-4: Tableau de vérité correspondant à des exemples de déphasages (0 = CMOS Low ; 1 = CMOS High).

Finalement, afin d'obtenir un produit aussi bien compact que performant, les 9 déphaseurs ont été implémentés dans un boîtier (**Figure IV-15**). Ils sont alimentés et commandés simultanément par un même 'subD' (connecteur d'alimentation à 62 broches) afin de faciliter le pilotage global. La deuxième pièce du BFN est maintenant prête, passant à une autre pièce importante c'est la carte électronique de commande.



Figure IV-15: Boîtier contenant 9 déphaseurs numériques alimentés et commandés simultanément par un subD à 62 broches.

V-3 Carte électronique de commande

V-3.1 Etude de pilotage d'un déphaseur

Dans le cadre de l'application de suivi et d'identification des cibles mobiles coopératives, le but était de balayer rapidement l'espace en commandant les déphaseurs en mode parallèle par l'intermédiaire d'une carte électronique. Pour ce faire, un programme de pilotage des déphaseurs a été réalisé et testé par **CISTEME** pour mesurer l'erreur entre la commande et la mesure. Le pilotage en parallèle consiste à appliquer un niveau logique (0 ou 1) sur chaque bit de commande (D1, D2, D3, D4, D5, D6) afin de sélectionner un état de phase. Le type parallèle de pilotage permet d'être plus rapide et d'éviter une mauvaise interprétation de la commande. Comme il a été déjà dit dans le paragraphe précédent, il faudra 6 broches de commandes par déphaseur. Donc, une carte 'Arduino UNO R3' basée sur un 'ATEMGA 328P' et fonctionnant avec 5 volts, une vitesse d'horloge 16 MHz, 14 broches digitales et 6 broches analogiques a été utilisée (**Figure IV-16.a**). Cette carte a été ensuite testée en réalisant un programme sur un écran tactile permettant d'appliquer les déphasages (**Figure IV-16.b**).



(a)



(b)

Figure IV-16: (a) Carte Arduino UNO R3 et (b) Ecran tactile d'affichage.

Des mesures de tests ont été effectuées avec un seul déphaseur à l'aide d'un analyseur de réseau (**Figure IV-17**). Ces mesures ont pour but de connaître les valeurs possibles de déphasages et les comparer à celles indiquées dans la documentation technique afin de calculer l'erreur. Cette erreur étant la différence entre la valeur indiquée par le fournisseur (**Tableau IV-4**) et celle réellement obtenue en mesure. Le **Tableau IV-5** montre des cas de figures correspondants à des commandes simples et d'autres composées. Une faible erreur est

constatée sur les valeurs données par le fournisseur. Les tests sur un seul déphaseur étaient concluants, maintenant l'étude de la carte de commande associée aux déphaseurs est exposée.

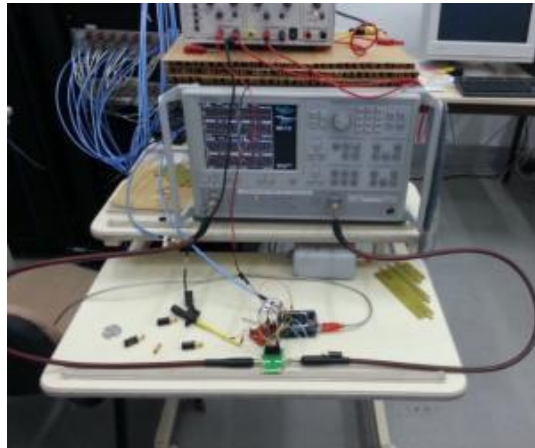


Figure IV-17: Banc de mesures pour tester les performances de la carte de commande sur un seul déphaseur.

D6	D5	D4	D3	D2	D1	Déphasage (fournisseur)	Mesure	Erreur
0	0	0	0	0	0	Phase de référence	---	---
0	0	0	0	0	1	5.6°	6.6°	-1°
0	0	0	0	1	0	11.2°	11°	0.2°
0	0	0	0	1	1	16.8°	17.6°	-0.8°
0	0	0	1	0	0	22.5°	21.6°	0.9°
0	0	1	0	0	0	45°	45.1°	-0.1°
0	1	0	0	0	0	90°	88.9°	1.1°
1	0	0	0	0	0	180°	178.7°	1.3°
1	0	1	0	1	0	236.2°	234.1°	2.1°
1	1	1	1	1	1	354.4°	352.2°	2.2°

Tableau IV-5: Tableau de mesures correspondant aux niveaux d'erreur entre le déphasage idéal (fournisseur) et celui mesuré pour un seul déphaseur.

V-3.2 Conception de la carte de pilotage

Les pointages de la matrice antennaire sont pilotés par 9 déphaseurs. CISTEME a donc créé une carte basée sur l'architecture précédente permettant de piloter en parallèle les neufs déphaseurs. De plus, cette carte permettra d'effectuer la fonction 'Tracking' du projet, ce qui correspond à un pilotage des déphaseurs pour obtenir un balayage permanent des faisceaux rayonnés. Dans ce cas, le niveau de signal reçu sera mesuré et l'écran affichera la direction pour laquelle le signal est le plus fort.

L'écran LCD aura pour fonction d'afficher une interface homme machine. Cette interface permettra à l'utilisateur de choisir entre deux menus principaux (**Figure IV-18**), le menu de mesure sur lequel on pourra sélectionner manuellement le pointage souhaité ainsi qu'un menu 'Tracking' qui lancera le suivi de la cible mobile et la visualisation de la puissance du signal reçu. Un écran LCD tactile avec une dalle de 2.8 pouces et une résolution de 240×320 pixels a été utilisé. Cet écran sera placé en face arrière de l'antenne de façon à pouvoir commander l'antenne directement. Il faut noter que quatre 'ATEMGA 328P' ont été implémentées dans la carte pour pouvoir piloter les 9 déphaseurs du dispositif complet.



Figure IV-18: Ecran LCD affichant les deux menus principaux (mesure et 'Tracking').

V-3.2.1 Menu 1 : Mesure en chambre anéchoïque

Le but de ce menu est de pouvoir mesurer les performances électromagnétiques du dispositif global dans une chambre anéchoïque et de voir si les déphaseurs sont pilotés correctement. Sur l'écran, l'utilisateur se voit proposer les 11 possibilités de pointages de l'antenne (le choix de 11 directions de pointages des faisceaux sera justifié dans les prochains paragraphes). En effet, une fois la valeur est choisie, un rectangle apparaît afin que l'utilisateur puisse visualiser son choix (**Figure IV-19.a**) et un caractère correspondant au pointage sélectionné est envoyé vers la fonction de commande des déphaseurs. En plus, l'utilisateur peut revenir au menu suivant en sélectionnant « Retour ».

V-3.2.2 Menu 2 : Tracking

Dans le menu 'Tracking', l'écran LCD envoie 11 caractères vers la carte de commande les uns à la suite des autres qui correspondent chacun à une valeur de pointage. Un balayage permanent de faisceaux est donc réalisé pour pouvoir balayer tout l'espace. Quand le signal est réceptionné, un Master va récupérer la puissance du signal captée par un récepteur

Chapitre IV – Un dispositif MARPEM pour le suivi et l'identification des cibles mobiles coopératives en band S.

et cette valeur sera ensuite renvoyée vers l'écran qui la stockera dans un tableau. Une fois les 11 valeurs de pointages sont réalisées, toutes les valeurs de RSSI (Received Signal Strength Indication) sont comparées pour connaître celle qui est la plus grande. Enfin, l'écran affiche une flèche indiquant la direction de la cible, la valeur de pointage et la valeur du RSSI avec une possibilité de revenir au menu précédent « Exit » (**Figure IV-19.b**).



Figure IV-19: Affichage (a) des directions de pointages pour le menu mesure (b) de la direction à suivre et du niveau de signal reçu pour le menu 'Tracking'.

V-3.3 Réalisation finale de la carte

Sur la **Figure IV-20**, une photo de la carte réalisée avec tous les éléments qui la composent est montrée.

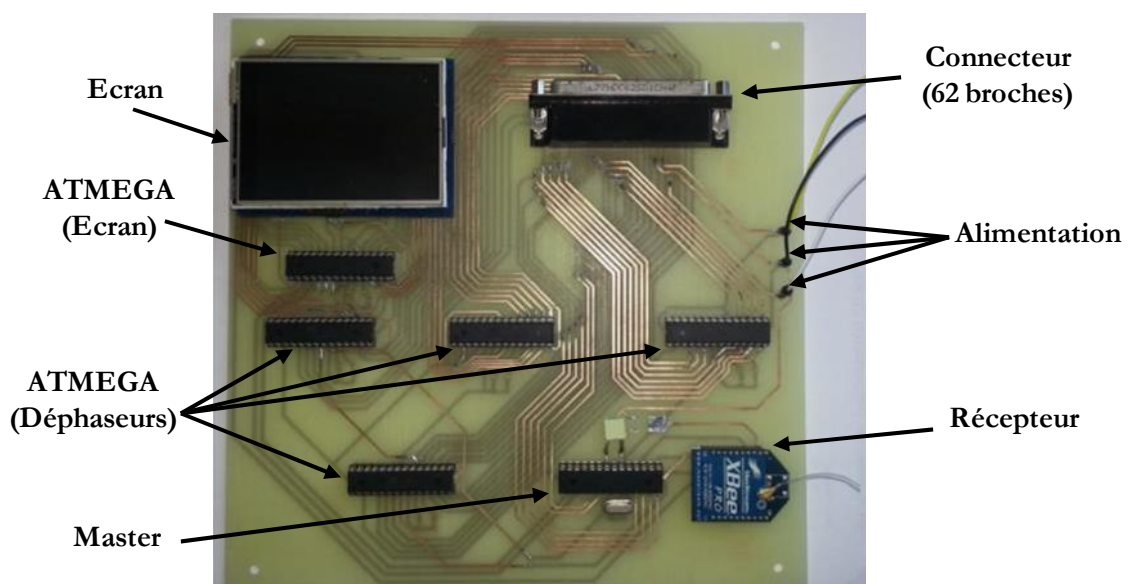


Figure IV-20: Carte de pilotage finale réalisée.

VI. TESTS ET MESURES DU DISPOSITIF COMPLET

VI-1 Dispositif MARPEM complet

Après avoir présenté la matrice antennaire et les différents composants du BFN, le dispositif **MARPEM** complet (**Figures IV-21** et **IV-22**) dédié à l'application 'Tracking' est maintenant prêt. Il est donc composé par :

- La matrice antennaire réalisée dans §. IV-3 formée d'un agencement linéaire de 9 pixels BIE. La matrice antennaire est placée sur un support métallique présentant une extension suivant y avec une épaisseur de 3 mm ($573 \times 200 \times 3$ mm³). De plus, des entretoises sont issues du support métallique vers une boîte métallique supportant le BFN (**Figure IV-6**) dans le but de réaliser les mesures pour lesquelles la compacité n'est pas primordiale.
- Un diviseur de puissance non équi-amplitude et équi-phase 1 voie vers 9 conçu par le laboratoire et **CISTEME** puis réalisé par **INOVEOS** (**Figure IV-11**).
- Un boîtier contenant 9 déphaseurs numériques à 6-Bits (**Figure IV-15**) placés avant les pixels pour régler la loi de phases des signaux entrants correspondants à des directions de pointages spatiaux ($\leq \pm 50^\circ$).
- 19 câbles coaxiaux malléables dont 9 câbles assurent la connexion entre les entrées de la matrice antennaire et le boîtier de déphaseurs, 9 câbles pour la jonction entre les entrées du boîtier et les sorties du diviseur et un câble pour assurer la jonction entre la source HF et l'entrée principale de système.
- Une carte électronique de commande pour piloter les déphaseurs et analyser les signaux reçus, cette carte sera reliée à un écran LCD pour afficher les informations utiles à l'utilisateur (**Figure IV-20**).

Le but de la **section VI** est d'évaluer les performances électromagnétiques de rayonnement de la matrice antennaire en présence du BFN et de la carte de commande. Les tests de mesure ont été faits en chambre anéchoïque et sont très satisfaisants pour faire du **MARPEM** un système fiable et robuste pour répondre aux exigences de la première application (suivi et identification des cibles mobiles coopératives en band S). Il faut noter que toutes les mesures ont été faites en chambre anéchoïque mais d'autres mesures en outdoor pour l'application 'Tracking' auront lieu dans le futur.

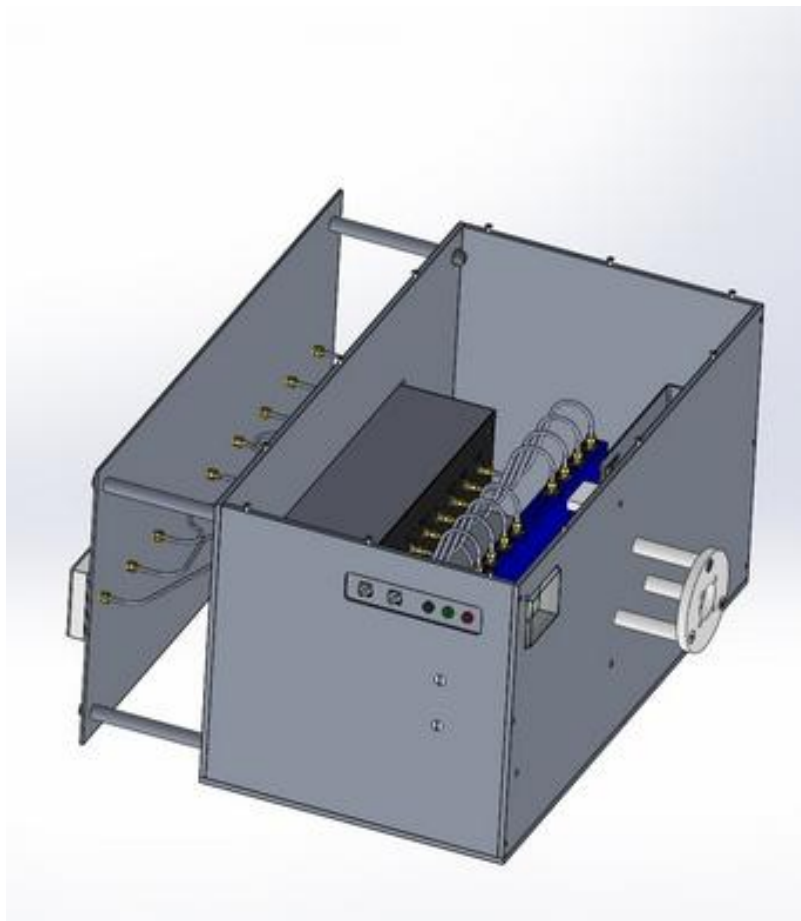
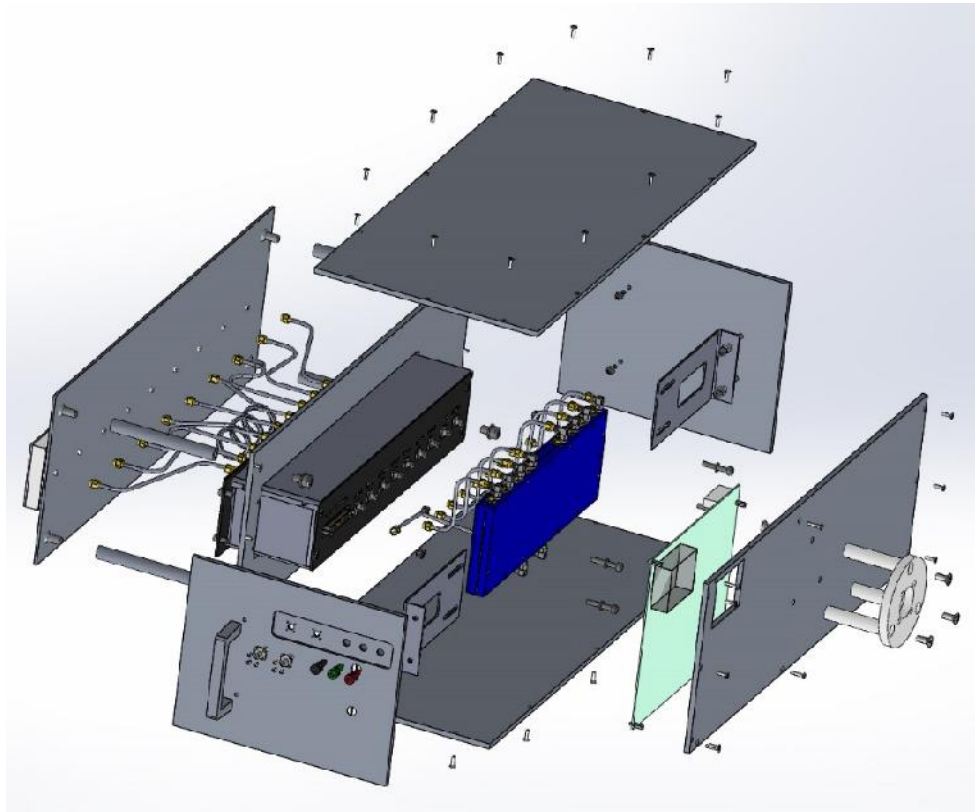


Figure IV-21: Modèle final du dispositif MARPEM complet fonctionnant en band S.

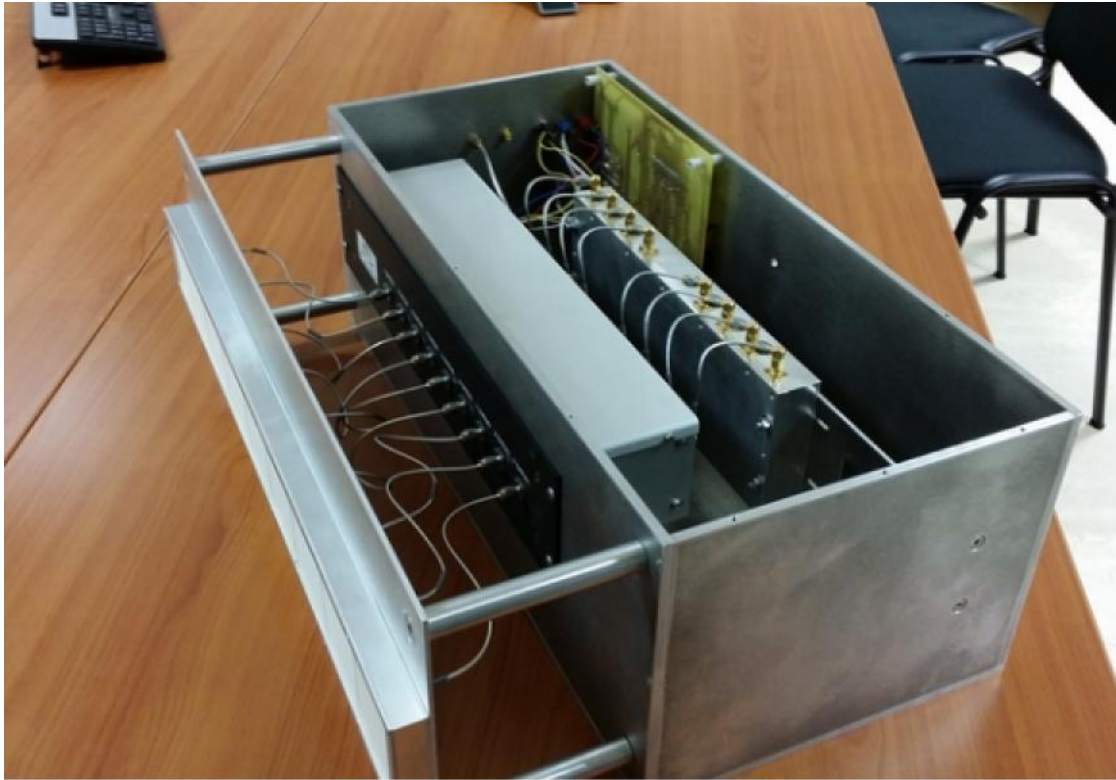


Figure IV-22: Prototype final réalisé du dispositif MARPEM complet.

VI-2 Performances en rayonnement dans la direction axiale

VI-2.1 Méthode de comparaison simulation/mesure

Pour pouvoir évaluer le dispositif **MARPEM** complet et faire une meilleure comparaison entre les résultats de simulation et de mesure, la procédure consiste à intégrer les mesures du BFN complet dans le logiciel de simulation CST Microwave Studio comme étant une boîte noire sous forme d'un fichier touchstone `'.S10p'`. Un modèle de co-simulation a été développé sur CST MWS afin de lire ce fichier et pouvoir calculer l'adaptation globale du dispositif, la directivité et le gain maximal réalisé en fonction de la fréquence et les diagrammes de rayonnement en incluant toutes les pertes possibles. La **Figure IV-23** montre le modèle de la co-simulation qui consiste à associer les résultats de mesures de BFN aux caractéristiques électromagnétiques de la matrice antennaire simulée.

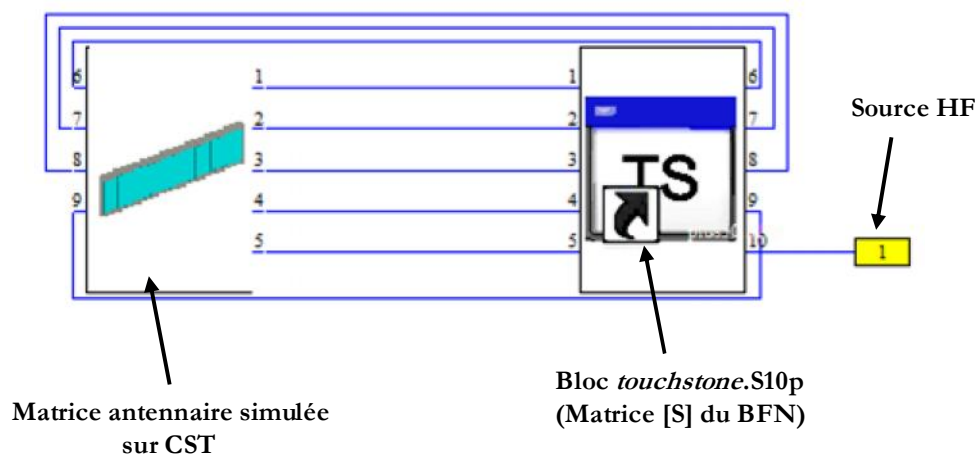


Figure IV-23: La procédure de co-simulation réalisée sur CST Microwave Studio.

VI-2.2 Adaptation globale

La **Figure IV-24** révèle une bonne concordance entre la simulation et la mesure de l'adaptation du dispositif dans la direction axiale. Sur la bande utile considérée [2.45-2.48 GHz], les courbes de simulation et de mesure montrent que le dispositif est adapté à -10 dB. Il faut noter que la matrice antennaire seule présente une adaptation sur une gamme fréquentielle plus large cependant le diviseur placé en amont présente lui une adaptation sur une bande plus étroite ce qui rétrécit la bande d'adaptation du dispositif complet.

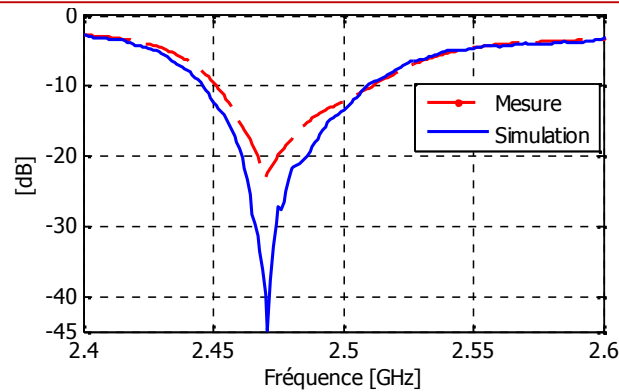


Figure IV-24: Comparaison simulation/mesure de l'adaptation du prototype complet dans la direction axiale.

VI-2.3 Directivité et gain max réalisé en fonction de la fréquence

La directivité et le gain maximal réalisé simulés en présence du BFN sont comparés à ceux mesurés dans la direction axiale sur la **Figure IV-25**. Les courbes montrent que le prototype atteint une valeur de directivité supérieure à 13 dB sur la bande de travail désirée. Une bonne concordance est obtenue entre les courbes, la directivité simulée atteint une valeur de 14.8 dB en simulation et de 14.3 dB en mesure presque sur [2.45-2.48 GHz]. Quant aux gains réalisés, une bonne concordance est aussi obtenue entre le gain simulé en tenant compte des pertes et celui mesuré. Un écart de ± 1 dB apparaît, il peut être justifié par la limitation de la base de mesure. Cette limitation est due au fait que la base de **XLIM** ne peut pas mesurer correctement ce type de caractéristiques électromagnétiques (directivité et gain fréquentiels) pour des antennes de tel poids (15 Kg) et de telles dimensions (le poids et les dimensions sont dus essentiellement à la boîte métallique) (**Figure IV-26**). De plus, on s'est aperçu lors de la mesure que le dispositif vibre et il est un peu incliné suivant le plan vertical. Ceci peut induire des résultats quasi erronés notamment lors de la rotation nécessaire de l'antenne dans tous les plans pour avoir la directivité mesurée.

Une chute moyenne de 6.8 dB (14.7 dB \rightarrow 7.9 dB) est remarquée au niveau du gain maximal réalisé mesuré par rapport à la directivité à 2.48 GHz due aux pertes induites par les composants du BFN. Le diviseur présente des pertes de 1.9 dB mesurées lors de la manipulation, le déphaseur induit 3.7 dB de pertes mesurées par **INOVEOS** et **CISTEME**, les câbles présentent des pertes moyennes de 0.9 dB. Un écart entre le gain réalisé mesuré et simulé est observé dû à la limitation et la tolérance de la base de l'ordre de ± 0.8 dB pour cette gamme fréquentielle d'après les caractéristiques techniques de la base de mesure à **XLIM**.

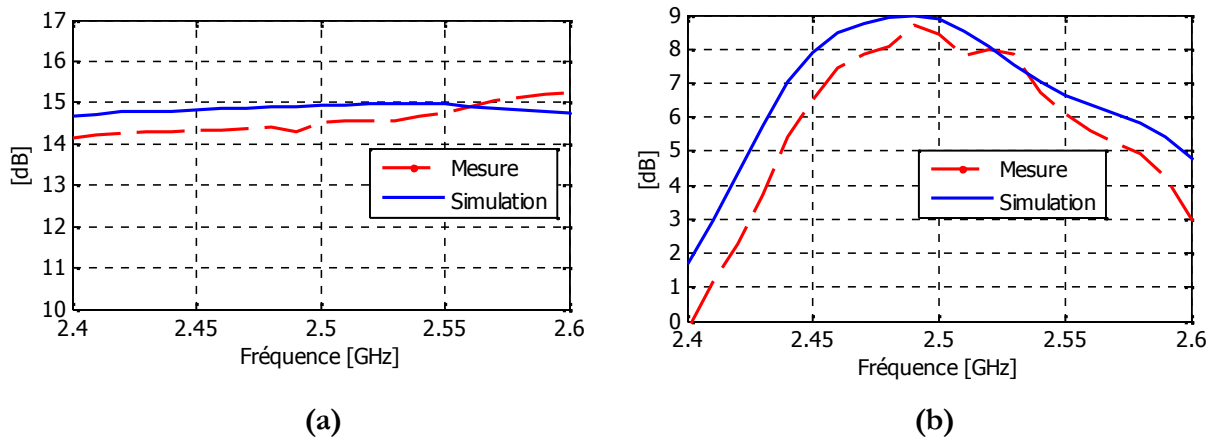


Figure IV-25: Comparaison simulation/mesure (a) directivités et (b) gains réalisés.

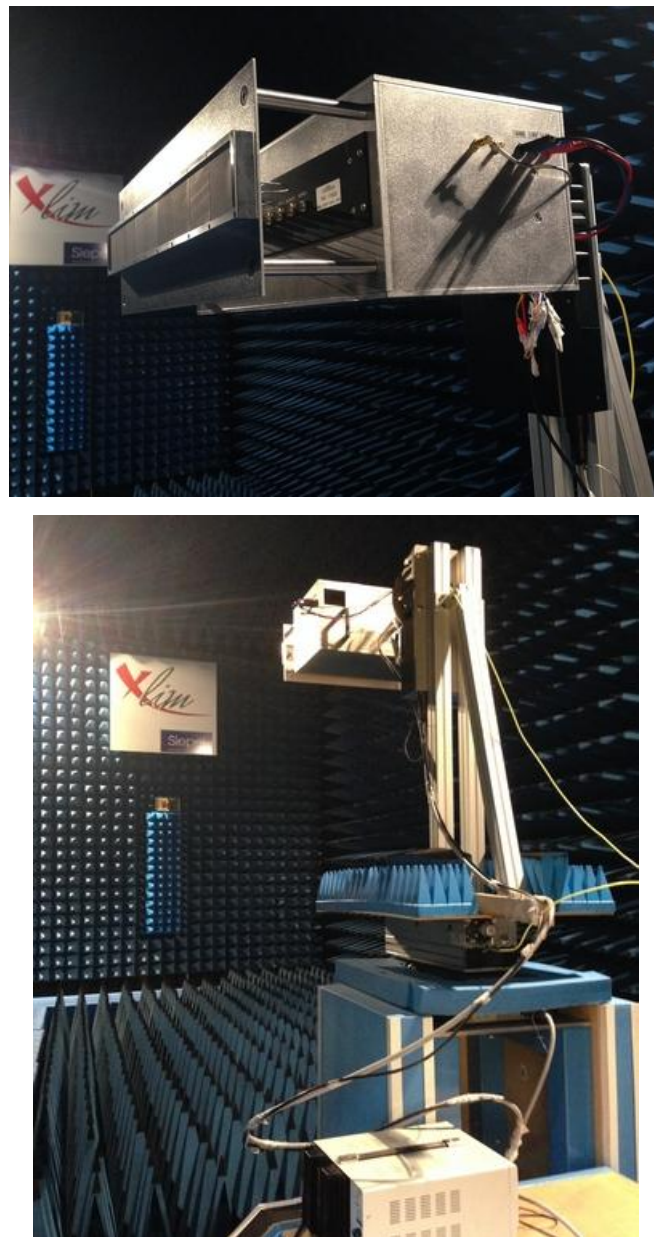


Figure IV-26: Dispositif complet associé à un système d'alimentation (+5V, -5V, GND).

VI-2.4 Diagrammes de rayonnement

Dans la direction axiale, la comparaison montre une bonne concordance entre les diagrammes de rayonnement simulés obtenus par la co-simulation déjà expliquée dans §.VI-2.1 et ceux mesurés. Toutes les courbes de mesures illustrées sur la **Figure IV-27** présentent des diagrammes de rayonnement formés avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB. Dans le cadre de l'application 'Tracking', on s'intéresse surtout à la fréquence 2.48 GHz mais les résultats montrent que la formation du faisceau est conservée pour toute la bande de fonctionnement [2.45-2.48 GHz].

