



**HAL**  
open science

**Contribution à l'étude de nouveaux concepts d'antennes  
planaires agiles, grand gain et très large bande :  
Intégration dans des systèmes rayonnants industriels de  
forte puissance**

Mohamad Majed

► **To cite this version:**

Mohamad Majed. Contribution à l'étude de nouveaux concepts d'antennes planaires agiles, grand gain et très large bande : Intégration dans des systèmes rayonnants industriels de forte puissance. Electronique. Université de Limoges, 2022. Français. NNT : 2022LIMO0026 . tel-03663409

**HAL Id: tel-03663409**

**<https://theses.hal.science/tel-03663409v1>**

Submitted on 10 May 2022

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

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

## Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique  
(SISMI)

XLIM – Axe Systèmes RF, équipe Antennes et Signaux

Thèse pour obtenir le grade de  
Docteur de l'Université de Limoges

Sciences et ingénierie pour l'information Electronique des hautes fréquences, photonique et systèmes

Présentée et soutenue par  
**Mohamad MAJED**

Le 18 mars 2022

## **Contribution à l'étude de nouveaux concepts d'antennes planaires agiles, grand gain et très large bande. Intégration dans des systèmes rayonnants industriels de forte puissance.**

Thèse dirigée par Joël ANDRIEU et Bernard JECKO

JURY :

Président du jury

M. Alain REINEIX, Directeur de Recherche, CNRS.

Rapporteurs

M. Hervé AUBERT, Professeur, LAAS, Institut National Polytechnique de Toulouse

M. Xavier BEGAUD, Professeur, LTCl, Télécom Paris, Institut Polytechnique de Paris

Examineurs

M. Joël ANDRIEU, Professeur, XLIM, Université de Limoges

M. Gauthier DEMOL, Directeur de l'entreprise ITHPP

Mme. Laure HUITEMA, Maître de conférences, XLIM, Université de Limoges

M. Bernard JECKO, Professeur émérite, XLIM, Université de Limoges

M. Philippe POULIGUEN, Responsable innovation défense, DGA

Invités

M. Antoine CHAULOUX, Ingénieur de recherche, CEA

M. Jean-Christophe DIOT, Ingénieur de recherche, CEA

Mme. Beatrice LALLE, Ingénieur de recherche, CEA

M. Daniel Mohamad RAMMAL, Ingénieur de recherche, ITHPP





*A ma chère famille...*



## Remerciements

---

Ce travail de thèse a été effectué au sein du laboratoire XLIM SRF (Systèmes RF) équipe Antennes & Signaux et en collaboration avec l'entreprise ITHPP dans le cadre d'une thèse Cifre entre l'Université de Limoges et ITHPP. À cette occasion, je remercie Monsieur Gauthier Demol, directeur de ITHPP et Monsieur Stéphane Bila, directeur du laboratoire XLIM.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Hervé Aubert, professeur à l'Institut Polytechnique de Toulouse et à Monsieur Xavier Begaud professeur à l'Institut Polytechnique de Paris pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie également Monsieur Alain REINEIX, Directeur de Recherche CNRS d'avoir accepté de faire partie du jury en tant que président.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur Gauthier Demol, directeur d'ITHPP, Monsieur Philippe Pouliguen, responsable innovation défense à la DGA (Direction Générale de l'Armement), Madame Laure Huitema, Maître de conférences à l'université de Limoges, Monsieur Joël Andrieu et Monsieur Bernard JECKO, mes encadrants de thèse, pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury de thèse en tant qu'examinateurs.

Je remercie également Monsieur Daniel Mohamad Rammal, Madame Beatrice Lalle, Monsieur Jean-Christophe Diot, et Monsieur Antoine Chaloux pour m'avoir fait l'honneur de participer à ma soutenance de thèse en tant qu'invités.

J'adresse mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur Joël Andrieu, professeur à l'université de Limoges de m'avoir encadré, aidé, et conseillé.

Mes mots ne peuvent exprimer ma gratitude à mon codirecteur 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 partagé avec moi son savoir-faire, et surtout pour ses judicieux conseils et sa disponibilité. Je me laisse cacher mes meilleurs remerciements dans trois points de suspension... je tiens à remercier également sa femme Madame Françoise Jecko, professeur retraité de l'université de Limoges de m'avoir invité plusieurs fois chez eux et pour ses délicieux repas.

Madame Patricia Leroy et Madame Marie Celerier, secrétaires à XLIM, Madame Celine Lacroix, responsable RH à ITHPP, Madame Jemma Coe, assistante RH à ITHPP, Madame Sabrina Brugier, secrétaire de l'école doctorale SISMI, université de Limoges doivent être aussi sincèrement remerciées pour leurs disponibilités et pour s'être occupées de tout l'aspect administratif inhérent à mes travaux.

Je remercie Monsieur Eric Arnaud, ingénieur d'études CNRS au sein du laboratoire XLIM SRF, qui a offert son temps à réaliser les prototypes et les mesures. Je remercie également Monsieur Daniel Mohamad Rammal, Monsieur Philippe Kerninon et tous les mécanos d'ITHPP qui ont pris en charge la réalisation du prototype final. Je remercie en plus l'équipe de CISTEME en particulier Monsieur Nicolas Chevalier, Monsieur Sylvain Piveteau et Monsieur Anthony Disserand.

J'adresse mes remerciements à tous les personnels d'ITHPP et de XLIM.

Je tiens à remercier particulièrement ceux qui ont partagé avec moi le bureau: Monsieur Daniel Mohamad Rammal et Monsieur Milind Thomas Themalil.

Je remercie aussi tous mes amis qui ont partagé avec moi ces trois ans de thèse. Vous avez tous contribué d'une manière ou d'une autre à cette thèse.

Un grand merci à mon père Khodr Majed, directeur des études et des publications libanaises au ministère d'information du Liban, ma mère Fatima Noureddine, ma tante Ibtissam Majed, mon frère Houssein, ma sœur Zeinab, son mari Ali (les deux médecins de la famille) et leur nouveau-né Haidar. Malgré la distance qui nous sépare, merci de m'avoir toujours soutenu pour mener à bien cette thèse. Je ne dois jamais oublier vos prières venant de très lointain (du Liban). Merci également à ma grande famille.

À mes grands-pères et mes grands-mères: paix à vos âmes, je ne vous oublierai jamais.

À ma chère fiancée, à ma future femme, à toi Sarah merci d'avoir partagé avec moi les bons et les mauvais moments. Tu étais, tu es et tu resteras ma source d'espoir, d'amour, de joie et de bonheur.

## Droits d'auteurs

---

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>







## Table des matières

Remerciements .....	5
Droits d’auteurs .....	7
Table des matières .....	9
Table des illustrations .....	13
Chapitre I. Introduction générale sur les antennes.....	22
I.1. Historique.....	22
I.2. Types des antennes.....	23
I.2.1. Les antennes directives .....	24
I.2.1.1. Les antennes à ouverture ou à surface rayonnante.....	24
I.2.1.2. Les réseaux d’antennes fixes .....	25
I.2.2. Les antennes sectorielles .....	26
I.2.2.1. Les réseaux d’antennes sectoriels .....	26
I.2.2.2. Les antennes à résonateur BIE planaire .....	27
I.2.3. Les antennes omnidirectionnelles.....	27
I.2.3.1. Les antennes omnidirectionnelles élémentaires .....	28
I.2.3.2. Les antennes à résonateur BIE cylindrique .....	28
I.2.4. Les antennes agiles.....	29
I.2.4.1. Applications actuelles.....	30
I.2.4.1.1. Télécommunications terrestres .....	30
I.2.4.1.2. Télécommunications spatiales .....	31
I.2.4.1.3. Radars.....	32
I.2.4.1.4. Guerre Electronique.....	33
Chapitre II. Positionnement de MARPEM sur le plan électromagnétique.....	38
II.1. Approche rigoureuse.....	38
II.2. MARPEM VS Réseau d’antennes (échantillonnage).....	40
II.2.1. Deux techniques d’échantillonnage sont proposées : .....	40
II.2.2. Application des caractéristiques des Transformée de Fourier :.....	41
II.2.3. Construction de la matrice suivant la formule II.6.....	41
II.2.4. Exemple d’application au dépointage électronique : Comparaison des trois techniques : Surface Rayonnante Idéale, MARPEM et Réseaux Phasés .....	44
II.2.4.1. Cas idéal.....	44
II.2.4.2. Introduction de deux techniques d’échantillonnage : l’une conduisant aux réseaux (AESAs), l’autre à MARPEM. ....	45
II.3. Conception du pixel .....	47
II.3.1. Antenne BIE « Bande Interdite Electromagnétique » .....	47
II.3.2. Antenne BIE Low profile .....	49
II.3.3. Pixel .....	49
Chapitre III. Extension des capacités de la technique MARPEM. ....	54
III.1. Elargissement de la bande passante de l’antenne. ....	54
III.1.1. Pixel à bande étroite.....	54
III.1.1.1. Structure générale.....	54
III.1.1.2. Surface semi-réfléchissante. ....	54
III.1.1.3. Système d’excitation .....	55
III.1.1.4. Coefficient d’adaptation $S(f)$ & Impédance (Partie réelle et imaginaire) .....	55

III.1.2. Augmentation de l'épaisseur du substrat du patch.....	57
III.1.3. Augmentation de la hauteur de la cavité du pixel.....	58
III.1.4. Augmentation de la longueur du patch .....	58
III.1.5. Diminution de la largeur du patch .....	59
III.1.6. Augmentation de nouveau de l'épaisseur du substrat du patch .....	59
III.1.7. Pixel large bande final .....	60
III.1.7.1. Coefficient d'adaptation $S(f)$ .....	60
III.2. Cartographies des champs .....	61
III.2.1. Uniformité du champ généré sur l'ouverture équivalente au-dessus du pixel.....	61
III.2.2. Cartographies des champs $E_x$ , $E_y$ , $E_z$ , $H_x$ , $H_y$ , et $H_z$ dans le pixel. ....	62
III.2.2.1. Selon l'axe $xoz$ : .....	62
III.2.2.1.1. Le champ $E_x$ :.....	62
III.2.2.1.2. Le Champ $E_y$ :.....	62
III.2.2.1.3. Le Champ $E_z$ :.....	63
III.2.2.1.4. Le Champ $H_x$ , $H_y$ , $H_z$ : .....	63
III.2.2.2. Selon l'axe $yozy$ : .....	64
III.2.2.2.1. Le champ $E_x$ :.....	64
III.2.2.2.2. Le champ $E_y$ :.....	64
III.2.2.2.3. Le champ $E_z$ :.....	65
III.3. Pixel large bande excité par différentes sources. ....	66
III.3.1. Pixel large bande excité par un patch 2 ports. ....	66
III.3.1.1. Conception.....	66
III.3.1.2. Coefficient d'adaptation $S_{11}$ .....	66
III.3.1.3. Cartographie du champs $E_x$ .....	67
III.3.1.4. Evolution du gain (réalisé/ intrinsèque) et de la directivité en fonction de la fréquence : .....	68
III.3.2. Pixel large bande excité par un dipôle. ....	68
III.3.2.1. III.2.1 Conception .....	68
III.3.2.2. Coefficient d'adaptation $S_{11}$ .....	69
III.3.2.3. Cartographie du champs $E_x$ .....	69
III.3.2.4. Evolution du gain (réalisé/ intrinsèque) et de la directivité en fonction de la fréquence : .....	70
III.3.3. Pixel large bande excité par un dipôle papillon. ....	70
III.3.3.1. Conception.....	70
III.3.3.2. Coefficient d'adaptation $S_{11}$ .....	71
III.3.3.3. Evolution du gain (réalisé/ intrinsèque) et de la directivité en fonction de la fréquence : .....	71
III.3.4. Récapitulatif et comparaison .....	72
III.4. Pixel large bande avec différentes PRS. ....	72
III.4.1. Conception .....	72
III.4.2. Coefficient d'adaptation $S_{11}$ .....	73
III.4.3. IV.3 Evolution du gain réalisé et de la directivité en fonction de la fréquence : ...	73
III.5. Fabrications et mesures. ....	74
III.6. Pixel large bande avec un trou dans la bande passante. ....	76
III.6.1. Principe de rejet de bande étroite. ....	76
III.6.2. OPTIMISATION DE LA BANDE INTERDITE ÉTROITE.....	78
III.6.3. EXEMPLES. ....	80
III.6.3.1. Réjection de bande ultra étroite autour de 2,4 GHz.....	80

III.6.3.2. Rejet de Bi-bande.....	82
III.7. Grand gain axial.....	83
Chapitre IV. Dépointage électronique.....	88
IV.1. Dépointage électronique avec une large bande passante.....	88
IV.1.1. MARPEM 1D 14 éléments.....	88
IV.1.1.1. Structure générale.....	88
IV.1.1.2. Gradient de phase.....	89
IV.1.1.3. Coefficients d'adaptation $S_{ii}$ actifs.....	89
IV.1.1.4. Diagrammes de rayonnement.....	90
IV.1.2. Minimisation de l'effet des lobes de pixellisation pour des angles de dépointages élevés.....	92
IV.1.2.1. Principe et structure.....	92
IV.1.2.2. Diagrammes de rayonnement.....	93
IV.1.2.3. Coefficients d'adaptation $S_{ii}$ actifs.....	95
IV.2. Réalisation et mesure d'un démonstrateur d'une antenne MARPEM 1D.....	97
IV.2.1. Structure générale.....	97
IV.2.1.1. Boite métallique :.....	97
IV.2.1.2. Plan de masse :.....	97
IV.2.1.3. PRS : FSS imprimé sur un substrat.....	98
IV.2.1.4. Dipôles :.....	98
IV.2.1.5. Rohacell :.....	99
IV.2.1.6. Connecteur SMA :.....	99
IV.2.2. Coefficients d'adaptation et de couplage $S_{i,j}$ Passifs.....	100
IV.2.3. Système d'alimentation de MARPEM fabriqué :.....	101
IV.2.4. Coefficients d'adaptation $S_{i,i}$ actifs.....	105
IV.2.5. Diagrammes de rayonnements.....	106
Chapitre V. Applications industrielles.....	112
V.1. DRAME arrêt des véhicules.....	112
V.1.1. Position du problème.....	112
V.1.2. Etude CEM.....	113
V.1.3. Structure générale du système.....	114
V.1.4. Cahier de charge.....	114
V.1.5. Amplificateur.....	114
V.1.6. Dimensionnement de l'antenne.....	115
V.1.6.1. Respect de 240 pixels imposé par le cahier de charge.....	115
V.1.6.2. Diminution de nombre de pixel pour avoir 3 KV/m à 10 m.....	117
V.1.6.3. Simulation.....	118
V.1.6.3.1. Coefficients d'adaptations et Diagrammes de rayonnements 3D.....	118
V.1.6.3.2. Diagrammes de rayonnements 3D.....	119
V.1.6.3.3. Directivité et gain réalisé de l'antenne dans les plans principaux ( $\Phi=0^\circ$ et $90^\circ$ ).....	119
V.1.6.3.4. Dimension de la tâche à 10 m.....	120
V.1.6.3.5. Evolution du champ axial en fonction de la distance.....	121
V.2. Arrêt des Drones.....	122
V.2.1. II.1 Position du problème.....	122
V.2.2. II.2 Composants électroniques des drones.....	122
V.2.3. Structures générales du système antennaire.....	123

V.2.4. Dimensionnement de l'antenne .....	124
V.2.5. Structures générales du système .....	126
Conclusion .....	127
Références bibliographiques .....	128
Liste des publications .....	131

## Table des illustrations

Figure I. 1: Expérience de Faraday.....	22
Figure I. 2: Expérience de Heinrich HERTZ.....	22
Figure I. 3: Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne directive. ....	24
Figure I. 4: Exemples d'antennes à ouverture rayonnante.....	25
Figure I. 5: Exemples de réseaux d'antennes.....	25
Figure I. 6: Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne sectorielle.....	26
Figure I. 7: Antenne sectorielle dans le plan horizontal de la famille de réseau. ....	26
Figure I. 8: Antenne sectorielle de la famille de BIE planeaire. ....	27
Figure I. 9: Rayonnement 3D d'une antenne omnidirectionnelle.....	27
Figure I. 10: Antennes omnidirectionnelles élémentaires.....	28
Figure I. 11: Antennes BIE cylindriques omnidirectionnelles.....	28
Figure I. 12: Rayonnements 3D des antennes agiles.....	29
Figure I. 13: Antenne à double polarisation $\pm 45^\circ$ en bande GSM. ....	30
Figure I. 14: Antenne pour la 4G. ....	30
Figure I. 15: Premiers satellites de télécommunications (Telstar et Syncom). ....	31
Figure I. 16: Exemples de CubeSat.....	31
Figure I. 17: Récapitulatif des bandes fréquentielles attribuées et des applications radar associées. ....	32
Figure I. 18: (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. ....	32
Figure I. 19: SCRIBE : Système de radiolocalisation, d'interception, de brouillage et d'écoute. ....	33
Figure II. 1 Coordonnées sphériques.....	38
Figure II. 2: Diagramme de rayonnement obtenu directement à partir de la surface rayonnante limitée à sa partie supérieure.....	39
Figure II. 3: Surface rayonnante échantillonnée par des pixels carrés jointifs. ....	41
Figure II. 4: Architecture de MARPEM 1D (a) Selon x (b) Selon y. ....	42
Figure II. 5: Architecture de l'antenne MARPEM 2D. ....	42
Figure II. 6: Architectures des antennes MARPEM conformes (a) 1D concave (b) 2D convexe.....	43
Figure II. 7: Architectures des antennes MARPEM à pixels conformes (a) 1D (b) 2D.....	43
Figure II. 8: Une surface rayonnante rectangulaire uniforme plane et sa transformation de Fourier (FT). ....	44
Figure II. 9: Illustration de la translation du faisceau vers la position $\theta_{\max}$ . ....	44

Figure II. 10: Structures de la surface idéale, du réseau de patches et du MARPEM. ....	45
Figure II. 11: Répartition des phases. ....	46
Figure II. 12: Coefficient d'adaptation S11 du Pixel et du patch utilisé. ....	46
Figure II. 13: Comparaison des diagrammes de rayonnement (gain) de la surface idéale, du réseau de patches et de MARPEM pour un dépointage de 20 °, 40 ° et 60 °. ....	46
Figure II. 14: Trois assemblages périodiques différents des matériaux BIE. ....	47
Figure II. 15: Caractérisation d'un matériau BIE (a) sans défaut en transmission (b) avec défaut en transmission. ....	48
Figure II. 16: Illustration de trois cas d'une antenne BIE avec trois types de matériaux BIE différentes. ....	48
Figure II. 17: Structure d'une antenne BIE a grand gain. ....	49
Figure II. 18: (a) Cartographie du champ électrique vue en coupe suivant la largeur (au milieu de 0y) (b) Cartographie du champ électrique $E_s$ vue au-dessus de l'antenne (c) Distribution du champ selon r. ....	50
Figure II. 19: L'endroit d'insertion de 4 murs métalliques pour changer la forme géométrique de la tâche circulaire.....	50
Figure II. 20: Antenne pixel découpée dans une antenne BIE à grand gain en présence des murs métalliques, et la cartographie du champ E associée. ....	50
Figure II. 21: 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 sur la surface supérieure de pixel. ....	51
Figure III. 1: Structure générale du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe. ....	54
Figure III. 2: Vue de dessous de la PRS formée d'une FSS imprimée sur un substrat Rogers. ....	55
Figure III. 3: Patch d'excitation du pixel BIE alimenté par un SMA. ....	55
Figure III. 4: Coefficient d'adaptation S(f).....	56
Figure III. 5: Partie réelle et Imaginaire de l'impédance du pixel a bande étroite.....	56
Figure III. 6: évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du substrat du patch.....	57
Figure III. 7: Coefficient d'adaptation S(f) pour différentes épaisseurs du substrat du patch. ....	57
Figure III. 8: évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs de cavité. ....	58
Figure III. 9: Coefficient d'adaptation S11 pour différent hauteur de cavité. ....	58
Figure III. 10: Coefficient d'adaptation S11 pour différentes longueurs du patch.....	59
Figure III. 11: Coefficient d'adaptation S(f) pour différentes largeurs du patch. ....	59
Figure III. 12: Coefficient d'adaptation du pixel large bande. ....	59
Figure III. 13: Structure générale du Pixel excité par un patch 1 port.....	60

Figure III. 14: Coefficient d'adaptation S11 .....	60
Figure III. 15: cartographies du champs $E_x$ au-dessus du pixel.....	61
Figure III. 16: Cartographie du champ E au-dessus d'une antenne MARPEM 15x13 pixels. 61	
Figure III. 17: Cartographies de champs $E_x$ pour plusieurs fréquences selon xoz. ....	62
Figure III. 18: Cartographies du champ $E_y$ selon xoz. ....	62
Figure III. 19: Cartographies du champ $E_z$ pour plusieurs fréquences selon xoz. ....	63
Figure III. 20: Cartographies de champs $H_x$ , $H_y$ et $H_z$ à 2.5 GHz selon xoz. ....	63
Figure III. 21: Cartographies de champs $E_x$ pour plusieurs fréquences selon yoz. ....	64
Figure III. 22: Cartographies de champs $E_y$ selon yoz.....	64
Figure III. 23: Cartographies de champs $E_z$ pour plusieurs fréquences selon yoz. ....	65
Figure III. 24: Structure générale du Pixel excité par un patch 2 ports + schéma ampli, déphaseur. ....	66
Figure III. 25: Coefficient d'adaptation S(f) du pixel excité par un patch 2 ports + Diagrammes de rayonnement. ....	67
Figure III. 26: Cartographie du champs $E_x$ au-dessus du pixel excité par un patch 2 ports à 2.8 GHz.....	67
Figure III. 27: Directivité, gain intrinsèque et gain réalisé d'un pixel seul en fonction de la fréquence. ....	68
Figure III. 28: Structure générale du Pixel excité par un dipôle. ....	68
Figure III. 29: Coefficient d'adaptation S(f) du pixel excité par un dipôle + Diagrammes de rayonnement. ....	69
Figure III. 30: Cartographie du champs $E_x$ au-dessus du pixel excité par un patch 2 ports à 2.8 GHz.....	69
Figure III. 31: Directivité, gain intrinsèque et gain réalisé en fonction de la fréquence. ....	70
Figure III. 32: Structure générale du Pixel excité par un dipôle sous forme de papillon imprimé sur un substrat. ....	70
Figure III. 33: Coefficient d'adaptation S(f) du Pixel excité par un dipôle sous forme de papillon imprimé sur un substrat + Diagrammes de rayonnement. ....	71
Figure III. 34: Directivité, gain intrinsèque et gain réalisé en fonction de la fréquence ....	71
Figure III. 35 : Récapitulatif et comparaison.....	72
Figure III. 36: Structures générales des Pixels avec différent PRS. ....	72
Figure III. 37: Coefficients d'adaptations S11 des Pixels avec différent PRS. ....	73
Figure III. 38: Directivités et gains réalisés en fonction de la fréquence des Pixels avec différent PRS.....	73
Figure III. 39: Pixel 1 port et Pixel 2 ports fabriqués.....	74
Figure III. 40: Comparaison entre le coefficient d'adaptation simulé et mesuré pour le pixel 1port.....	74



Figure III. 41: Comparaison entre le coefficient d'adaptation simulé et mesuré pour le pixel 2 ports.....	74
Figure III. 42: Comparaison entre la directivité et le gain réalisé simulé et mesuré pour le pixel 1 port.....	75
Figure III. 43: Comparaison entre la directivité et le gain réalisé simulé et mesuré pour le pixel 2 ports.....	75
Figure III. 44: Caractéristiques géométriques du pixel :1) le pixel est alimenté par une sonde patch n°1 à deux excitations coaxiales pour la symétrisation du faisceau (sans le patch n°2) ; 2) ajout d'un deuxième patch n°2 pour obtenir la réjection de la bande étroite. ....	76
Figure III. 45: Evolution du paramètre S11 du Pixel en fonction de la fréquence avec et sans le patch n°2.....	77
Figure III. 46: Gain réalisé du pixel en fonction de la fréquence sans et avec le Patch2. ....	77
Figure III. 47: Cartographies des champs Ex pour trois fréquences.....	77
Figure III. 48: Positions des « trous » sur le gain réalisé en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur du patch2. ....	78
Figure III. 49: Influence du epsilon du « patch2 ». ....	78
Figure III. 50: Gain réalisé du pixel en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du substrat du patch2.....	79
Figure III. 51: Gain réalisé du pixel en fonction de la fréquence pour différentes pertes diélectriques du substrat de patch2. ....	79
Figure III. 52: Evolution du gain réalisé en fonction de la fréquence présentant un trou à bande étroite (0,6%) à 2,4 GHz. ....	80
Figure III. 53: Gain réalisé du pixel et de MARPEM en fonction de la fréquence. ....	80
Figure III. 54: Introduction d'un court-circuit.....	81
Figure III. 55: Evolution du paramètre S(f) du pixel en fonction de la fréquence en éliminant le trou.....	81
Figure III. 56: Evolution du gain réalisé en fonction de la fréquence en éliminant le trou. ....	81
Figure III. 57: Introduction d'un troisième patch dans le pixel.....	82
Figure III. 58: Evolution du gain réalisé en fonction de la fréquence d'un pixel ULB alimenté par 3 patches adaptés pour protéger le lien spatial du transpondeur.....	82
Figure III. 59: a) Conception MARPEM à grand gain, b) Forme du Pixel alimenté par un dipôle. ....	83
Figure III. 60: Evolution des paramètres des pixels $S_{i,j}$ en fonction de la fréquence pour tous les pixels. ....	84
Figure III. 61: Evolution de la directivité du gain intrinsèque et réalisé en fonction de la fréquence pour une antenne MARPEM 20x20 pixels. ....	84
Figure IV. 1: Structure du Pixel large bande. ....	88
Figure IV. 2: Coefficients d'adaptation S11.....	88

Figure IV. 3: MARPEM 1D + vue de la cavité sans les murs latéraux.....	89
Figure IV. 4: Sii active pour un dépointage de 0°.....	89
Figure IV. 5: Sii active pour un dépointage de -30°.....	90
Figure IV. 6: Sii active pour un dépointage de -60°.....	90
Figure IV. 7: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction de $\theta$ à 2 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60 dans le plan xOz. ....	91
Figure IV. 8: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction de $\theta$ à 2.2 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	91
Figure IV. 9: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction de $\theta$ à 2.4 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	91
Figure IV. 10: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction du $\theta$ à 2.6 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	91
Figure IV. 11: Evolution des Directivités de MARPEM en fonction de $\theta$ pour différentes fréquences de la bande pour un dépointage de -60° dans le plan xoz.....	92
Figure IV. 12: Structure d'un Pixel réduit de l'antenne MARPEM.....	92
Figure IV. 13: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction de $\theta$ à 2 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	93
Figure IV. 14: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction du $\theta$ à 2.2 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	93
Figure IV. 15: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction du $\theta$ à 2.4 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	93
Figure IV. 16: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction du $\theta$ à 2.6 GHz pour un dépointage de 0°, -30° et -60° dans le plan xOz. ....	94
Figure IV. 17: Evolution des gains réalisés de MARPEM à périodicité réduite en fonction de $\theta$ pour différentes fréquences de la bande pour un dépointage de -60° dans le plan xOz.....	94
Figure IV. 18: Coefficients d'adaptation Sii actifs des pixels dans l'antenne. ....	95
Figure IV. 19: MARPEM 1D 14 éléments + 2 pixels passifs à 50 $\Omega$ . ....	96
Figure IV. 20: Coefficient d'adaptation S14 actif dans les deux cas antennes 14elements et 16 éléments dont 2 passifs. ....	96
Figure IV. 21: structure générale de l'antenne MARPEM 1D fabriquée. ....	97
Figure IV. 22: Géométrie de la cavité de l'antenne MARPEM fabriquée. ....	97
Figure IV. 23: géométrie du plan de masse fabriqué.....	97
Figure IV. 24: Géométrie de la PRS fabriquée vue de dessous. ....	98
Figure IV. 25: géométrie des dipôles fabriqués.....	98
Figure IV. 26: géométrie des plaques de rohacell fabriquées. ....	99
Figure IV. 27: Connecteur SMA utilisé. ....	99
Figure IV. 28: Antenne MARPEM fabriquée. ....	99

Figure IV. 29: Mesure du paramètre S.....	100
Figure IV. 30: Coefficients d'adaptation passifs simulés et mesurés.....	100
Figure IV. 31: Coefficients de couplage entre les pixels de l'antenne. ....	101
Figure IV. 32: Schéma représentant le système d'alimentation de l'antenne fabriquée.....	101
Figure IV. 33: Diviseur de puissance. ....	102
Figure IV. 34: Déphaseurs numériques. ....	102
Figure IV. 35: Carte de pilotage et d'alimentation. ....	103
Figure IV. 36: Banc de pilotage et d'alimentation DC multivoies. ....	103
Figure IV. 37: Bornier électrique. ....	104
Figure IV. 38: MARPEM fabriqué + système d'alimentation.....	104
Figure IV. 39: Coefficients d'adaptations Sii actifs simulés en fonction de la fréquence pour 0°,20°, 30°,40°, 50° et 60°. ....	105
Figure IV. 40: schéma représentatif de la mesure des paramètre S du système d'alimentation. ....	106
Figure IV. 41: Evolution du gain réalisé mesurés en fonction $\theta$ dans le plan xoz pour un dépointage de 0°,20°, 30°,40°, 50° et 60° à 2.3 GHz. ....	107
Figure IV. 42: Evolution du gain réalisé mesurés en fonction $\theta$ dans le plan xoz pour un dépointage de 0°,20°, 30°,40°, 50° et 60° à 2.5 GHz. ....	108
Figure IV. 43: Diagrammes de rayonnements 3D mesurés pour un dépointage de 0°, 30° et 60° à 2.3 GHz.....	109
Figure V. 1: Stop voiture fixe. ....	112
Figure V. 2: Stop voiture mobile. ....	112
Figure V. 3: Composants électriques sensibles du moteur dans la voiture. ....	113
Figure V. 4: Structure générale du système.....	114
Figure V. 5: L'amplificateur MAGX-100027-300C0P.....	115
Figure V. 6: Antenne MARPEM 15x16 pixels. ....	115
Figure V. 7: Antenne MARPEM 13x10 pixels. ....	118
Figure V. 8: Coefficients d'adaptations S11 actifs de l'Antenne 10x13 pixels.....	118
Figure V. 9: Diagrammes de rayonnement 3D de l'Antenne 10x13 pixels pour 2, 2.4 et 2.8 GHz.....	119
Figure V. 10: Directivités et gains réalisés de l'antenne 13x10 en fonction de $\theta$ pour différentes fréquences dans le plan $\phi=0^\circ$ et $90^\circ$ .....	119
Figure V. 11: dimensions des tâches pour plusieurs fréquences. ....	120
Figure V. 12: évolution du champ en fonction de la distance. ....	121
Figure V. 13: Sites sensibles. ....	122
Figure V. 14: Composants électroniques du drone. ....	123

Figure V. 15: Système antenneur comportant 3 antennes planaires pour une couverture à 360°.....	123
Figure V. 16: Balayage de faisceaux sectoriels. ....	124
Figure V. 17: Antenne MARPEM 5x20 pixels. ....	124
Figure V. 18: Structure générale du système pour un amplificateur par pixel. ....	126
Figure V. 19: Structure générale du système pour deux amplificateurs par pixel. ....	126



# Chapitre I : Introduction générale sur les antennes

# Chapitre I. Introduction générale sur les antennes

## I.1. Historique

En 1831 Michael Faraday a réalisé la première expérience (Figure I.1) [1] qui montre le phénomène de l'induction magnétique. Il a glissé un aimant dans d'une bobine formée par un fil. Les bornes du fil ont été reliés à un galvanomètre. En déplaçant l'aimant, il créait un champ magnétique variant dans le temps. La bobine agissait comme une antenne cadre et recevait le rayonnement électromagnétique, qui a été détecté par le galvanomètre. Le concept d'ondes électromagnétiques n'avait même pas été pensé à cette époque.

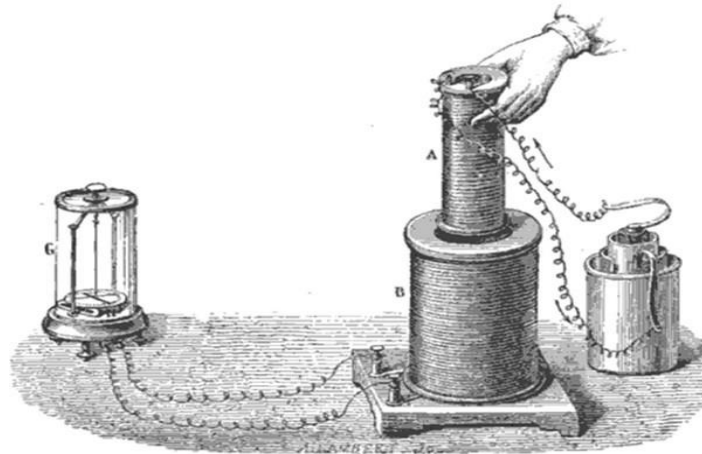


Figure I. 1: Expérience de Faraday.

Entre 1861 et 1865, James Clerk Maxwell s'est basé sur le travail expérimental de Faraday et d'autres scientifiques et a mis sa théorie de l'électromagnétisme (équations de Maxwell), qui prédit l'existence des ondes électromagnétiques.

En 1886 la théorie de MAXWELL fut confirmée par Heinrich Hertz, qui a développé un système de communication sans fil (Figure I.2) [2] dans lequel il a forcé une étincelle électrique à se produire dans l'espace d'une antenne dipôle. Il a utilisé une antenne cadre comme récepteur et a observé une perturbation.

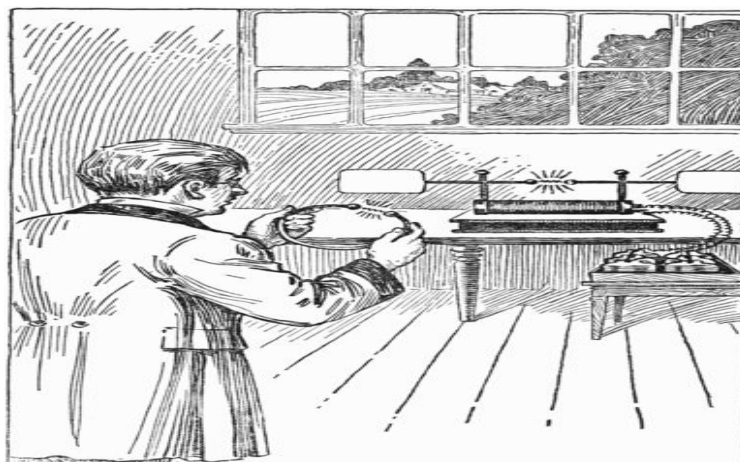


Figure I. 2: Expérience de Heinrich HERTZ.

En 1901, Marconi envoyait des informations à travers l'Atlantique. Pour une antenne d'émission, il a utilisé plusieurs fils verticaux attachés au sol. De l'autre côté de l'océan Atlantique, l'antenne de réception était un fil de 200 mètres soutenu par un cerf-volant [3].

Depuis ce temps, les chercheurs du monde entier n'ont pas cessé de développer de nouveaux concepts d'antennes pour répondre à la demande croissante du marché.

## I.2. Types des antennes

Une antenne est un dispositif qui permet d'émettre (émetteur) ou de capter (récepteur) une onde électromagnétique. Les principales caractéristiques d'une antenne sont :

**La bande passante** : Donne les fréquences de fonctionnement de l'antenne. Elle dépend des dimensions propres de l'antenne et des éléments qui lui sont ajoutés.

**La polarisation** de l'antenne est l'orientation du champ électrique E émis par l'antenne. Elle peut être linéaire, circulaire ou elliptique.

**Le diagramme de rayonnement** traduit la répartition de l'énergie rayonnée par l'antenne dans toutes les directions. Il est caractérisé par :

- **La directivité** est le rapport entre la densité de puissance rayonnée par une antenne dans une direction, par rapport à la même densité rayonnée par une antenne isotrope.
- **L'angle d'ouverture** est évalué par la largeur du lobe principal de rayonnement à -3 dB en échelle logarithmique (mi-puissance).
- **Le gain intrinsèque** traduit les pertes à l'intérieur de l'antenne (pour nos antennes le rapport gain intrinsèque / directivité est supérieur à 90%).
- **Le gain réalisé** caractérisé par le fait qu'il tient en plus compte des pertes d'adaptation et directement accessible par la mesure.

Dans ce chapitre les antennes sont classées selon leur rayonnement (forme et agilité de leurs diagrammes de rayonnement).