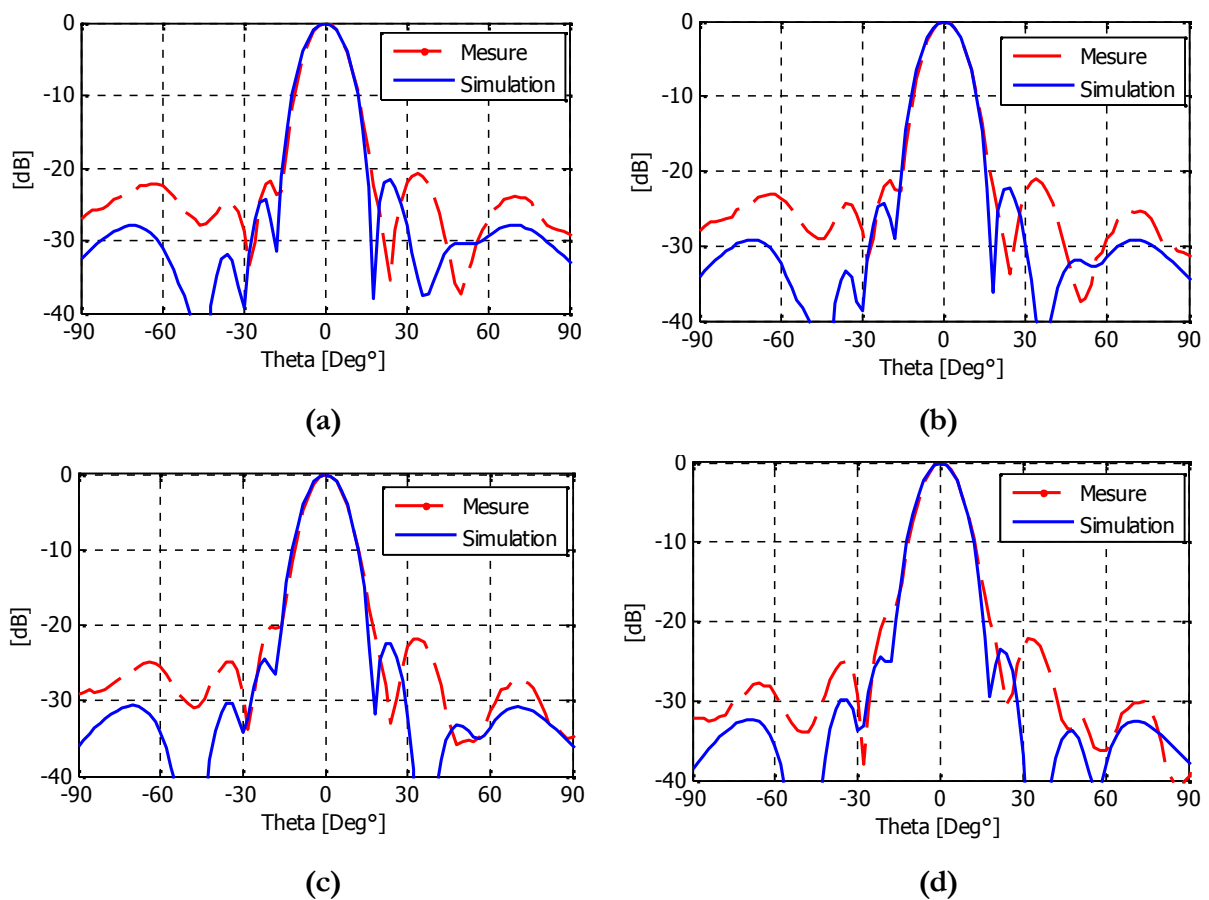


Figure IV-27: Comparaison simulation/mesure des diagrammes formés dans l'axe pour (a) 2.45 (b) 2.46 (c) 2.47 et (d) 2.48 GHz.

VI-3 Performances de rayonnement en pointage spatial

VI-3.1 Choix de directions de pointages

D'après le cahier des charges, un pointage vers $\pm 50^\circ$ a été imposé afin de couvrir une large zone angulaire avec un gain important. Le choix du nombre de faisceaux également les directions de pointages sont choisis de façon à ne pas créer des trous de rayonnement inférieurs à -3 dB entre les faisceaux pointés. En effet, en se basant sur la directivité idéale de l'antenne dans l'axe qui vaut 14.8 dB, un pas de 10° semble suffisant pour avoir une bonne couverture de la zone angulaire souhaitée et sans perdre la cible mobile. La **Figure IV-28** montre un scenario illustrant 11 faisceaux formés à 2.48 GHz couvrant ainsi une zone angulaire $\geq \pm 50^\circ$. Les trous de rayonnement entre les faisceaux ne dépassent pas 1 dB.

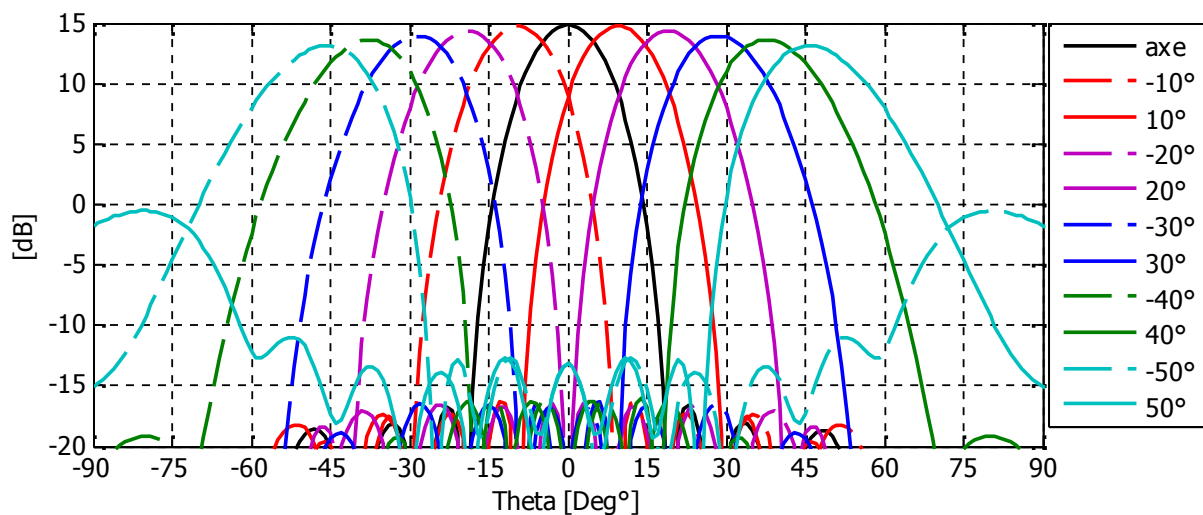
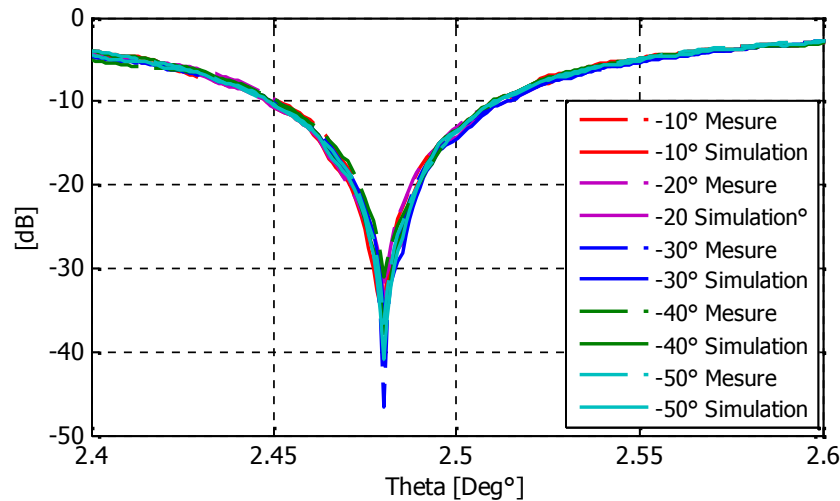


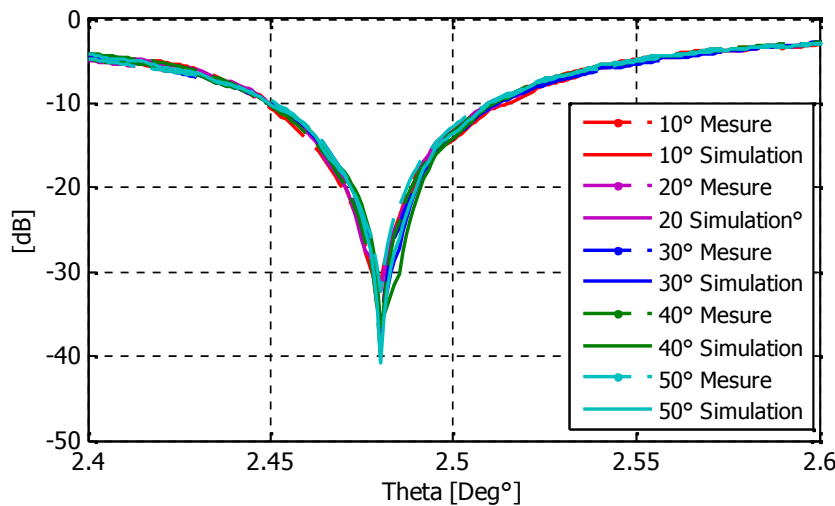
Figure IV-28: Scenario de recouvrement des faisceaux formés à 2.48 GHz.

VI-3.2 Adaptations après les pointages

En effectuant tous les angles de pointages nécessaires, le coefficient de réflexion au niveau de l'entrée central du dispositif global a été mesuré et comparé à celui mesuré pour chaque angle. La **Figure IV-29** montre que le dispositif antennaire reste tout le temps adapté à -10 dB pour toute la bande fréquentielle utile et surtout à 2.48 GHz. D'après la **Figure IV-29**, une bonne concordance entre la simulation et la mesure a été observée sur toute la bande utile [2.45-2.48 GHz]. Pour conclure, le dispositif reste donc toujours adapté et pas de pertes d'énergies dues à la désadaptation de l'antenne.



(a)



(b)

Figure IV-29: Comparaison simulation/mesure des coefficients de réflexion dans les directions de pointages (a) négatives $\geq -50^\circ$ et (b) positives $\leq 50^\circ$.

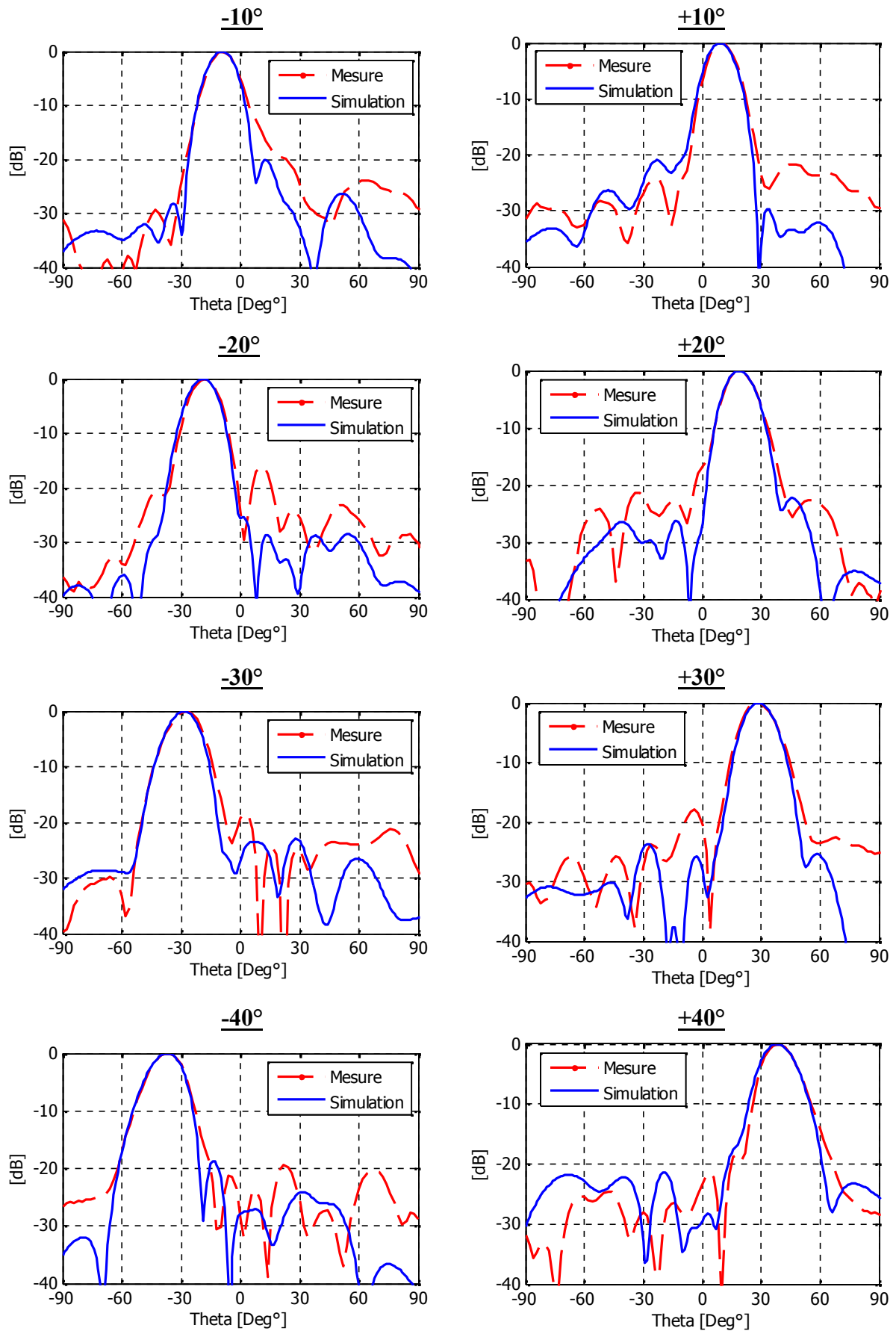
VI-3.3 Diagrammes de rayonnement

Le menu 1 a été utilisé pour pouvoir mesurer les diagrammes de rayonnement du dispositif global correspondants aux différentes directions de pointages. D'après le §.V-3.2.1, l'utilisateur se voit proposer les 11 possibilités de pointages de l'antenne. Ces mesures ont été faites dans la chambre anéchoïque et elles ont été comparées aux diagrammes simulés obtenus par une co-simulation en implémentant à chaque fois un fichier touchstone contenant les mesures de BFN correspondant à chaque direction de pointage. Ces fichiers sont reliés à la matrice antennaire simulée sur CST Microwave.

La **Figure IV-30** montre une comparaison entre les diagrammes mesurés et ceux simulés pour toutes les directions de pointages. Les mesures et les simulations concordent quasiment. Les lobes principaux des diagrammes de rayonnement sont maintenus dans leurs directions de pointages et le niveau de lobes secondaires reste toujours inférieure à -20 dB. Il est à remarquer l'apparition d'un lobe de pixellisation à +80° pour un pointage vers -50° et à -80° pour un pointage vers +50°. Le niveau de lobes de pixellisation reste inférieur à -14 dB. Ce phénomène est supportable, il ressemble à un lobe de réseau classique dû au phénomène de pixellisation de la matrice.

Les diagrammes montrés ne correspondent qu'à une seule fréquence 2.48 GHz. Alors que les performances de rayonnement (pointage correct et niveau faible de lobes secondaires) sont presque conservées sur toute la bande fréquentielle utile [2.45-2.48 GHz]. Dans ce contexte et pour éviter la lourdeur de ce chapitre, le **Tableau IV-6** synthétise les niveaux de lobes secondaires obtenus pour les autres fréquences de la bande utile.

Dans ce paragraphe, **MARPEM** a pu montrer pour une application industrielle ses capacités dans la formation et le pointage électronique spatial de faisceaux rayonnés. Ceci permettra à **MARPEM** de répondre aux exigences imposées par l'application 'Tracking' vue la réussite technique de ce dispositif malgré la complexité et la sensibilité du diviseur de puissance non équi-pondéré, le nombre de pixels limité à 9 et la présence des autres composants de BFN. Le paragraphe suivant montre les futurs travaux de ce projet dont **MARPEM** se présente comme étant l'antenne de réception du système total.



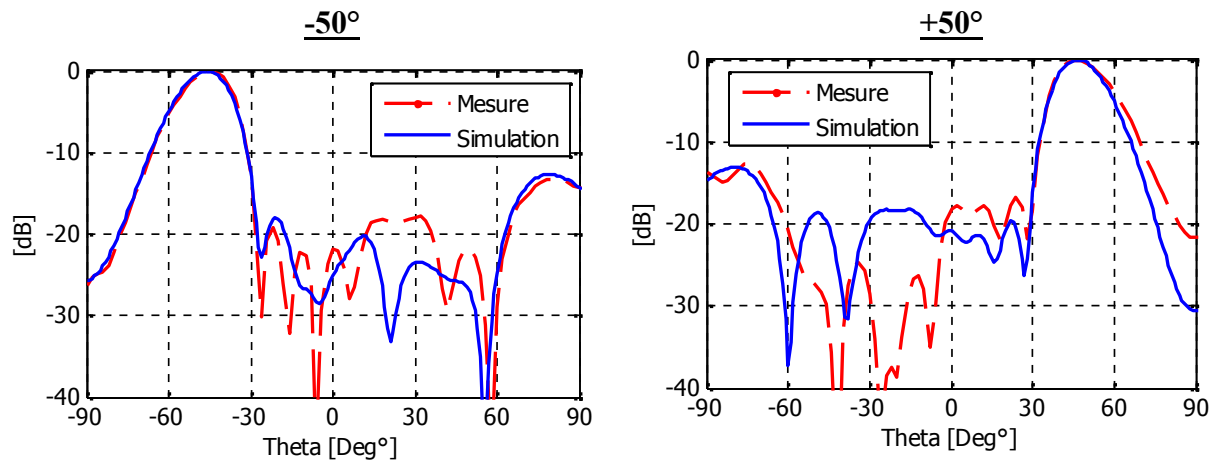


Figure IV-30: Comparaison simulation/mesure des diagrammes de rayonnement pointés vers toutes les directions spatiales désirées ($f = 2.48 \text{ GHz}$).

Pointage	-10°	-20°	-30°	-40°	-50°	
Niveau lobe secondaire $f = 2.45 \text{ GHz}$	-19 dB	-16 dB	-16 dB	-18 dB	-18 dB	Lobe Pixellisation -18 dB
Niveau lobe secondaire $f = 2.46 \text{ GHz}$	-20 dB	-16 dB	-19 dB	-19 dB	-18 dB	Lobe Pixellisation -15 dB
Niveau lobe secondaire $f = 2.47 \text{ GHz}$	-22 dB	-20 dB	-18 dB	-18 dB	-19 dB	Lobe Pixellisation -14 dB
Pointage	+10°	+20°	+30°	+40°	+50°	
Niveau lobe secondaire $f = 2.45 \text{ GHz}$	-20 dB	-18 dB	-15 dB	-16 dB	-18 dB	Lobe Pixellisation -13dB
Niveau lobe secondaire $f = 2.46 \text{ GHz}$	-22 dB	-20 dB	-19 dB	-18 dB	-18 dB	Lobe Pixellisation -14 dB
Niveau lobe secondaire $f = 2.47 \text{ GHz}$	-20 dB	-16 dB	-19 dB	-20 dB	-18 dB	Lobe Pixellisation -15 dB

Tableau IV-6: Les niveaux de lobes secondaires et de lobes pixellisations en fonction de la fréquence et de la direction de pointage.

VI-3.4 Application 'Tracking'

Dans le cadre de l'application 'Tracking', le dispositif antennaire **MARPEM** qui a été présenté dans ce chapitre fonctionnera en réception et devra permettre de suivre efficacement une cible mobile. Cette cible devra porter un émetteur qui se communique à intervalle de temps régulier avec l'antenne en réception. En effet, l'antenne en réception réalise un balayage permanent de 11 faisceaux correspondants aux directions de pointages déjà montrées pour pouvoir balayer une large zone angulaire de l'espace. Quand le signal est réceptionné, un Master va récupérer la puissance de ce signal captée par un récepteur embarqué et la renvoyer ensuite vers l'écran qui la stockera dans un tableau. Une fois les 11 valeurs de pointages sont réalisées, toutes les valeurs de RSSI sont comparées pour connaître celle qui est la plus grande. Ensuite, l'écran affiche une flèche indiquant la direction exacte de la cible et la valeur correspondante du RSSI.

Les mesures qui concernent l'application 'Tracking' où l'émetteur de la cible coopérative intervient dans la manipulation ne sont pas encore accomplies et ne seront pas donc présentées dans ce manuscrit. Il faut noter aussi que des calculs de portées seront aussi évalués pour permettre à **MARPEM** d'aller vers les marchés de la RFID longue portée.

VII. CONCLUSION

Dans le **chapitre IV**, un dispositif applicatif de **MARPEM** a vu le jour dans le cadre d'une application de suivis des cibles mobiles coopératives. Le dispositif fonctionne sur une autre bande fréquentielle (bande S ; $f_0 = 2.48$ GHz) et présentant un nombre de pixels égal à 9. Le but de ce dispositif, fonctionnant en réception, est de suivre d'une manière efficace des cibles mobiles coopératives (animaux, frelons, personnes...) en se communiquant avec un émetteur placé sur la cible dans le cadre d'un projet régional dont le contexte a été déjà présenté dans ce chapitre.

Le dispositif antennaire complet est capable de générer un faisceau formé de type Sinc mais avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB. Ensuite, ce faisceau doit balayer l'espace afin de couvrir une zone angulaire de $\pm 50^\circ$ par l'intermédiaire des déphaseurs numériques commandés par une carte de commande embarquée. Un écran est relié au prototype indique la présence et affiche la position du cible dans une direction. Dans ce chapitre, beaucoup de compétences techniques dans le domaine de l'électronique de commande ont été acquises. En plus, **MARPEM** a pu montrer ses performances électromagnétiques dans le pointage électronique des faisceaux formés vers des forts angles de pointages malgré le nombre de pixels limité à 9.

Dans le **chapitre V**, **MARPEM** changera totalement ses applications électromagnétiques concernant la formation de faisceaux et le pointage électronique. Elle sera dédiée à des applications de forts gains dont l'agilité des faisceaux ne présente pas un enjeu crucial. Dans ce chapitre, **MARPEM** montrera ses capacités de réaliser des forts gains avec un nombre réduit des pixels par rapport aux réseaux d'antennes classiques.

Table des illustrations

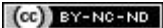
Figure IV-1: Antennes patches fabriquées (a) multi-mode (b) monomode.	156
Figure IV-2: Structure générale du pixel BIE à 2.48 GHz (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de 0y).....	157
Figure IV-3: Vue de dessous de la FSS (a) dimensionnement (b) prototype fabriqué.....	157
Figure IV-4: Patch d'excitation du pixel BIE (a) dimensionnement (b) prototype fabriqué.	158
Figure IV-5: Le modèle du prototype antennaire final en présence du support métallique, des entretoises et de la boîte métallique.	159
Figure IV-6: Prototype réalisé d'une matrice de 9 pixels BIE fonctionnant en band S [2.45-2.48 GHz].....	159
Figure IV-7: Comparaison entre les coefficients d'adaptation simulés et mesurés pour les pixels (1, 3, 5 et 9) de la matrice.	161
Figure IV-8: Comparaison des coefficients de couplage simulés et mesurés entre le pixel central et (a) le premier pixel voisin du droite $S_{6,5}$ (b) le deuxième pixel voisin du droite $S_{7,5}$	161
Figure IV-9: Comparaison entre le faisceau Sinc classique et l'autre formé.....	162
Figure IV-10: Diviseur de puissance 1 voie vers 9 non équi-amplitude (a) design sur Momentum (b) design sur Genesys.....	164
Figure IV-11: (a) Montage d'intégration du diviseur de puissance dans son boîtier (b) prototype final fabriqué par INOVEOS.	165
Figure IV-12: Comparaison simulation/mesure du coefficient de réflexion au niveau de l'entrée principal du diviseur de puissance modélisé et fabriqué.....	166
Figure IV-13: Comparaison simulation/mesure des coefficients de transmission du diviseur en (a) module (b) phase.	167
Figure IV-14: (a) déphaseur numérique (b) testeur fabriqué par INOVEOS et (c) test du circuit déphaseur.....	168
Figure IV-15: Boîtier contenant 9 déphaseurs numériques alimentés et commandés simultanément par un subD à 62 broches.	169
Figure IV-16: (a) Carte Arduino UNO R3 et (b) Ecran tactile d'affichage.	170
Figure IV-17: Banc de mesures pour tester les performances de la carte de commande sur un seul déphaseur.....	171
Figure IV-18: Ecran LCD affichant les deux menus principaux (mesure et "Tracking").	172
Figure IV-19: Affichage (a) des directions de pointages pour le menu mesure (b) de la direction à suivre et du niveau de signal reçu pour le menu "Tracking".	173
Figure IV-20: Carte de pilotage finale réalisée.	173
Figure IV-21: Modèle final du dispositif MARPEM complet fonctionnant en band S.....	175
Figure IV-22: Prototype final réalisé du dispositif MARPEM complet.	176
Figure IV-23: La procédure de co-simulation réalisée sur CST Microwave Studio.	177
Figure IV-24: Comparaison simulation/mesure de l'adaptation du prototype complet dans la direction axiale.	178
Figure IV-25: Comparaison simulation/mesure (a) directivités et (b) gains réalisés.....	179
Figure IV-26: Dispositif complet associé à un système d'alimentation (+5V, -5V, GND).	179
Figure IV-27: Comparaison simulation/mesure des diagrammes formés dans l'axe pour (a) 2.45 (b) 2.46 (c) 2.47 et (d) 2.48 GHz.	180
Figure IV-28: Scénario de recouvrement des faisceaux formés à 2.48 GHz.....	181
Figure IV-29: Comparaison simulation/mesure des coefficients de réflexion dans les directions de pointages (a) négatives $\geq -50^\circ$ et (b) positives $\leq 50^\circ$	182
Figure IV-30: Comparaison simulation/mesure des diagrammes de rayonnement pointés vers toutes les directions spatiales désirées ($f = 2.48$ GHz).	185

Table des tableaux

Tableau IV-1: Cahier des charges du dispositif MARPEM en réception.	154
Tableau IV-2: Caractéristiques électromagnétiques finales de deux plaques diélectriques.....	156
Tableau IV-3: Les poids en amplitude et en phase à appliquer aux entrées des pixels calculés pour une fréquence $f_0 = 2.48$ GHz.	163
Tableau IV-4: Tableau de vérité correspondant à des exemples de déphasages (0 = CMOS Low ; 1 = CMOS High).....	169
Tableau IV-5: Tableau de mesures correspondant aux niveaux d'erreur entre le déphasage idéal (fournisseur) et celui mesuré pour un seul déphaseur.	171
Tableau IV-6: Les niveaux de lobes secondaires et de lobes pixellisations en fonction de la fréquence et de la direction de pointage.	185

Chapitre V

Chapitre V – Un démonstrateur MARPEM à grande périodicité entre pixels dédié à des applications forts gains.



Sommaire

Chapitre V – Un démonstrateur MARPEM à grande périodicité entre pixels dédié à des applications forts gains.

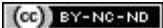
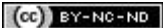


Table des matières

I.	Introduction.....	197
II.	Contexte, intérêt, principe de l'étude	198
III.	Etude théorique comparative.....	199
III-1	Structure géométrique de la matrice BIE 1D proposée.....	199
III-1.1	Pixel BIE à grandes dimensions latérales.....	199
III-1.2	Matrice BIE 1D à grandes dimensions.....	200
III-2	Structure géométrique du réseau de patches 1D proposé	201
III-3	Comparaison des performances électromagnétiques	202
III-3.1	Les lobes de réseau dans un réseau d'antenne	202
III-3.2	Cartographies 3D et 2D des surfaces rayonnantes.....	204
IV.	Conception et fabrication du prototype MARPEM à grandes dimensions.....	207
IV-1	Description de la matrice 2D	207
IV-1.1	Géométrie de la structure générale.....	207
IV-1.2	Support métallique 2D des pixels.....	208
IV-1.3	Systèmes d'excitations.....	209
IV-1.4	FSS globale des rubans métalliques	210
IV-2	Fabrication du prototype antennaire complet.....	211
V.	Expérimentation et mesure des performances électromagnétiques	213
V-1	Circuit d'alimentation.....	213
V-2	Adaptation globale du système complet	214
V-3	Mesure de performances en rayonnement.....	216
V-3.1	Directivité et gain max réalisé en fonction de la fréquence	216
V-3.2	Diagrammes de rayonnement	217
VI.	Formation de faisceaux et faibles pointages électroniques	221
VI-1	Diminution des niveaux de lobes secondaires	221
VI-2	Pointages électroniques vers 5° et 10°	224
VII.	Réduction de nombre de pixels	226
VIII.	Conclusion.....	228

Chapitre V – Un démonstrateur MARPEM à grande périodicité entre pixels dédié à des applications forts gains.



I. INTRODUCTION

Les deux chapitres précédents (**chapitres III** et **IV**) ont montrés deux prototypes de **MARPEM** qui ont été fabriqués puis validés expérimentalement vue la bonne concordance obtenue entre les résultats de simulations et de mesures. Les deux prototypes avaient un but commun de montrer les potentialités de **MARPEM** dans la formation de faisceaux et le pointage électronique spatial. D'autres performances électromagnétiques ont été également montrées et validées tel que le faible couplage mutuel, la fiabilité du système antenne et l'efficacité de rayonnement.

Le **chapitre V** est exposé à la fin de ce manuscrit pour garder une cohérence entre les **chapitres II, III** et **IV** qui ont insisté surtout sur les fonctions de formations de faisceaux et de pointages électroniques spatiaux, ce qui ne sera pas le cas du **chapitre V**. En effet, ce chapitre montrera un aspect électromagnétique de **MARPEM** sensiblement différent, qui concerne la réalisation de forts gains avec peu de pixels par l'utilisation des pixels à grandes dimensions latérales qui seront supérieures à $0.8\lambda \times 0.8\lambda$. Cette limitation, très pénalisante dans le cas de réseaux d'antennes classiques par l'apparition de lobes de réseau, est beaucoup moins contraignante dans le concept de **MARPEM**.

Ainsi, ce chapitre commencera par une étude comparative entre une matrice BIE 1D et un réseau linéaire d'antennes classique (réseau de patches) en termes des cartographies des surfaces rayonnantes et de niveaux des lobes de pixellisations. Il est important à noter que les lobes de pixellisations de la matrice BIE correspondent aux lobes de réseaux présents dans le cas des réseaux d'antennes classiques.

Ensuite, un démonstrateur d'une matrice BIE 2D fonctionnant en bande X [8-8.4 GHz] a été fabriqué afin de valider expérimentalement les performances électromagnétiques obtenues par simulations. Le cahier des charges et les caractéristiques du démonstrateur ont été fixés par le laboratoire dans le but d'une validation expérimentale. Les résultats de mesures ont montrés une bonne concordance avec ceux simulés.

II. CONTEXTE, INTERET, PRINCIPE DE L'ETUDE

Dans la littérature, la conception d'antennes 'à forts gains', générant des diagrammes de rayonnement particulièrement autour de la direction axiale, est basée sur deux principales approches, soit sur l'approche des réseaux, soit sur l'approche des surfaces rayonnantes équivalentes. Dans le cas des réseaux d'antennes, les éléments sont placés à des espacements inférieurs ou égaux à $0.8 \times \lambda$ pour éviter l'apparition de lobes de réseaux. Un espacement entre éléments supérieur à $0.8 \times \lambda$ pourra aboutir à des gains plus forts mais en induisant ces lobes de réseau indésirables dans les diagrammes de rayonnement. Les lobes de réseau, suivant l'espacement entre éléments, peuvent présenter un niveau de gain du même ordre que celui du lobe principal. Ce phénomène est dû à la physique des réseaux d'antennes connue depuis longtemps et dont on ne peut pas s'affranchir facilement.

Pour mieux comprendre l'intérêt et le principe de l'étude proposée dans ce chapitre, il faut se souvenir du concept original de **MARPEM** déjà montré dans les **chapitres I et II**. En effet, en se basant sur le concept original de **MARPEM** qui permet de former des surfaces rayonnantes présentant des distributions de champs EM (E_s , H_s) uniformes en amplitude et en phase, l'idée consiste à concevoir des pixels ayant des dimensions supérieures à $0.8\lambda \times 0.8\lambda$ dans le but d'obtenir des forts gains tout en réduisant le nombre de pixels, la complexité du circuit d'alimentation de la matrice globale et les pertes induites par la connectique.

Dans ce contexte, le point dur à résoudre était de travailler le pixel à grandes dimensions latérales pour qu'il puisse garder l'uniformité en amplitude et en phase de sa surface rayonnante sur ses nouvelles dimensions. Pour ce faire, beaucoup des études électromagnétiques ont été faites sur les caractéristiques géométriques du pixel aboutissant ainsi à définir le nouveau pixel qui répond à cette problématique. Le pixel à grandes dimensions sera présenté dans la partie suivante tandis que toutes les études paramétriques qui ont été faites ne sont pas présentées pour limiter le plus possible la lourdeur de ce manuscrit.

Après avoir défini le pixel à grandes dimensions, **MARPEM** montrera ses capacités à réaliser des forts gains, autour de la direction axiale, en utilisant des pixels jointifs à grandes dimensions tout en s'affranchissant de l'apparition des lobes de pixellisations. Les performances obtenues sont dues essentiellement à la surface rayonnante originale formée par la matrice ignorant la périodicité existante dans les réseaux d'antennes classiques.