## I.2.1. Les antennes directives

Le premier type d'antennes présenté concerne les antennes directives. Elles sont caractérisées par une énergie rayonnante concentrée dans une direction de l'espace. La figure I.3 présente un exemple d'un rayonnement d'une antenne directive.

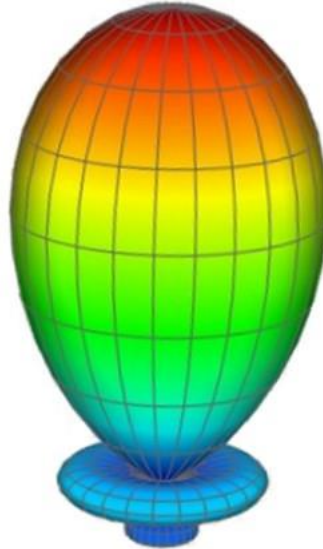


Figure I. 3: Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne directive.

Ce type d'antenne est utilisé dans des applications où l'emplacement de l'antenne d'émission et de réception est connu. L'orientation et l'angle d'ouverture du faisceau dépendent de l'application. Cette dernière est, par exemple, une connexion géo-satellite ou une connexion de type **L.M.D.S** (**L**ocal **M**ultipoint **D**istribution **S**ervice). L'intérêt de cette antenne est d'étendre la portée des liaisons sans fil et d'améliorer le débit de transmission.

Quelques familles d'antennes directives seront présentées ainsi que leurs caractéristiques.

### I.2.1.1. Les antennes à ouverture ou à surface rayonnante

La première famille d'antennes directives qu'on va présenter est celle des antennes à ouverture rayonnante [4], comme les cornets (figure I.4.a), les paraboles (figure I.4.b), les antennes lentilles (figure I.4.c) et Les antennes BIE planaire (figure I.4.d).



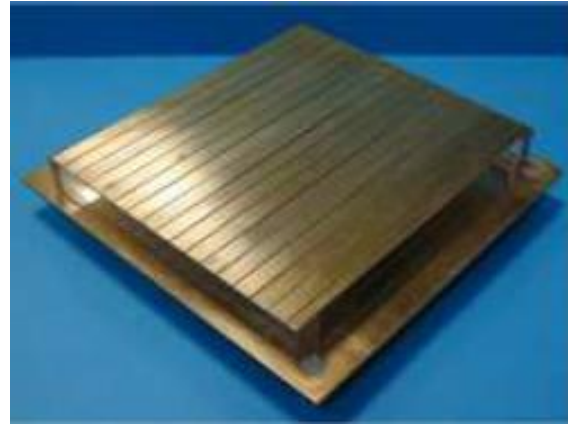
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure I. 4: Exemples d'antennes à ouverture rayonnante.

**L'antenne à cornet** est une antenne cylindrique à section progressivement croissante se terminant par une ouverture rayonnante rectangulaire [5] [6] pour une polarisation linéaire ou circulaire.

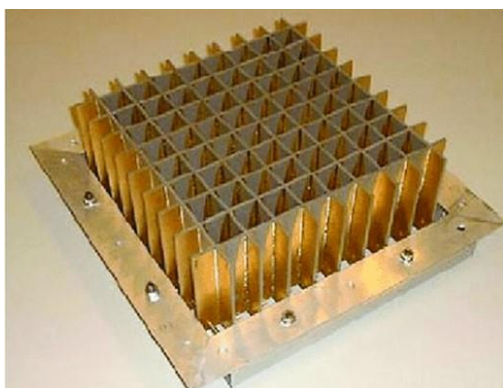
**L'antenne parabolique** souvent appelée parabole, est constituée d'un réflecteur paraboloidal et une source (antenne) qui l'illumine [7]. La caractéristique de cette antenne est le grand gain pour une transmission terre-satellite, Radar...

**L'antenne lentille** est une antenne composée d'une source primaire qui illumine une lentille diélectrique. Afin d'augmenter sa directivité.

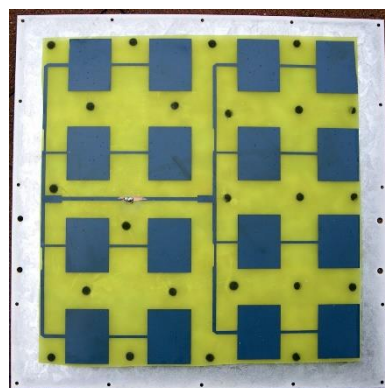
**L'antenne BIE planaire** est composée des matériaux BIE excités par une source présentant une surface rayonnante donnée.

### I.2.1.2. Les réseaux d'antennes fixes

Un réseau d'antennes comme son nom l'indique est un ensemble d'antennes élémentaires, séparées [8] [9] l'une de l'autre d'environ  $\lambda$  sur deux. Les antennes élémentaires peuvent être des cornets (figure I.5.a), des patches (figure I.5.b) des fentes (figure I.5.c) ....



(a)



(b)



(c)

Figure I. 5: Exemples de réseaux d'antennes.

## I.2.2. Les antennes sectorielles

Le deuxième type d'antennes présentées concerne les antennes sectorielles. Elles sont caractérisées par une énergie rayonnante concentrée dans un secteur de l'espace, dans un des plans principaux. La figure I.6 présente un exemple d'un rayonnement d'une antenne sectorielle.

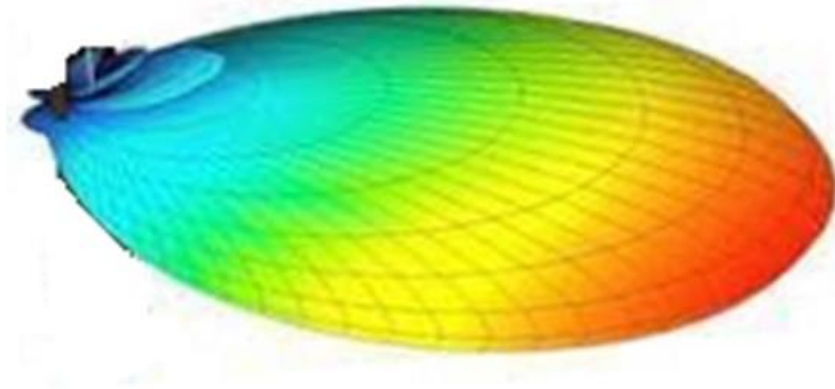


Figure I. 6: Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne sectorielle.

Ce type d'antenne a un large lobe dans un plan, avec un angle d'ouverture en général supérieur à  $45^\circ$ . Elle est utilisée dans des applications qui nécessitent une couverture d'un secteur ou d'une zone précise.

Quelques familles d'antennes sectorielles seront présentées ainsi que leurs caractéristiques.

### I.2.2.1. Les réseaux d'antennes sectoriels

Comme dans le cas des réseaux d'antennes directives, un réseau d'antennes peut être conçu de façon à obtenir un faisceau sectoriel. L'angle d'ouverture dans le plan du rayonnement sectoriel est défini en fonction du nombre d'antennes dans ce plan, de l'espacement entre ces antennes ainsi que des amplitudes et des phases appliquées. La figure I.7 montre un réseau d'antennes sectoriel dans le plan horizontal.



Figure I. 7: Antenne sectorielle dans le plan horizontal de la famille de réseau.

### I.2.2.2. Les antennes à résonateur BIE planaire

Comme dans le cas des antennes directives à ouverture rayonnante les antennes BIE planaires peuvent être des antennes sectorielles selon leurs dimensions [10] [11]. La figure I.8 montre une de ces antennes.



Figure I. 8: Antenne sectorielle de la famille de BIE planaire.

### I.2.3. Les antennes omnidirectionnelles

Le troisième type regroupe les antennes omnidirectionnelles qui rayonnent dans toutes les directions perpendiculaires à leur axe. Le rayonnement d'une de ces antennes est représenté sur la figure I.9.

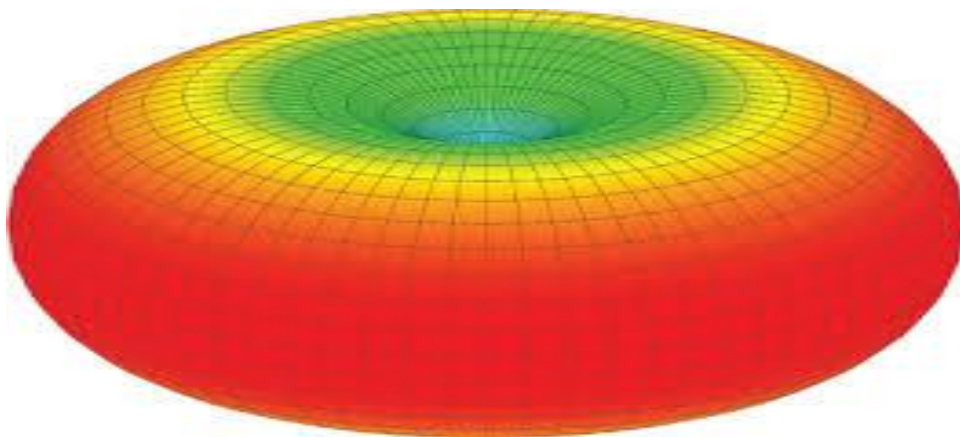


Figure I. 9: Rayonnement 3D d'une antenne omnidirectionnelle.

Ce type d'antenne est utilisé pour couvrir toute la zone qui se trouve autour d'elle-même. Il est souvent utilisé pour les stations de base.

Quelques familles d'antennes omnidirectionnelles :

### I.2.3.1. Les antennes omnidirectionnelles élémentaires

Les antennes élémentaires comme les monopoles (figure I.10.a) les dipôles (figure I.10.b) sont des antennes omnidirectionnelles. Elles sont faciles à réaliser.

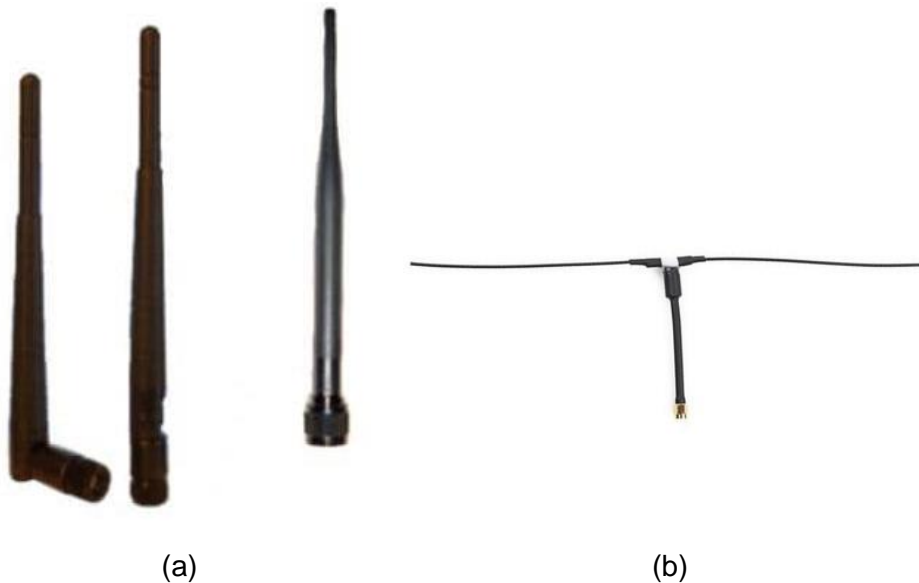


Figure I. 10: Antennes omnidirectionnelles élémentaires.

L'inconvénient de cette antenne est le faible gain (environ quelques dB).

### I.2.3.2. Les antennes à résonateur BIE cylindrique

Les antennes BIE cylindriques font également partie des antennes omnidirectionnelles. Un exemple de cette antenne est illustré sur la figure I.11.

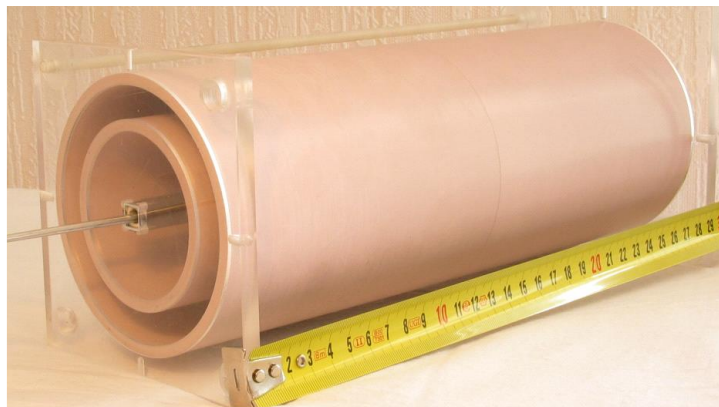


Figure I. 11: Antennes BIE cylindriques omnidirectionnelles.

Cette antenne est constituée des cylindres diélectriques concentriques excités par un dipôle situé sur leur axe. Son gain peut atteindre 9 dB [12].

Toutes les antennes présentées précédemment appartiennent à la famille des antennes à diagramme de rayonnement fixe. Il existe une autre catégorie : « les antennes à agilité de faisceaux » qui comprend les antennes à balayage électronique et à diagramme de rayonnement reconfigurable.

## I.2.4. Les antennes agiles

Les antennes à agilité de faisceau sont des antennes dont les caractéristiques peuvent être modifiées à l'aide d'un système de contrôle actif. Cela permet à l'utilisateur de changer la direction du faisceau : dépointage (Beam Steering) (figure I.12.a), la forme du faisceau (Beam Forming) (figure I.12.b), la directivité de l'antenne, l'angle d'ouverture, la polarisation et etc. De plus, elles sont des antennes à grands gains.

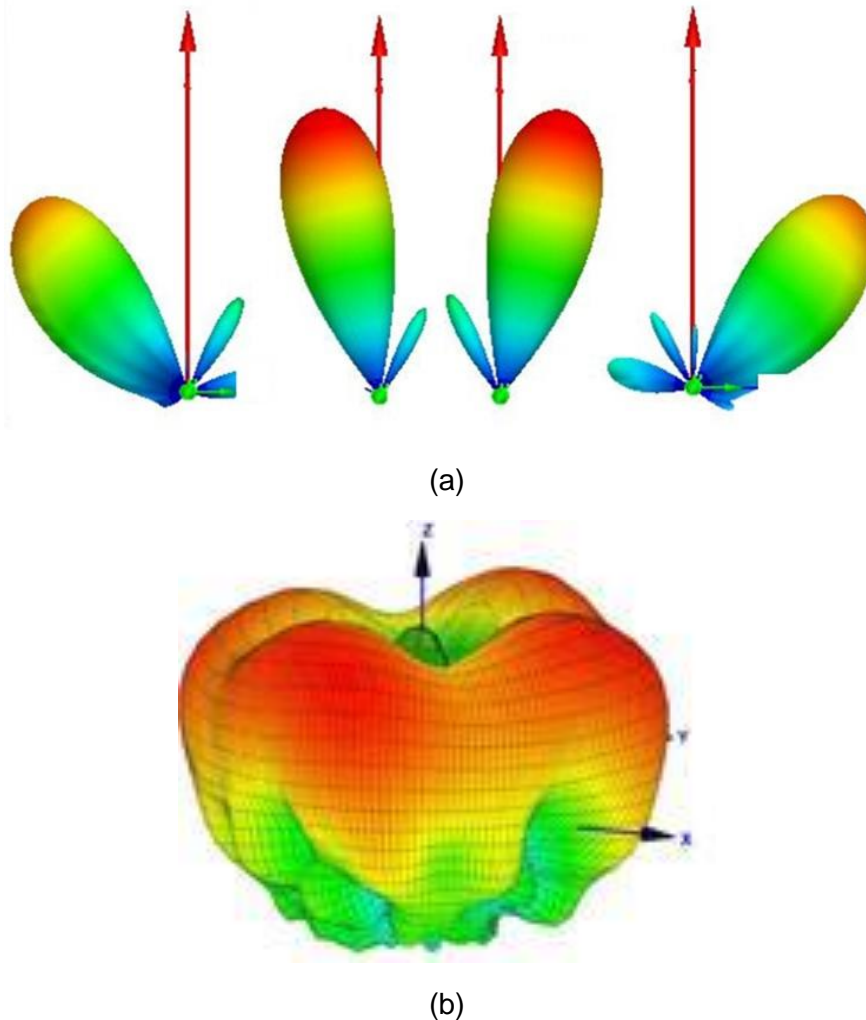


Figure I. 12: Rayonnements 3D des antennes agiles.

**La formation de faisceau (Beam Forming)** signifie transmettre des champs électromagnétiques dans certaines directions par rapport à d'autres pour effectuer des couvertures différentes.

**Le balayage du faisceau (Beam Steering)** consiste à balayer le faisceau dans différentes directions.

L'utilisation de ces antennes a pour but de rendre le système de communication plus flexible, afin d'être utilisé dans diverses applications comme les télécommunications terrestres et spatiales, la RFID, les radars et la guerre électronique....

## I.2.4.1. Applications actuelles

### I.2.4.1.1. Télécommunications terrestres

Les systèmes de communication sont présents partout autour de nous. Ils sont de plus en plus importants dans un monde où l'internet et les télécoms représentent les passerelles vers le monde entier pour les communications, l'échange et le partage des fichiers, des vidéos et des séries en ligne, suivre des cours et participer à des conférences en ligne à l'autre bout du monde etc. Ces besoins obligent à maintenir une connexion stable avec des hauts débits quelle que soit notre localisation géographique.

Pour satisfaire ces besoins de plus en plus envisagés par les industriels et les opérateurs de télécommunications, il faut mettre en œuvre les réseaux (Network) d'antennes à agilité de faisceau.

Quelques systèmes antennaires à agilité de faisceau pour des applications de télécommunications terrestres sont illustrés sur les figures I.13 et I.14 :

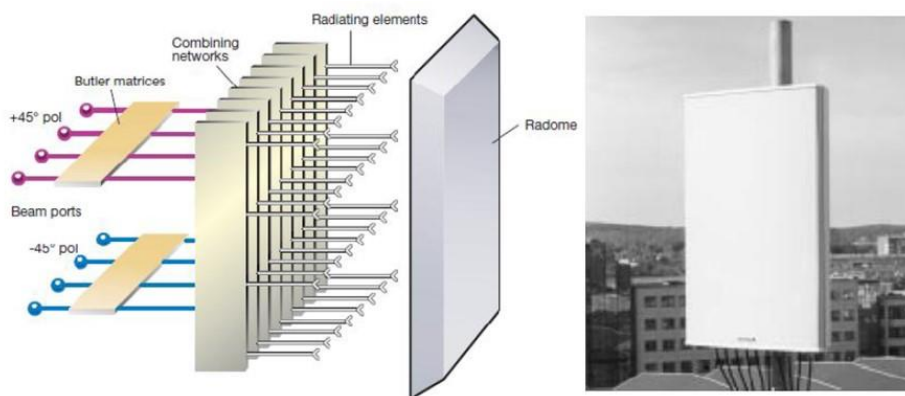


Figure I. 13: Antenne à double polarisation  $\pm 45^\circ$  en bande GSM.