III. ETUDE THEORIQUE COMPARATIVE

III-1 Structure géométrique de la matrice BIE 1D proposée

III-1.1 Pixel BIE à grandes dimensions latérales

Le principe de fonctionnement du pixel BIE proposé dans cette étude est similaire à celui déjà montré dans les chapitres précédents (**Figure V-1**). Les seules modifications étant les dimensions latérales (suivant x et y) du pixel BIE ainsi que le type de la FSS placée dans la paroi supérieure du pixel.

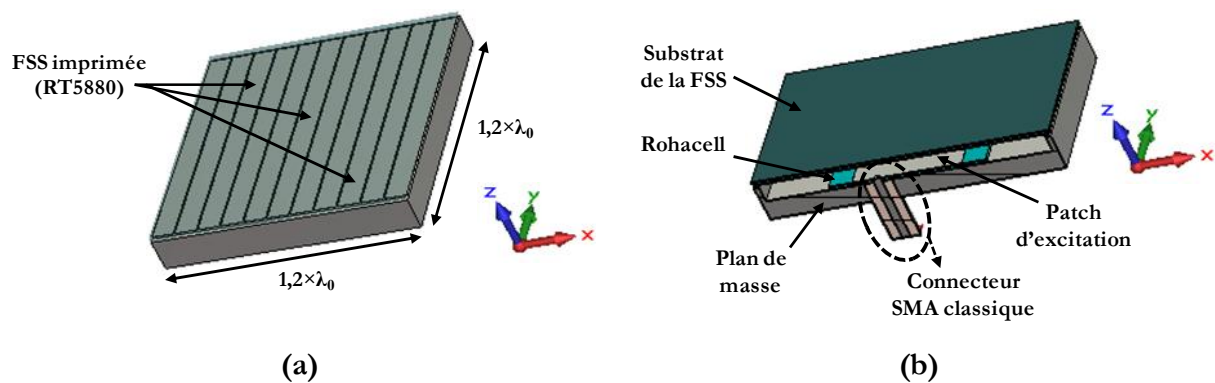


Figure V-1: Pixel BIE à grandes dimensions (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de 0y).

En effet, le pixel BIE présente des dimensions latérales égales à $1.2\lambda_0 \times 1.2\lambda_0$ et fonctionne dans la bande X [8-8.4 GHz] à une fréquence centrale $f_0 = 8.2$ GHz (**Figure V-1** ci-dessus). La FSS utilisée garde toujours une phase à la réflexion négative, ce qui aboutit à une faible compacité en hauteur du pixel. Elle est constituée, cette fois, à partir d'un agencement périodique des rubans métalliques suivant la direction x (**Figure V-2.a**). Cette FSS est imprimée sur la face inférieure d'un substrat diélectrique fourni par Rogers c'est le RT5880 ($\epsilon_r = 2.2$; $\tan\delta = 0.009$; épaisseur = 0.787 mm).

Le système d'excitation est constitué d'un patch imprimé sur un substrat diélectrique et placé au centre de la cavité BIE sur le plan de masse métallique (**Figure V-2.b**). L'énergie est ramenée au système d'excitation par l'intermédiaire d'un connecteur SMA classique. La sonde est placée suivant x pour exciter le pixel BIE en polarisation TE dont le champ électrique E devient perpendiculaire aux rubans métalliques de la FSS pour assurer un bon

fonctionnement en ‘Low Profile’ du pixel BIE. Le substrat diélectrique utilisé est le Rohacell ($\epsilon_r = 1.17$ caractérisée sur la bande [8-8.4 GHz]) et le choix du Rohacell sera ultérieurement justifié.

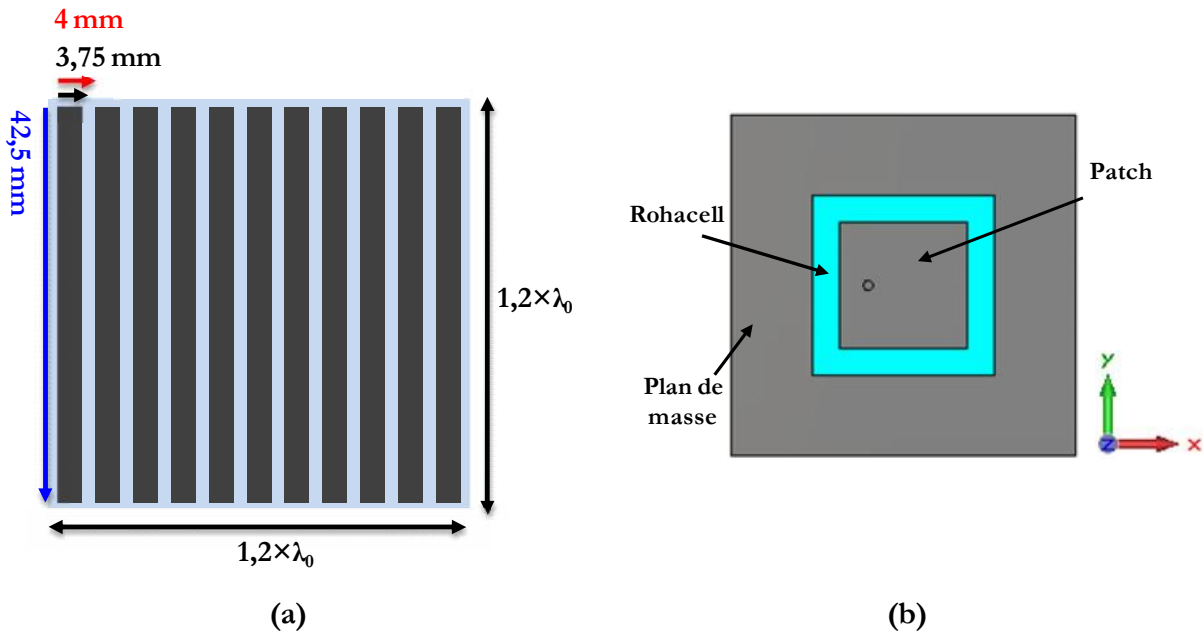


Figure V-2: Structure géométrique (a) de la FSS formée par des rubans métalliques (b) du système d'excitation.

III-1.2 Matrice BIE 1D à grandes dimensions

La matrice BIE proposée est construite à partir d'un agencement linéaire et jointif des pixels BIE à grandes dimensions (**Figure V-1**). Cette matrice est constituée de 5 pixels BIE jointifs de périodicité $1.2\lambda_0$ comme la montre la **Figure V-3**. Dans ce cas, une FSS globale qui couvre toute la surface de la matrice est utilisée pour ne pas créer de discontinuités de champs EM entre les pixels constituant la matrice. Cette discontinuité peut être due à la présence des murs métalliques qui ont été baissés suivant la direction z pour laisser passer la FSS. Cette nouvelle FSS a été choisie à partir des études paramétriques sur la réflectivité de la FSS qui garde l'uniformité des champs EM sur le pixel et qui ne sont pas présentées dans ce manuscrit pour éviter sa lourdeur. Le bon fonctionnement de la FSS sera montré dans les prochains paragraphes.

Les dimensions de la matrice BIE ont été optimisées pour pouvoir la faire fonctionner sur la bande X [8-8.4 GHz]. La matrice BIE a été modélisée en utilisant le logiciel de simulations électromagnétiques CST Microwave (**Figure V-3**).

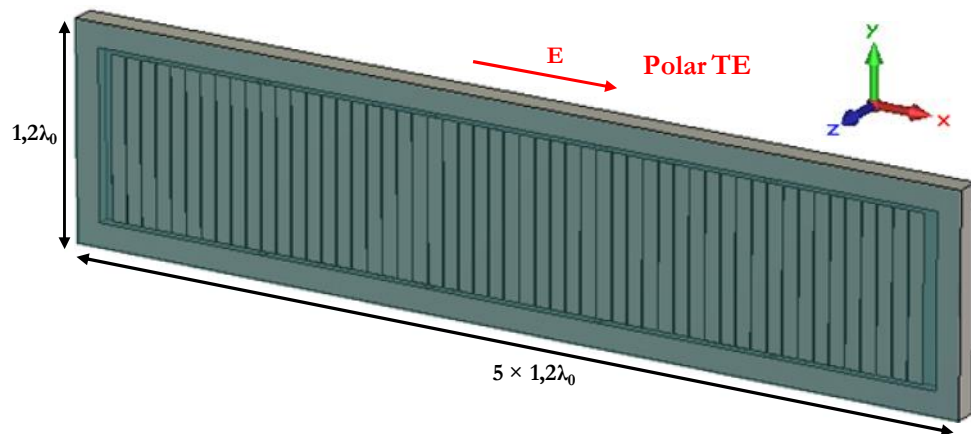


Figure V-3: Modèle de la matrice BIE 1D formée par 5 pixels à grandes dimensions espacés de $1.2\lambda_0$.

III-2 Structure géométrique du réseau de patches 1D proposé

Pour pouvoir réaliser l'étude comparative, un réseau de patches a été modélisé sur CST Microwave (Figure V-4). Le réseau est constitué de 5 patches ($1.2\lambda_0 \times 1.2\lambda_0$) espacés de $1.2\lambda_0$ et agencés linéairement. Les dimensions du réseau de patches ont été optimisées pour le faire fonctionner sur la même bande de fonctionnement de la matrice BIE. D'après les Figures V-3 et V-4, les deux structures ont les mêmes dimensions latérales ce qui permet d'établir une bonne comparaison des performances électromagnétiques de deux structures.

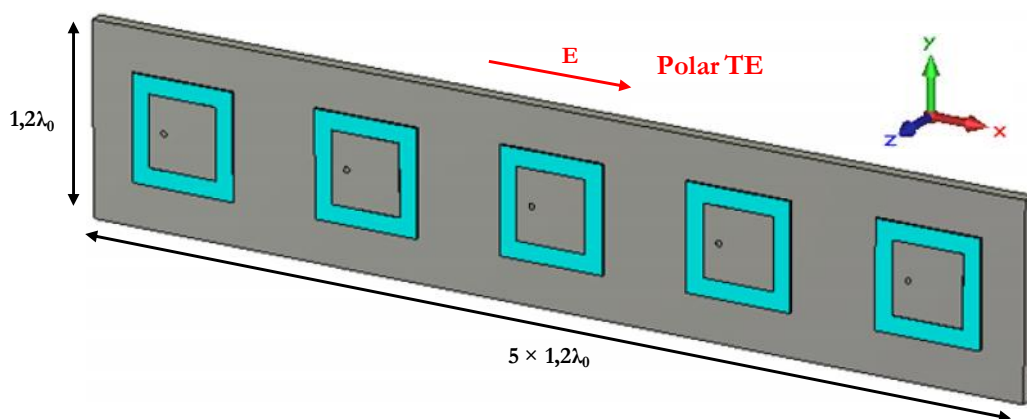


Figure V-4: Modèle du réseau de patches formé par 5 éléments à grandes dimensions espacés de $1.2\lambda_0$.

III-3 Comparaison des performances électromagnétiques

Après avoir présenté dans les paragraphes précédents la géométrie de deux structures, une comparaison des performances électromagnétiques a été faite en termes des niveaux de lobes de pixellisation et de réseau et des cartographies de surfaces rayonnantes. Cette comparaison permet de montrer la capacité de **MARPEM** à éliminer les lobes de pixellisation qui correspondent aux lobes de réseau qui apparaissent dans les diagrammes de rayonnement des réseaux dus aux grands espacements entre éléments rayonnants.

III-3.1 Les lobes de réseau dans un réseau d'antenne

Avant de présenter les diagrammes de rayonnement obtenus par les deux structures antennaires, il semble indispensable de montrer le facteur de réseau correspondant à un réseau d'antennes idéal (formé par des sources isotropes) rayonnant dans la direction axiale. Le facteur de réseau permet d'avoir une idée sur la position angulaire dans laquelle les lobes de réseau apparaissent. Pour rappel, [Eq. V.1] montre l'équation analytique du facteur réseau qui dépend essentiellement du nombre d'éléments et également de l'espacement entre éléments. Le calcul a été fait pour un nombre d'éléments 'n' de 5, une périodicité entre pixels 'd' de $1.2\lambda_0$ et dans le plan $\varphi = 0^\circ$. 'k' étant le vecteur d'onde égale à $2\pi/\lambda$. La **Figure V-5** montre que le maximum les lobes de réseau apparaît théoriquement sur $\pm 57^\circ$.

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left(\frac{n \times k \times d \times \sin \theta \cos \varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{k \times d \times \sin \theta \cos \varphi}{2}\right)} \quad [\text{Eq. V.1}]$$

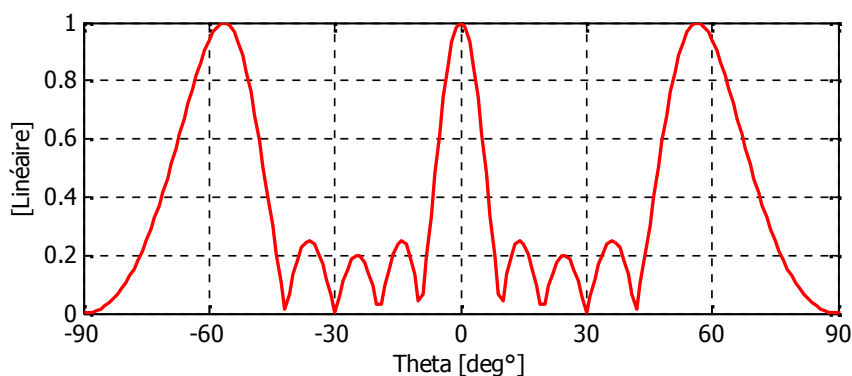
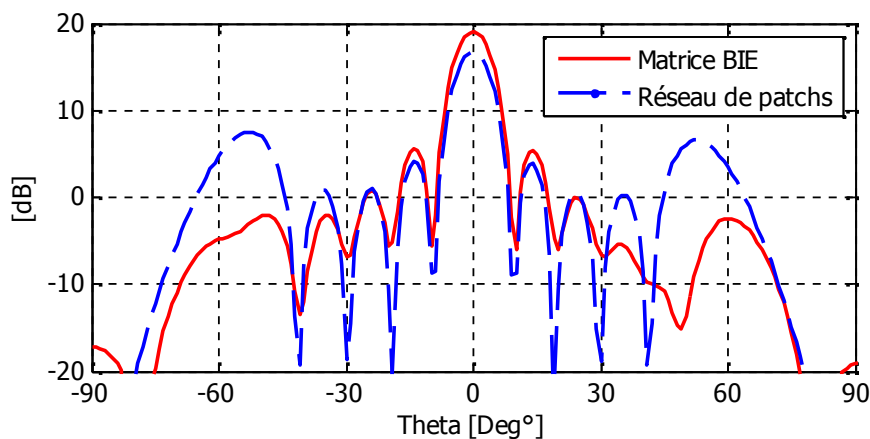


Figure V-5: Facteur de réseau idéal pour 5 sources rayonnantes espacées de $1.2\lambda_0$.

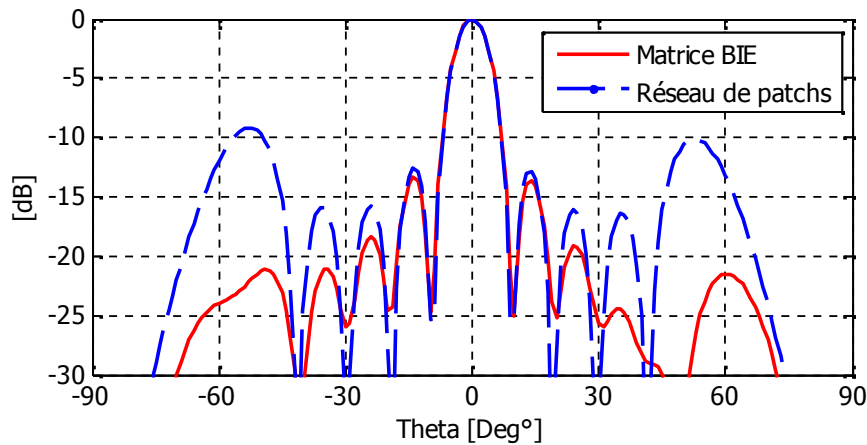
Pour une excitation équi-amplitude et équi-phase, les diagrammes de rayonnement dans la direction axiale des deux structures sont présentés sur la **Figure V-6** et correspondent à la fréquence centrale 8.2 GHz. La **Figure V-6.a** montre les diagrammes de rayonnement non normalisés. Une première observation est le meilleur rendement de surface obtenu par la matrice BIE par rapport au réseau de patches malgré que les structures aient les mêmes dimensions latérales. Ce meilleur rendement se traduit par une directivité de 19 dB pour la matrice et de 17 dB pour le réseau de patches.

Une deuxième observation peut être déduite de la **Figure V-6.b** où les diagrammes de rayonnement normalisés sont montrés. Sur cette figure, les lobes de réseau indésirables apparaissent dans le réseau de patches pour une position angulaire de $\pm 57^\circ$. Ils sont presque à -9 dB par rapport au maximum obtenu dans la direction axiale. Dans le cas de la matrice BIE, les lobes de pixellisation sont presque éliminés. Ils sont à -20 dB par rapport au maximum obtenu dans la direction axiale. Les lobes de pixellisation ont des niveaux inférieurs même à ceux de lobes secondaires.

Les résultats obtenus par la matrice BIE semblent étonnants et très importants, ils peuvent faire une rupture technologique dans la conception d'antennes à forts gains. L'élimination des lobes de pixellisation est justifiée par le fait que la matrice BIE, d'après son concept original, est capable de générer une surface rayonnante globale homogène en amplitude et en phase sans périodicité bien sûr mais sa fabrication à partir de pixels introduit pratiquement une périodicité parasite due aux jonctions entre pixels.



(a)



(b)

Figure V-6: Comparaison des diagrammes de rayonnement pour $f_0 = 8.2 \text{ GHz}$ (a) non normalisés (b) normalisés.

III-3.2 Cartographies 3D et 2D des surfaces rayonnantes

Pour pouvoir justifier les résultats obtenus dans le paragraphe précédent concernant l'élimination des lobes de pixellisation dans la matrice BIE, la **Figure V-7** montre les cartographies 3D de la distribution des champs EM dans les surfaces rayonnantes au niveau des surfaces supérieures d'antennes (suivant z) correspondantes au réseau de patches et la matrice BIE. En effet, l'apparition de lobes de réseau dans le réseau de patches est due essentiellement aux grands espacements entre éléments autorisant les champs EM à revenir dans l'intervalle pratiquement à zéro. En effet, la **Figure V-7.a** montre une chute d'amplitude des champs EM surtout entre les éléments ce qui crée une périodicité au niveau des tâches rayonnantes élémentaires formées par ces éléments. Cet effet de périodicité est cassé en utilisant la matrice BIE puisque les pixels sont capables de générer des tâches rayonnantes élémentaires carrées et présentant une distribution de champs uniforme. L'association de ces tâches élémentaires originales et pratiquement jointives aboutit à une formation d'une surface rayonnante globale homogène, ce qui se traduit par une diminution significative de niveaux de lobes de pixellisation et un meilleur rendement de surface (**Figure V-7.b**).

Il faut noter que, suivant des études paramétriques, l'utilisation d'une FSS globale qui couvre toute la surface de la matrice améliore les résultats, puisqu'elle ignore la discontinuité qui peut être créée par la présence des murs métalliques entre les pixels. D'autres études paramétriques ont été faites sur le type de la FSS montrant ainsi que les meilleurs résultats ont été obtenus en utilisant un agencement périodique des rubans métalliques.

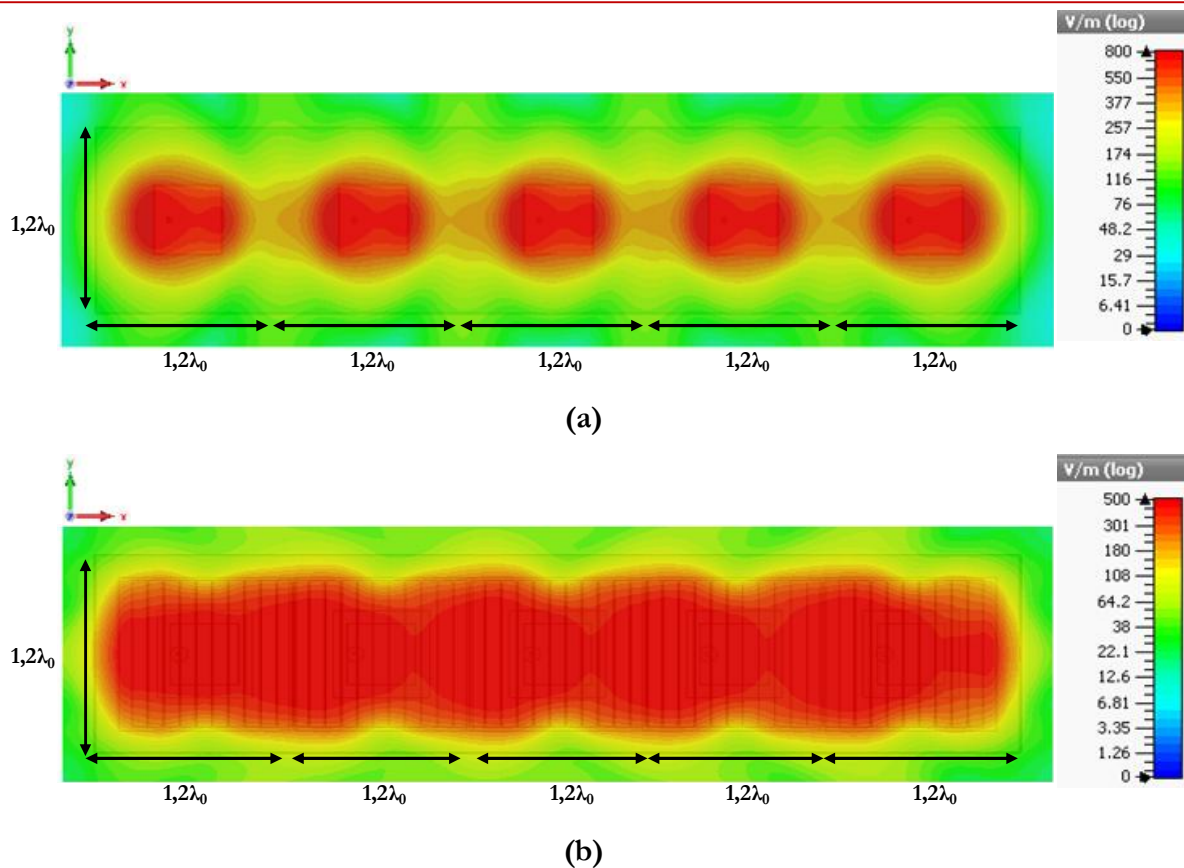


Figure V-7: Cartographies 3D en amplitude de la distribution des champs EM vue sur surface supérieure (a) du réseau de patches (b) de la matrice BIE.

Pour mieux illustrer la comparaison du degré d'uniformité en amplitude et en phase de la distribution de champs EM entre les deux structures, les **Figures V-8** et **V-9** montrent la cartographie de champs électriques (E_x) correspondante à sa composante en amplitude et en phase suivant la direction x pour le réseau de patches et la matrice BIE. La composante E_x du champ électrique est calculée au niveau de la surface supérieure de deux structures antennaires dans la zone des champs EM proches ($h=11$ mm). Les courbes montrent un champ E_x équi-amplitude et équi-phase dans le cas de la matrice BIE et un champ E_x non équi-phase et présentant des chutes d'amplitudes entre les patches inférieures à -3 dB dans le cas du réseau. Il faut noter que la variation du champ E_x est présentée en fonction de la longueur x de la matrice BIE et du réseau de patches. Sur les figures montrées ci-dessous, Chaque cadran sur l'axe des abscisses correspond à la dimension suivant x d'un pixel dans le cas de la matrice BIE et d'un patch dans le cas du réseau de patches.

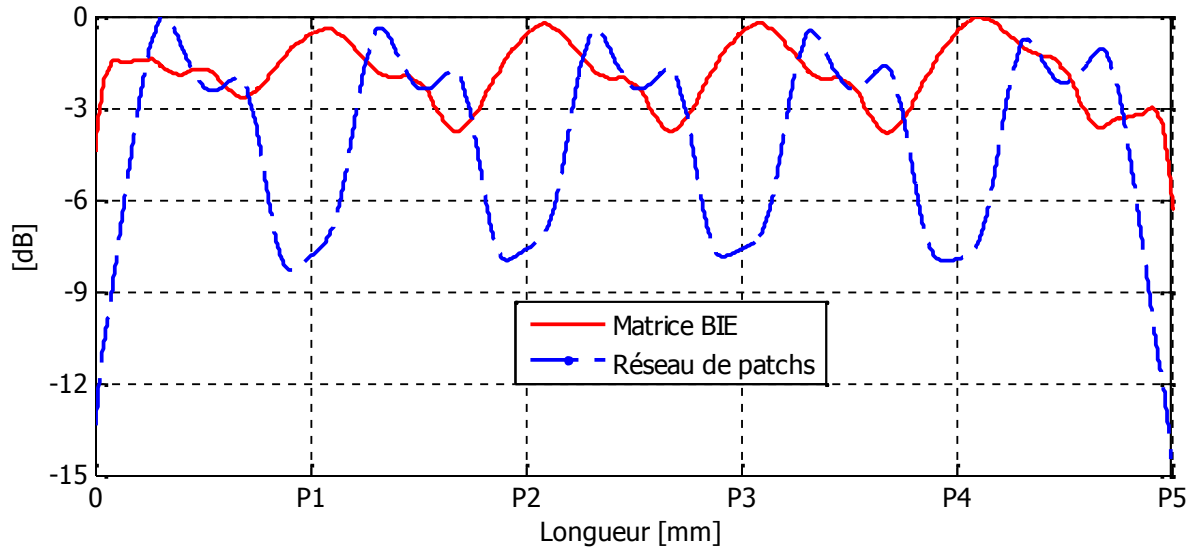


Figure V-8: Amplitudes des cartographies 2D de la composante du champ électrique E_x vue sur la surface supérieure du réseau de patches et de la matrice BIE.

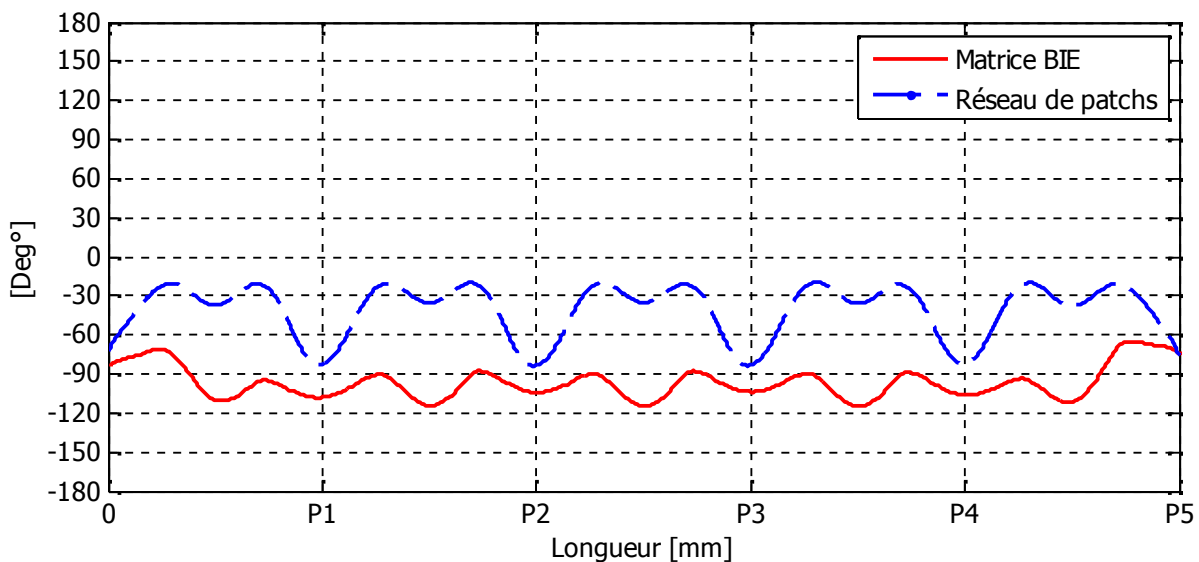


Figure V-9: Phases des cartographies 2D de la composante du champ électrique E_x vue sur la surface supérieure du réseau de patches et de la matrice BIE.

Pour conclure, l'étude théorique comparative entre une matrice BIE à grandes dimensions et un réseau de patches présentant les mêmes dimensions latérales a permis de montrer la capacité de **MARPEM** à éliminer les lobes de pixellisation qui correspondent à des lobes de réseau dans le cas des réseaux d'antennes. Afin de valider expérimentalement cette propriété électromagnétique originale, la prochaine partie présente un prototype d'une matrice BIE 2D formée par 5×5 pixels dont chaque pixel ayant des dimensions latérales de $1.2\lambda_0 \times \lambda_0$. Les pixels ont une périodicité de $1.2\lambda_0$ suivant x et λ_0 suivant y .

IV. CONCEPTION ET FABRICATION DU PROTOTYPE MARPEM A GRANDES DIMENSIONS

IV-1 Description de la matrice 2D

IV-1.1 Géométrie de la structure générale

L'idée proposée consiste à concevoir une matrice antennaire formée par un agencement 2D des pixels à grandes dimensions. Chaque pixel possède des dimensions latérales de $1.2\lambda_0 \times \lambda_0$, le pixel est donc cette fois rectangulaire et non pas carré, ce qui généralise la géométrie du pixel. La géométrie rectangulaire de pixel a été choisie de manière à agencer les pixels jointivement suivant une périodicité de $1.2\lambda_0$ dans la direction x et de λ_0 dans la direction y. Le fait de réduire la dimension du pixel suivant y sert à ne faire pas apparaître les lobes de pixellisation dans le plan $\varphi = 90^\circ$ dont le phénomène d'élimination des lobes de pixellisation n'est pas encore traité et résolu puisque le champ électrique principal E dans ce plan ($\varphi = 90^\circ$) arrive tangentiellement aux murs métalliques (arrive suivant une polarisation TM), ce qui induit une annulation du champ au niveau des murs créant ainsi une discontinuité inévitable de champs EM. La **Figure V-10** montre la structure modélisée de la matrice antennaire 2D à grandes dimensions fonctionnant en band X [8-8.4 GHz]. Comme le montre la figure, elle est formée de 25 pixels ($1.2\lambda_0 \times \lambda_0$) de périodicité $1.2\lambda_0$ suivant x et de λ_0 suivant y (dimensions : $230.5 \times 193 \times 7.8 \text{ mm}^3$).

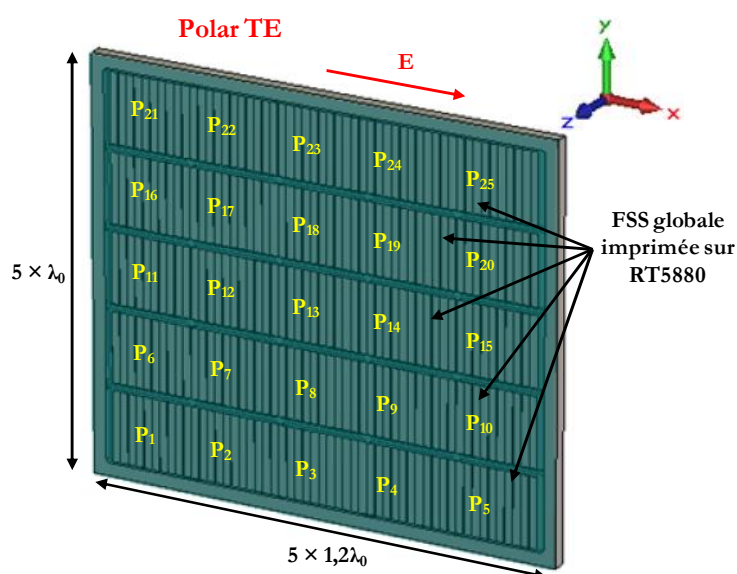


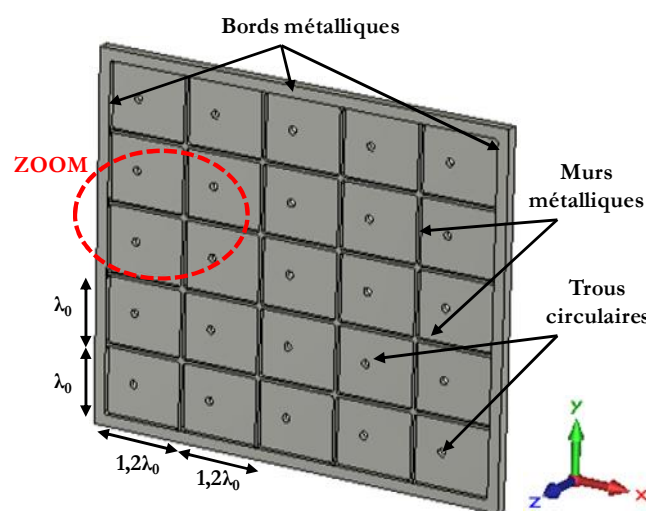
Figure V-10: Structure générale de la matrice antennaire modélisée sur CST Microwave.

La technique de réalisation de cette matrice a été différente par rapport aux applications précédentes. Dans ce qui a été présenté dans les **chapitres III et IV**, la technique des pixels en Kit a été utilisée pour pouvoir construire la matrice antennaire. Cependant, dans ce chapitre, une autre technique de réalisation a été mise en place. Brièvement, elle consiste à concevoir :

1. Un support métallique contenant le plan de masse et les murs métalliques tout en respectant les dimensions latérales des pixels.
2. Des patches d'excitations collés sur du Rohacell dépassant les dimensions des patches de 3.5 mm dans les deux directions x et y.
3. Une FSS globale imprimée sur du RT5880 et qui sera maintenue par les bords du support métallique.

IV-1.2 Support métallique 2D des pixels

La **Figure V-11.a** montre le support métallique 2D constituant ainsi le plan de masse et les murs métalliques des pixels. La figure montre que les murs métalliques existants entre les pixels s'arrêtent à une hauteur inférieure à celle des bords du support (**Figure V-11.b**). Cette solution permet de poser la FSS globale sur les bords du support pour qu'elle couvre toute la surface de la matrice et pour qu'elle ne touche pas les murs métalliques. Cette figure montre aussi un trou circulaire dans chaque pixel. Au niveau de ce trou, les systèmes d'excitations sont posés et c'est par ces trous que les connecteurs SMA passeront pour ramener l'énergie aux systèmes d'excitations (considérés comme étant des patches).



(a)

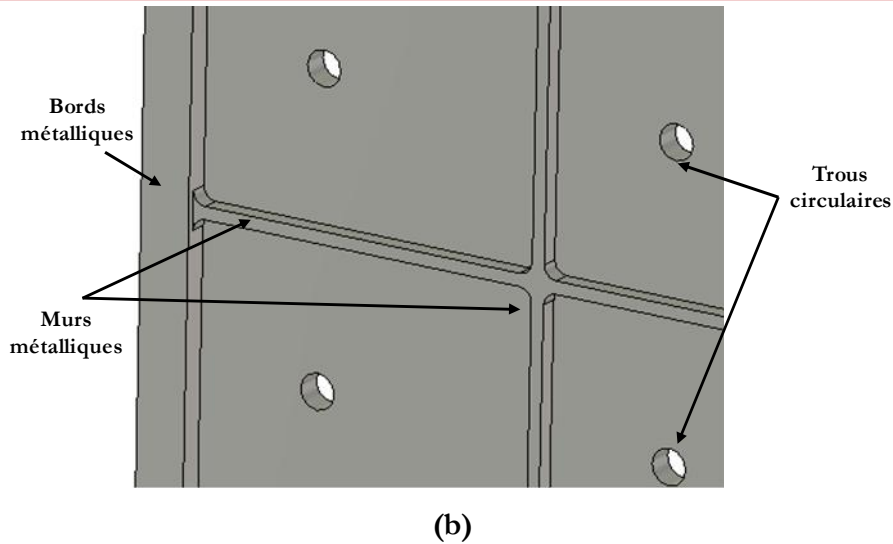


Figure V-11: Support métallique (a) vue en perspective (b) vue en zoom.

IV-1.3 Systèmes d'excitations

Des patches métalliques carrés ont été insérés dans le support métallique afin d'exciter les pixels BIE de la matrice antennaire. Les patches ont été collés sur du Rohacell ($\epsilon_r = 1.17$). Le Rohacell permet d'augmenter les dimensions de patches (*les dimensions du patch augmentent d'une façon inversement proportionnelle à la racine de la permittivité du substrat placé dessous*) dans le but de mieux exciter la cavité BIE des pixels. Ceci se traduit par une formation d'une tâche rayonnante homogène sur toute la surface du pixel. Les dimensions du patch et la position de la sonde ont été optimisées pour faire fonctionner le pixel sur la fréquence centrale 8.2 GHz.

Pour réaliser les patches, une plaque métallique d'épaisseur 350 μm a été découpée pour fabriquer les patches en respectant le mieux possible les dimensions des patches calculées par CST Microwave. Ensuite, ces patches ont été collés sur du Rohacell ayant une épaisseur de 500 μm (**Figure V-12**). Les dimensions latérales du Rohacell débordent de 3.5 mm dans les deux directions x et y par rapport à celles des patches métalliques. Les dimensions du Rohacell ont été conclues, suivant des études paramétriques sur l'uniformité de la surface rayonnante en fonction des dimensions du Rohacell, pour pouvoir former une tâche rayonnante la plus homogène possible.

Après avoir fabriqué les plaques des patches et des Rohacell correspondantes, elles ont été collées sur le support métallique au niveau des trous circulaires (*montrés sur les **Figures***

V-10 et V-11). Par suite, des connecteurs SMA ont été insérés dans les trous par le dessous du support métallique, comme les montre la **Figure V-13**, pour ramener l'énergie vers les patches.

Malgré la sensibilité et la complexité de cette technique de réalisation proposée par l'ingénieur d'étude responsable des réalisations à **XLIM OSA**, les coefficients d'adaptations mesurés des patches montrent une quasi-concordance avec ceux simulés, ce qui montre la réussite de réalisation. Quelques coefficients simulés et mesurés seront présentés ultérieurement dans ce chapitre.

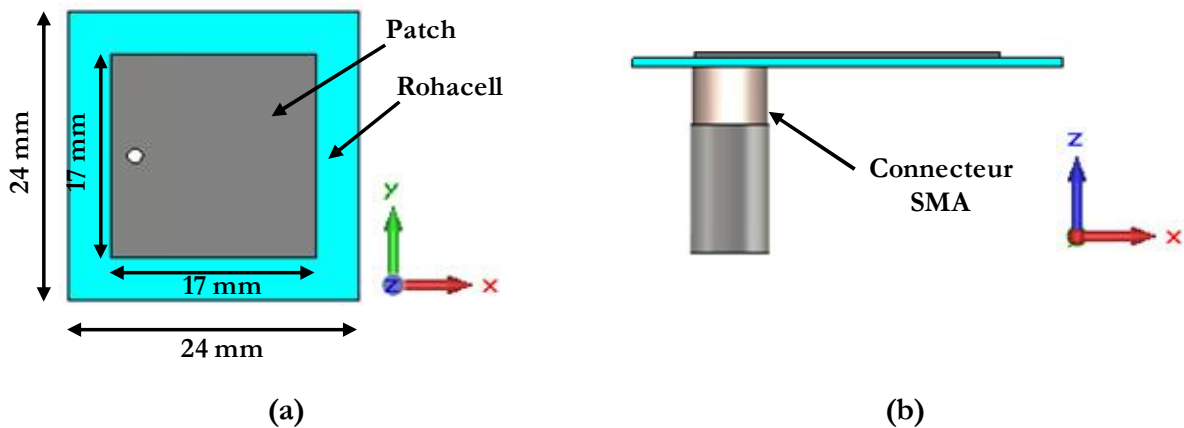


Figure V-12: Patch d'excitation (a) dimensionnement (b) connecteur SMA.

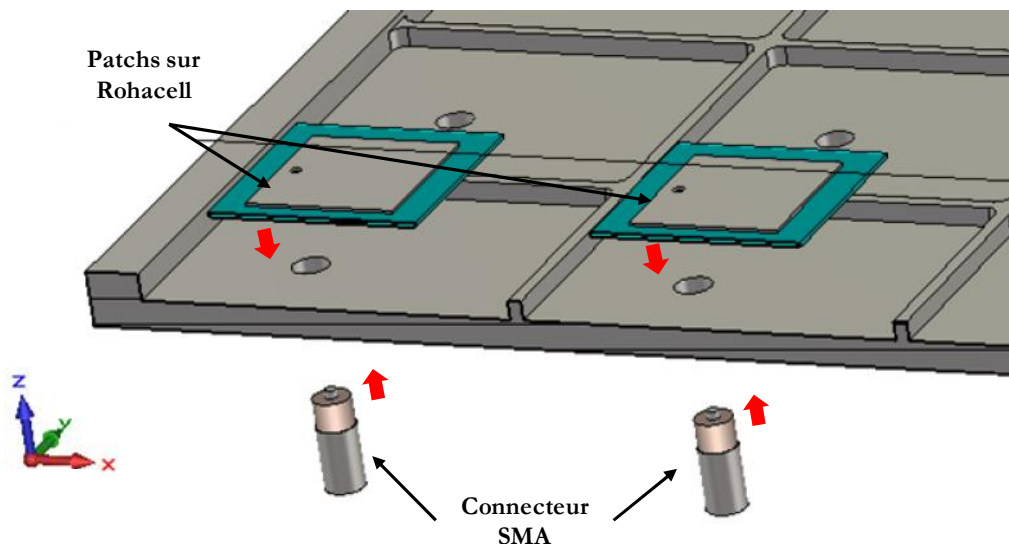


Figure V-13: Montage d'insertion des systèmes d'excitations dans le support métallique.

IV-1.4 FSS globale des rubans métalliques

Comme il a été déjà dit, des études paramétriques sur le type de la FSS ont été faites montrant qu'un agencement périodique des rubans métalliques présente une meilleure

solution pour aboutir à une surface rayonnante la plus homogène possible en amplitude et en phase. Cette FSS couvre toute la structure et elle ne s'arrête pas au niveau de chaque pixel. La FSS est posée sur les bords métalliques de la structure et elle passe au-dessus des murs métalliques. En terme de fabrication, la FSS a été imprimée par *LITHOS* sur un substrat de chez *Rogers*, c'est le RT5880 ($\epsilon_r = 2.2$; $\tan\delta = 0.009$; épaisseur = 0.787 mm). Elle est fixée sur les bords par des vis. La **Figure V-14** montre la structure de la FSS modélisée.

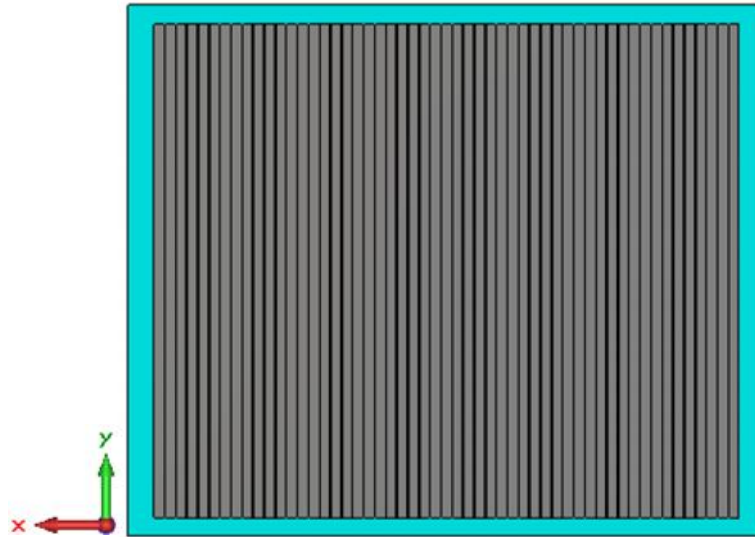


Figure V-14: Structure modélisée sur CST Microwave de la FSS globale formée par un agencement périodique des rubans métalliques suivant la direction x .

IV-2 Fabrication du prototype antennaire complet

Après avoir présenté la démarche technique de réalisation de la matrice antennaire à grandes dimensions, un prototype a été fabriqué par le laboratoire **XLIM OSA** et des sociétés du marché (*MATEK* et *LITHOS*). La **Figure V-15** montre une vue de dessus de la matrice antennaire **en absence de la FSS**. Cette figure sert à montrer les patches d'excitations collés sur du Rohacell et fixés dans les pixels. La **Figure V-16** montre le prototype antennaire final. La matrice antennaire est fixée sur une boîte métallique par l'intermédiaire de 4 entretoises métalliques. La boîte métallique doit contenir le circuit d'alimentation qui sert à alimenter les pixels de la matrice. Dans une version plus sophistiquée de **MARPEM** à grandes dimensions, cette boîte doit contenir des atténuateurs et des déphaseurs numériques pour accomplir des fonctions de formations de faisceaux et de faibles pointages spatiaux.



Figure V-15: Matrice antennaire fabriquée en absence de la FSS globale.



Figure V-16: Prototype final de la matrice antennaire fabriquée en présence de la FSS.

V. EXPERIMENTATION ET MESURE DES PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES

V-1 Circuit d'alimentation

Un rayonnement dans la direction axiale est obtenu en appliquant une loi d'excitation équi-amplitude et équi-phase sur les pixels de la matrice. Pour assurer cette loi, un diviseur de puissance commercial 1 voie vers 25 ($8 - 8.4$ GHz, *25-Way Power Divider*) a été commandé de chez *Clear Microwave, Inc.* Les caractéristiques de ce diviseur sont données dans [Annexe V]. En effet, d'après le fournisseur, les pertes induites par le diviseur sont comprises entre 2.5 et 2.8 dB et les erreurs d'amplitudes et de phases relatives entre les voies de sorties peuvent respectivement aller de 0.4 à 0.6 dB et de 6° à 9° . Des études de tolérance sur les erreurs en amplitude et en phase qui peuvent avoir lieu montrent un effet mineur au niveau du changement des résultats.

Ce diviseur doit être placé en amont de la matrice antennaire et fixé sur la plaque d'une boîte métallique, comme le montre la **Figure V-17**. En plus, pour assurer la jonction entre les sorties du diviseur et les accès de pixels, 50 câbles coaxiaux malléables ont été utilisés (2 câbles par voie comme les montrent la **Figure V-17**). La figure montre aussi l'entrée centrale du système complet qui sera reliée à la source HF de la chambre anéchoïque. Il faut noter qu'une grosse boîte métallique est mise en place, elle est utile pour supporter le BFN et pour fixer l'antenne sur le support de la base de mesure.



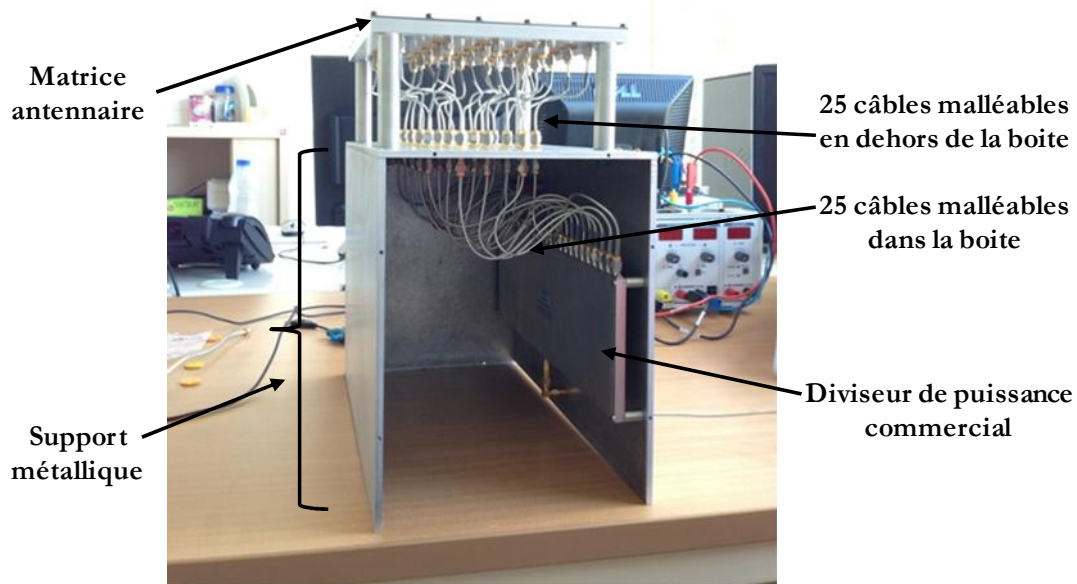


Figure V-17: Circuit d'alimentation équi-amplitude et équi-phase de la matrice antennaire.

V-2 Adaptation globale du système complet

Le diviseur de puissance n'a pas été mesuré tout seul afin de récupérer sa matrice [S] totale pour pouvoir l'implémenter sur CST Microwave Studio. Cela est dû au fait des limitations du banc de multiplexage qui a été utilisé précédemment pour mesurer la matrice [S] des autres prototypes (**chapitres III et IV**). Le banc n'est programmé que pour mesurer simultanément 23 accès et dans le cas de ce prototype, il manque donc 3 accès pour pouvoir mesurer la matrice [S] correspondante soit au diviseur soit à la matrice antennaire.

Ainsi, dans ce chapitre, on ne présente que quelques coefficients de réflexion mesurés correspondants aux pixels (6, 10, 13 et 22) de la matrice comparés à ceux simulés et que l'adaptation globale mesurée au niveau de l'entrée centrale du système complet. La **Figure V-18** révèle une bonne concordance entre les coefficients de réflexion simulés et mesurés des pixels (numéros 6, 10, 13 et 22). Les comparaisons d'autres pixels non présentées dans le manuscrit montrent un effet reproductible au niveau de l'adaptation. Les niveaux d'adaptations sont quasiment inférieurs à -10 dB sur [8-8.4 GHz]. Ces résultats nous ont ramené à obtenir une adaptation mesurée du système complet inférieure à -10 dB sur [7.74-8.44 GHz] dont la bande utile est incluse.

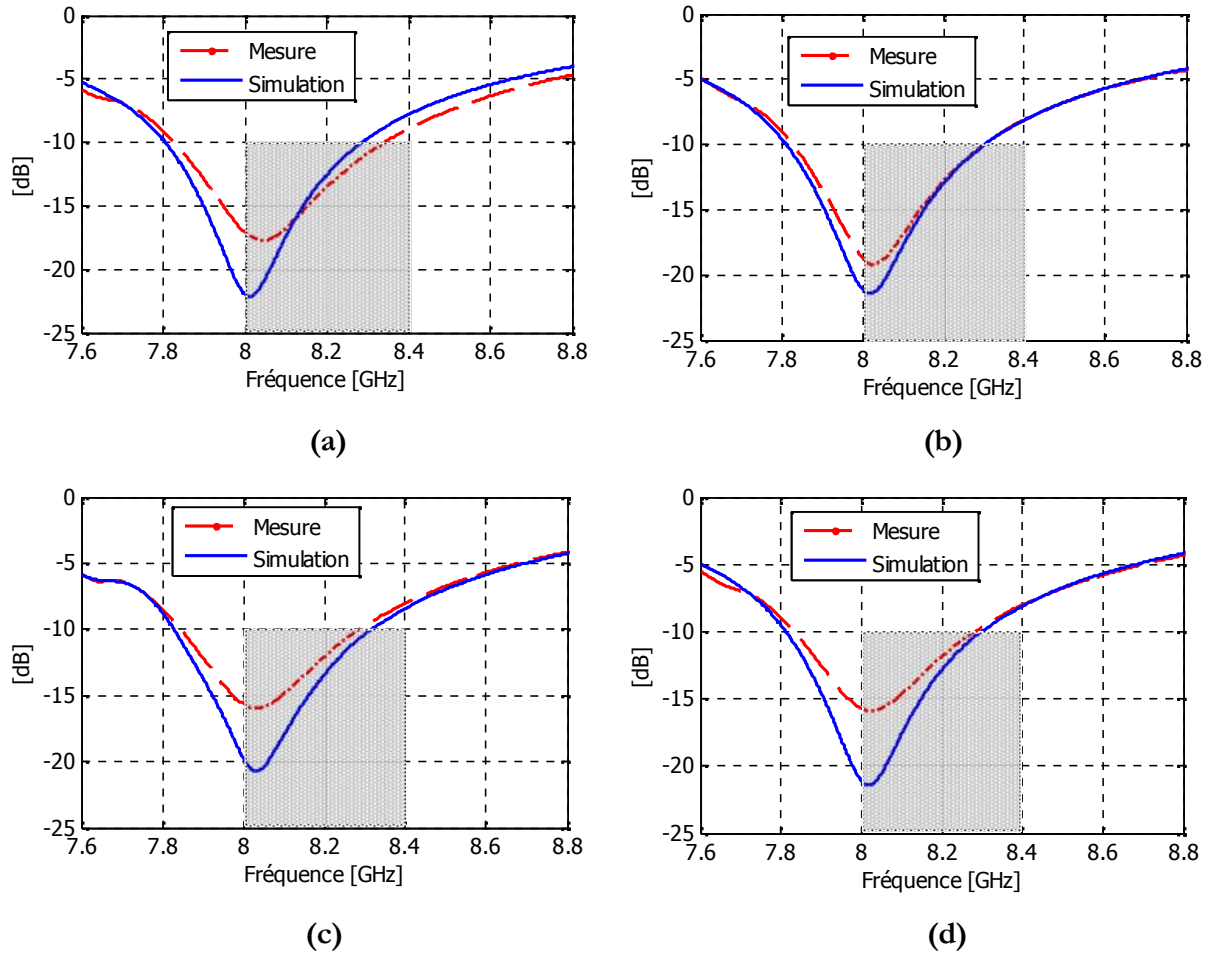


Figure V-18: Comparaison des coefficients de réflexion simulés et mesurés correspondants aux pixels (a) n° 6, (b) n° 10, (c) n° 13 et (d) n° 22.

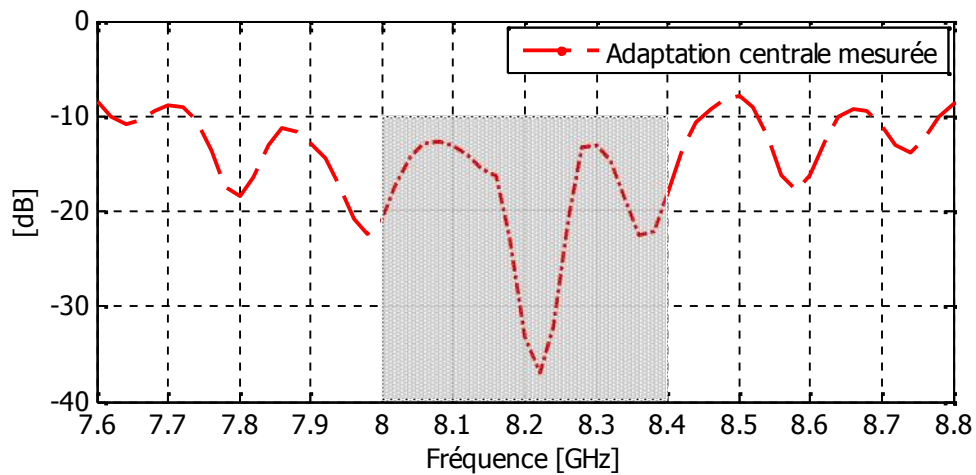


Figure V-19: Adaptation mesurée au niveau de l'entrée centrale du système antennaire complet.

V-3 Mesure de performances en rayonnement

Le but de cette sous-partie est de valider expérimentalement les caractéristiques de rayonnement du prototype complet concernant la directivité et le gain maximal réalisé en fonction de la fréquence et les diagrammes de rayonnement obtenus dans la direction axiale.

V-3.1 Directivité et gain max réalisé en fonction de la fréquence

Avant de présenter les caractéristiques électromagnétiques concernant la directivité et le gain maximal réalisé en fonction de la fréquence, il semble important de mesurer les pertes induites par le diviseur de puissance et les câbles coaxiaux malléables sur chaque voie. Pour ce faire, les voies de sorties du circuit d'alimentation ont été connectées à un analyseur réseau vectoriel afin de mesurer les coefficients de transmissions $S_{in,j}$ ($j= 1, 2, 3, \dots, 24, 25$) au niveau des entrées des pixels de la matrice. La **Figure V-20** ne montre qu'un des coefficients de transmissions c'est le $S_{in,13}$ mesuré dans la chambre anéchoïque puisque tous les coefficients sont quasi identiques. La figure montre un niveau d'atténuation mesuré de -17.1 dB tandis que le niveau d'atténuation théorique du diviseur est de l'ordre de -13.9 dB (correspondant à $10 \times \log_{10}(1/25)$). Donc, les pertes induites sont estimées à 3.2 dB dues au diviseur de puissance et à la connectique.

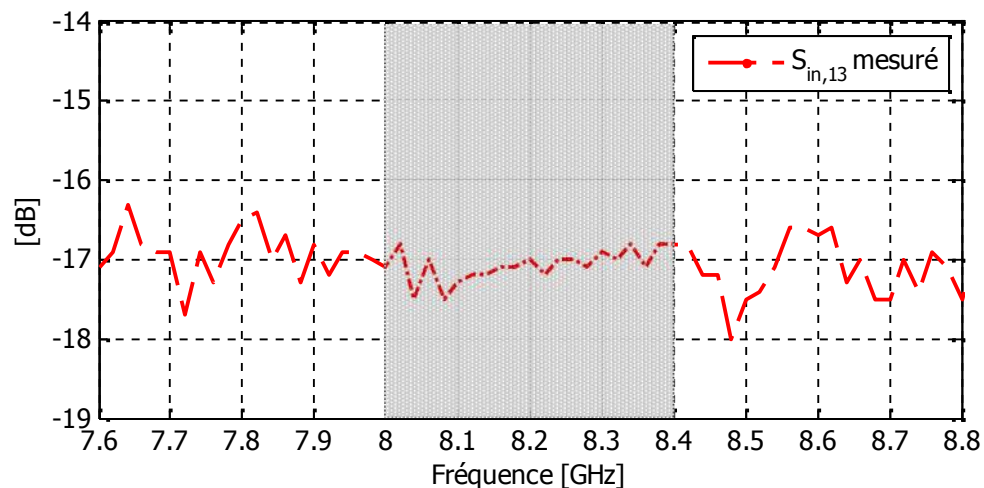


Figure V-20: Coefficient de transmission $S_{in,13}$ mesuré avant l'entrée du pixel 13.

Sur les **Figures V-20** et **V-21**, la directivité et le gain maximal réalisés simulés sont comparés à ceux mesurés, dans la direction axiale. Une grande concordance est obtenue entre les courbes, la directivité simulée atteint une valeur de 25.52 dB à 8.2 GHz en simulation et de 25.4 dB à 8.2 GHz en mesure. Quant aux gains réalisés, une grande concordance est aussi

obtenue entre le gain réalisé simulé en tenant compte des pertes et celui mesuré. Un léger écart apparaît entre les courbes mesurées et simulées. En effet, une chute moyenne de 3.2 dB (25.4 dB → 22.2 dB), sur la fréquence centrale 8.2 GHz, est remarquée au niveau du gain réalisé mesuré par rapport à la directivité mesurée due aux pertes induites par le circuit d'alimentation (2.6 dB pour le diviseur et 0.6 dB pour la connectique).

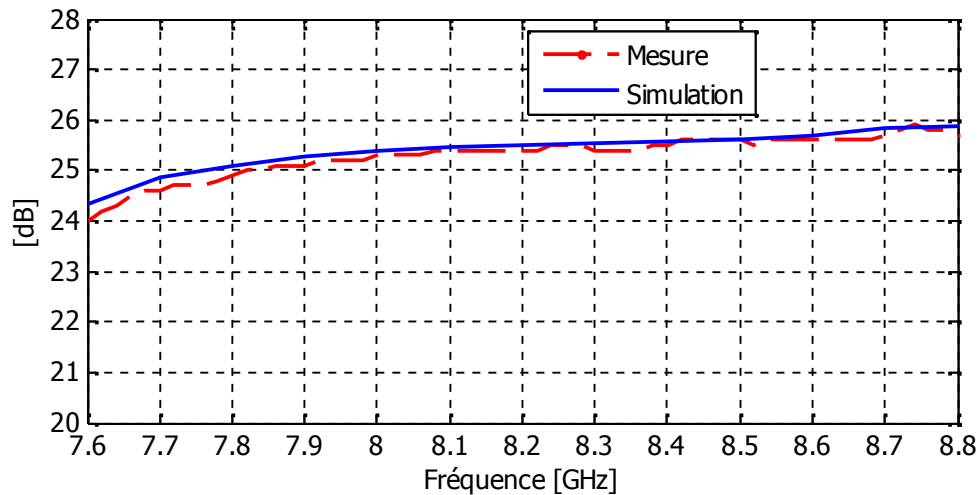


Figure V-21: Comparaison entre la directivité en fonction de la fréquence mesurée et simulée.

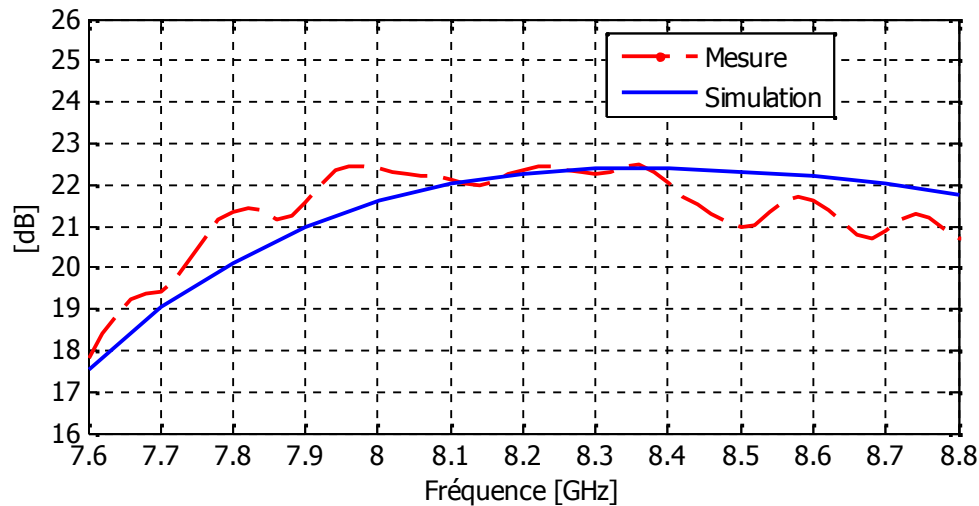


Figure V-22: Comparaison entre le gain max réalisé en fonction de la fréquence mesuré et simulé.

V-3.2 Diagrammes de rayonnement

La matrice [S] du circuit d'alimentation n'a pas été mesurée pour être implémentée sur CST Microwave Studio vue les limitations du banc de multiplexage (nombre de voies insuffisant pour faire la mesure). Il est donc impossible de faire une co-simulation, comme

c'était le cas pour d'autres prototypes dans ce manuscrit, et de pouvoir rapprocher le mieux possible la simulation de la mesure. Ainsi, les résultats de mesures ont été directement comparés à ceux simulés obtenus par la matrice antennaire modélisée sur CST Microwave dans un seul but de montrer l'élimination de lobes de pixellisation.

La **Figure V-23** montre que les diagrammes mesurés concordent quasiment avec ceux simulés pour toutes les fréquences de la bande utile [8-8.4 GHz] dans le plan $\varphi = 0^\circ$. Les ouvertures angulaires sont bien identiques sur toutes les courbes. En plus, les lobes de pixellisation ont été bien éliminés en mesure, ce qui valide expérimentalement le concept de **MARPEM** à grandes dimensions. Les performances de rayonnement sont conservées sur toute la bande de fonctionnement et les lobes de pixellisation dans le pire des cas ($f = 8.4$ GHz) restent à -18 dB par rapport au max obtenu dans la direction axiale. D'après les résultats de mesures montrés sur la figure ci-dessous, le phénomène d'élimination des lobes de pixellisation dans la direction axiale a été bien validé expérimentalement.