Figure I. 14: Antenne pour la 4G.

L'antenne de la figure I.13 est une antenne à double polarisation  $\pm 45^\circ$  utilisée pour la GSM. Cette antenne est développée par Ericsson [13].

Le système de la figure I.14 est réalisé par une collaboration entre « State Key Laboratory of Millimeter Waves : City University of Hong Kong », « Comba Telecom System (Guangzhou) Limited : le premier fournisseur de solutions sans fil intégré et de sous-systèmes en Asie », et « Jackson Manufactory Dongguan Limited : un fabricant de produits de communications mobiles » pour la 4G [14].

### I.2.4.1.2. Télécommunications spatiales

L'une des applications les plus importantes est celle des satellites. Les satellites ont pour objectif de fournir une variété de services téléphoniques, multimédias et de géolocalisation. Ils complètent également les infrastructures terrestres et sous-marines, et donnent accès aux services dans les zones où les infrastructures ne permettent pas la mise en place de réseaux terrestres. Certains d'entre eux sont illustrés à la figure I.15.



Figure I. 15: Premiers satellites de télécommunications (Telstar et Syncom).

Aujourd'hui, les technologies existantes apportent de nombreuses nouvelles exigences dans le domaine des satellites. Actuellement, les petits satellites (nanosatellites, microsatellites), visant à réduire les coûts de restauration, sont les dominants des satellites spéciaux. Ces stations spatiales sont utilisées dans de nombreuses applications civiles et militaires. La légèreté et le multitâche sont très importants.

Le nombre de microsatellites lancés sur les orbites a beaucoup augmenté ces dernières années. Ces satellites sont rapidement commercialisés et utilisés pour les observations de la Terre, collectant des données à partir de capteurs distribués dans le monde entier. Actuellement, ces satellites sont très petits. Par exemple, le CubeSat est un satellite spatial miniaturisé qui mesure 10 centimètres cubes de volume et pèse moins de 1,33 kilogramme. Cette évolution nécessite des antennes agiles très petites et légères pour répondre aux besoins des petits satellites et au multitâche que ces systèmes doivent gérer. La figure I.16 montre quelques exemples de CubeSat. [15].

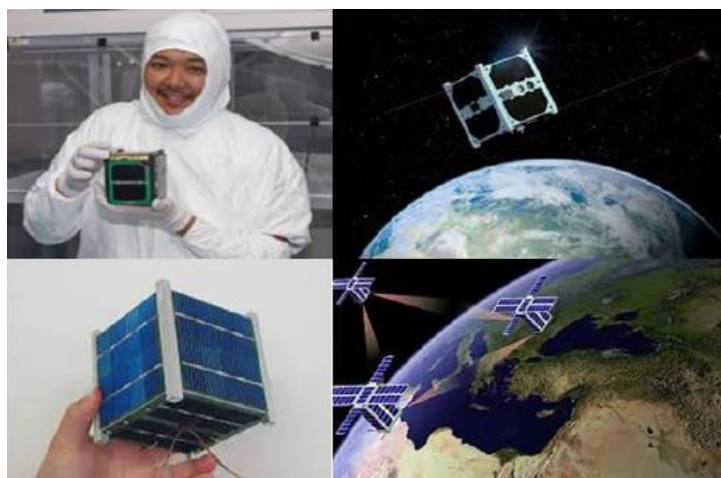


Figure I. 16: Exemples de CubeSat.



### I.2.4.1.3. Radars

Le radar est un système qui détecte la présence d'une cible en utilisant des ondes radio à partir des échos reçus, pour identifier la position de la cible en fonction de la distance et des coordonnées angulaires de l'émetteur et calculer sa vitesse radiale. Les principes de fonctionnement du radar ont évolué pour donner naissance à d'autres systèmes tels que le radar de proximité, le radar de prévention des collisions, le radar de vision traversant les murs et le radar SAR (Synthesized Aperture Radar) utilisés pour produire des images 2D des scènes capturées. Le système radar se compose d'un émetteur et d'un récepteur. Ces antennes doivent être suffisamment agiles en rayonnement.

La bande de fréquences de fonctionnement du système radar est déterminée par le type d'application. Ces fréquences correspondent à la fréquence porteuse du signal émis. La figure I.17 montre les bandes de fréquences pour différentes applications.

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

Figure I. 17: Récapitulatif des bandes fréquentielles attribuées et des applications radar associées.

Depuis la Seconde Guerre mondiale, le radar n'a cessé d'intégrer de nouvelles fonctionnalités. Suivi et conduite de tir de plusieurs cibles aériennes, contrôle d'attaque au sol, aide aux communications et à la navigation, guidage et évitement d'obstacles d'intrusion à basse altitude, etc. Les besoins opérationnels ont favorisé le développement des antennes radars à balayage électronique [16] (Figure I.18.a) alors qu'il y a une trentaine d'années le balayage était mécanique (Figure I.18.b). [15].



Figure I. 18: (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.

#### I.2.4.1.4. Guerre Electronique

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

La guerre électronique (GE) consiste à exploiter le rayonnement radio de l'ennemi, ou à l'empêcher. Il s'agit donc de toutes les opérations visant à prendre le contrôle du spectre électromagnétique et à intercepter et/ou chiffrer des commandes ou des informations circulant dans les systèmes de communication de l'ennemi. La guerre électronique est divisée en trois branches : attaque, soutien et protection. [15].

- L'attaque électronique consiste à empêcher l'ennemi d'utiliser le spectre électronique. Il s'agit essentiellement de brouiller ses émissions. L'attaque électronique comprend également l'utilisation d'armes à énergie dirigée visant à détruire ou à endommager les systèmes électroniques de l'ennemi.
- Le soutien électronique regroupe tous les « moyens passifs » de la guerre électronique, dont le but est le « contrôle du spectre radioélectrique ».
- La protection électronique comprend tous les dispositifs et procédures utilisés pour se protéger contre les attaques électroniques et les moyens d'information électronique de l'ennemi.

Il existe deux principaux types de systèmes GE : les systèmes passifs et les systèmes actifs.

- Les systèmes passifs sont des dispositifs permettant de détecter les indiscretions électromagnétiques radio ou radar de l'ennemi. Ils sont discrets.
- Les systèmes actifs ont pour objectifs de dévier ou d'aveugler les systèmes de guidage d'attaque. On s'intéresse aux brouilleurs et aux armes micro-ondes. Ce sont des systèmes qui émettent des ondes électromagnétiques de forte puissance. Pour bien diriger et dépointer le faisceau, l'antenne doit être agile de façon à ne pas aveugler et tromper les amis [17].

La figure I.19 montre un système dédié à l'armée de l'air française, appelé 'SCRIBE' [18]. Aucune information n'était lancée sur l'architecture de ce système antenne pour des raisons de confidentialité.



Figure I. 19: SCRIBE : Système de radiolocalisation, d'interception, de brouillage et d'écoute.

Il faut noter que la majorité des systèmes antennaires à agilité de faisceau est basée sur des solutions en réseaux d'antennes phasés (AESA), ce qui ne sera pas le cas de notre système antenne proposé et qui sera présenté à partir du deuxième chapitre.

L'objet de cette thèse est d'approfondir un nouveau type d'antenne planaire à agilité de faisceau appelé MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Élaborés en Métamatériaux) développé depuis une dizaine d'années à XLIM. Cette antenne est conçue par l'agencement jointif de « pixels » : petites cavités (cf. § II.2.3) fermées par une surface semi-réfléchissante à base de méta-matériaux appelée PRS (Partially Reflecting Surface).

Le **chapitre II** est consacré à l'étude du positionnement de la nouvelle technique antenne MARPEM sur le plan électromagnétique, par une approche rigoureuse. En effet toute antenne est conçue pour présenter une surface rayonnante caractérisée par un champ EM ( $E_s, H_s$ ) responsable du champ rayonné à grande distance. L'approche proposée, partant des équations de Maxwell, permet d'appréhender toutes les approximations effectuées pour arriver à un dispositif physique réalisable et ainsi de comparer les différentes techniques. Pour les antennes planaires à agilité de faisceaux, l'approche rigoureuse validera théoriquement, pour une première fois, le concept MARPEM et le comparera avec les réseaux phasés ou plus généralement avec les antennes AESA (Agile Electronically Scanned Arrays), pratiquement la seule technique utilisée dans la littérature pour l'agilité électronique. Cette comparaison montrera les avantages de MARPEM par rapport à AESA sur l'exemple du dépointage électronique (beamsteering). Ensuite, le principe de fonctionnement du système antenne complet et sa souplesse d'utilisation seront présentés ainsi que la technique de conception du pixel.

L'objet du **chapitre III** est d'introduire de nouvelles capacités de la technique MARPEM :

- en premier lieu, l'élargissement de la bande passante qui sera plus que doublée permettant de nouvelles applications, notamment en GE (Guerre Électronique).
- ensuite, l'étude approfondie du mode BIE (à bande interdite EM) dans le pixel a permis de tester différents systèmes d'excitation et de mieux optimiser les positions des sondes.
- enfin la souplesse dans la forme des surfaces des pixels et dans les PRS utilisables permet de simuler des surfaces rayonnantes bien plus variées que ce que les réseaux peuvent faire.

Une validation expérimentale sera ensuite effectuée par la fabrication de deux pixels, suivie d'une comparaison théorie-mesures.

Les très larges bandes obtenues posent le problème de la localisation de MARPEM avec d'autres antennes à bande étroite sur la même plateforme aéroportée ou spatiale. La présentation d'une technique permettant de mieux partager les fréquences entre antennes très large bande et bande étroite pour qu'elles puissent travailler ensemble sera ensuite développée.

Enfin, une antenne MARPEM en bande S sera conçue pour montrer sur un exemple concret les niveaux de gain atteignables sans introduire des dimensions prohibitives.

Le **chapitre IV** sera consacré sur l'étude du dépointage électronique sur une antenne MARPEM 1D large bande. Les lobes de pixellisations seront étudiés et repoussés en dehors de la large bande passante. Pour une validation expérimentale une antenne MARPEM 10 éléments sera fabriquée et mesurée.

Un **chapitre V** sera exposé à la fin de ce manuscrit pour montrer deux applications industrielles basées sur les performances validées dans ce manuscrit.



# Chapitre II :

Positionnement de MARPEM sur  
le plan électromagnétique

## Chapitre II. Positionnement de MARPEM sur le plan électromagnétique

En 1886, Heinrich Rudolf Hertz a écrit le champ rayonné par un dipôle élémentaire.

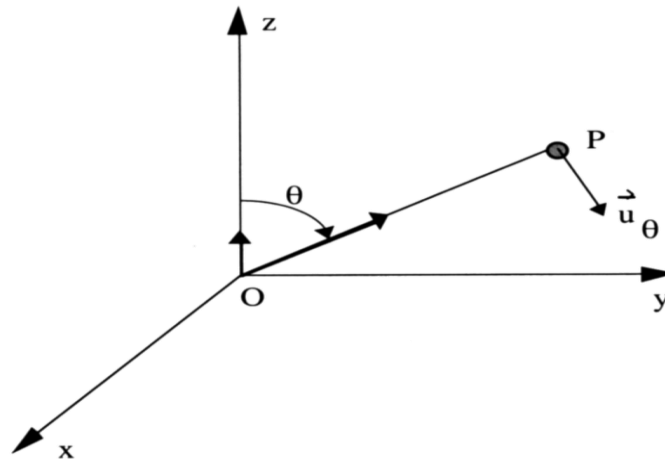


Figure II. 1 Coordonnées sphériques

$$\vec{E}_\theta(\mathbf{P}) = \frac{jk}{4\pi} \eta \frac{e^{-jkOP}}{OP} \sin \theta \vec{u}_\theta I \ell$$

I: Courant sur le fil

$\ell$ : Longueur du fil

A partir de ce résultat, il était facile de réunir de nombreux dipôles pour construire un réseau d'antenne ; ainsi, la théorie des réseaux est née et elle est largement utilisée aujourd'hui. L'agilité du faisceau est réalisée en utilisant des fonctions de pondération pour alimenter chaque dipôle à travers un BFN (Beam Forming Network), alors de nombreux diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. Mais cette technique présente comme toutes les méthodes des limitations en termes de bande passante, d'angles de pointage, de nombre d'éléments, de lobes de réseau et d'effets de couplage.

La question posée aujourd'hui : Quelle est la meilleure solution pour obtenir un diagramme de rayonnement agile ou non ? Pour répondre à une telle question il faut développer une approche rigoureuse au départ.

### II.1. Approche rigoureuse

La procédure de pointage électronique doit être capable de générer un grand nombre de diagrammes de rayonnement qui sont déduits de l'expression du champ électromagnétique  $E(\mathbf{P})$ , (respectivement  $H(\mathbf{P})$ ) en tout point  $\mathbf{P}$  dans l'espace libre par pondération des sources.

Cette expression de champ lointain  $E(\mathbf{P})$  est rigoureusement obtenue [19] [20] en fonction du champ  $E_s(x, y)$  situé sur toute surface rayonnante fermée « $S_f$ » en utilisant la procédure bien connue:

- Prendre les équations de Maxwell.

- Etablir les équations de propagation (équations de Helmholtz).
- Dédire la fonction Green d'espace libre (sans l'antenne).
- Appliquer le principe d'équivalence (principe de Huygens) en remplaçant l'antenne par des courants ou des champs de surface sur une surface fermée  $S_f$  qui entoure l'antenne (parfois la surface de l'antenne elle-même). Cette surface fermée  $S_f$  est appelée « surface rayonnante » caractérisée par un champ  $E_s$  et  $H_s$ .
- Effectuer enfin le produit de convolution entre la fonction Green d'espace libre et les champs sur la surface rayonnante pour obtenir l'intégrale de rayonnement [20].

Cette approche conduit à un champ rayonné en un point  $P$  quelconque de l'espace en fonction du champ sur une surface  $S_f$  fermée (II.1):

$$\vec{E}(P) = \frac{jk}{4\pi} \psi(R)(1 + \cos\theta)(\cos\varphi \vec{e}_\theta - \sin\varphi \vec{e}_\varphi) \iint_{S_f} E_s(x, y) e^{i(kx \sin\theta \cos\varphi + ky \sin\theta \sin\varphi)} dS \quad (II.1)$$

Dans le cas particulier des antennes planaires (low profile antennas) la surface rayonnante fermée  $S_f$  peut être un parallélépipède extra plat ( $\approx \lambda/10$ ) posé sur un plan de masse (figure II.2) et réduite à sa surface supérieure  $S$  par où sort l'essentiel de l'énergie.

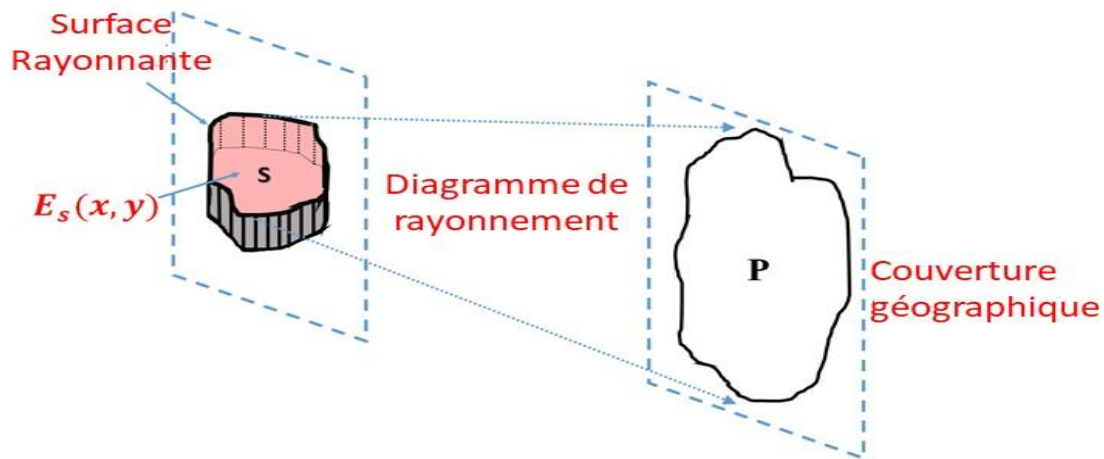


Figure II. 2: Diagramme de rayonnement obtenu directement à partir de la surface rayonnante limitée à sa partie supérieure.

L'énergie rayonnée à travers la surface latérale est ainsi négligée, alors  $S_f \approx S$ :

$$\vec{E}(P) = \frac{jk}{4\pi} \psi(R)(1 + \cos\theta)(\cos\varphi \vec{e}_\theta - \sin\varphi \vec{e}_\varphi) \iint_S E_s(x, y) e^{i(kx \sin\theta \cos\varphi + ky \sin\theta \sin\varphi)} dS \quad (II.2)$$

Le champ  $E_s$  est égal à zéro en dehors de la surface  $S$ , donc l'intégrale peut être étendue à l'infini et l'expression du champ  $\vec{E}(P)$  devient approximativement une transformée de Fourier spatiale (SFT).

$$\vec{E}(P) = K \cdot SFT \quad (II.3)$$

Avec :

$$SFT = \iint_{-\infty}^{\infty} E_s(x, y) e^{i(kx \sin\theta \cos\varphi + ky \sin\theta \sin\varphi)} dS \quad (II.3.1)$$

$$K = \frac{jk}{4\pi} \psi(R)(1 + \cos\theta)(\cos\varphi \vec{e}_\theta - \sin\varphi \vec{e}_\varphi) \quad (II.3.2)$$

SFT est une transformée de Fourier spatiale et  $\psi(R) = \frac{e^{jkR}}{R}$



Cette intégrale montre que le champ rayonné E (P) est approximativement la transformée de Fourier spatiale 2D [20] (SFT) du champ  $E_s(x, y)$  défini sur la surface rayonnante S (figure II.2). L'approximation est très légère car elle n'est due qu'au terme d'amplitude  $(1 + \cos \theta)$  dans (eq.II.2) qui ne joue que sur l'amplitude.