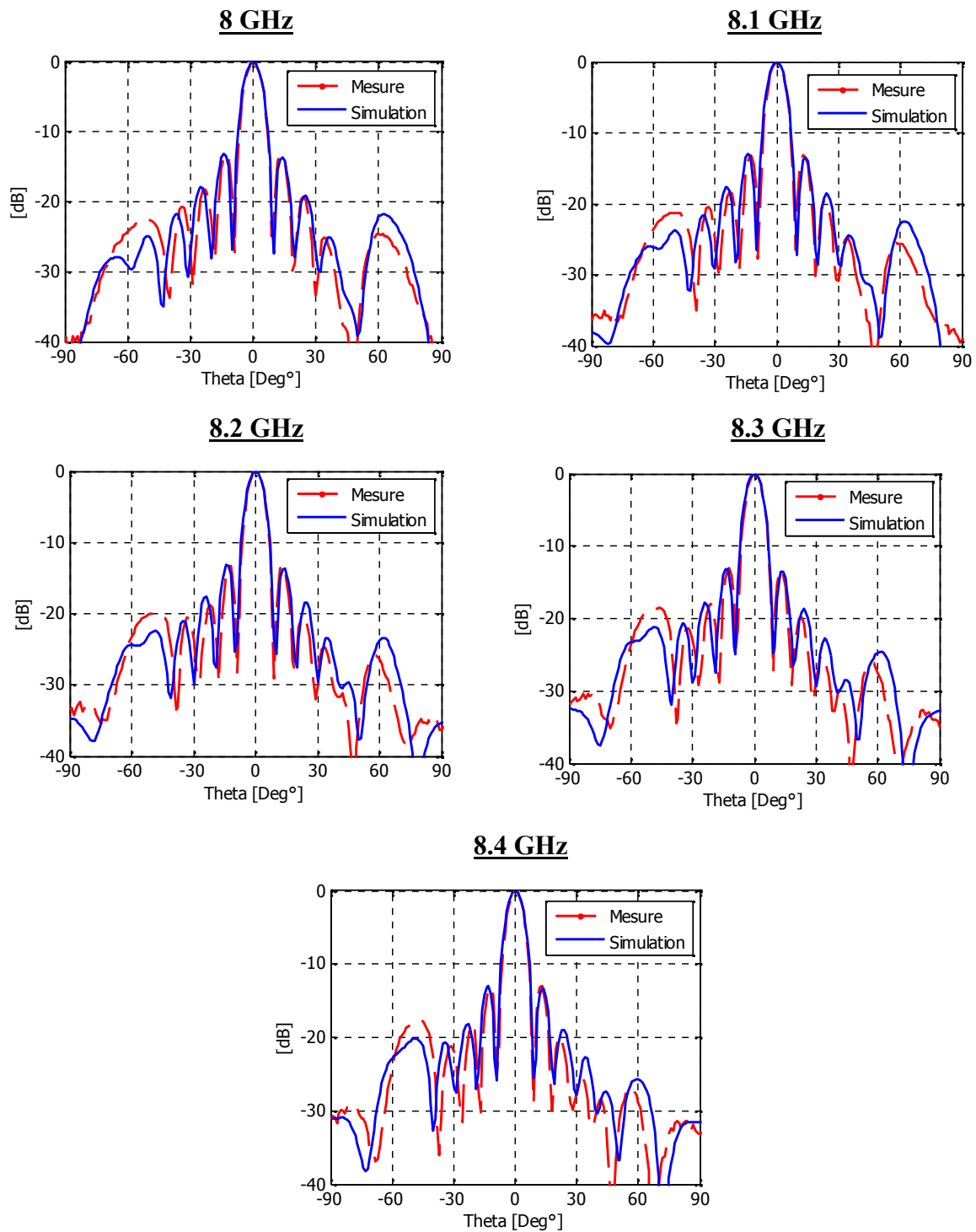


Figure V-23: Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans la direction axiale sur toute la bande utile [8-8.4 GHz] dans le plan $\varphi = 0^\circ$.

Pour finir la comparaison, il semble également important, vue la géométrie 2D de la matrice antennaire, de montrer les diagrammes de rayonnement dans le plan $\varphi = 90^\circ$ dont la périodicité des pixels est fixé à λ_0 . Dans ce plan, le niveau de lobes de pixellisation n'est pas remarquable dû à la périodicité des pixels (λ_0), ils se positionnent à $\pm 65^\circ$. La **Figure V-24**

montre une bonne concordance entre les diagrammes mesurés et ceux simulés sur toute la bande utile [8-8.4 GHz]. Les lobes de pixellisation mesurés et simulés sont toujours à -18 dB par rapport au gain maximal obtenu dans la direction axiale.

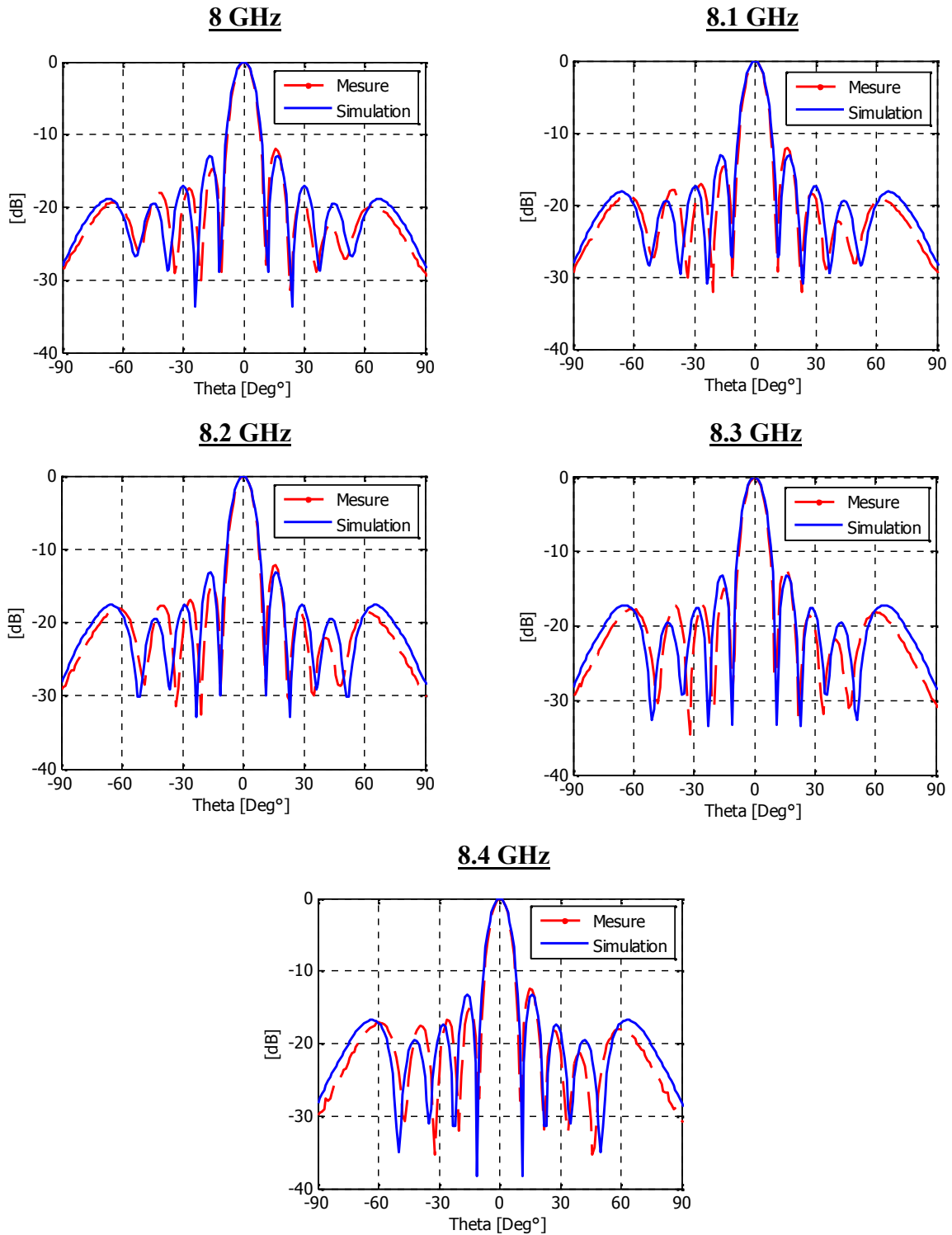


Figure V-24: Comparaison de diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans la direction axiale sur toute la bande utile [8-8.4 GHz] dans le plan $\phi = 90^\circ$.

VI. FORMATION DE FAISCEAUX ET FAIBLES POINTAGES ELECTRONIQUES

L'enjeu principal de ce chapitre était de montrer la capacité de **MARPEM** à éliminer les lobes de pixellisation indésirables qui apparaissent dans la direction axiale dans le cas des réseaux d'antennes classiques. Les performances ont été montrées théoriquement puis validées expérimentalement. Le but de cette sous-partie est de montrer des exercices de formations de faisceaux et de pointages électroniques appliqués au système **MARPEM** à grandes dimensions. Des résultats de simulations seront montrés dans ce chapitre et une validation expérimentale de ces résultats est visée mais elle constituera une perspective des travaux qui continueront après la thèse.

VI-1 Diminution des niveaux de lobes secondaires

Ce paragraphe montre qu'il est possible d'appliquer une loi d'excitation pondérée en amplitude et équi-phase afin de réduire le niveau de lobes secondaires de la matrice antennaire. La loi d'excitation consiste en une loi en cosinus pour mettre le niveau de lobes secondaires à des valeurs inférieures à -25 dB par rapport au gain maximal obtenu dans l'axe. Deux cas de figures sont illustrés sur les **Figures V-25** et **V-26**. Un cas de réduction de lobes secondaires dans le plan ($\varphi=0$) (**Figure V-25**), et un autre cas de réduction de lobes secondaires dans tous les plans, montré sur la **Figure V-26**. Les poids correspondants aux deux cas de figures sont donnés sur le **Tableau V-1**. Les résultats présentés correspondent à la fréquence centrale de la bande de fonctionnement ($f_0 = 8.2$ GHz).

Une chute mineure de 0.6 dB au niveau de la directivité est remarquée entre les faisceaux classiques et formés, due précisément à la pondération en amplitude nécessaire pour accomplir la formation de faisceaux. Sur la **Figure V-25**, le niveau de lobes secondaires est devenu inférieur à -25 dB et celui de lobes de réseau reste au-dessous de -20 dB par rapport au gain maximal de l'antenne obtenu dans la direction axiale. Sur la **Figure V-26**, une chute de 1.1 dB au niveau de directivité est remarquée, due à la nouvelle loi de pondération en amplitude nécessaire pour diminuer les lobes secondaires dans tous les plans et qui sont inférieurs à -25 dB. La **Figure V-27** montre les diagrammes classiques et formés en 3D.

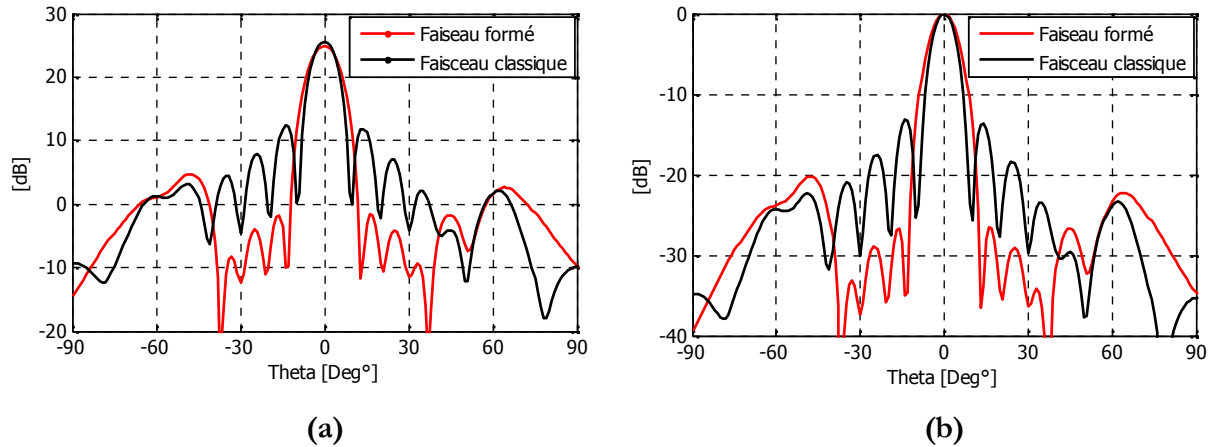
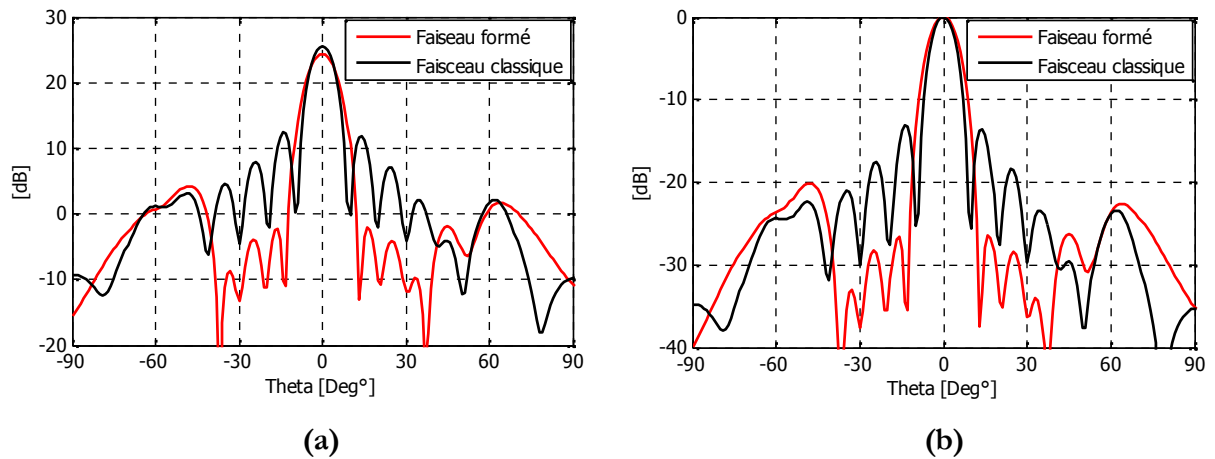


Figure V-25: Comparaison de diagrammes de rayonnement classiques axiaux formés pour $f_0 = 8.2$ GHz (a) non normalisés (b) normalisés.

Plan $\phi = 0^\circ$



Plan $\phi = 90^\circ$

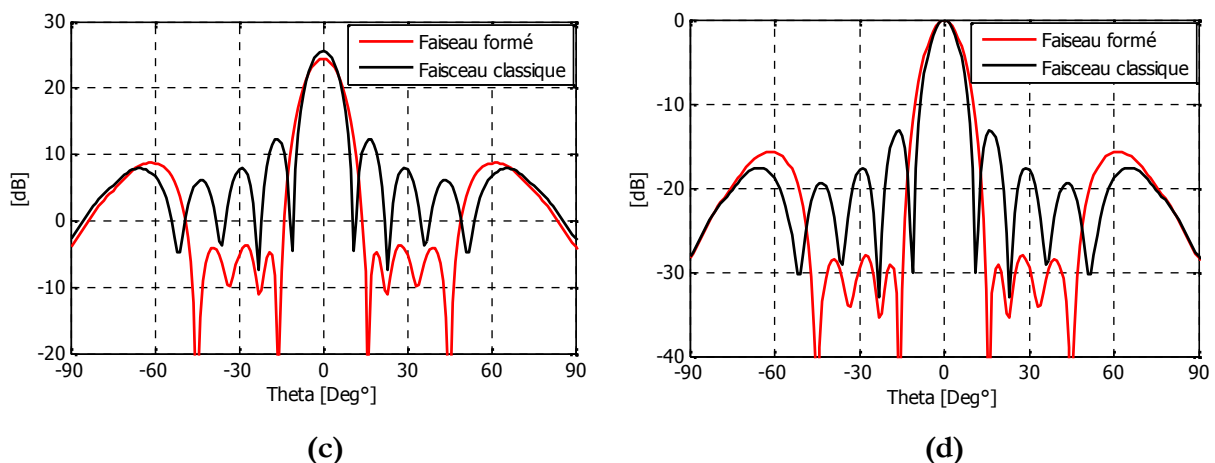


Figure V-26: Comparaison de diagrammes de rayonnement axiaux classiques et formés pour $f_0 = 8.2$ GHz dans le plan $\phi = 0^\circ$ (a) non normalisés (b) normalisés, et dans le plan $\phi = 90^\circ$ (c) non normalisés (d) normalisés.

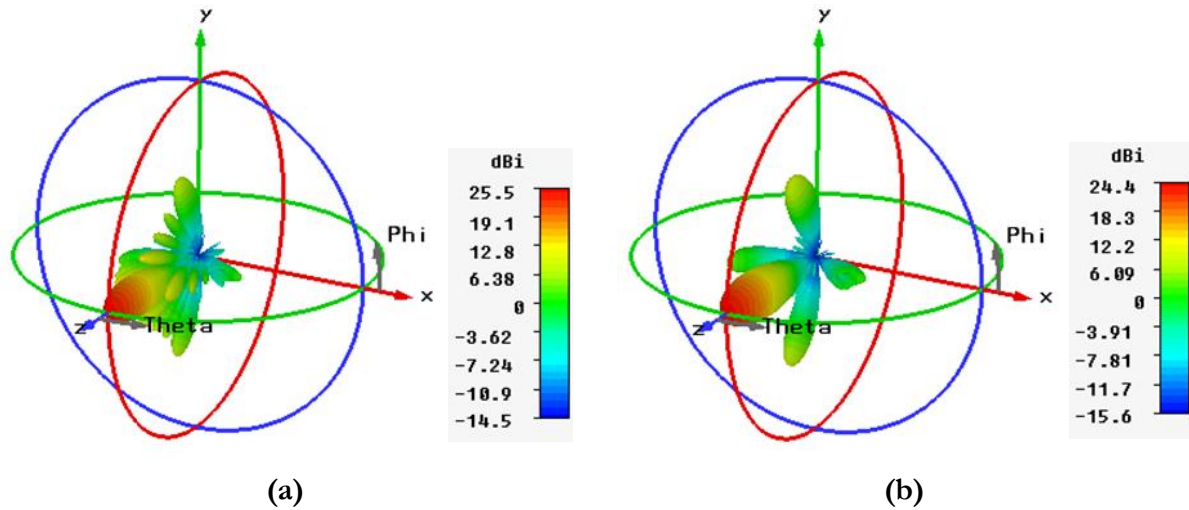


Figure V-27: Diagramme de rayonnement axial en 3D pour $f_0 = 8.2$ GHz (a) classique et (b) formé.

Pixel	Premier cas ($\varphi = 0^\circ$)		Deuxième cas (3D)	
	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase
n° 1	0.38	0°	0.15	0°
n° 2	0.79	0°	0.3	0°
n° 3	1	0°	0.38	0°
n° 4	0.79	0°	0.3	0°
n° 5	0.38	0°	0.15	0°
n° 6	0.38	0°	0.3	0°
n° 7	0.79	0°	0.62	0°
n° 8	1	0°	0.79	0°
n° 9	0.79	0°	0.62	0°
n° 10	0.38	0°	0.3	0°
n° 11	0.38	0°	0.38	0°
n° 12	0.79	0°	0.79	0°
n° 13	1	0°	1	0°
n° 14	0.79	0°	0.79	0°
n° 15	0.38	0°	0.38	0°
n° 16	0.38	0°	0.3	0°
n° 17	0.79	0°	0.62	0°

n° 18	1	0°	0.79	0°
n° 19	0.79	0°	0.62	0°
n° 20	0.38	0°	0.3	0°
n° 21	0.38	0°	0.15	0°
n° 22	0.79	0°	0.3	0°
n° 23	1	0°	0.38	0°
n° 24	0.78	0°	0.3	0°
n° 25	0.39	0°	0.15	0°

Tableau V-1: Poids en amplitude et en phase à appliquer aux pixels pour les deux cas de figures de formations de faisceaux.

VI-2 Pointages électroniques vers 5° et 10°

Malgré la grande périodicité des pixels dans la matrice antennaire, **MARPEM** montre ses performances électromagnétiques en termes de pointages électroniques spatiaux vers des faibles angles (5° et 10°). Pour mettre en évidence ces performances, une comparaison a été faite entre les diagrammes de rayonnement pointés vers 5° et 10° obtenus par la matrice antennaire 2D et par un réseau planaire de patches ayant le même nombre d'éléments et les mêmes espacements entre éléments, donc la même surface (**Figure V-28**).

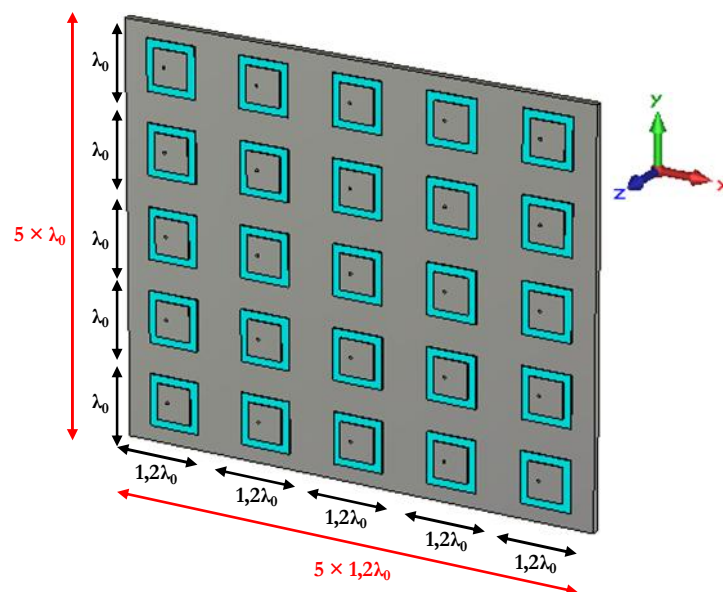
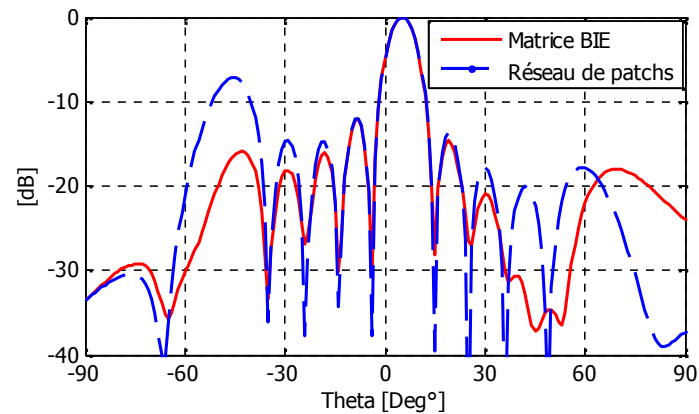
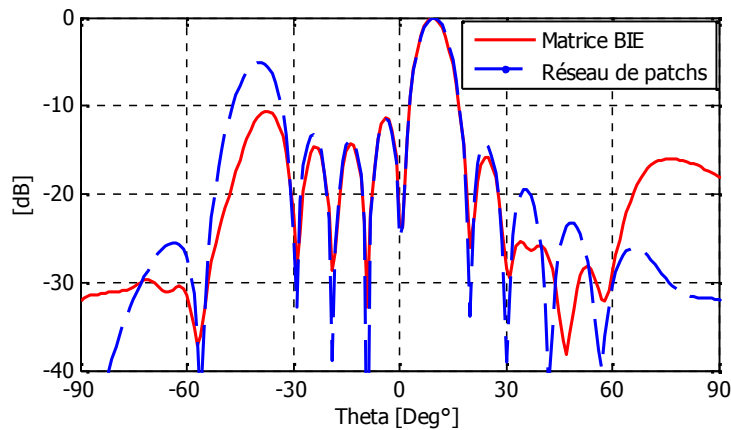


Figure V-28: Modèle du réseau de patches 2D formé par 25 éléments espacés de $1,2\lambda_0$ suivant x et de λ_0 suivant y .

La **Figure V-29** montre que la matrice antennaire pointe les lobes vers les directions souhaitées avec un niveau de lobes secondaires et de lobe de pixellisation inférieur à celui obtenu avec le réseau de patches. En effet, le niveau du lobe de pixellisation pour la matrice BIE est à -17 dB et le niveau de lobe de réseau pour le réseau de patches est à -7 dB par rapport au gain maximal pour un pointage de 5° et à -11 dB et à -4 dB par rapport au gain maximal pour un pointage de 10°.



(a)



(b)

Figure V-29: Comparaison de diagrammes de rayonnement pointés entre la matrice BIE et le réseau de patches (a) 5° et (b) 10°.

VII. REDUCTION DE NOMBRE DE PIXELS

Toutes les comparaisons théoriques qui ont été présentées dans ce chapitre sont faites entre la matrice antennaire et un réseau de patches présentant des grands espacements entre éléments. Mais, un réseau de patches présentant des espacements entre éléments supérieurs à 0.8λ est inutilisable, le seul but de cette comparaison était donc de montrer la capacité de **MARPEM** à éliminer les lobes de réseau qui apparaissent dans les réseaux classiques.

Dans ce paragraphe, des comparaisons ont été faites entre la matrice antennaire 2D déjà montrée avec des réseaux de patches 2D qui sont utilisables et qui présentent, par exemple, un espacement inférieur à 0.6λ entre éléments rayonnants. Le but est de montrer la possibilité de réduire le nombre de pixels en utilisant **MARPEM**. Le **Tableau V-2** montre une comparaison du nombre d'éléments nécessaire pour aboutir à des gains précis entre la matrice antennaire montrée dans ce chapitre et les réseaux de patches de la littérature. En effet, en utilisant toujours le Rohacell comme substrat diélectrique au-dessous des patches, deux cas de figures ont été traités et présentés dans le tableau ci-dessous. Les réseaux de patches présentent des caractéristiques de rayonnement de référence fixes telles que l'espacement entre éléments rayonnants fixé à 0.6λ suivant la direction x et à 0.5λ suivant la direction y, les dimensions latérales du patch élémentaire ($0.6\lambda \times 0.5\lambda$) et le gain élémentaire (5.5 dB).

Pour le premier cas de figure, la comparaison montre qu'il faut 100 patches pour atteindre un gain de 25.5 dB similaire au gain obtenu par la matrice de 25 pixels à grandes dimensions. Allons plus loin avec le deuxième cas de figure où le gain visé est de 32 dB, la matrice BIE est capable de l'assurer avec 100 pixels tandis qu'on a besoin de 400 patches pour satisfaire le gain désiré.

A titre d'exemple, dans les radars à balayage mécanique ou dans les armes microondes à énergie dirigée, ils existent, dans les BFNs, des atténuateurs pour former des faisceaux et des amplificateurs pour augmenter le niveau de la puissance rayonnée. Ainsi, **MARPEM** avec ses pixels à grandes dimensions permet une économie considérable au niveau du nombre des éléments et également au niveau du nombre des atténuateurs et des amplificateurs. Cette économie se traduit par une réduction du coût de réalisation, de la complexité du BFN, de la connectique et des pertes induites par tous les composants du BFN. Pour le deuxième cas de figure, au lieu de fabriquer 400 patches, d'acheter 400 amplificateurs et 400 atténuateurs et de

Chapitre V – Un démonstrateur MARPEM à grande périodicité entre pixels dédié à des applications forts gains.

réaliser une très complexe connectique pour assurer la jonction entre ces composants, le coût et la complexité sera réduit par un facteur de 4 avec MARPEM par rapport aux réseaux d'antennes classiques.

	Réseau de patches	Matrice BIE
Dimension de l'élément	$0.6\lambda \times 0.5\lambda$	$1.2\lambda \times \lambda$
Espacement suivant x	0.6λ	1.2λ
Espacement suivant y	0.5λ	λ
Gain élémentaire	5.5 dB	11.5 dB
<i>Cas de figure 1</i>		
Gain total	25.5 dB	25.5 dB
Nombre d'éléments	<u>100</u>	<u>25</u>
<i>Cas de figure 2</i>		
Gain total	32 dB	32 dB
Nombre d'éléments	<u>400</u>	<u>100</u>

Tableau V-2: Comparaison entre les deux structures du nombre d'éléments nécessaires pour aboutir à des gains précis.

VIII. CONCLUSION

Dans ce chapitre, **MARPEM** a présenté des nouveaux avantages électromagnétiques. **MARPEM** a montré ses capacités à réaliser des forts gains avec un nombre réduit des pixels par rapport aux réseaux d'antennes classiques. Dans ce cas, **MARPEM** est formée par un agencement de pixels à grandes dimensions ($\geq 1.2\lambda$) ce qui semble impossible avec des réseaux d'antennes classiques présentant des espacements entre éléments ($\geq 1.2\lambda$) due à l'apparition des lobes de réseau indésirables. Il a été donc montré que **MARPEM** est capable d'éliminer les lobes de pixellisation montré par l'intermédiaire d'une étude comparative entre la matrice BIE et un réseau de patches. Cette élimination est due à la surface rayonnante originale présentant une distribution des champs EM uniforme en amplitude et en phase conduisant à ignorer ainsi la périodicité des surfaces élémentaires formées par les éléments d'un réseau classique (réseau de patches).

Ensuite, un prototype d'une matrice BIE 2D fonctionnant en bande X [8-8.4 GHz] a été fabriqué afin de valider expérimentalement les performances électromagnétiques concernant l'élimination de lobes de pixellisation. Les résultats de mesures obtenus ont montré une bonne concordance avec ceux simulés, ce qui fait de **MARPEM** un système fiable, robuste et efficace qui pourra être dédié à des applications de forts gains tout en restant à bas coût et avec la moindre complexité possible par rapport aux systèmes antennaires actuels.

Table des illustrations

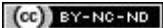
Figure V-1: Pixel BIE à grandes dimensions (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de 0y).	199
Figure V-2: Structure géométrique (a) de la FSS formée par des rubans métalliques (b) du système d'excitation.	200
Figure V-3: Modèle de la matrice BIE 1D formée par 5 pixels à grandes dimensions espacés de $1.2\lambda_0$.	201
Figure V-4: Modèle du réseau de patches formé par 5 éléments à grandes dimensions espacés de $1.2\lambda_0$.	201
Figure V-5: Facteur de réseau idéal pour 5 sources rayonnantes espacées de $1.2\lambda_0$.	202
Figure V-6: Comparaison des diagrammes de rayonnement pour $f_0 = 8.2$ GHz (a) non normalisés (b) normalisés.	204
Figure V-7: Cartographies 3D en amplitude de la distribution des champs EM vue sur surface supérieure (a) du réseau de patches (b) de la matrice BIE.	205
Figure V-8: Amplitudes des cartographies 2D de la composante du champ électrique E_x vue sur la surface supérieure du réseau de patches et de la matrice BIE.	206
Figure V-9: Phases des cartographies 2D de la composante du champ électrique E_x vue sur la surface supérieure du réseau de patches et de la matrice BIE.	206
Figure V-10: Structure générale de la matrice antennaire modélisée sur CST Microwave.	207
Figure V-11: Support métallique (a) vue en perspective (b) vue en zoom.	209
Figure V-12: Patch d'excitation (a) dimensionnement (b) connecteur SMA.	210
Figure V-13: Montage d'insertion des systèmes d'excitations dans le support métallique.	210
Figure V-14: Structure modélisée sur CST Microwave de la FSS globale formée par un agencement périodique des rubans métalliques suivant la direction x.	211
Figure V-15: Matrice antennaire fabriquée en absence de la FSS globale.	212
Figure V-16: Prototype final de la matrice antennaire fabriquée en présence de la FSS.	212
Figure V-17: Circuit d'alimentation équi-amplitude et équi-phase de la matrice antennaire.	214
Figure V-18: Comparaison des coefficients de réflexion simulés et mesurés correspondants aux pixels (a) n° 6, (b) n° 10, (c) n° 13 et (d) n° 22.	215
Figure V-19: Adaptation mesurée au niveau de l'entrée centrale du système antennaire complet.	215
Figure V-20: Coefficient de transmission $S_{in,13}$ mesuré avant l'entrée du pixel 13.	216
Figure V-21: Comparaison entre la directivité en fonction de la fréquence mesurée et simulée.	217
Figure V-22: Comparaison entre le gain max réalisé en fonction de la fréquence mesuré et simulé.	217
Figure V-23: Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans la direction axiale sur toute la bande utile [8-8.4 GHz] dans le plan $\varphi = 0^\circ$.	219
Figure V-24: Comparaison de diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans la direction axiale sur toute la bande utile [8-8.4 GHz] dans le plan $\varphi = 90^\circ$.	220
Figure V-25: Comparaison de diagrammes de rayonnements classiques axiaux formés pour $f_0 = 8.2$ GHz (a) non normalisés (b) normalisés.	222
Figure V-26: Comparaison de diagrammes de rayonnement axiaux classiques et formés pour $f_0 = 8.2$ GHz dans le plan $\varphi = 0^\circ$ (a) non normalisés (b) normalisés, et dans le plan $\varphi = 90^\circ$ (c) non normalisés (d) normalisés.	222
Figure V-27: Diagramme de rayonnement axial en 3D pour $f_0 = 8.2$ GHz (a) classique et (b) formé.	223
Figure V-28: Modèle du réseau de patches 2D formé par 25 éléments espacés de $1.2\lambda_0$ suivant x et de λ_0 suivant y.	224

Chapitre V – Un démonstrateur MARPEM à grande périodicité entre pixels dédié à des applications forts gains.