## II.2. MARPEM VS Réseau d'antennes (échantillonnage)

On sait obtenir n'importe quel diagramme de rayonnement à partir d'une répartition surfacique de champ (eq.II.2), mais pour la formation de faisceau ou le pointage de faisceau l'antenne doit être capable de générer un grand nombre de faisceaux, donc pouvoir créer n'importe quel champ ( $E_s, H_s$ ) sur la surface S. Pour cela il faut échantillonner cette surface, de cette façon on pourra reconstruire n'importe quel champ avec la même antenne. En conséquence, l'approche précédente n'est plus une approche rigoureuse.

### II.2.1. Deux techniques d'échantillonnage sont proposées :

1. La procédure d'échantillonnage la plus simple mais la moins précise pour échantillonner un champ  $E_s(x, y)$  est d'utiliser un peigne de Dirac [21].

$$E_s(x, y) = \sum_i \sum_j E_s(x_i, y_j) \delta_{x_i, y_i}(x, y)$$

Introduit dans l'équation II.2 conduit à l'expression suivante :

$$E(P) = K \sum_i \sum_j E_s(x_i, y_j) e^{j(kx \sin \theta \cos \phi + ky \sin \theta \sin \phi)} \quad (\text{II.4})$$

Le champ rayonné E (P) est la somme des contributions des sources ponctuelles situées en  $x_i$  et  $y_j$ . C'est la Théorie des Réseaux d'Antennes construite avec de petites antennes uniformément réparties sur la surface S.

2. L'approche originale proposée consiste à appliquer un échantillonnage par une fonction porte en x et une en y formant un carré  $\Pi_{i,j}(x, y)$  :

Cette procédure d'échantillonnage introduite dans l'équation II.2 donne :

$$\vec{E}(P) = K \sum_i \sum_j \iint_{s_{i,j}} E_{i,j}(x, y) e^{j(kx \sin \theta \cos \phi + ky \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{E}(P) = K \sum_i \sum_j A_{i,j} \iint_{s_{i,j}} e_{i,j}(x, y) e^{j(kx \sin \theta \cos \phi + ky \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (\text{II.6})$$

Avec :  $e_{i,j}(x, y) = cst$  sur  $s_{i,j}$ , =0 en dehors.

$A_{i,j}$ : poids imposé pour un diagramme donné

Le champ rayonné E (P) est la somme des contributions des petites surfaces rayonnantes «sij» générant un champ surfacique constant «eij» multiplié par leurs poids  $A_{i,j}$ .

## II.2.2. Application des caractéristiques des Transformée de Fourier :

Pour la première technique d'échantillonnage  $E(P)$  est égal à la transformée de Fourier spatiale du champ  $E(x,y)$  idéal multiplié par un peigne de Dirac:

$$E(P) \approx FT \{ E(x,y) \times \text{Peigne de Dirac}(x,y) \} \quad (II.7)$$

En appliquant les caractéristiques des transformée de Fourier [21],  $E(P)$  devient un produit de convolution de la  $FT\{E(x,y)\}$  et de la  $FT\{\text{peigne de Dirac}\}$ :

$$E(P) \approx FT \{ E(x,y) \} * FT \{ \text{Peigne de Dirac}(x,y) \} \quad (II.8)$$

Sachant que la  $FT \{ \text{Peigne de Dirac} \}$  est un autre Peigne de Dirac convolué avec  $E(x,y)$  qui explique les lobes de réseaux.

Pour la deuxième technique d'échantillonnage  $E(P)$  est égal à la transformée de Fourier du champ  $E(x,y)$  idéal multiplié par des fonctions portes:

$$E(P) \approx FT\{ E(x,y) \times \Pi(x,y) \} \quad (II.9)$$

En appliquant les caractéristiques des transformée de Fourier  $E(P)$  devient un produit de convolution de la  $FT\{E(x,y)\}$  et de la  $FT\{\Pi(x,y)\}$ :

$$E(P) \approx FT\{E(x,y)\} * FT\{\Pi(x,y)\} \quad (II.10)$$

Sachant que la  $FT$  de la {fonction porte} est un sinus cardinal,  $E(P)$  est le produit de convolution de cette fonction avec  $E(x,y)$ . Ce qui explique les lobes de pixellisation plus lisses que les lobes de réseaux car le sinus cardinal est moins violent que le peigne de Dirac [21].

## II.2.3. Construction de la matrice suivant la formule II.6

Une surface rayonnante basée sur le deuxième principe présente de nombreux éléments  $N \times M$  jointifs appelés « pixels » petites cavités métalliques coiffées par une surface semi-réfléchissante appelée PRS (Partially Reflective Surface). Chaque pixel est capable de générer un champ électromagnétique sur sa surface  $s_{i,j}$ . Ce champ est uniforme en module et en phase et ne chevauche pas les pixels adjacents. Il est affecté d'un poids  $A_{i,j}$  correspondant à la valeur du champ au milieu du pixel. Tous ces éléments jointifs permettent de construire une antenne de forme choisie, qui ressemble à une matrice de pixels appelée MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Metamatériaux) (figure II.3).

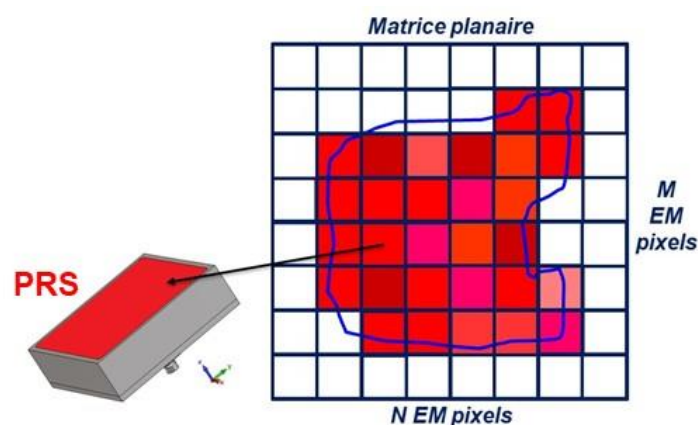
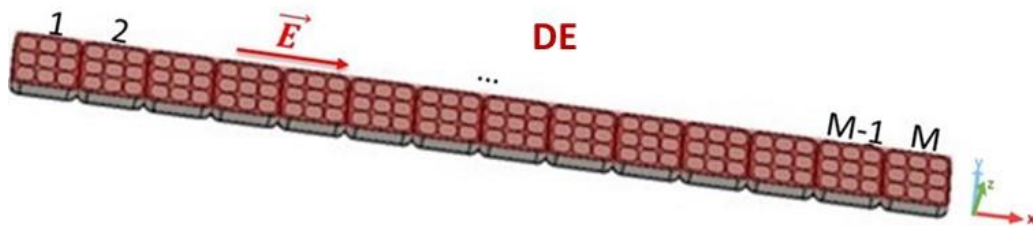


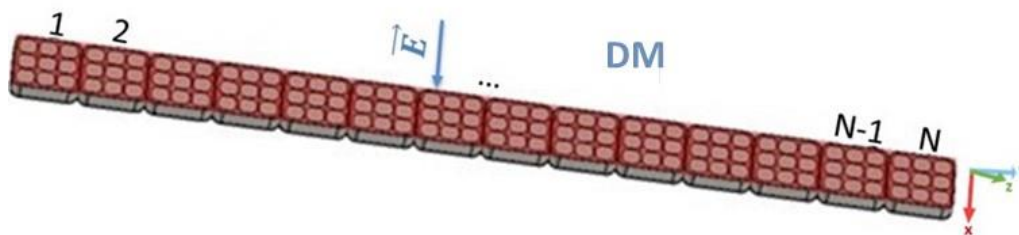
Figure II. 3: Surface rayonnante échantillonnée par des pixels carrés jointifs.

Il n'y a aucune restriction sur la surface S et les pixels peuvent avoir n'importe quelle forme, mais ils doivent être jointifs. De nombreux types d'antennes basées sur ce principe peuvent être fabriqués :

- Antenne **MARPEM 1D**: consiste à associer plusieurs pixels jointifs suivant une seule direction pour former une matrice 1D. Dans ce cas deux types d'antenne sont possibles:
  1. Selon x : le champ électrique  $E$  est parallèle à la direction de la matrice 1D '1xM' soit  $ox$  et perpendiculaire aux murs en contact des pixels (Figure II.4.a).
  2. Selon y : le champ électrique  $E$  est perpendiculaire à la direction de la matrice 1D 'Nx1' soit  $oy$  et parallèle aux murs en contact des pixels (Figure II.4.b).



(a)



(b)

Figure II. 4: Architecture de MARPEM 1D (a) Selon x (b) Selon y.

- Antenne **MARPEM 2D** : conçue par une matrice 2D de NxM de pixels jointifs suivant deux directions (Figure II.5).

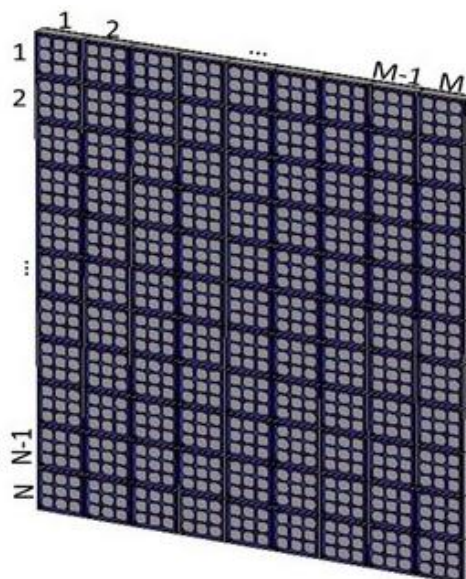


Figure II. 5: Architecture de l'antenne MARPEM 2D.

- Antenne MARPEM conforme : Les types d'antennes déjà présentés (1D et 2D) peuvent être conformes : concave ou convexe. La figure II.6.a montre une antenne MARPEM 1D concave [22]. La figure II.6.b montre une antenne 2D convexe [22].

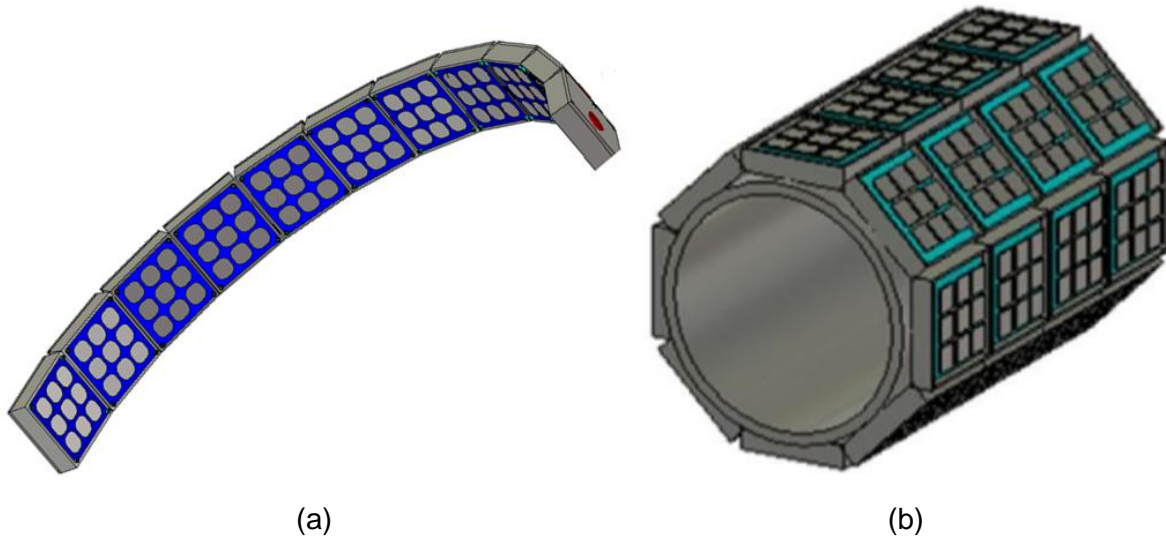


Figure II. 6: Architectures des antennes MARPEM conformes (a) 1D concave (b) 2D convexe.

- Antenne MARPEM à Pixels à surface quelconque : les pixels peuvent avoir n'importe quelle forme en surface mais ils doivent être jointifs. La figure II.7.a montre une antenne MARPEM 1D à 3 pixels [23]. La figure II.7.b montre une antenne 2D avec des pixels adaptés à la symétrie de révolution [23].

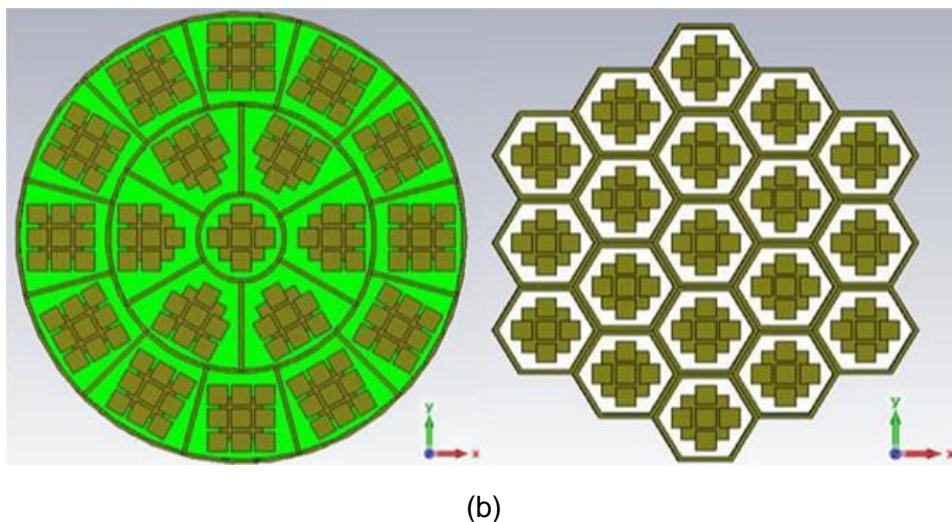
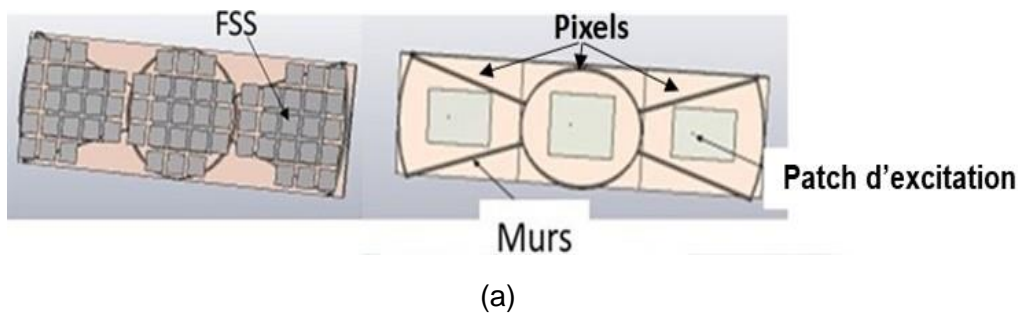


Figure II. 7: Architectures des antennes MARPEM à pixels conformes (a) 1D (b) 2D.

## II.2.4. Exemple d'application au dépointage électronique : Comparaison des trois techniques : Surface Rayonnante Idéale, MARPEM et Réseaux Phasés

Une comparaison de dépointage a été faite sur un exemple concret pour montrer comment MARPEM se situe par rapport à la solution rigoureuse et comment se traduit le fait qu'elle soit « intrinsèquement meilleure que les réseaux à agilité de faisceaux (AESAs : Active Electronically Scanned Array) ».

### II.2.4.1. Cas idéal

Considérons une surface rayonnante  $S$  plane rectangulaire et uniforme en amplitude (figure II.8) caractérisée par un champ de surface  $E_s$  constant en module et en phase. Le diagramme de rayonnement d'une telle surface est un «Sinc» (SFT) avec un maximum dans la direction axiale (figure II.8) [19].

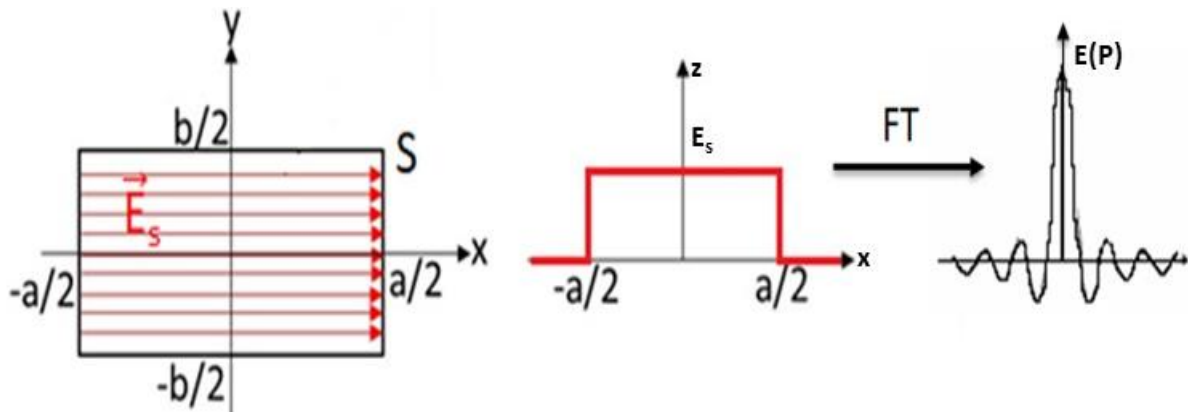


Figure II. 8: Une surface rayonnante rectangulaire uniforme plane et sa transformation de Fourier (FT).

Si nous appliquons la propriété de la transformée de Fourier suivante :

La multiplication de la fonction porte par  $\exp(j\alpha x)$  introduit un décalage sur la transformée de Fourier spatiale ; alors la transformée de Fourier de la (fonction porte  $\times e(j\alpha x)$ ) présente une translation du  $\theta_{\max}$  donnée par :  $\theta_{\max} = -\text{Arcsin}(\lambda \alpha / 2\pi)$  (Figure II.9) [19].

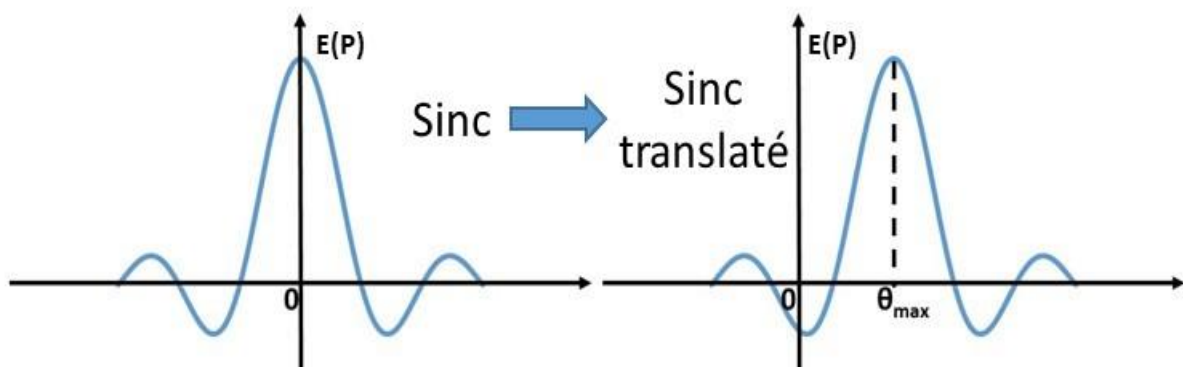


Figure II. 9: Illustration de la translation du faisceau vers la position  $\theta_{\max}$ .

La procédure de dépointage obtenue avec une surface rayonnante idéale rectangulaire de  $4\lambda \times \lambda/2$  (figure II.10) est présentée pour différents angles de dépointages sur les courbes bleues de la figure II.12.

Les lobes secondaires ne sont dus qu'à la limitation totale de l'antenne dans la direction x.

### II.2.4.2. Introduction de deux techniques d'échantillonnage : l'une conduisant aux réseaux (AESAs), l'autre à MARPEM.

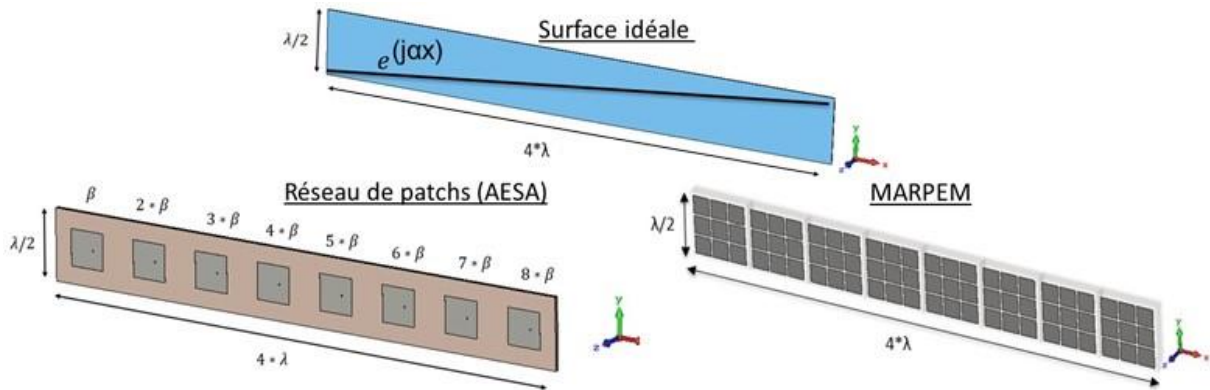


Figure II. 10: Structures de la surface idéale, du réseau de patches et du MARPEM.

On considère un exemple 1D (figure II.10) dans lequel on veut représenter le cas idéal (obtenu par la formule analytique II.1) par les deux solutions réelles (cf § II.2.1) : Réseaux phasés et MARPEM. Les deux techniques doivent présenter la même périodicité (T) et le même nombre d'éléments (figure II.10) pour une bonne comparaison des lobes de réseaux et de pixellisation qui seront ainsi situés au même endroit sur les diagrammes de rayonnement.

Cette propriété peut être démontrée en considérant la formule de l'équation II.2 appliquée au cas 1D avec une variation de phase linéaire.

Le champ devient :

$$E(\theta) = K \int_{S_{Ruban}} A_0 e^{j\alpha x} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} x \sin\theta} dx$$

$$E(\theta) = K \int_{S_{Ruban}} A_0 e^{jx(\alpha + \frac{2\pi}{\lambda} x \sin\theta)} dx$$

Pour un maximum  $\theta = \theta_0$  on a :

$$|E(\theta_0)| = K A_0 \frac{\sin[\frac{L}{2} (\alpha + \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta_0)]}{\frac{L}{2} (\alpha + \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta_0)}$$

Le maximum est obtenu pour  $\alpha + \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta_0 = 0$

$$\text{Soit : } \alpha = -\frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta_0$$

Ce qui correspond pour chaque type d'échantillonnage à un déphasage  $\beta$  avec :

$$\alpha = \frac{\beta}{T} = -\frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta_0 \text{ Pour MARPEM}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{d} = -\frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta_0 \text{ Pour les réseaux}$$

T est la périodicité des pixels jointifs égale à leur longueur T= L.

d =T est la distance entre 2 éléments du réseau.

La figure II.11 montre bien la répartition des phases pour les trois cas traités.

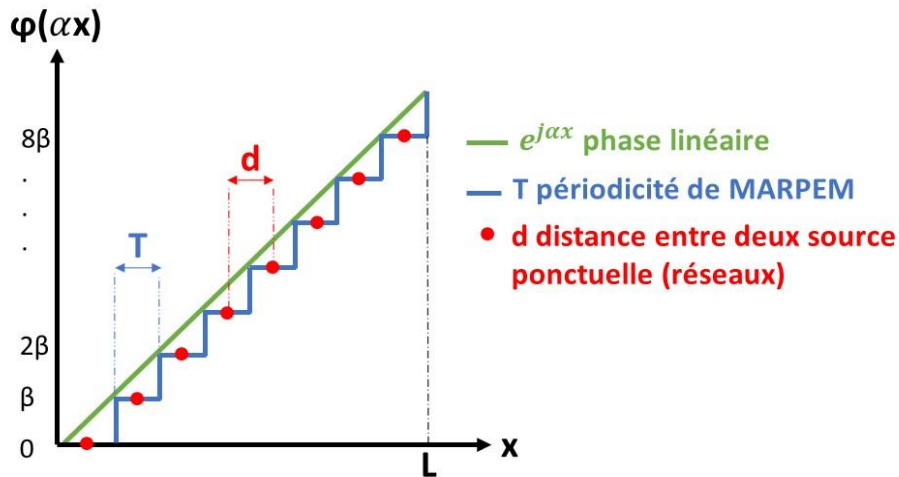


Figure II. 11: Répartition des phases.

Le coefficient d'adaptation est également choisi de façon identique pour le Pixel et le patch utilisé (figure II.12).

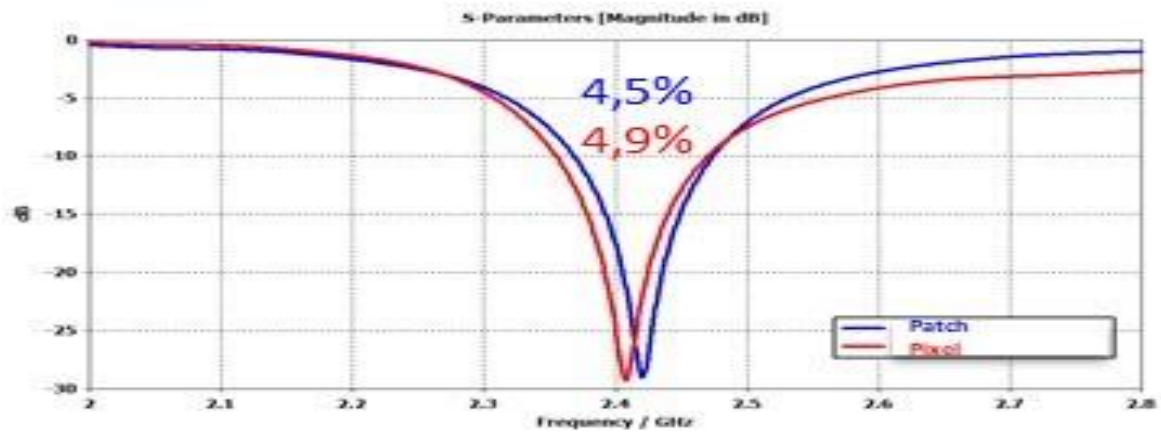


Figure II. 12: Coefficient d'adaptation S11 du Pixel et du patch utilisé.

Dans ces conditions les comparaisons entre les deux approches peuvent être effectuées de façon significative puisque les positions des lobes seront au même endroit.

Pour les faibles angles de dépointage, les diagrammes de rayonnement à la fréquence centrale  $\approx 2.4$  GHz obtenus par les deux antennes 1D sont similaires et pas très éloignés du cas idéal (figure II.13).

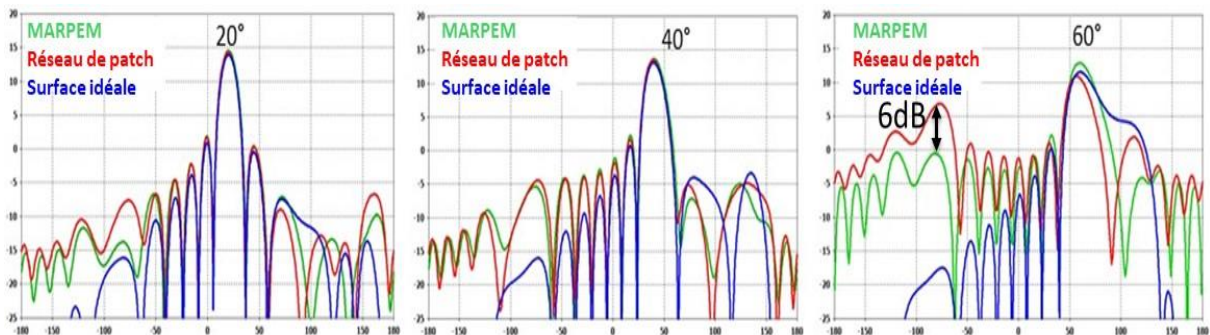


Figure II. 13: Comparaison des diagrammes de rayonnement (gain) de la surface idéale, du réseau de patches et de MARPEM pour un dépointage de 20 °, 40 ° et 60 °.

Le résultat est très différent pour les angles de balayage élevés :

Il est difficile d'obtenir de bons lobes principaux avec un Réseau de patch pour des directions supérieures à  $50^\circ$  (2 dB d'écart avec MARPEM). Des lobes de réseau pour le réseau de patch et des lobes de pixellisation pour MARPEM apparaissent et les résultats sont très différents du cas idéal (courbes bleues) pour un angle de dépointage de  $60^\circ$  (Figure II.13). De plus, il existe une grande différence (environ 6 dBi) entre l'amplitude du maximum du lobe du réseau et celui du pixellisation (figure II.13); ce résultat important est dû à la procédure d'échantillonnage lissée introduite avec MARPEM déjà expliqué dans le paragraphe II.2.2 et peut être facilement généralisé aux antennes 2D.

La différence sur l'amplitude du lobe principal entre le cas idéal et MARPEM s'explique par le fait que les arrêtes signent beaucoup plus dans le cas idéal (épaisseur nulle) comme on peut le voir sur la figure II.13 ( $60^\circ$ ) ou ce phénomène se traduit par un renforcement du lobe au-delà de  $60^\circ$  et en rayonnement arrière.

### II.3. Conception du pixel

Le pixel doit générer une surface rayonnante élémentaire uniforme caractérisée par une distribution du champ uniforme en module et en phase et qui ne déborde pas vers les pixels voisins dans la matrice (fonction porte 2D). Ce pixel est déduit des antennes BIE (Bande Interdite Electromagnétique) low profile et de grande taille. Pour comprendre le principe, nous devons rappeler brièvement [24],[15] les caractéristiques l'antenne BIE et l'antenne BIE low profile, avant de présenter la conception du pixel.

#### II.3.1. Antenne BIE « Bande Interdite Electromagnétique »

Depuis longtemps les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique « BIE » et l'antenne BIE bien connue ont été étudiés [24] [25]. Appelés aussi méta-matériaux, les matériaux BIE sont composés d'un assemblage périodique d'éléments diélectriques ou métalliques dans une, deux voire trois directions (figure II.14). Pour notre application nous ne considérons que des matériaux périodiques dans une seule direction z.

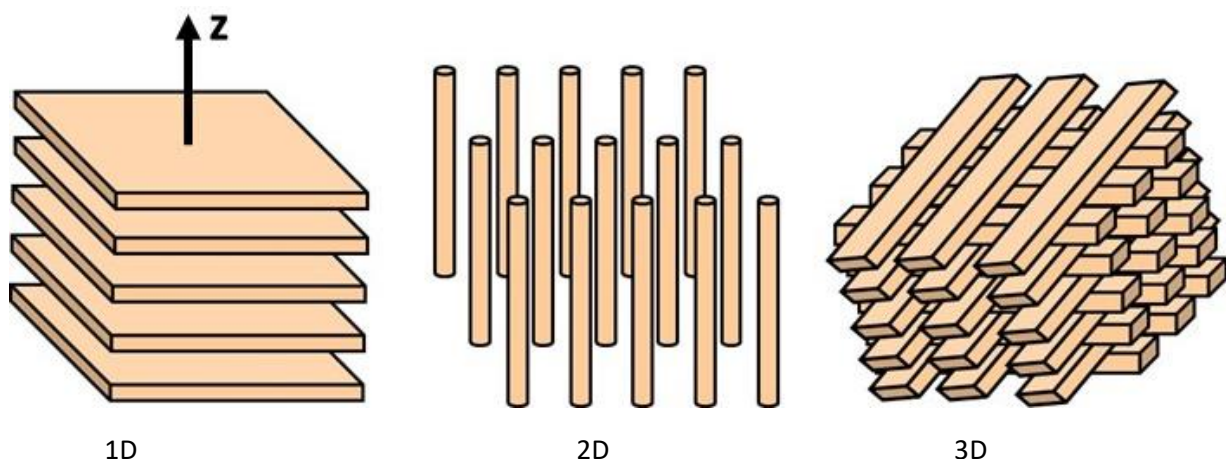


Figure II. 14: Trois assemblages périodiques différents des matériaux BIE.

Ces structures BIE 1D ont un coefficient de transmission qui montre une bande interdite liée à la périodicité du matériau (figure II.15.a). Les caractéristiques de la structure BIE deviennent particulièrement intéressantes lorsqu'un défaut est inséré dans sa périodicité créant ainsi une cavité. En effet il y a une création d'une bande passante utile à l'intérieur de la bande interdite



permettant la transmission des ondes [24] [25]. La figure II.15 montre une structure BIE avec et sans le défaut de périodicité et le coefficient de transmission correspondant.

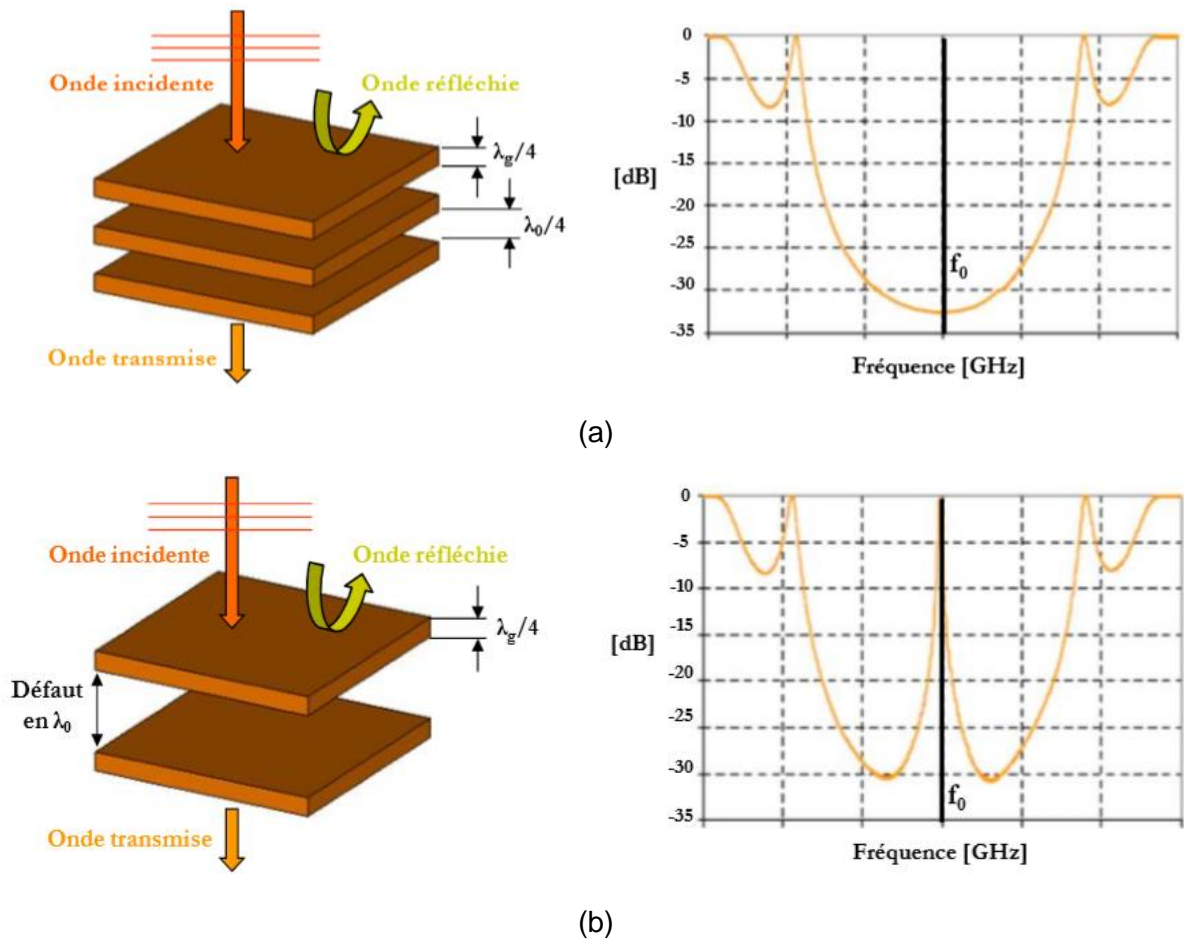


Figure II. 15: Caractérisation d'un matériau BIE (a) sans défaut en transmission (b) avec défaut en transmission.

En introduisant un plan de masse dans le plan de symétrie de la structure de la figure II.15.b, on obtient une antenne directive dans la direction z que l'on peut exciter avec une sonde placée sur ce plan conducteur figure II.16. La PRS supérieure peut être une lame diélectrique, une FSS, un méta-matériau...