Figure V-29: Comparaison de diagrammes de rayonnement pointés entre la matrice BIE et le réseau de patches (a) 5° et (b) 10°225

Table des tableaux

Tableau V-1: Poids en amplitude et en phase à appliquer aux pixels pour les deux cas de figures de formations de faisceaux.....	224
Tableau V-2: Comparaison entre les deux structures du nombre d'éléments nécessaires pour aboutir à des gains précis.....	227



**Conclusion générale et
perspectives**

Ce mémoire qui s'articule autour de cinq chapitres, offre un résumé de travail de thèse accompli pendant ces trois années et qui ont permis l'étude d'un système antenne appelé **MARPEM** (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux). Le système **MARPEM** est capable d'accomplir dans son premier aspect d'avantages électromagnétiques des fonctions de formations de faisceaux, de pointages électroniques spatiaux, et dans son deuxième aspect des diagrammes de rayonnement à très fort gain, autour de la direction axiale, en utilisant un nombre de pixels réduit par rapport aux systèmes antennaires actuels.

La première étape des travaux a fait l'objet du **chapitre I**. Nous avons dressé un état de l'art des systèmes antennaires agiles en rayonnement qui a montré leurs besoins et leurs intérêts, leurs solutions technologiques actuelles, leurs domaines d'applications et quelques exemples retenus dans la littérature. Cette partie a permis de dégager un grand axe de recherche autour des antennes à agilité de rayonnement. Dans ce même chapitre, la deuxième étape a été de présenter la démarche de l'étude menée durant cette thèse qui a été consacrée à la présentation du principe de fonctionnement et du concept du **MARPEM** afin de situer le système dans son contexte par rapport aux systèmes antennaires existants dans la littérature.

Dans le cadre du **chapitre II**, le principe de fonctionnement ainsi que le concept original du système **MARPEM** ont été réexposés de façon plus détaillée. Ils montrent que la matrice antenne est basée sur le principe d'équivalence de rayonnement d'une ouverture rayonnante. Elle est capable de générer des surfaces rayonnantes pixellisées de forme quelconque désirée avec des états d'amplitudes et de phases donnés des champs EM afin d'assurer une agilité en rayonnement des faisceaux formés. La surface rayonnante générée par la matrice antenne est construite à partir des sources électromagnétiques élémentaires appelées 'pixels'. Les pixels ont été déduits des antennes BIE dites à Bandes Interdites Electromagnétiques, mais entourées par des murs métalliques. Dans ce contexte, un bref rappel sur les antennes BIE a été présenté pour décrire la théorie et le principe de fonctionnement de tel type d'antennes.

Le pixel BIE a été défini et il est considéré comme étant une cavité résonnante formée entre un plan de masse et une surface sélective en fréquence FSS. En plus, une enceinte murale composée de quatre murs métalliques est présente autour de la cavité (les murs sont insérés dans les deux directions transverses et orthogonales de la cavité). Ce pixel, vue sa structure originale, est capable de générer une surface rayonnante particulière de forme

dépendante de sa géométrie (carrée, rectangulaire ou polygonale) présentant une distribution des champs EM uniforme sur le pixel qui ne déborde pas de ses dimensions.

Il a été montré aussi que la duplication de ce pixel aboutit à la conception de la matrice globale. Cette dernière est définie comme étant une association de plusieurs pixels identiques et jointifs généralement suivant une seule direction pour former une matrice BIE 1D ou suivant deux directions pour former une matrice BIE 2D.

Après la présentation de pixel et de la matrice, il a été démontré que **MARPEM** présente des avantages et des performances électromagnétiques intéressantes par rapport aux réseaux d'antennes classiques. Dans ce contexte, une étude comparative entre une matrice BIE et un réseau de patches pour des faibles espacements entre éléments rayonnants ($\leq 0.5\lambda$) a été réalisée. Cette comparaison a pu montrer des performances de la matrice surtout en termes de meilleurs rendements de surfaces rayonnantes, de faibles couplages mutuels entre éléments voisins et de pointages électroniques efficaces surtout pour des forts angles ($>50^\circ$) où les réseaux présentent des limitations importantes. Cette comparaison a été faite en bande X [8-8.4 GHz] par contre elle est valable pour toutes les gammes fréquentielles désirées, il suffit d'adapter les dimensions des structures sur la fréquence de travail souhaitée.

L'objectif principal du **chapitre III** était de valider expérimentalement les performances électromagnétiques de **MARPEM**. Ces performances concernent le faible couplage mutuel entre les pixels, la formation du faisceau et le pointage électronique. Pour ce faire, un démonstrateur fonctionnant sur la bande X et précisément entre [8-8.4 GHz] a été modélisé et fabriqué. Les spécifications et le cahier des charges relatifs à ce démonstrateur ont été fixés et prédéfinis par le laboratoire dans le but d'une validation expérimentale et non pas dans le cadre d'une application visée.

Le démonstrateur étant une matrice de 17 pixels BIE de périodicité $0.6\lambda_0$ ($f_0 = 8.2$ GHz) et agencés suivant une seule dimension pour former une matrice linéaire 1D, en polarisation TE. Deux types de rayonnement ont été envisagés. Un rayonnement classique de type gaussien obtenu par une excitation équi-amplitude et équi-phase des pixels assurée par l'intermédiaire d'un diviseur de puissance équi-pondéré du marché. Un autre rayonnement de type sectoriel présentant un gain quasi constant et une ouverture angulaire de 18° avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB a été aussi envisagé. Ensuite, ces diagrammes de rayonnement ont été pointés vers des angles de pointages spatiaux prédéfinis en utilisant

des déphaseurs analogiques. Les résultats de mesures obtenus pour les différents cas de figures ont été très satisfaisants et font de **MARPEM** un système antennaire fiable, robuste et performant pour des applications de formations de faisceaux et de pointages électroniques.

Dans le **chapitre IV**, un dispositif applicatif de **MARPEM** a vu le jour dans le cadre d'une application de suivis des cibles mobiles coopératives, cette application fait l'objet d'un projet régional-FEDER. Le dispositif fonctionne sur une autre bande fréquentielle (bande S ; $f_0 = 2.48$ GHz) et présentant un nombre de pixels égal à 9. Le but de ce dispositif, fonctionnant en réception, est de suivre d'une manière efficace des cibles mobiles coopératives (animaux, frelons, personnes...) en communiquant avec un émetteur placé sur la cible.

Ce dispositif antennaire est capable de générer un faisceau formé de type gaussien mais avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -20 dB. Ensuite, ce faisceau doit balayer l'espace afin de couvrir une zone angulaire de $\pm 50^\circ$ par l'intermédiaire des déphaseurs numériques commandés par une carte électronique de commande embarquée. Un écran a été relié au prototype pour indiquer la présence et afficher la position de la cible dans une direction.

Finalement, dans le **chapitre V**, **MARPEM** n'est plus intéressée totalement à la formation de faisceaux et le pointage électronique spatial. **MARPEM** a montré ses capacités à réaliser des forts gains, surtout autour de la direction axiale, avec un nombre réduit des pixels par rapport aux réseaux d'antennes classiques. Pour ce faire, **MARPEM** a été formée à partir d'un agencement de pixels à grandes dimensions ($\geq 1.2\lambda$), ce qui semble impossible avec des réseaux d'antennes classiques dû à l'apparition des lobes de réseau pour tel espacement entre éléments voisins. Dans ce contexte, une étude comparative entre la matrice BIE et un réseau de patches a été réalisée dans le but de montrer la capacité de **MARPEM** à éliminer les lobes de pixellisation qui correspondent aux lobes de réseau dans le cas des réseaux d'antennes classiques. Cette élimination est due à la surface rayonnante originale présentant une distribution des champs EM uniforme en amplitude et en phase conduisant à casser ainsi le phénomène de périodicité des surfaces élémentaires formées par les éléments dans un réseau classique (réseau de patches).

Ensuite, un prototype d'une matrice BIE 2D fonctionnant en bande X [8-8.4 GHz] a été fabriqué afin de valider expérimentalement les performances électromagnétiques obtenues

en simulation concernant l'élimination de lobes de réseau. Les résultats de mesures obtenus ont montré une bonne concordance avec ceux simulés, ce qui fait de **MARPEM** un système fiable, robuste et efficace qui pourra être dédié à des applications de forts gains tout en restant à bas coût et avec la moindre complexité possible par rapport aux systèmes antennaires actuels.

A la fin de cette thèse, de nombreuses perspectives ont été envisagées. Elles peuvent être divisées en deux catégories, des perspectives techniques concernant des développements supplémentaires afin d'améliorer les compétences électromagnétiques de **MARPEM** et des perspectives d'applications.

En ce qui concerne les perspectives techniques, **MARPEM** a pu montrer beaucoup de performances dans la formation de faisceaux et le pointage électronique. Cependant, tous les résultats montrés ont été obtenus pour des cas particuliers de rayonnement. Pour des cas plus généraux, il semble indispensable de mettre en place et développer un outil de synthèse qui permettra d'optimiser les résultats et d'approcher au mieux des gabarits de rayonnement imposés correspondant à une application donnée en tenant compte des contraintes d'amplitude et de phase imposées par les différentes pixels de la matrices, des limitations en amplitude et phases liées aux composants, de la pixellisation conséquence du nombre limité de pixels et etc.

La démarche consistera, pour un objectif de rayonnement donné, à préciser les différentes contraintes et à choisir le logiciel (outil Matlab ou autre le plus approprié) pour aboutir à des poids réalistes pouvant être réalisés par un circuit de commande. Une étude devra être également mise en œuvre en vue d'évaluer les limitations de chacune des versions de **MARPEM** tout en cherchant à toujours privilégier la solution la moins onéreuse. En outre, une optimisation de l'algorithme sera nécessaire pour éviter des temps de calculs lourds et définir les couples de poids (amplitudes et de phases) les plus optimaux permettant de satisfaire les critères objectifs. Ce logiciel de synthèse s'appuiera sur un logiciel d'analyse qui doit remplacer les logiciels de simulations de type CST Microwave (Full Wave) et qui interviendra d'une part dans le processus d'optimisation (ou boucle d'optimisation) et aura le mérite de montrer l'intérêt des outils de synthèse qui sont indispensables, même et surtout, dans les cas simples.

En ce qui concerne les perspectives applicatives, **MARPEM** devra voir le jour dans différents domaines d'applications. Dans le cadre d'un projet ANR ASTRID pour l'année 2015, le système **MARPEM** à multivoies sera associé à un BFN comportant un répartiteur de puissance, des déphaseurs, des atténuateurs mais surtout des amplificateurs de puissance dans le but de profiter de tous les performances électromagnétiques offertes par **MARPEM** pour pouvoir générer de la forte puissance rayonnée très utile dans des systèmes militaires tels que les radars, les brouilleurs et les armes microondes à énergie dirigée. Le but du projet est de concevoir et réaliser un démonstrateur pour le suivi d'une cible coopérative (radars, brouilleurs, armes microondes) avec des portées optimisées sur des angles avoisinants les 180° . Le 1^{er} challenge consiste à augmenter le rendement de l'amplificateur par voie de 10 points en passant par exemple de 20% à 30% dans la conversion de puissance avec une incidence nette sur la portée. Ce challenge sera porté par un autre département de **XLIM** (département **C2S2**). Le 2^{ème} challenge est au niveau de la matrice antennaire, elle devra d'être capable d'optimiser la sommation électromagnétique des contributions de chaque voie qui doit favoriser une direction choisie et ne pas éparpiller trop l'énergie dans l'espace (lobes secondaires, de réseau, ambiguïtés, aveuglement, couplages, rayonnement arrière...).

Un autre projet ANR 2015 a été déposé pour répondre à des applications spatiales concernant la télémétrie associée à l'observation de la terre qui doit être capable, dans des fenêtres de tir limitées, de transmettre des données (image) à des stations éparpillées sur terre. La solution proposée est basée sur **MARPEM** pour améliorer les débits apportés par les solutions antennaires actuelles. Pour répondre à ce challenge deux équipes Université – CNRS se sont associées dans le cadre d'un projet : « Projet de recherche collaborative », d'une part **XLIM OSA**, d'autre part le **LAAS** de Toulouse. Ils proposent un nouveau concept instrumental capable de marier « portée » et « couverture » dans la liaison satellite sol en utilisant des antennes originales différentes des réseaux d'antennes. En effet, les réseaux d'antenne à agilité de faisceaux ne sont que très peu utilisés dans le domaine spatial. Ils ne répondent pas au critère d'une couverture large à cause de faiblesses pour les dépointages élevés : $\pm 70^\circ$ utiles pour la couverture de la terre à partir d'une orbite LEO (Low Earth Orbit). Les partenaires proposent donc un nouveau concept d'antenne agile basé, non sur la théorie des réseaux mais sur la fabrication de surfaces rayonnantes agiles à l'aide de pixels. Avec un séquençage rapide des faisceaux cette solution donnera des bilans de liaison autorisant des débits bien supérieurs à ceux obtenus avec des antennes à lobe fixe.

Conclusion générale et Perspectives

Ces deux équipes seront également associées au département « Antennes » du **CNES** en qualité de End-User. L'accompagnement par le **CNES** sera extrêmement important non seulement par le soutien technique concret mais également pour ouvrir à cette innovation un champ d'applications très large.

D'autres domaines d'applications seront aussi envisagés. **MARPEM** pourra répondre aux limitations de la RFID concernant les faibles portées. Elle peut présenter une solution pour atteindre des longues portées qui dépassent ainsi une dizaine voire une centaine de mètres. Dans le domaine des drones qui est d'actualité, **MARPEM** pourra également présenter une solution intéressante permettant d'améliorer et de certifier le niveau de sûreté des systèmes de drones, principalement dans leurs fonctions de navigation, positionnement, télécommunication et observation.

Annexes

Annexe I

Les circuits de formations de faisceaux analogiques

I. La lentille de Rotman

La lentille de Rotman [I-6] est le type quasi-optique le plus connu. La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sorties. La lentille de Rotman peut être conçue soit en technologie micro ruban soit en guides d'ondes [I-11] et [I-12].

- **Avantages et inconvénients :**

La lentille de Rotman est intéressante car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster, elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout un système stable en fréquence. Par contre, ses inconvénients sont :

- Le couplage mutuel difficile à maîtriser entre chaque port d'entrée,
- l'inexistence des faisceaux orthogonaux,
- la limitation dans le choix d'une direction du faisceau.

II. La matrice de Blass

La matrice de Blass [I-7] est un réseau d'alimentation en série, dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement dans des lignes au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau de lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. La matrice de Blass autorise l'usage de diverses topologies. Ainsi des versions en guides d'ondes ont vu le jour, comme par exemple pour des applications d'imagerie spatiale par un radar à synthèse d'ouverture SAR [I-13].

- **Avantages et inconvénients :**

Les principaux avantages d'utilisation de la matrice de Blass sont : la pondération en amplitude possible pour chaque faisceau et le temps de retard assurant une certaine constance des faisceaux avec la fréquence. Néanmoins les inconvénients qu'elle offre sont de loin plus conséquents :

- La conception devient complexe avec un nombre d'éléments de réseau et/ou d'entrées important. Dans ce cas, le nombre de coupleurs devient aussi important,
- plus le nombre de faisceaux augmente, plus les réseaux sont difficiles à concevoir.

III. La matrice de Butler

Les matrices de Butler [I-9] sont de plus en plus étudiées pour la mise en œuvre des circuits de formations de faisceaux pour les antennes agiles tant dans des architectures actives que passives. C'est un circuit passif, réciproque et symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents. La matrice de Butler est un système parallèle formé par des étages de division de puissance composés de coupleurs et de déphaseurs permettant ensuite d'obtenir les incréments de phase à imposer au réseau de N éléments pour aboutir au pointage désiré. En effet, le signal d'alimentation, introduit à un port d'entrée, est divisé en signaux d'amplitudes égales aux N ports de sortie. Le réseau combine les faisceaux dans N chemins différents pour produire N faisceaux. On distinguera deux grandes familles de matrices de Butler :

- **Les matrices standards :** employant des coupleurs hybrides (3 dB ; 90°), dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants.
- **Les matrices non standards :** employant des coupleurs hybrides (3 dB ; 180°), dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants, mais possédant deux faisceaux supplémentaires, l'un dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes et l'autre, un faisceau rasant qui pointe dans l'horizon.

Les matrices de Butler ont été souvent utilisées dans les télécommunications terrestres et spatiales. On les retrouve dans les satellites géostationnaires tels *INMARSAT-3* pour les

systèmes de communications mobiles. A cette liste, on peut ajouter les satellites à orbites basses tels les systèmes *IRIDIUM* créés par *Motorola* [I-14].

- **Avantages et inconvénients :**

La matrice de Butler possède de nombreux avantages :

- La matrice emploie peu de composants et son architecture est simple (les coupleurs sont tous identiques dans une matrice binaire),
- le niveau de chevauchements de faisceaux est constant sur l'angle de balayage qu'elle fournit avec la fréquence. Cela permet une bonne couverture avec un gain maximum.

Par contre, elle renferme des inconvénients:

- Le niveau des lobes secondaires est fixé dès que le nombre de faisceaux est choisi,
- les pertes d'insertion dans les déphaseurs, les coupleurs, la connectique et les lignes.

IV. Les circuits à commande de phase

Les réseaux à commande de phase (en anglais *Phased Array*) [I-10] servent à effectuer un balayage électronique du faisceau en changeant les phases des signaux reçus sur les éléments rayonnants constituant l'antenne. Ils se composent simplement d'un réseau d'éléments rayonnants précédés par des déphaseurs et un diviseur de puissance. Les déphaseurs contrôlent la phase du courant d'excitation afin de diriger le faisceau de l'antenne à la région souhaitée dans l'espace. Ils peuvent être classés sous deux types : les déphaseurs analogiques et les déphaseurs commandés numériquement. Quant au diviseur de puissance, il sert à distribuer le signal sur les éléments rayonnants d'une manière uniforme. Il peut aussi être utilisé pour fournir une loi d'illumination adéquate pour former un faisceau désiré ou réduire le niveau de lobes secondaires. La **Figure 1** montre un exemple d'un réseau d'antennes à commande de phase.

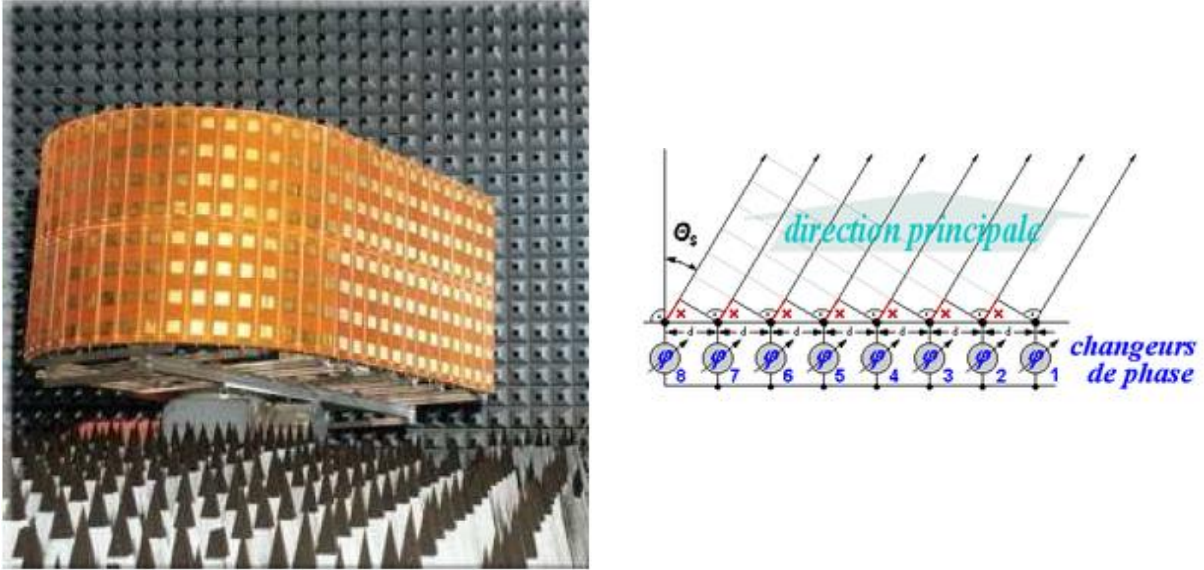


Figure 1: Exemple d'un réseau d'antennes à commande de phase.

- **Avantages et inconvénients :**

Ce type de circuits présente des avantages importants puisqu'il offre la possibilité de sonder l'espace sans avoir recours à une antenne mobile. Il est utilisable aussi dans le suivi des cibles très agiles. Par contre, les antennes possédant des circuits à commande de phase présentent un coût important qui rend leurs principaux utilisateurs, des militaires.

Les circuits de formations de faisceaux numériques

I. Les circuits numériques des réseaux d'antennes

Les antennes agiles en rayonnement à commande numérique sont simples du point de vue théorique et sont utilisées essentiellement en réception. Chaque élément rayonnant est connecté à un amplificateur faible bruit puis un démodulateur qui reçoit l'oscillateur local et transpose le signal reçu, en basse fréquence, en phase et en quadrature (qui représentent les canaux I et Q); le convertisseur analogique numérique numérise les signaux précédents pour traitement numérique. Les sorties du convertisseur sont connectées à un bus pour récupérer les données en série. Ainsi, l'ordinateur peut former n'importe quel nombre de faisceaux, effectuer un balayage rapide, réduire les lobes secondaires, créer des zéros dans une direction souhaitée, etc. Une simple synoptique d'un DBFN est montrée sur la **Figure 2**.

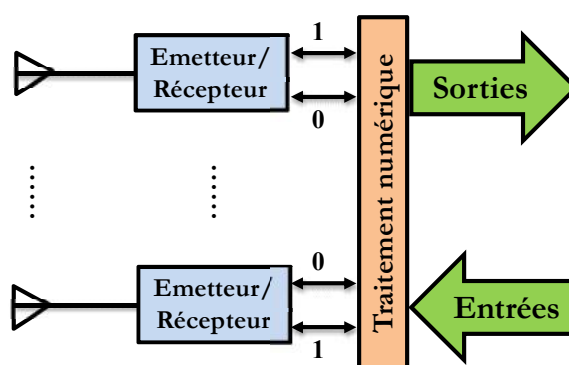


Figure 2: Synoptique simple d'un DBFN.

- **Avantages et inconvénients :**

Les circuits numériques des réseaux d'antennes ont des qualités remarquables :

- Adaptabilité et flexibilité,
- choix du meilleur type de faisceau pour chaque direction,
- formation simultanée de multiples faisceaux.

Pour offrir les avantages cités précédemment, ces réseaux présentent des inconvénients tels que la complexité de ces systèmes et également leurs coûts élevés. En plus, les puissances de calculs nécessaires deviennent importantes lorsque le nombre de faisceaux à former est grand. De plus, ce type de circuits est surtout utilisable avec des antennes en réception et non pas en émission pour des difficultés en niveau de la puissance.

II. Les circuits d'antennes adaptatives

Un réseau d'antennes adaptatives [I-16] est capable d'optimiser automatiquement le diagramme de rayonnement en ajustant les pondérations en amplitude et en phase appliquées jusqu'à ce que l'objectif prescrit soit atteint à l'aide d'un algorithme prédéfini. Le concept d'une antenne adaptative est basé sur l'utilisation d'une boucle à contre réaction, cruciale pour l'optimisation (**Figure 3**). Les critères d'optimisations sont nombreuses et on peut trouver la maximisation du SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) à la fin de la chaîne de réception ou la minimisation du MSE (Mean Square Error) des fonctions récursives gérant le calcul des pondérations. Ainsi, l'antenne s'adapte en maximisant son gain dans la direction du signal utile et en intercalant un zéro dans les directions d'interférence.

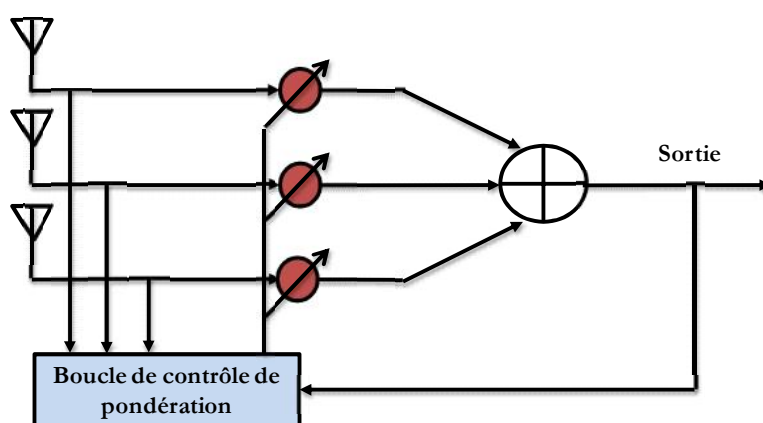


Figure 3: Synoptique général d'une antenne adaptative.

- **Avantages et inconvénients :**

Les réseaux d'antennes adaptatives présentent de très bonnes performances qui les rendent utilisables dans différents types d'applications. Ils sont purement contrôlés par des logiciels pour remplacer beaucoup d'opérations manuelles et pour les rendre autonomes. Ils assurent une grande sécurité et améliorent la capacité du système. Néanmoins, les inconvénients se situent surtout dans leurs complexités et leurs coûts très élevés.

Annexe II

Télécommunications terrestres

I. Antenne à rayonnement reconfigurable pour téléphonie mobile en bande GSM et CDMA

Des industriels comme *Ericsson* ont néanmoins commencé à prospector les solutions d'intégration des systèmes à couverture ou faisceaux reconfigurables [I-17]. Ces systèmes avec plusieurs antennes classiques gèrent les transmissions et la formation de faisceaux par voie numérique (**Figure 1**). Le principe des antennes développées notamment par *Ericsson* [I-18] pour les bandes GSM, GSM 1800 et CDMA 2000 est illustré sur la **Figure 2**. Ce sont des panneaux rayonnants avec des réseaux planaires d'une dizaine d'éléments verticaux et de 4 à 8 éléments horizontaux. Une matrice de Butler [I-9] est utilisée par polarisation, générant un nombre de faisceaux équivalents au nombre d'entrées des matrices (dans ce cas, 8 faisceaux à double polarisation présentés sur la **Figure 3**).

Ce type de solution est également proposé dans les mêmes gammes de fréquences par d'autres fournisseurs, comme *Metawave* [I-19] et *Paratek* [I-20]. Les premiers ont proposé une gamme de panneaux rayonnants (*Série SpotlightTM*), compatibles avec des stations de base classiques. Ces produits permettent des couvertures sectorielles classiques de 120°, divisées en sous-secteurs de 30°, avec une possibilité de modifier les couvertures cellulaires selon le trafic utilisateur et de modéliser ces couvertures par des secteurs angulaires prédéfinis, illustrés dans [I-21]. Les seconds proposent les mêmes avantages avec un nombre de faisceaux plus important, de l'ordre de 24, avec une séparation de l'émission et de la réception. Ce sont les systèmes *DRWIN GSM (Paratek)* et leurs caractéristiques sont présentées dans [I-20] et [I-21].

Il semble donc que les opérateurs ainsi que les fournisseurs privilégient pour l'instant des systèmes effectuant leur formation de faisceau en analogique. Ces technologies, compatibles avec les systèmes de stations de base déjà existants, nécessitent donc moins d'investissement par rapport aux solutions complètement numériques. Ces dernières sont pourtant plus séduisantes et domineront, sans aucun doute, le marché lors des prochaines évolutions vers la 4G voire 5G, en association avec des technologies logicielles.



Figure 1: Antennes intelligentes utilisant de multiples antennes classiques.

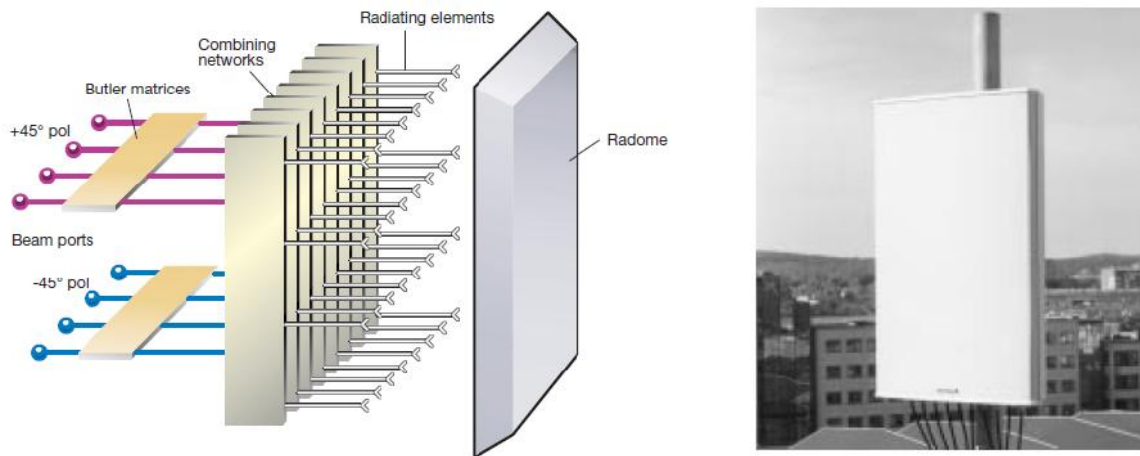


Figure 2: Antenne à double polarisation $\pm 45^\circ$ avec utilisation de matrices de Butler – Bande GSM.

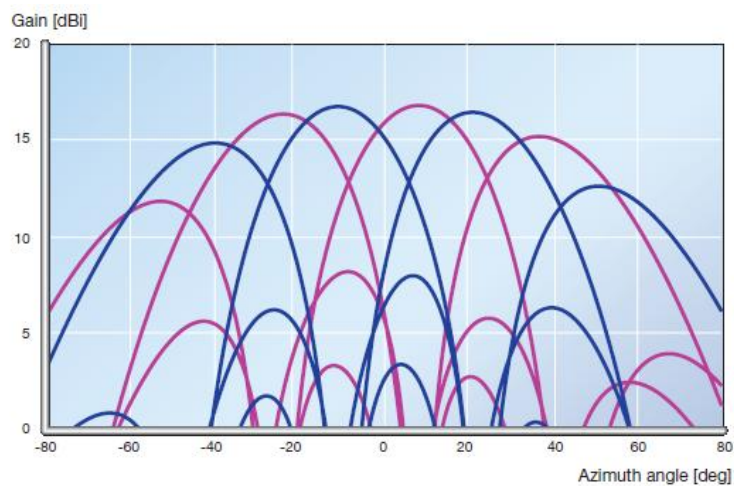


Figure 3: Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne. Les diagrammes d'une même couleur correspondent à une même polarisation.