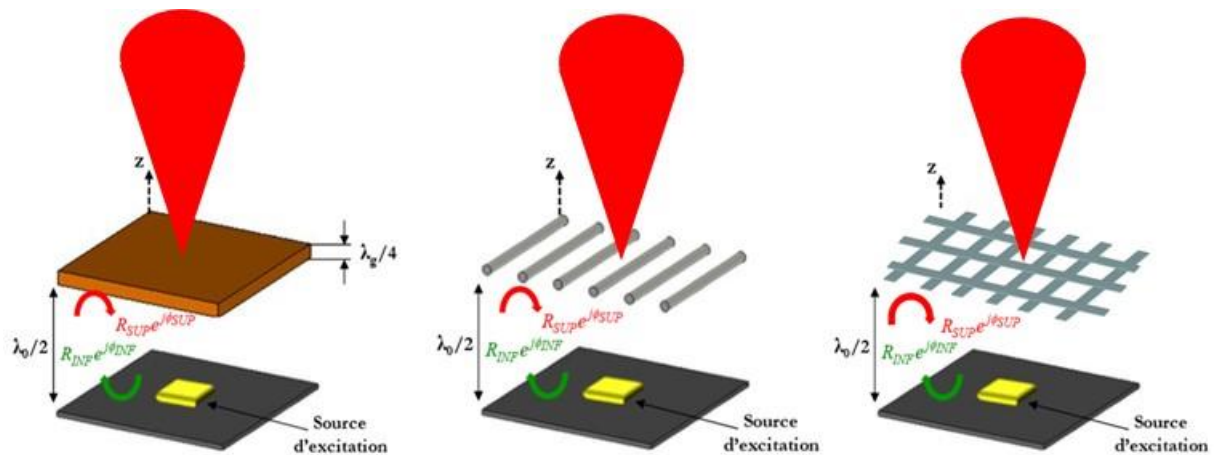


Figure II. 16: Illustration de trois cas d'une antenne BIE avec trois types de matériaux BIE différents.

La hauteur d'une cavité BIE classique (la distance entre le plan de masse et la paroi supérieure) fonctionnant autour d'une fréquence est donnée selon [Eq.II.11]. Où  $R_{sup}$ ,  $R_{inf}$ ,  $\phi_{sup}$  et  $\phi_{inf}$  sont respectivement les amplitudes et les phases des coefficients de réflexion de la paroi supérieure et de la paroi inférieure (plan de masse). Donc normalement cette hauteur est d'environ  $\lambda_0/2$  (Figure II.16) car la phase du coefficient de réflexion du matériau BIE tend généralement vers  $\pi$  et la phase du coefficient de réflexion de la surface totalement réfléchie ( $\phi_{inf}$  du plan de masse) est égale à  $\pi$ . [15].

$$h = \frac{\lambda_0}{2} \times \left( \frac{\phi_{sup} + \phi_{inf}}{2 \times \pi} \right) \approx \frac{\lambda_0}{2} \quad (II.11)$$

Ce qui est analogue en  $z$  à une structure Fabry Péroต์ [25]. Par contre dans la direction radiale  $r$  l'onde est évanescence au-dessous de la fréquence  $f_0$  à partir de laquelle on a des leaky waves [26]. Ce qui est très différent du Fabry Péroต์ qui s'applique à des ondes planes.

### II.3.2. Antenne BIE Low profile

Pour beaucoup d'applications en particulier aux fréquences centimétriques, la hauteur de l'antenne BIE est trop grande. Pour réduire cet encombrement, la hauteur de l'antenne peut être fortement diminuée en choisissant dans la formule II.11 des matériaux à phases  $\phi_{sup}$  négatives et près de  $-\pi$ . Dans ces conditions le résonateur présente un coefficient de qualité beaucoup plus faible associé à une bande beaucoup plus large [27] [15].

$$Q = \frac{\sqrt{R_{SUP}}}{1 - R_{SUP}} \times \left( \frac{\phi_{SUP} + \phi_{inf}}{2} \right) \quad (II.12)$$

### II.3.3. Pixel

Pour concevoir notre Pixel, nous sommes partis d'une antenne BIE Low profile à grand gain et donc à grandes dimensions. C'est une cavité résonnante en  $z$  formée entre un plan de masse métallique (paroi inférieure) et une surface partiellement réfléchissante (paroi supérieure). Le système d'excitation est placé au centre de la cavité de l'antenne BIE sur le plan de masse (Figure II.17). Dans la direction radiale les champs sont évanescents.

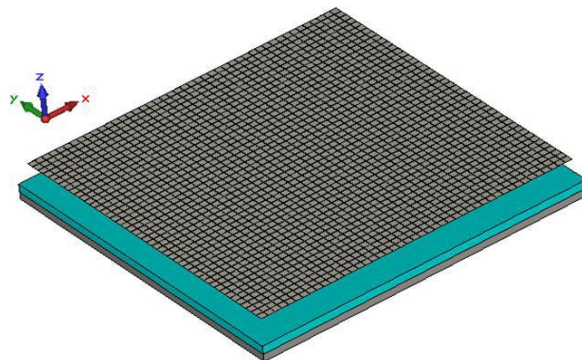


Figure II. 17: Structure d'une antenne BIE a grand gain.

La cartographie du champ E dans une telle antenne (Figure II.18.a) montre qu'elle fonctionne bien sur le principe d'un résonateur 1D générant un mode TM en  $z$  avec une variation évanescence des champs transversalement. Ces champs décroissent donc radialement autour de la source d'excitation d'une façon exponentielle (Figure II.18.a et c), ce qui aboutit ainsi, sur le toit de l'antenne, à une grande tâche rayonnante circulaire (elle ne voit pas les bords de

l'antenne) avec une distribution de champ qui décroît exponentiellement avec  $r$  à partir de l'axe de symétrie de la structure (Figure II.18.b).

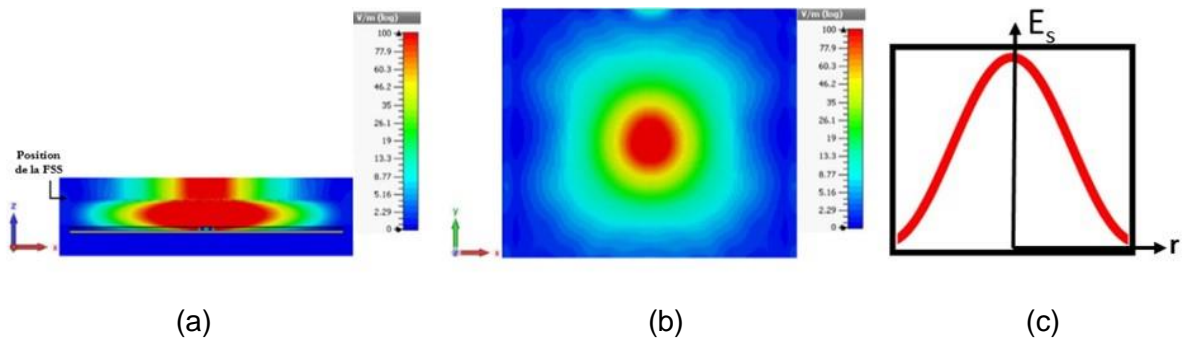


Figure II. 18: (a) Cartographie du champ électrique vue en coupe suivant la largeur (au milieu de  $0y$ ) (b) Cartographie du champ électrique  $E_s$  vue au-dessus de l'antenne (c) Distribution du champ selon  $r$ .

L'évanescence transversale des champs montre que très près de la source d'excitation le champ est pratiquement constant sur la surface  $S$ . Si on insère des murs verticaux à cet endroit, on limite une zone où le champ est pratiquement constant (figure II. 19). On forme ainsi une petite structure qui génère sur sa surface supérieure un champ EM uniforme figure II.20 : c'est le pixel [24].

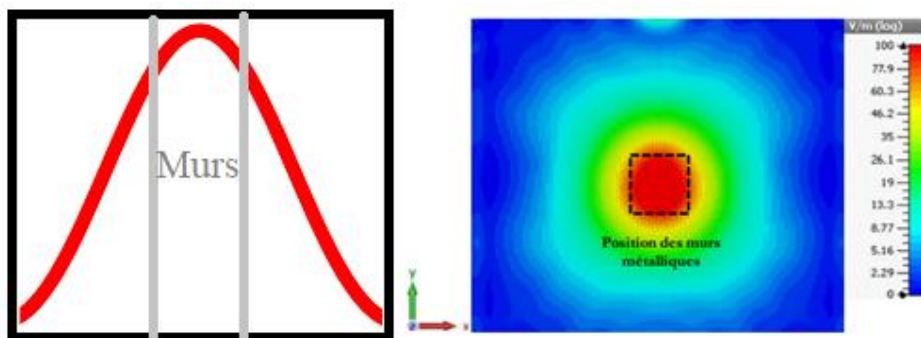


Figure II. 19: L'endroit d'insertion de 4 murs métalliques pour changer la forme géométrique de la tâche circulaire.

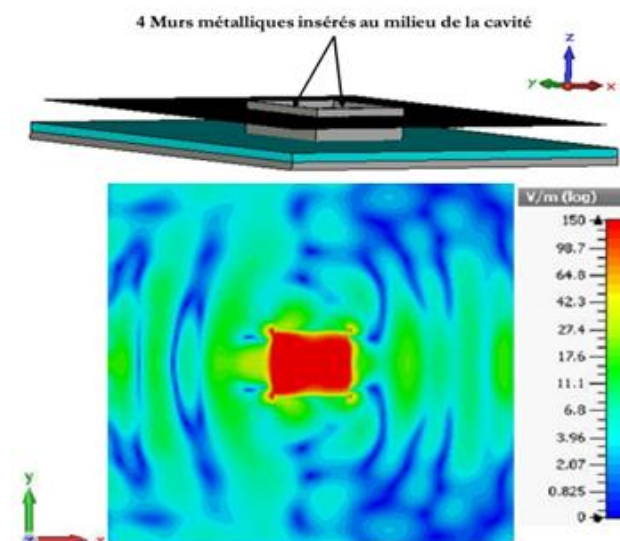


Figure II. 20: Antenne pixel découpée dans une antenne BIE à grand gain en présence des murs métalliques, et la cartographie du champ  $E$  associée.

Le pixel final (Figure II.21), dans sa version la plus simple, est donc formé par :

1. Un plan de masse métallique constituant la face inférieure de la structure.
2. Une surface semi-réfléchissante (PRS : Partially Reflective Surface) parallèle au plan de masse qui peut être un diélectrique, une FSS (frequency-selective surface) ... Dans la figure II.21, une FSS a été considérée ; elle est imprimée sur un diélectrique à faibles pertes (Roggers)
3. Une cavité formée entre le plan de masse et la surface semi-réfléchissante contenant de l'air ou un diélectrique de très faible  $\epsilon$  uniquement pour rigidifier.
4. Une enceinte murale formée par quatre murs métalliques entourant la cavité.
5. Un système d'excitation capable de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique afin d'exciter la structure complète. Dans cette figure II.21, cette sonde d'excitation est un patch alimenté via un connecteur SMA et imprimé sur un substrat diélectrique par contre il peut être également une fente, un dipôle, un dipôle imprimé, un patch excité par deux connecteurs... (cf. § III.3)

Dans l'exemple de la Figure II.21, la FSS est formée d'un agencement périodique de motifs ce qui engendre une phase à la réflexion négative qui tend vers  $-\pi$ . Cette phase négative permet d'obtenir une cavité très plate (low profile) [27] de l'ordre de  $\lambda/10$  donnée par [E.q. II.11].

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.18.b). La cartographie du champ de pixel (Figure II.21.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 [28].

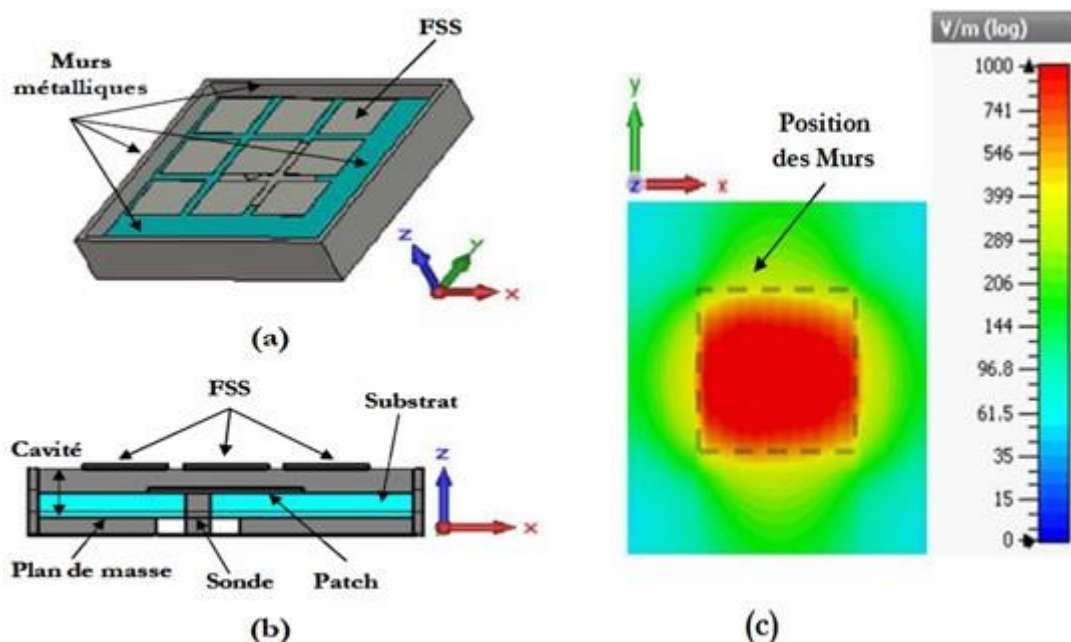


Figure II. 21: Structure finale simple du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe suivant la largeur (au milieu de  $0y$ ) et (c) Cartographie du champ électrique sur la surface supérieure de pixel.



# Chapitre III :

Extension des capacités de la  
technique MARPEM

# Chapitre III. Extension des capacités de la technique MARPEM.

## III.1. Elargissement de la bande passante de l'antenne.

La bande passante des antennes MARPEM est directement liée à celle de ses pixels (cf § VII). Un pixel MARPEM forme une cavité partiellement résonnante dont le coefficient de qualité est géré par la hauteur de la cavité, la nature de la PRS (Partially Reflective Surface), la position et la nature des sondes.

Une étude sur CST nous permet de visualiser l'évolution en fonction de la fréquence de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du pixel et d'en déduire l'adaptation à  $50 \Omega$ .

### III.1.1. Pixel à bande étroite.

#### III.1.1.1. Structure générale.

Pour obtenir les caractéristiques des pixels large bande nous sommes parti d'un pixel à bande étroite, en bande S, suivant la procédure développée précédemment (cf. § II.3.3). Le système d'excitation considéré pour exciter le pixel est constitué d'un patch carré disposé au-dessus d'un substrat diélectrique et placé au fond de la cavité du pixel BIE. La structure générale est présentée sur la Figure III.1.

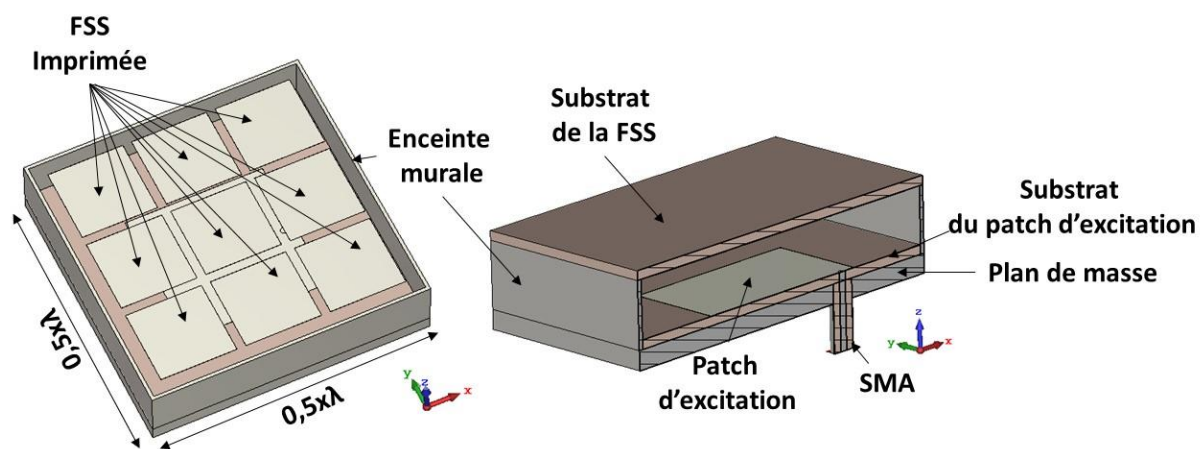


Figure III. 1: Structure générale du pixel BIE (a) vue en perspective (b) vue en coupe.

#### III.1.1.2. Surface semi-réfléchissante.

La PRS du pixel est formée d'un agencement périodique de 9 motifs carrés suivant deux directions : c'est une FSS: « frequency-selective surface ». Le motif de la FSS est une plaque carrée métallique dont les dimensions sont  $17 \times 17$  mm<sup>2</sup> présentant une périodicité de 19mm dans les deux directions (Figure III.2). 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 ; il fait également office de radome. De plus, cette FSS présente une phase à la réflexion négative pour garder l'aspect 'Low Profile' du pixel BIE (cf §. II.3.2). Ainsi, la hauteur du résonateur BIE est fixée à 11mm (ce qui est équivalent à  $\lambda_0/11$  ;  $f_0 = 2.5$  GHz).

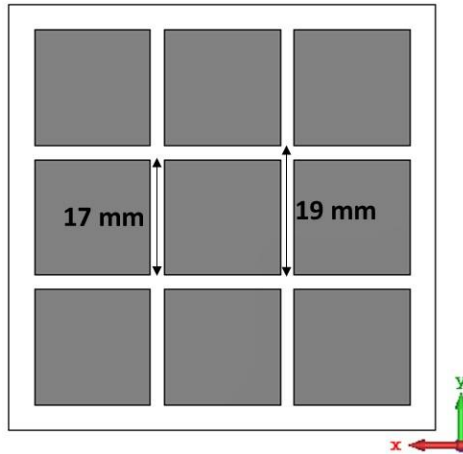


Figure III. 2: Vue de dessous de la PRS formée d'une FSS imprimée sur un substrat Rogers.