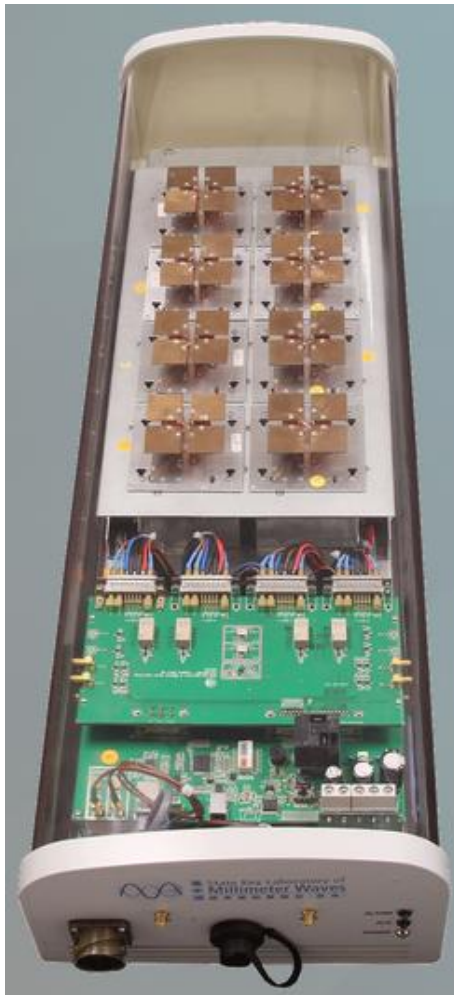
II. Antenne intelligente à rayonnement reconfigurable pour des nouvelles générations

Si la standardisation de la quatrième génération (4G), également connue au-delà de la 3G, est toujours en cours de délibération, les nouveaux systèmes tout IP dépasseront certainement la qualité des générations précédentes en délivrant la voix, les données et les multimédias aux utilisateurs, tout en permettant des communications transparentes et sans faille. L'interopérabilité des systèmes 4G nécessitent des systèmes antennaires à large bande, à forte puissance et à diagrammes reconfigurables. D'autre part, les techniques d'accès aux réseaux hétérogènes demandent une utilisation plus efficace de l'énergie. Donc, une antenne intelligente est une autre pièce importante pour compléter le 'puzzle 4G' afin de fournir des communications rapides, efficaces et sécurisées.

Plusieurs opérateurs et constructeurs en collaboration avec des universités et des laboratoires ont pu concevoir et fabriquer des systèmes antennaires pour répondre aux besoins des nouvelles générations de communications. Leurs solutions ont été retenues par les industriels pour être installées dans les nouvelles stations de bases.

Des difficultés ont été rencontrées durant la recherche et la récupération des informations concernant l'architecture de nouveaux systèmes antennaires où tout le monde les appelle 'Antennes Actives et Adaptatives'. Quelques informations ont été lancées par "*State Key Laboratory of Millimeter Waves at City University of Hong Kong*", avec "*Comba Telecom System (Guangzhou) Limited*" le fournisseur numéro un en Asie des systèmes intégrés pour les solutions sans fils [I-22] et "*Jackson Manufactory Dongguan Limited*" un fabricant des produits mobiles de communication [I-23], concernant le développement d'un système radiofréquence (RF) adaptatif en rayonnement pour des communications mobiles 4G [I-24].

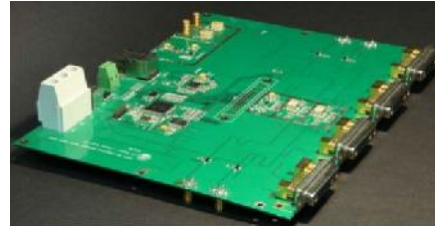
La **Figure 4** montre l'antenne élémentaire développée et fabriquée qui sera utilisée pour construire le réseau total. L'antenne élémentaire présente une bande passante en adaptation de 50% et un gain moyen de 10 dB d'après [I-24]. Le prototype final, les amplificateurs, les sources de déphasages et toutes les cartes électroniques de contrôle et de commande développées et fabriquées sont montrées sur la **Figure 4**.



Prototypé complet



Antenne élémentaire en présence des étages d'amplifications, de déphasages, de contrôle...



Carte de control à 4 modules



Carte de control à 8 modules

Figure 4: Antenne active et adaptable pour les nouvelles générations de télécommunications.

- Performances en reconfigurabilité de diagrammes :

1. Passage d'un diagramme qui couvre une large zone à un autre plus rétréci en concentrant l'énergie rayonnant vers un utilisateur sélectionné et non pas sur toute la cellule (**Figure 5.a**).
2. Contrôle du gain maximal du diagramme suivant la position de l'utilisateur et le besoin déterminé suivant les services de la communication nécessaires (voix, transmission des images et des vidéos, navigation sur Internet...) (**Figure 5.b**).
3. Formation de diagrammes sophistiqués pour une meilleure couverture des utilisateurs sans des effets de rayonnement indésirables + possibilité de suivre les utilisateurs mobiles en balayant les faisceaux formés (**Figure 5.c**).

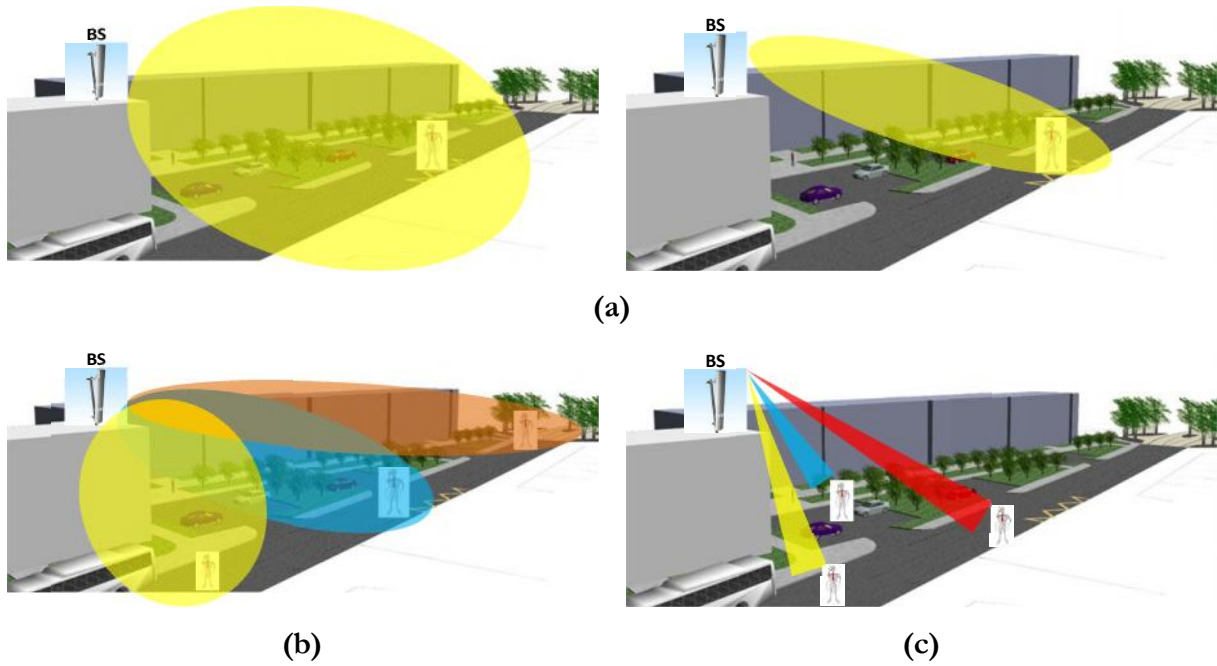


Figure 5: Les scenarios de formation de faisceaux rayonnants, (a) passage d'une couverture large à une autre plus rétrécie (b) faisceaux contrôlés selon la position et le besoin de l'utilisateur, (c) formation de diagrammes sophistiqués.

Télécommunications spatiales

I. Reflectarrays reconfigurables en rayonnement en utilisant des diodes PIN et des diodes varactors

CNES et *Thales Airborne Systems (TAS)* ont travaillé pendant des années pour développer des reflectarrays à pointage électronique en utilisant des diodes PIN pour des applications spatiales. Les diodes sont largement utilisées dans les reflectarrays dues à leur fiabilité, leur implantation simple et leur temps de commutation rapide. Les diodes PIN offrent une solution simple pour pointer les lobes de rayonnement par contre il faut optimiser leur implantation et minimiser leur consommation pour ne pas impacter l'efficacité de reflectarrays.

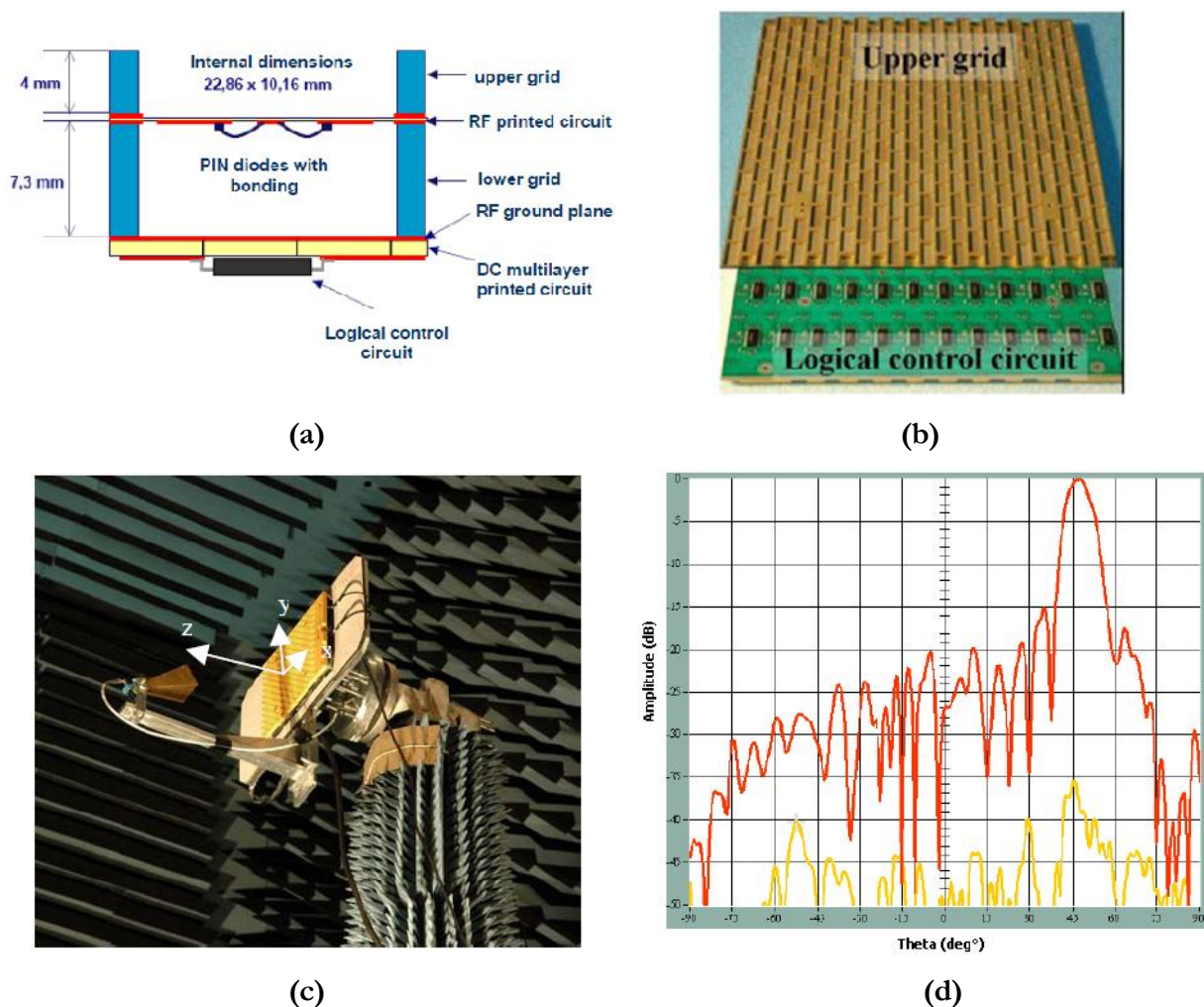


Figure 6: (a) Cellule (b) Le panneau en présence du circuit de contrôle (c) Antenne finale en chambre anhoïade du CNES et (d) Diagrammes mesurés ($\theta=45^\circ$, $\phi=90^\circ$).

Dans ce contexte, un reflectarray a été conçu pour fonctionner en bande X [8.025-8.4 GHz] [I-34]. Le gain de l'antenne considérée à polarisation linéaire est supérieur à 17.5 dB effectuant un pointage électronique de $\pm 63^\circ$. Le panneau du reflectarray constitue 288 cellules et ses dimensions sont $300 \times 300 \times 15 \text{ mm}^3$ avec un cornet pyramidal considéré comme étant la source focale (**Figure 6**). La cellule élémentaire est basée sur une structure à guide d'onde associée à une carte électronique pour contrôler le déphasage. D'autres solutions ont été développées en utilisant des diodes varactors pour contrôler le rayonnement [I-35].

II. Reflectarrays utilisant des switchs et des varactors MEMS

Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) jouent un rôle très important dans la miniaturisation des composants et des systèmes électroniques au niveau des satellites dans le domaine spatial. Dans nos jours, les switchs et les varactors MEMS sont largement implémentés dans les reflectarrays car ils offrent la capacité de contrôler les phases des cellules rayonnantes et les diagrammes de rayonnement électroniquement via des microcontrôleurs. En plus, les Switchs RF MEMS montrent d'excellentes propriétés RF telles que les faibles pertes d'insertion, une forte linéarité, une faible consommation en puissance, un déphasage de haute qualité et etc. Toutes ces propriétés ont rendu les RF MEMS des pièces indispensables dans la conception des reflectarrays [I-36].

III. Reflectarrays basés sur des Cellules à cristaux liquides

Les cristaux liquides sont des matériaux qui associent, dans leur phase métastable (souvent appelée mésophase), les propriétés de la phase liquide et celle de la phase solide cristalline. Ces matériaux présentent une variation de leurs propriétés diélectriques très sensible à l'application d'une tension électrique, voire magnétique. Plusieurs études montrent la présence d'agilité dans la conception d'antennes basées sur cette technologie [I-37].

IV. Antennes agiles de réception embarquées sur systèmes mobiles

Deux systèmes antennaires agiles de réception embarquées sur des systèmes mobiles (véhicules terrestres, avions, ...) seront présentés à titre d'exemple. Ces antennes sont couplées à des systèmes de suivis de satellites de communication. Il s'agit de l'antenne de réception utilisée par *Boeing* pour son système embarqué sur avion *Connexion By BoeingTM* [I-38], ainsi que d'une antenne planaire de réception satellite embarquée sur des véhicules terrestres de chez *Skygate* principalement destiné au marché américain [I-39]. Le **Tableau 1**

résume les performances et les caractéristiques de telles antennes. Elles utilisent rarement des pondérations importantes en amplitude pour limiter les niveaux de lobes secondaires et se limitent souvent à une pondération en phase. Par ailleurs, l'antenne utilisée par *Boeing* depuis quelques années ne permet pas de pointages en azimut, ce qui limite son utilisation à des latitudes basses.

Paramètres	Antenne Réception Connexion By Boeing	Antenne Réception Satellite Skygate
Fréquence d'utilisation	11.7 - 12.7 GHz	12.2 – 12.7 GHz
Nombre d'éléments	1515	> 1000
Angles de balayage en élévation (% au zénith)	0 – 70°	0 – 55°
Type de balayage (en élévation)	Electronique	Electronique
Vitesse de balayage	2-6 °/sec	> 60 °/au max/sec
Angles de balayage (en azimut)	Aucun	0 - 360°
Type de balayage (en azimut)	Aucun	Mécanique
Pondérations en amplitude	Uniforme	Uniforme
Polarisations	Circulaire	RCPH, LCPH commutable
Dimensions	430 × 610 mm ²	865×810×60 mm ³
Applications	Réception satellite embarquée sur avion	Réception satellite embarquée sur véhicule

Tableau 1: Caractéristiques d'antennes agiles en rayonnement pour des systèmes embarqués de réception satellite.

Les radars**I. Radar KRONOS**

KRONOS est un système radar 3D multi-rôle à portée moyenne fonctionnant en bande C [4-8 GHz] et basé sur la technologie **AESA**. Ce système a été développé par *Selex Sensors and Airborne systems*, une société internationale italienne installée à Rome [I-44]. **KRONOS** est conçu pour être installé sur des navires de guerre, à petite et moyenne taille, effectuant ainsi des fonctions d'escorte, de défense, de patrouille maritime. Il est utilisé pour autres types d'applications tels que la surveillance aérienne et maritime, le suivi des mobiles.

KRONOS utilise son architecture multifonctionnelle inhérente pour assurer indépendamment et simultanément les fonctions de surveillance et de suivi des cibles tout en balayant le lobe de rayonnement électroniquement dans le plan d'élévation ($\pm 60^\circ$) et dans le plan azimutal ($\pm 45^\circ$) en utilisant un système de rotation mécanique. **KRONOS** a montré ses performances et maintenant il est implémenté sur des navires maritimes [I-42] et [I-43]. Le **Tableau 2** synthétise les caractéristiques techniques du radar montré sur la **Figure 7**.

Système Radar	KRONOS
Technologie	AESA, avec des modules Tx et Rx
Vitesse de rotation de l'antenne	60 rpm
Balayage	$\pm 45^\circ$ azimut ; $\pm 60^\circ$ élévation
Zone de surveillance	250 Km
Couverture en élévation	Jusqu'à 5° en tracking Jusqu'à 70° en surveillance

Tableau 2: Les spécifications techniques du système radar **KRONOS** conçu par Selex-ES.



Figure 7: Le radar **KRONOS** installé sur un bateau militaire.

II. Radar RBE2

L'aéronautique européenne de combat investisse massivement dans les radars de pointe avant à « antenne active ». Au niveau de la France, la maîtrise de ces nouveaux équipements de très haute technologie devient vitale. L'objectif était de mettre en place le **RBE2 (Radar à Balayage Electronique 2 plans)** sorti des chaînes d'assemblage en août 2010 et livré au **Rafale C-137** à l'été 2012. *'Rafale est le premier avion européen doté d'un radar à « antenne active AESA » et bénéficié d'une telle technologie'* affirme **THALES [I-47]**.

Ce nouveau radar placé dans le nez de l'appareil (**Figure 8**) est capable de balayer un domaine de recherche plus efficacement, en émettant un faisceau capable de sauter rapidement d'une direction à l'autre. Pour cela, son architecture électronique est radicalement différente de la précédente. Dans ce radar, l'antenne est constituée par plusieurs centaines de mini antennes. Ces dernières sont reliées à environ 1000 modules **TRM** à base d'*AsGa* pilotés plus finement de manière électronique, ce qui permet d'orienter le faisceau global dans la direction souhaitée sans le moindre déplacement mécanique [I-48]. La zone de balayage considérablement accrue ouvre de nouvelles perspectives aux pilotes de Rafale dans la mission de défense aérienne. *Le lieutenant-colonel Royer* livre quelques éléments de réflexion d'après [I-49] :

- La portée exacte de nouveau radar est augmentée de plus de 50 %. Elle est estimée à 150 km (voir un peu plus) sur une cible non furtive de type avion de combat,
- une zone de balayage qui passe à $\pm 70^\circ$ de part et d'autre de l'axe de l'avion (plans en élévation et en azimut),
- le nombre de pistes qui peuvent être détectées simultanément est presque multiplié par trois. En combat aérien, le **RBE2 AESA** est capable de poursuivre 40 avions et d'en engager 8 en même temps.



Figure 8: A gauche le Rafale doté de son antenne AESA et à droite le radar RBE2.

La guerre électronique

I. Le SCRIBE dédié à l'armée de l'air française

Le système **SCRIBE** est un système GE qui a été développé par l'industrie française dans les années 90 dans le cadre d'une coopération entre *Thomson-CSF Communications* (maintenant *Thales Communications*) et *Safare Crouzet*. Confié à l'*ERGE* (l'*Escadron de Renseignement et de Guerre Electronique*), une unité dépendant du *CASSIC*, le *Commandement Air des Systèmes de Surveillance d'Information et de Communication*, **SCRIBE** se présente comme un système complet d'écoutes et de brouillages des communications intégré sur véhicules tout chemin [I-54]. Comme l'explique le *CASSIC*, quatre missions lui sont confiées telles que : la protection électronique des réseaux, des liaisons et des bandes de fréquences attribuées à l'Armée de l'Air, l'instruction et l'entraînement en ambiance guerre électronique, l'évaluation de la vulnérabilité des systèmes de transmission et finalement la participation à la mission de recueil de l'Armée de l'Air.

L'Armée de l'Air explique que **SCRIBE** se compose d'un réseau de 4 radiogoniomètres et de 4 brouilleurs, et d'une cabine poste de commandement (**Figure 9**). Par contre, aucune information n'a été lancée sur l'architecture et le fonctionnement du système antennaire propre à **SCRIBE** pour des raisons de confidentialité.



Figure 9: SCRIBE : Système de radiolocalisation, d'interception, de brouillage et d'écoute.

Annexe III

Connecteur SMA (R125.512.001)

TECHNICAL DATA SHEET – COAXIAL RECEPTACLES & IN SERIES ADAPTORS 1/2

SQUARE FLANGE JACK RECEPTACLE WITH SHOULDER CONTACT	R125.512.001 Series : SMA
--	-------------------------------------

Top view dimensions:
 $\varnothing 16$
 $4 \times \varnothing 2,6$
 $\square 8,64$
 $\square 12,7$

Side view dimensions:
 $\varnothing 2,16$
 $\varnothing 0,25$
 REF. PLANE
 1,5
 3,2
 7,5
 9,5
 4,8

Scale : 1/1

PANEL CUT OUT

A DIA
B DIA
4 holes

	mm	
	Maxi	mini
A	2.25	2.2
B	2.7	2.6
C	8.69	8.59

All dimensions are in mm.

COMPONENTS	MATERIALS	PLATING
BODY	STAINLESS STEEL	PASSIVATED . μm
CENTRE CONTACT	BERYLLIUM COPPER	GOLD 1.3 OVER NICKEL 2 μm
OUTER CONTACT	-	- μm
INSULATOR	PTFE	-
GASKET	-	-
OTHERS PARTS	-	- μm
-	-	-
-	-	-

Edition : 9840 D

Design changes may be in order to improve the product.

TECHNICAL DATA SHEET – COAXIAL RECEPTACLES & IN SERIES ADAPTORS		2/2	
SQUARE FLANGE JACK RECEPTACLE WITH SHOULDER CONTACT		R125.512.001 Series : SMA	
<u>ELECTRICAL CHARACTERISTICS</u>		<u>SPECIFICATION</u>	
Impedance	50 Ω		
Frequency	0-18 GHz		
VSWR	1.06* + 0.002 x F(GHz) Maxi	<u>ENVIRONMENTAL</u>	
Insertion loss	0.07* √F(GHz) dB Maxi		
RF leakage	-(60 - F(GHz)) dB mini	Hermetic seal	NA Atm.cm ³ /s
Operating temperature	-65/+165 °C	Leakage – pressurised only	NA Mpa
Voltage rating	500 Veff Maxi		
Dielectric withstanding voltage	1000 Veff mini		
Insulation resistance	5000 MΩ mini		
<u>MECHANICAL CHARACTERISTICS</u>		<u>OTHERS CHARACTERISTICS</u>	
Centre contact retention		Assembly instruction	NA
Axial force – Mating end	27 N mini	Others :	
Axial force – Opposite end	27 N mini	* Coaxial Transmission Line Only	
Torque	2.8 N.cm mini		
Recommended torque			
Mating	NA N.cm		
Panel nut	NA N.cm		
Mating life	500 Cycles mini		
Weight	0.000 g		

Edition : 9840 D

Design changes may be in order to improve the product.



Figure 1: Les spécifications techniques du connecteur SMA (R125.512.001).

Diviseur de puissance 1 voie vers 18 équi-amplitude et équi-phase

Clear Microwave, Inc
www.ClearMicrowave.com

Power Divider

D00033 7.8 – 8.6 GHz 18-Way Power Divider

FEATURES

- ❖ Low Insertion Loss
- ❖ Low VSWR
- ❖ High Isolation
- ❖ Excellent Amplitude & Phase Tracking

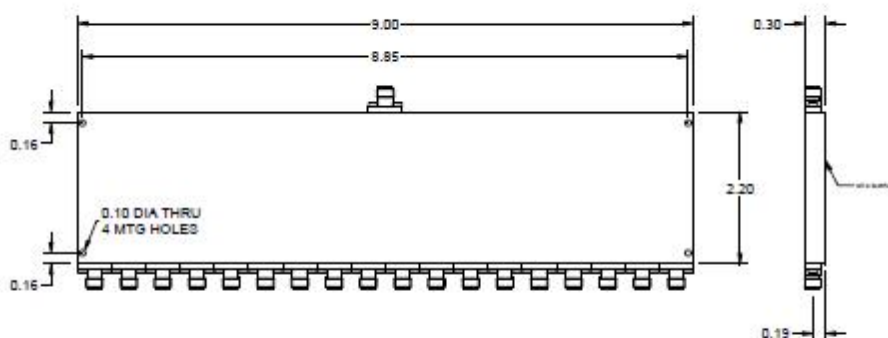
SPECIFICATIONS

7.8 – 8.6 GHz 18-Way Power Divider	
Model Number	D00033
Frequency Range	7.8 – 8.6 GHz
Insertion Loss	1.5 dB Typ., 1.7 dB Max.
Isolation	23 dB Typ., 20 dB Min.
Input VSWR	1.35:1 Typ., 1.45:1 Max.
Output VSWR	1.25:1 Typ., 1.35:1 Max.
Amplitude Balance	0.2 dB rms Typ., 0.4 dB rms Max.
Phase Balance	2° rms Typ., 5° rms Max.
Power Handling As Divider	50 W CW
Connector Type	SMA Female
Operating Temperature	-55 °C To +125 °C

Note 1. Insertion loss refers to the sum of output power to the input power

Note 2. Amplitude and phase balance are RMS value of all the paths at any frequency

Note 3. Power handling is under the condition that all outputs are connected to the loads with 1.25:1 or better VSWR



• www.ClearMicrowave.com • For RFQ please email to: sales@ClearMicrowave.com • For technical support please email to: support@ClearMicrowave.com

Figure 2: Les spécifications techniques du diviseur de puissance commercial.

Déphaseur analogique 980-4K

Mechanical Phase Shifters


Model 980
Coaxial Phase Shifters
SMA Connectors

 dc to 3.0/7.0/12.0 GHz
 10 Watts

 RoHS
**Features**

- ⚡ **Self Locking** - Internal mechanism eliminates the need for a locking nut. Ideal for phase trimming in densely packaged systems with minimum accessibility.
- ⚡ **Available Express Models** - 980-2, 980-2K, 980-3, 980-4
Other models may be available for Express Delivery.
- ⚡ **Linear** - Nominally linear phase over the frequency range.
- ⚡ **Optimized for Wireless OEM Applications.**
- ⚡ **New Models with Adjustment Knobs**
(See Models 980-1K through 980-4K).

Specifications**NOMINAL IMPEDANCE:** 50 Ω**FREQUENCY RANGE:**

Model 980-1 & 980-1K:	dc to 3.0 GHz
Model 980-2 & 980-2K:	dc to 3.0 GHz
Model 980-3 & 980-3K:	dc to 7.0 GHz
Model 980-4 & 980-4K:	dc to 12.0 GHz

INCREMENTAL PHASE SHIFT (typical):

Model 980-1 & 980-1K:	140° @ 3.0 GHz
Model 980-2 & 980-2K:	340° @ 3.0 GHz
Model 980-3 & 980-3K:	170° @ 7.0 GHz
Model 980-4 & 980-4K:	290° @ 12.0 GHz

Incremental phase shift is adjustable phase range over and above it's insertion phase

PHASE VS FREQUENCY: Nominally linear response**INSERTION PHASE:**

Model 980-1 & 980-1K:	560° (Typical) @ 3.0 GHz
Model 980-2 & 980-2K:	780° (Typical) @ 3.0 GHz
Model 980-3 & 980-3K:	700° (Typical) @ 7.0 GHz
Model 980-4 & 980-4K:	1200° (Typical) @ 12.0 GHz

MAXIMUM INSERTION LOSS (dB):

Model No.	Frequency Range (GHz)			
	1.5	3.0	7.0	12.0
980-1 & -1K	0.70 dB	1.20 dB	---	---
980-2 & -2K	1.50 dB	2.00 dB	---	---
980-3 & -3K	0.50 dB	0.50 dB	0.50 dB	---
980-4 & -4K	1.00 dB	1.00 dB	1.00 dB	1.00 dB

MAXIMUM SWR:

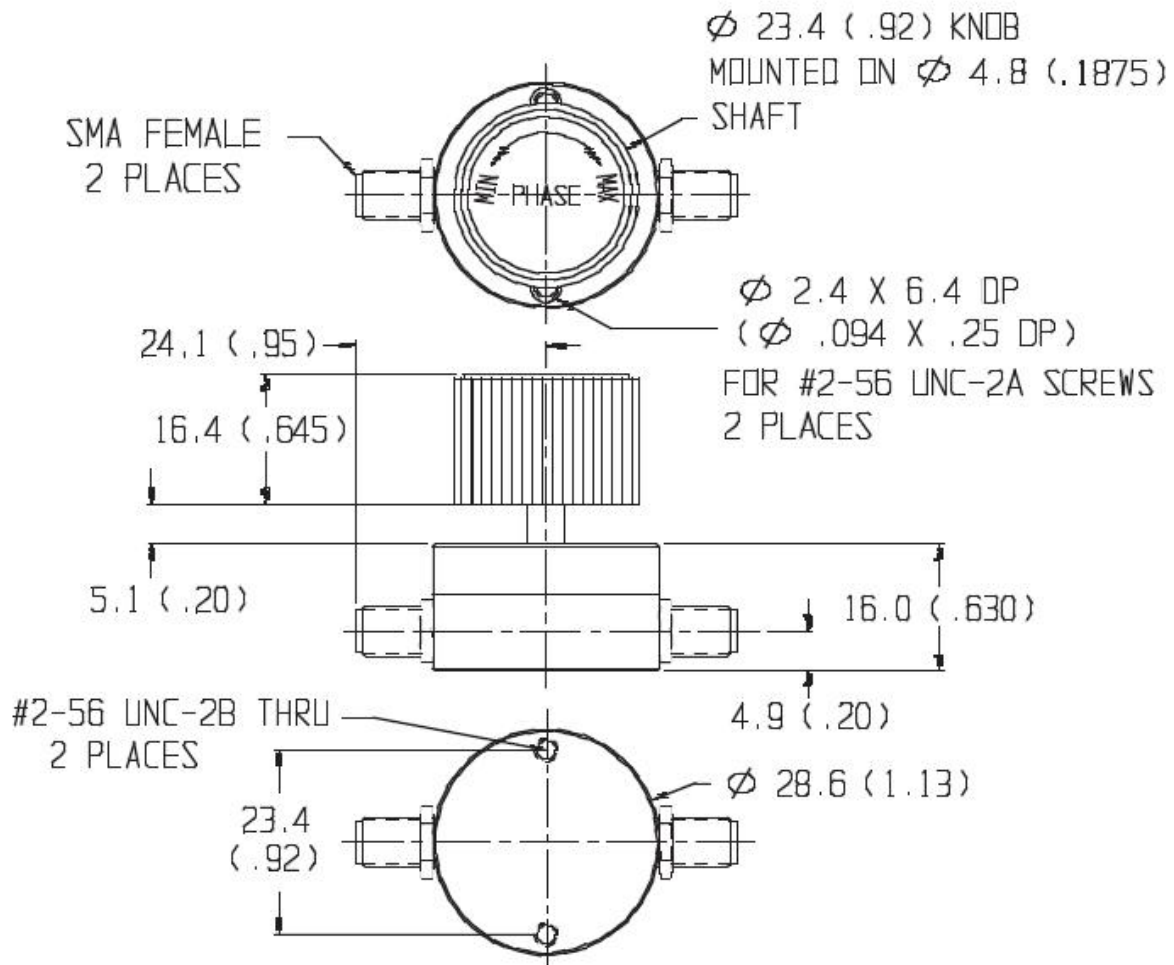
Frequency Range (GHz)	Model No.			
	980-1/1K	980-2/2K	980-3/3K	980-4/4K
dc - 3	1.30	1.35	1.30	1.30
3 - 7	---	---	1.30	1.30
7 - 12	---	---	---	1.60

POWER RATING: 10 watts average**TEMPERATURE RANGE:**

Operating:	-50°C to 85°C
Storage:	-50°C to 125°C

CONNECTOR: SMA female connector per MIL-STD-348 interface dimensions - mate nondestructively with MIL-C-39012 connector.

WEIGHT: Models 980-1 & 980-2:	65 g (2.29 oz)
Models 980-1K & 980-2K:	78 g (2.75 oz)
Model 980-3 & 980-4:	35 g (1.24 oz)
Model 980-3K & 980-4K:	48 g (1.69 oz)



MODEL 980-3K & 980-4K

Figure 3: Les spécifications techniques du déphaseur analogique 980-4K.

Bref rappel sur les lignes microruban

Une ligne microruban est constituée d'un ruban conducteur imprimé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (**Figure 4.a**). Une ligne est caractérisée par une impédance caractéristique Z_0 qui dépend des dimensions de la ligne et de la nature du matériau utilisé. Dans la littérature, plusieurs équations permettent de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée [III-1]. Ces équations utilisent les paramètres suivants :

- Z_0 : impédance caractéristique de la ligne.
 - w : largeur de la piste
 - t : épaisseur du ruban
 - h : épaisseur du diélectrique
 - ϵ_r : constant diélectrique du matériau.
- **Ligne quart d'onde** : une ligne d'impédance caractéristique Z_0 dont la longueur est égale à un quart de la longueur d'onde λ_g dans la ligne.
 - **Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde** : la propriété du quart d'onde électrique permet de transformer l'impédance présente sur l'entrée (Z_{in}) en une autre à sa sortie (Z_{out}) (**Figure 4.b**).
 - **Déphasage par ligne** : la ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Pour créer un retard de phase θ avec une ligne microruban par rapport à une autre, une longueur de ligne supplémentaire ΔL sera ajoutée de la manière montrée sur la **Figure 4.c**.

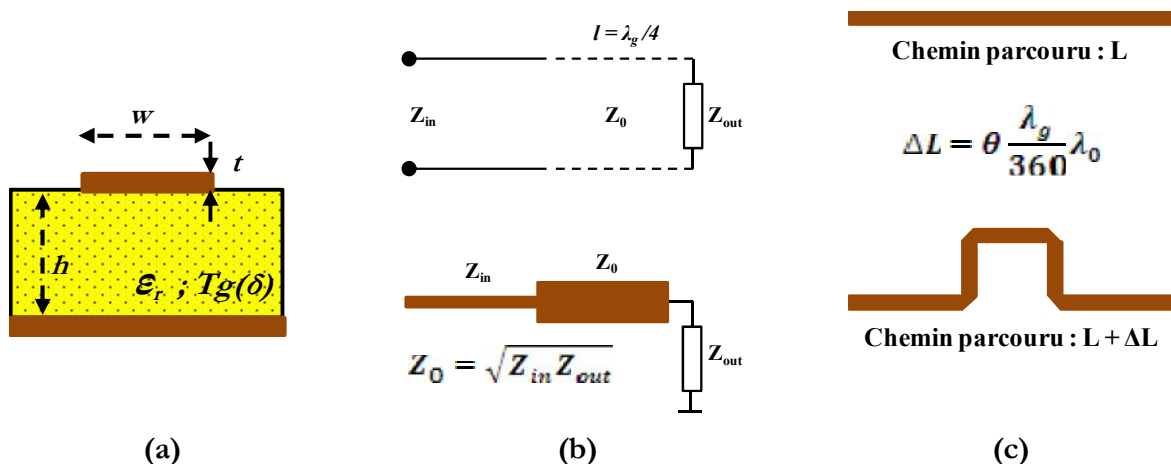


Figure 4: (a) Ligne microruban et ses paramètres (b) Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde et (c) Ligne à retard de phase en technologie microruban.

Annexe IV

Les déphaseurs numériques (MAPS-010164)

MAPS-010164



Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

Rev. V3

Features

- 6 Bit Digital Phase Shifter
- 360° Coverage with LSB = 5.6°
- Integrated CMOS Driver
- Serial or Parallel Control
- Low DC Power Consumption
- Minimal Attenuation Variation over Phase Shift Range
- 50 Ω Impedance
- EAR99
- Lead-Free 4 mm 24-Lead PQFN Package
- RoHS* Compliant

Description

The MAPS-010164 is a GaAs pHEMT 6-bit digital phase shifter with an integrated CMOS driver in a 4 mm PQFN plastic surface mount package. Step size is 5.6° providing phase shift from 0° to 360° in 5.6° steps. This design has been optimized to minimize variation in attenuation over the phase shift range.

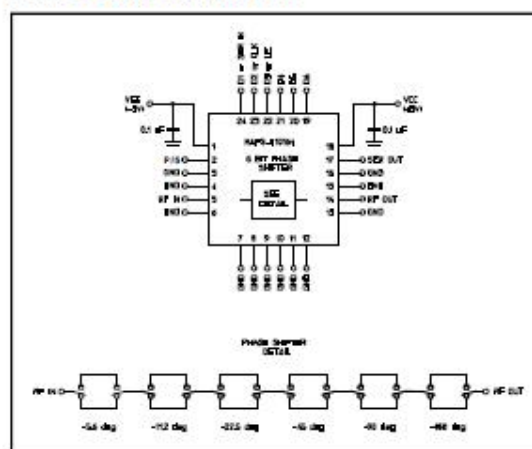
The MAPS-010164 is ideally suited for use where high phase accuracy with minimum loss variation over the phase shift range are required. The 4 mm PQFN package provides a smaller footprint than is typically available for a digital phase shifter with an internal driver. Typical applications include communications antennas and phased array radars.

Ordering Information ¹

Part Number	Package
MAPS-010164-TR0500	500 piece reel
MAPS-010164-001SMB	Sample Test Board

1. Reference Application Note M513 for reel size information.

Functional Schematic



Pin Configuration ²

Pin No.	Function	Pin No.	Function
1	VEE	13	GND
2	P/S	14	RF OUT
3	GND	15	GND
4	GND	16	GND
5	RF IN	17	SER OUT
6	GND	18	VCC
7	GND	19	D6
8	GND	20	D5
9	GND	21	D4
10	GND	22	D3 or LE
11	GND	23	D2 or CLK
12	GND	24	D1 or SER IN

2. The exposed pad centered on the package bottom must be connected to RF and DC ground.

* Restrictions on Hazardous Substances, European Union Directive 2002/95/EC.

MAPS-010164



Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

Rev. V3

Electrical Specifications:

Freq. = 2.3 - 3.8 GHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CC} = +5.0 \text{ V}$, $V_{EE} = -5.0 \text{ V}$

Parameter	Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
Operating Power ³	2.3 - 3.8 GHz	dBm	—	—	+25
Insertion Loss (Any Phase State)	Any Phase State	dB	—	3.2	4.5
Attenuation Variation	Across All Phase States	dB	—	± 0.6	—
RMS Attenuation Error ⁴	All Values Relative to Insertion Loss at Reference Phase	dB	—	0.3	—
RMS Phase Error ⁴	All Values Relative to Reference Phase	deg	—	3	—
Phase Accuracy Relative to Reference Loss State	5.6 Degree Bit	deg	—	± 1.5	—
	11.2 Degree Bit		—	± 1.5	—
	22.5 Degree Bit		—	± 2	—
	45 Degree Bit		—	± 2	—
	90 Degree Bit		—	± 3	—
	180 Degree Bit Sum of All Bits		—	± 4 ± 5	—
VSWR	RF IN RF OUT	Ratio	— —	1.3:1 1.3:1	— —
1 dB Compression	Reference State	dBm	—	25	—
Input IP3	Two-tone inputs up to +5 dBm	dBm	—	45	—
T_{RISE} , T_{FALL}	10% to 90% RF, 90% to 10% RF	ns	—	50	—
V_{CC} V_{EE}	— —	V	3.0 -5.5	— -5.0	5.5 -3.0
V_{IL} V_{IH}	LOW-level input voltage HIGH-level input voltage	V	0.0 $0.7 \times V_{CC}$	— —	$0.3 \times V_{CC}$ V_{CC}
I_{IN} (Input Control Current)	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND	μA	—	1	—
V_{OH} V_{OL}	For serial out; $I_{OH} = -100 \mu\text{A}$ For serial out; $I_{OL} = 100 \mu\text{A}$	V	$V_{CC} - 0.2$ —	— —	— 0.2
I_{CC} (Quiescent Supply Current)	$V_{ctrl} = V_{CC}$ or GND	μA	—	—	2.5
I_{EE}	V_{EE} min to max $V_{in} = V_{IL}$ or V_{IH}	mA	-1.0	-0.1	—

3. Maximum operating power is the maximum power where the specifications are guaranteed.

4. RMS is calculated across all 63 amplitude or phase states relative to the amplitude or phase in the 0° phase state at a given frequency.

MAPS-010164

Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

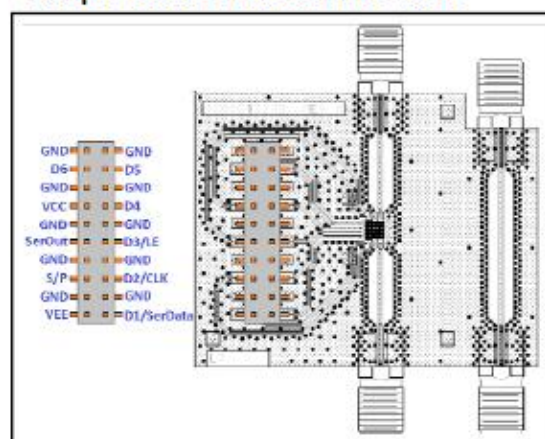
Rev. V3

Absolute Maximum Ratings ^{5,6}

Parameter	Absolute Maximum
Input Power 2.3 - 3.8 GHz	+27 dBm
V_{CC}	$-0.5V \leq V_{CC} \leq +7.0V$
V_{EE}	$-7.0V \leq V_{EE} \leq +0.5V$
D1-D6, P/S, LE, CLK or SER IN	$-0.5V \leq V_{IN} \leq V_{CC} + 0.5V$
SER OUT	$-0.5V \leq V_{OUT} \leq V_{CC} + 0.5V$
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C

5. Exceeding any one or combination of these limits may cause permanent damage to this device.
6. M/A-COM Technology Solutions does not recommend sustained operation near these survivability limits.

Sample Board Header Pin Labels



Handling Procedures

Please observe the following precautions to avoid damage:

Static Sensitivity

Gallium Arsenide and Silicon Integrated Circuits are sensitive to electrostatic discharge (ESD) and can be damaged by static electricity. Proper ESD control techniques should be used when handling these devices.

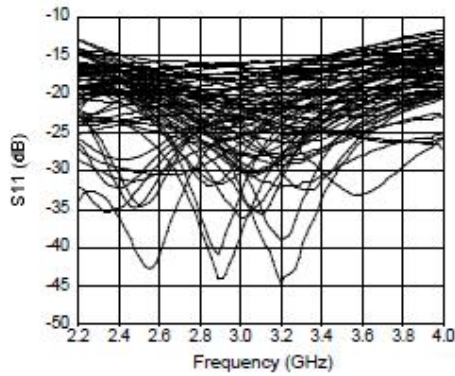
MAPS-010164

Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

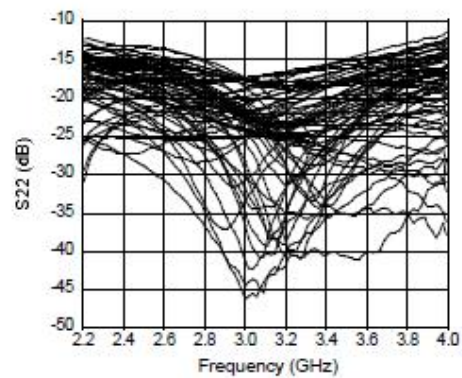
Rev. V3

Typical Performance Curves

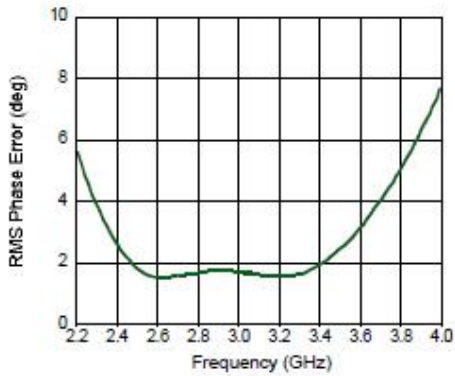
RF_{IN} Return Loss vs. Frequency (All States)



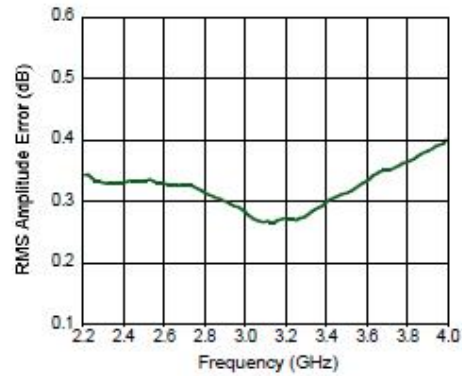
RF_{OUT} Return Loss vs. Frequency (All States)



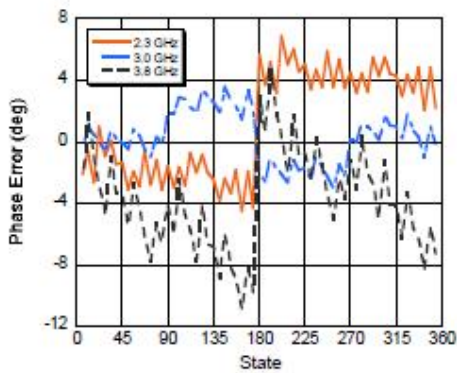
Mean RMS Phase Error vs. Frequency



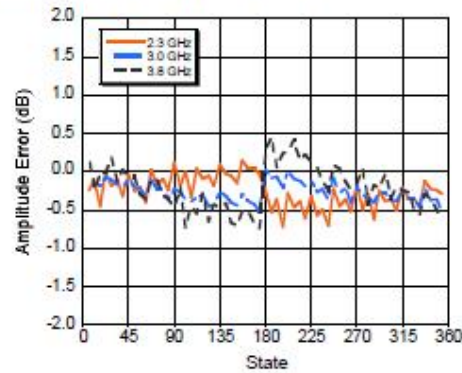
Mean RMS Amplitude Error vs. Frequency



Phase Error (degrees) vs. State



Amplitude Error (dB) vs. State





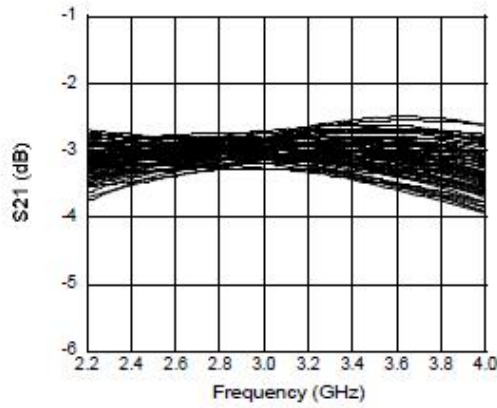
MAPS-010164

Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

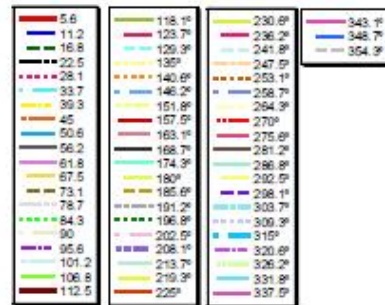
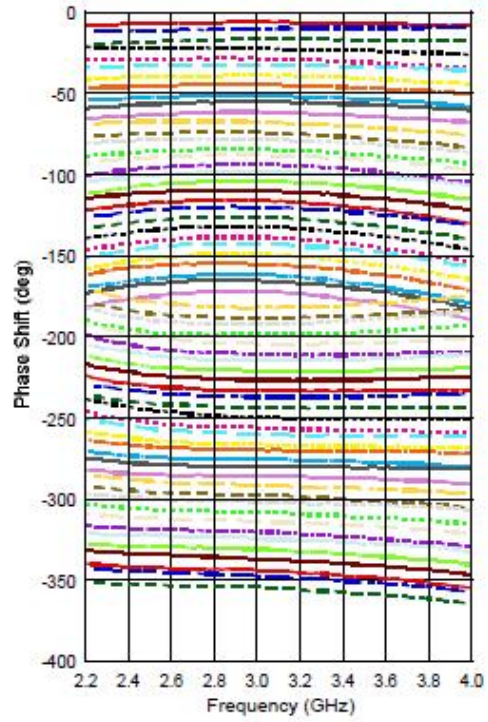
Rev. V3

Typical Performance Curves

Amplitude Variation vs. Phase State



Phase Shift vs. Frequency (All States)



MAPS-010164



Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

Rev. V3

Modes of Operation: Serial and Direct Parallel

Serial Mode

The serial control interface (SERIN, CLK, LE, SEROUT) is compatible with the SPI protocol. SPI mode is activated when P/S is kept high. The 6-bit serial word must be loaded with the MSB first. After shifting in the 6 bit word, a rising edge on LE will set the phase shifter to the desired state. While LE is high the CLK is masked to protect the data while implementing the change. SEROUT is SERIN delayed by 6 clock cycles.

When P/S is low, the serial control interface is disabled. When P/S is set high, Pins 22, 23, and 24 have the LE, CLK, and SER IN function.

In serial mode operation, the outputs will stay constant while LE is kept low.

Direct Parallel Mode

The parallel mode is enabled when P/S is set low. In the direct parallel mode, the phase shifter is controlled by the parallel control inputs directly. When P/S is set low, Pins 22, 23, and 24 have the D3, D2, and D1 function.

Mode Truth Table

P/S	LE	Mode
1	X	Serial
0	N/A	Direct Parallel

Truth Table (Digital Phase Shifter)⁷

D6	D5	D4	D3	D2	D1	Phase Shift
0	0	0	0	0	0	Reference Phase
0	0	0	0	0	1	5.6 deg
0	0	0	0	1	0	11.2 deg
0	0	0	1	0	0	22.5 deg
0	0	1	0	0	0	45 deg
0	1	0	0	0	0	90 deg
1	0	0	0	0	0	180 deg
1	1	1	1	1	1	354.4 deg

7. 0 = CMOS Low, 1 = CMOS High, X is CMOS Low or High

Serial Interface Timing Characteristics

Symbol	Parameter	Typical Performance			Units
		-40°C	25°C	+85°C	
t_{SCK}	Min. Serial Clock Period	100	100	100	ns
t_{CS}	Min. Control Set-up Time	20	20	20	ns
t_{CH}	Min. Control Hold Time	20	20	20	ns
t_{LS}	Min. LE Set-up Time	10	10	10	ns
t_{LEW}	Min. LE Pulse Width	10	10	10	ns
t_{LH}	Min. Serial Clock Hold Time from LE	10	10	10	ns
t_{LES}	Min. LE Pulse Spacing	630	630	630	ns

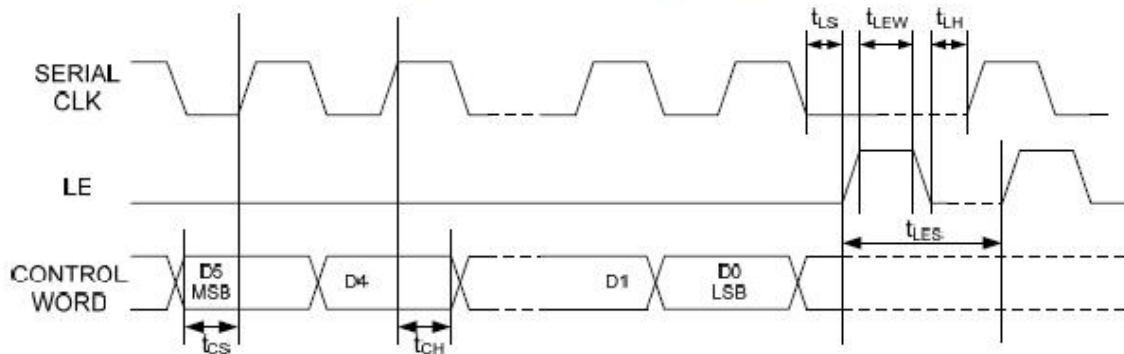
MAPS-010164

Digital Phase Shifter
6-Bit, 2.3 - 3.8 GHz

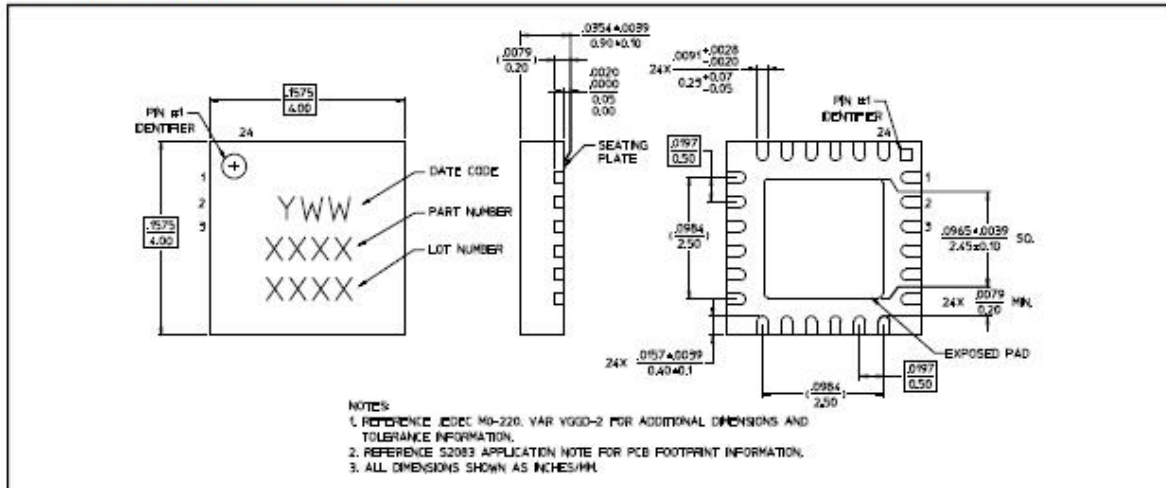
Rev. V3

Functionality Modes of Operation: Serial and Direct Parallel

Serial Input Interface Timing Diagram



Lead Free 4 mm 24-Lead PQFN †



† Reference Application Note S2083 for lead-free solder reflow recommendations.
Meets JEDEC moisture sensitivity level 1 requirements.
Plating is 100% matte tin over copper.

Figure 1: Les spécifications des déphaseurs numériques (MAPS-010164) de chez Macom Technology Solution.

Annexe V

Diviseur de puissance 1 voie vers 25 équi-amplitude et équi-phase



Clear Microwave, Inc

www.ClearMicrowave.com

Power Divider

DY0001 8 – 8.4 GHz 25-Way Power Divider

FEATURES

- ❖ Low Insertion Loss
- ❖ Low VSWR
- ❖ High Isolation
- ❖ Excellent Amplitude & Phase Tracking

SPECIFICATIONS

8 – 8.4 GHz 25-Way Power Divider	
Model Number	DY0001
Frequency Range	8 – 8.4 GHz
Insertion Loss	2.5 dB Typ., 2.8 dB Max.
Isolation	20 dB Typ., 18 dB Min.
Input VSWR	1.55:1 Typ., 1.65:1 Max.
Output VSWR	1.35:1 Typ., 1.45:1 Max.
Amplitude Balance	0.4 dB rms Typ., 0.6 dB rms Max.
Phase Balance	6° rms Typ., 8° rms Max.
Power Handling As Divider	50 W CW
Connector Type	SMA Female
Operating Temperature	-55 °C To +125 °C

Note 1. Insertion loss refers to the sum of output power to the input power

Note 2. Amplitude and phase balance are RMS value of all the paths at any frequency

Note 3. Power handling is under the condition that all outputs are connected to the loads with 1.25:1 or better VSWR

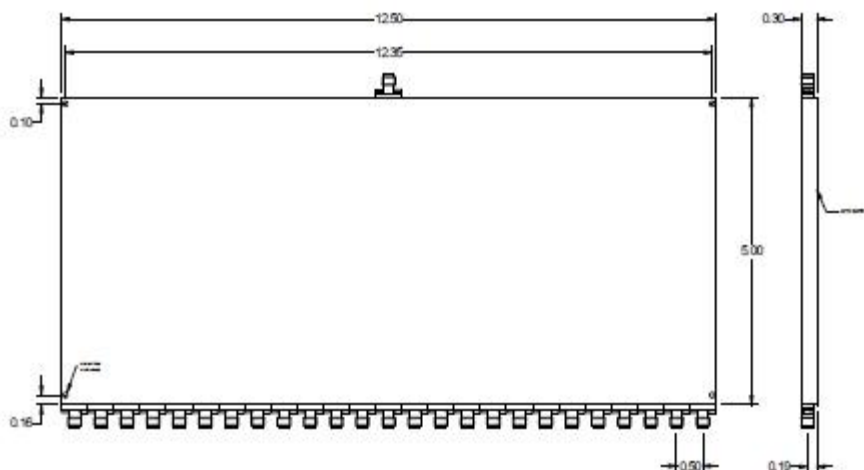


Figure 1: Les spécifications du diviseur de puissance 1 voie vers 25 chez Clear Microwave Inc.

Liste des publications

Liste des publications

❖ Publications et Revues Scientifiques

« *A New Agile Radiating System Called Electromagnetic Band Gap Matrix Antenna* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Moustapha SALAH TOUBET, Thierry Monédière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.
- **Journal:** *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, Article ID 342518, 7 pages, 2014.
- **Statut:** Acceptée.

« *Feeding technique for the experimental validation of EBG matrix antenna* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Georges ZAKKA EL NASHEF, Moustapha SALAH TOUBET, Eric ARNAUD, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.
 - **Journal:** *Microwave and Optical Technology Letters*, Article ID MOP-14-0936.
 - **Statut:** Acceptée.
-
-

❖ Communications internationales

« *Interests of a 1D EBG Matrix compared to a patch array in terms of mutual coupling and grating lobe* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Moustapha SALAH TOUBET, Thierry Monédière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.
- **Conférence:** IEEE, *7th European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*, 8-12 April 2013, Sweden.
- **Statut :** Acceptée.

« *Radiation control of an agile Matrix antenna by using specific algorithm* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Moustapha SALAH TOUBET, Thierry Monédière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.

Liste des publications

- **Conférence:** IEEE, *Mediterranean Microwave Symposium MMS*, 2-5 September 2013, Lebanon.

- **Statut :** Acceptée.

« *Agile Radiating Matrix Antenna System for Radar Applications* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Georges Zakka El Nashef, Thierry Monedière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.

- **Conférence:** IEEE, *Radar conference (RADAR)*, 13-17 October 2014, France.

- **Statut :** Acceptée.

« *1D Ultra Low-Profile (ULP) EBG matrix for radar applications* »

- **Auteurs:** Moustapha SALAH TOUBET, Hussein ABOU TAAM, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.

- **Conférence:** IEEE, *RadarCon conference*, 29 April - 3 May 2013, Canada.

- **Statut :** Acceptée.

« *Experimental Validation of An Agile Electromagnetic Band Gap Matrix Antenna* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Georges ZAKKA EL NASHEF, Eric ARNAUD, Thierry Monedière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.

- **Conférence:** IEEE, *9th European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*, 12-17 April 2015, Portugal.

- **Statut :** Soumise.

« *A Developed Excitation Law For Beam Forming And Steering Using A Novel Electromagnetic Band Gap Antenna* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Georges ZAKKA EL NASHEF, Eric ARNAUD, Thierry Monedière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.

- **Conférence:** IEEE, *9th European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*, 12-17 April 2015, Portugal.

- **Statut :** Soumise.
-
-

❖ Communications nationales

« *L'intérêt de la Matrice BIE 1D par rapport au Réseau des Patchs en termes de Couplage Mutuel et de Lobes Réseaux* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Moustapha SALAH TOUBET, Thierry Monédière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.
- **Conférence:** 17^{ème} Journées Nationales Microondes, 15-17 Mai 2013, Paris, France.
- **Statut :** Acceptée.

« *Matrice 2D Agile/Reconfigurable d'Antennes BIE ULP (Ultra Low Profile) pour des Applications Grand Gain* »

- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Moustapha SALAH TOUBET, Bernard JECKO.
- **Conférence:** 17^{ème} Journées Nationales Microondes, 15-17 Mai 2013, Paris, France.
- **Statut :** Acceptée.

« *Prototype d'une Antenne BIE Ultra Low-profile, Large Bande et Grand Gain pour des Applications de Forte Puissance* »

- **Auteurs:** Moustapha SALAH TOUBET, Hussein ABOU TAAM, Régis Chantalat, Bernard JECKO, Jean Christophe DIOT.
 - **Conférence:** 17^{ème} Journées Nationales Microondes, 15-17 Mai 2013, Paris, France.
 - **Statut :** Acceptée.
-
-

❖ Prix et Bourse particuliers

1) **Prix :** Meilleure présentation orale des travaux de thèse.

- **Titre :** Pilotage d'une Matrice antennaire rayonnante agile pour des applications spécifiques
- **Auteurs:** Hussein ABOU TAAM, Moustapha SALAH TOUBET, Thierry Monédière, Bernard JECKO, Mohamed RAMMAL.
- **Conférence:** 3^{ème} Workshop Doctorants, 26 Septembre 2013, Limoges, France.

Liste des publications

- 2) **Bourse** : *Bourse d'excellence scientifique* accordée par le rectorat de l'Université Libanaise durant trois années dans le cadre d'une thèse en cotutelle entre l'Université Libanaise et l'Université de Limoges, France.

Étude d'une Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux. Maitrise de concepts, Réalisation de Prototypes et Caractérisation.

Résumé :

Ce mémoire est consacré à l'étude et au développement d'un nouveau système antenne agile en rayonnement appelé MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux). Ce système est formé d'une matrice planaire formée par un agencement jointif de pixels électromagnétiques. Le concept du pixel est inspiré de l'antenne à Bande Interdite Electromagnétique et entouré par une enceinte murale. Ces pixels sont alimentés par des circuits de formation de faisceaux.

Des études théoriques approfondies ont montré des performances électromagnétiques de MARPEM concernant le faible couplage mutuel, les forts pointages électroniques et l'élimination de lobes de réseau. Trois prototypes ont été étudiés et réalisés afin de valider expérimentalement les performances de MARPEM et de répondre aux exigences de différents applications.

Study of an Agile Radiating Matrix with Metamaterials Pixels. Designing, Manufacturing of Prototypes and Characterization.

Abstract:

This PhD thesis is dedicated to the study and the development of a novel agile antenna system called 'Agile Radiating Matrix with Metamaterials Pixels'. This system is formed by a planar matrix which is composed by an association of jointed electromagnetic pixels. The pixel design is inspired from the electromagnetic band gap antenna and it is surrounded by metallic walls. These pixels are fed by means of several beam forming networks.

The intensive theoretical study made on the matrix antenna, showed several electromagnetic performances concerning the low mutual coupling, the great beam steering for high scanning angles and the elimination of grating lobes. Three manufactured prototypes are presented in order to experimentally validate the matrix performances and to respond to some application requirements.

Discipline 1: "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Discipline 2: "Electronique et Télécommunications"

Mots clés : Antenne BIE, Couplage mutuel, Formation de faisceaux, Lobes de réseau, Lobes de pixellisation, MARPEM, Matrice, Pixel, Pointages électroniques spatiaux.

Adresse du laboratoire 1: XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex.

Adresse du laboratoire 2: EDST, Département G.R.I.T., Faculté des Sciences – Université Libanaise, old Saida road – Hadath, Beyrouth, Liban.