### III.1.1.3. Système d'excitation

Pour exciter le pixel sur le mode BIE «TM », un patch carré (de dimension 31.3mm) a été imprimé au centre d'un substrat diélectrique de même type que celui utilisé pour la FSS (Rogers RO4003C ;  $\epsilon_r = 3.38$ ; épaisseur = 1.5 mm). Le substrat est collé sur un plan de masse métallique d'épaisseur 3.2 mm. Le patch est alimenté par une sonde placée de manière à faire fonctionner le pixel (selon x) (Figure III.3). L'alimentation du patch est assurée par un connecteur SMA classique 50 ohms. Le patch (dipôle magnétique) est situé sur le plan de masse du pixel ou le champ magnétique est maximum (cf § III.2).

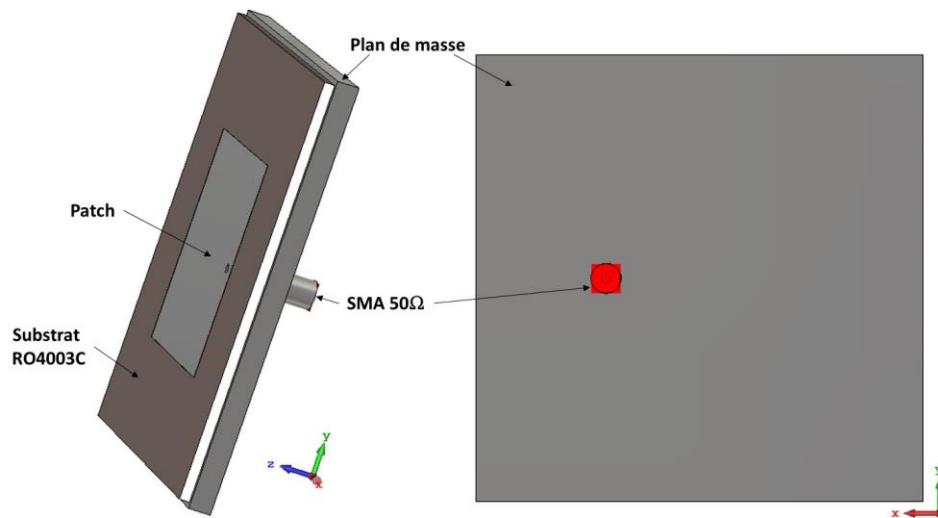


Figure III. 3: Patch d'excitation du pixel BIE alimenté par un SMA.

### III.1.1.4. Coefficient d'adaptation $S(f)$ & Impédance (Partie réelle et imaginaire)

Le résultat de simulation correspondant au coefficient d'adaptation  $S(f)$  est inférieur à -10 dB sur la bande de fonctionnement [2.39-2.63 GHz] (figure III.4).

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2.63 - 2.39}{2.51} = 9.6\% \quad (I.1)$$

Nous avons obtenu une bande passante de l'ordre de 240MHz, ce qui est équivalent à 9.6% @2.51GHz.



Pour augmenter de façon significative cette bande il faut regarder l'évolution de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence en partie réelle et imaginaire et la comparer à  $50 \Omega$  en partie réelle et  $0 \Omega$  en imaginaire (figure III.5).

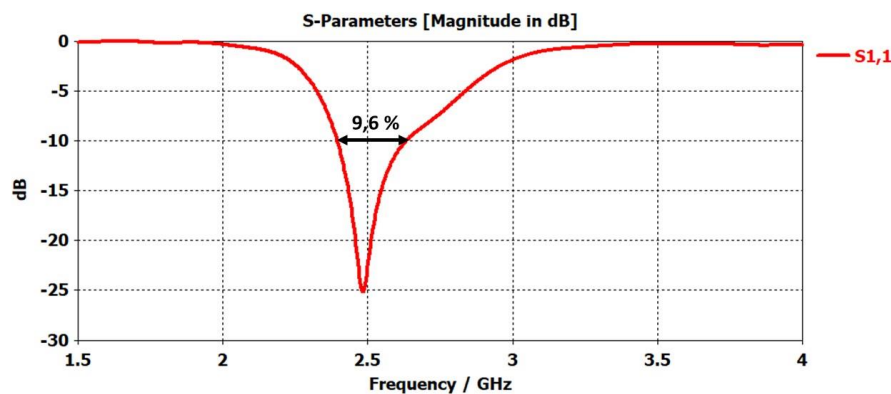


Figure III. 4: Coefficient d'adaptation  $S(f)$ .

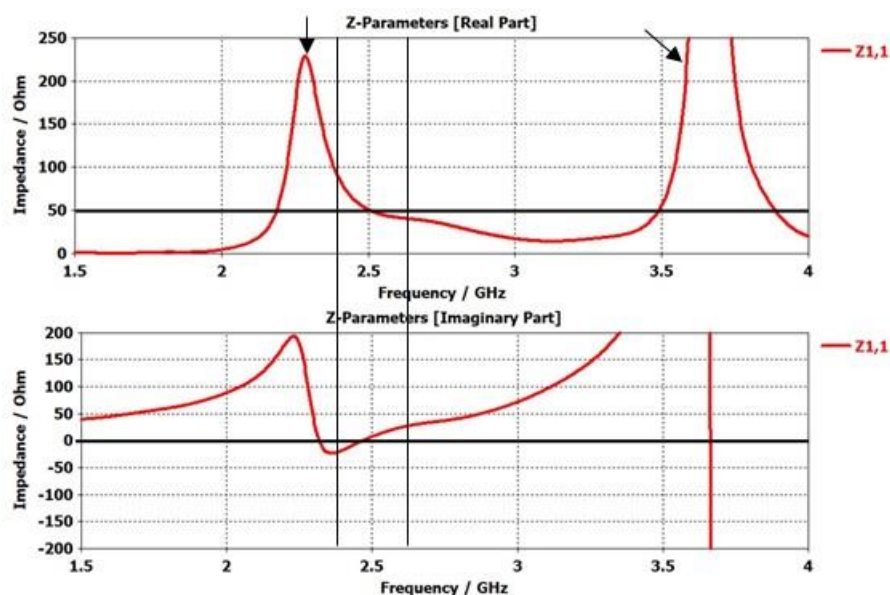


Figure III. 5: Partie réelle et Imaginaire de l'impédance du pixel a bande étroite.

Les deux bosses de la partie réelle (flèches de la figure III.5) de l'impédance d'entrée du pixel sont dues à la première et la deuxième résonance de notre patch d'excitation dans la cavité, la partie intermédiaire entre les deux correspond au mode excité dans le pixel (Mode TM). On remarque bien que la première résonance de notre patch d'excitation est trop près de la bande utile ce qui influe sur l'excitation du mode du pixel et donc sur le coefficient d'adaptation de notre pixel. Ce dernier est bien adapté au-dessous de  $-10 \text{ dB}$  entre  $2.39$  et  $2.63 \text{ GHz}$  ou la partie réelle est proche de  $50 \Omega$  et la partie imaginaire à  $0 \Omega$ . Au-delà de cette bande l'impédance dans la partie réelle diminue beaucoup vers les  $20 \Omega$  ce qui désadapte fortement notre structure.

### III.1.2. Augmentation de l'épaisseur du substrat du patch

Pour augmenter le niveau de la partie réelle d'impédance, il faut dans un premier temps éloigner la première résonance du patch d'excitation vers les basses fréquences. Ainsi nous avons augmenté l'épaisseur de substrat du patch pour qu'il résonne à une fréquence plus basse. Pour une épaisseur du substrat du patch de 1.5 mm la première résonance était à 2.3 GHz elle s'éloigne vers les basses fréquences vers 2.1 GHz et 1.9 GHz pour les épaisseurs de 2.75 mm et 4 mm. En conséquence la partie réelle de l'impédance du mode du pixel augmente comme montré sur la figure III.6 pour différentes épaisseurs du substrat du patch.

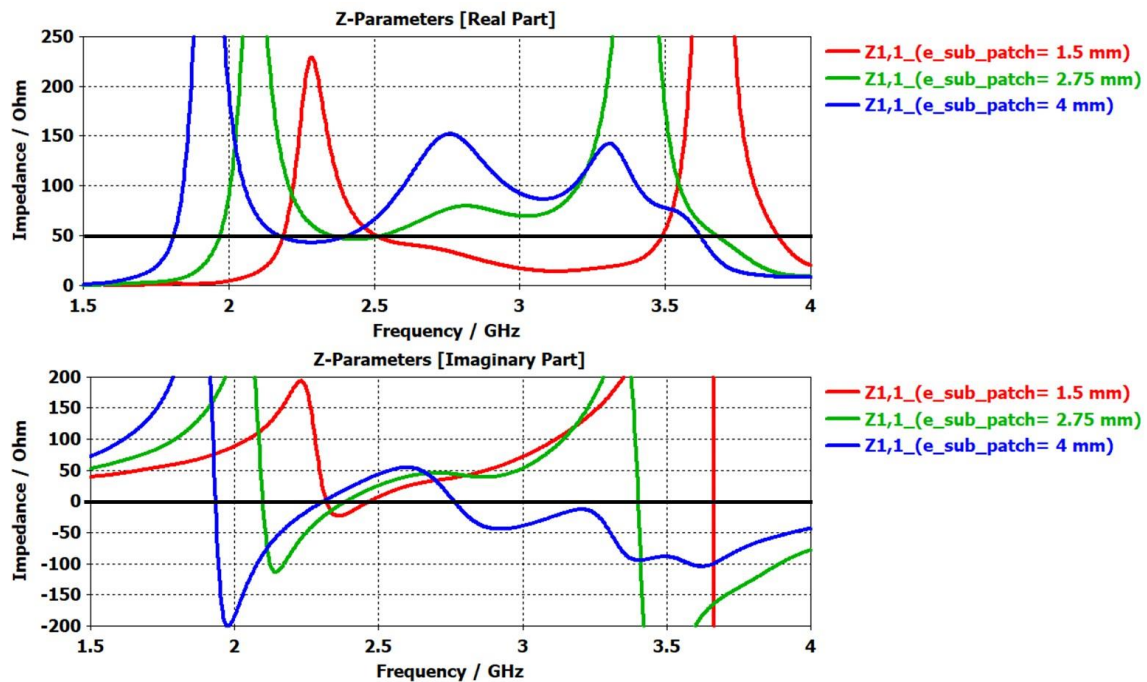


Figure III. 6: évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du substrat du patch.

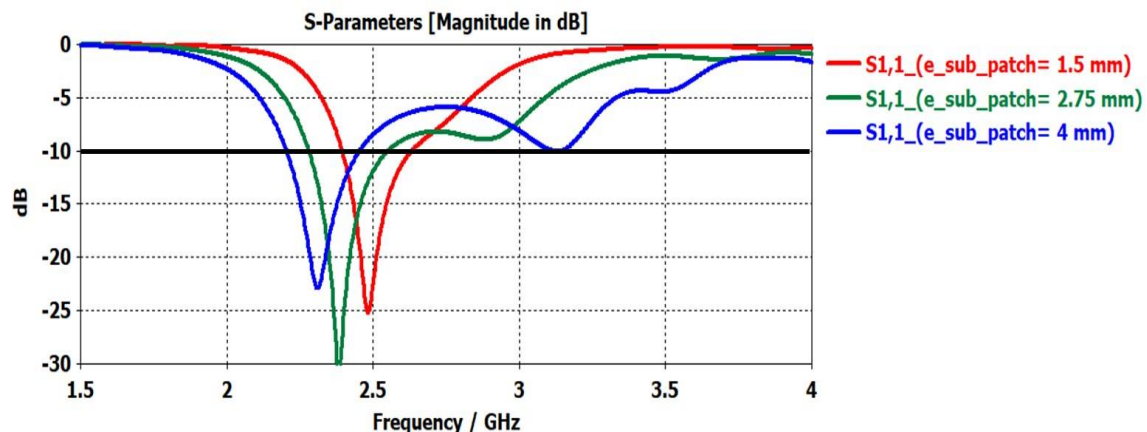


Figure III. 7: Coefficient d'adaptation  $S(f)$  pour différentes épaisseurs du substrat du patch.

Cela se traduit par l'amélioration du coefficient d'adaptation sur la bande de fréquence (figure III.7). Cependant, une grande partie est adapté entre -5 et -10 dB ce qui est tout à fait logique puisque l'impédance du pixel est devenue importante et son niveau a trop dépassé les 50 ohms (entre 100 et 150 ohms).

### III.1.3. Augmentation de la hauteur de la cavité du pixel

Pour bien adapter notre pixel il faut diminuer son facteur de qualité, donc augmenter sa hauteur. La figure III.8 montre bien que l'impédance d'entrée se rapproche des 50 ohms pour la partie réelle et 0 ohms pour la partie imaginaire sur une large bande de fréquences.

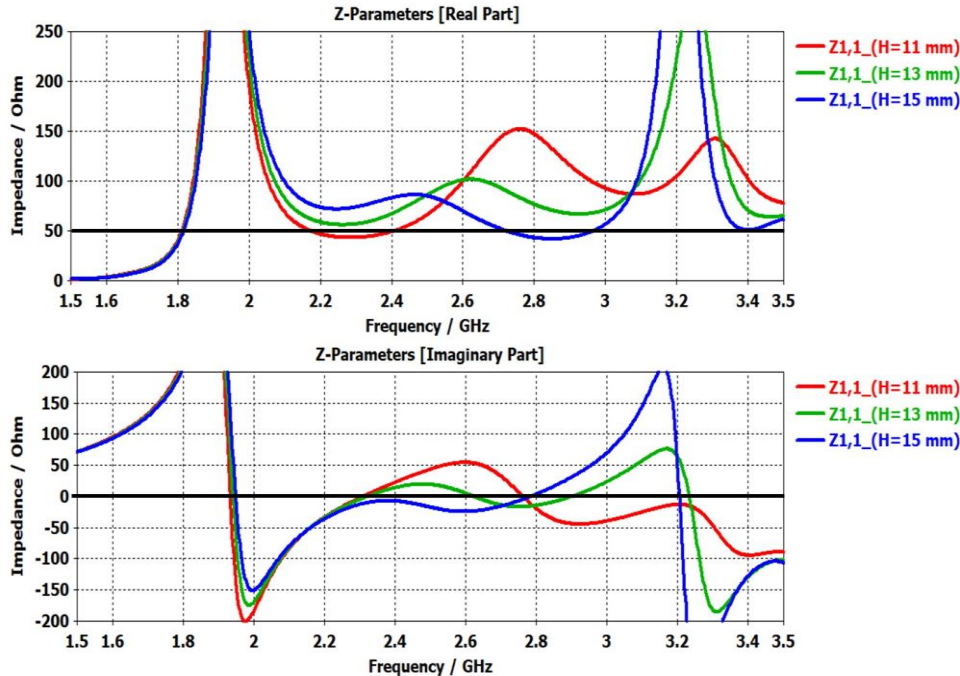


Figure III. 8: évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs de cavité.

Cet effet est bien traduit sur le coefficient d'adaptation. Notre pixel est mieux adapté à -10 dB entre 2.2 et 2.9 GHz comme montre la courbe bleue de la figure III.9. Cependant la largeur de bande de 27.4 % peut encore être augmentée.

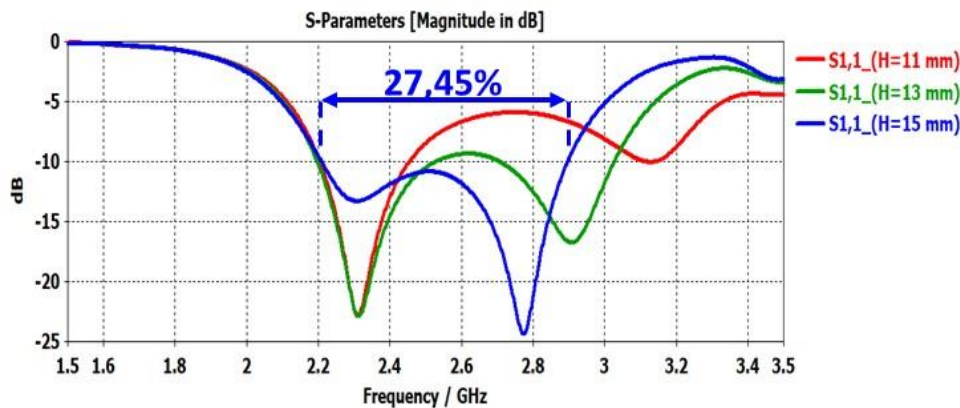


Figure III. 9: Coefficient d'adaptation S11 pour différent hauteur de cavité.

### III.1.4. Augmentation de la longueur du patch

Puisqu'on est en polar linéaire le patch peut être rectangulaire et pas forcément carré. En augmentant la longueur du patch notre bande d'adaptation est translatée vers les basses fréquences (figure III.10) mais le pourcentage de bande reste aux alentours de 27.5%. Donc la longueur du patch n'a que très peu d'effet sur la bande.

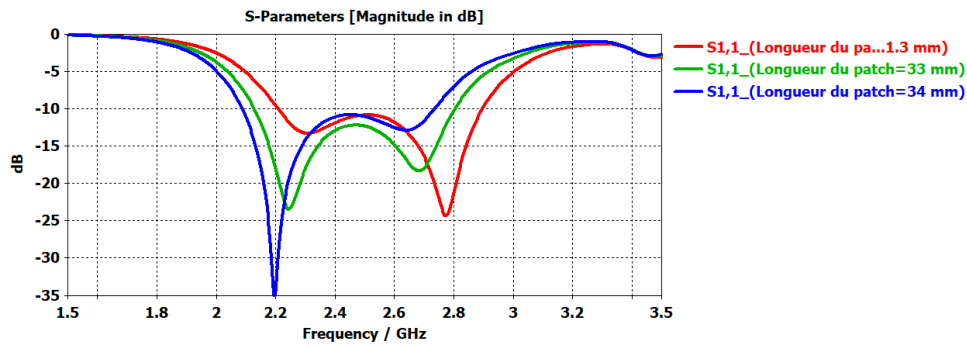


Figure III. 10: Coefficient d'adaptation S11 pour différentes longueurs du patch.

On remarque bien que le coefficient d'adaptation est près de -10 dB. Si on veut augmenter encore la bande il faut le baisser.

### III.1.5. Diminution de la largeur du patch

En diminuant la largeur du patch notre bande diminue mais devient bien adapté aux alentours de -25 dB. La figure III.11 montre l'influence de la largeur du patch sur le coefficient d'adaptation.

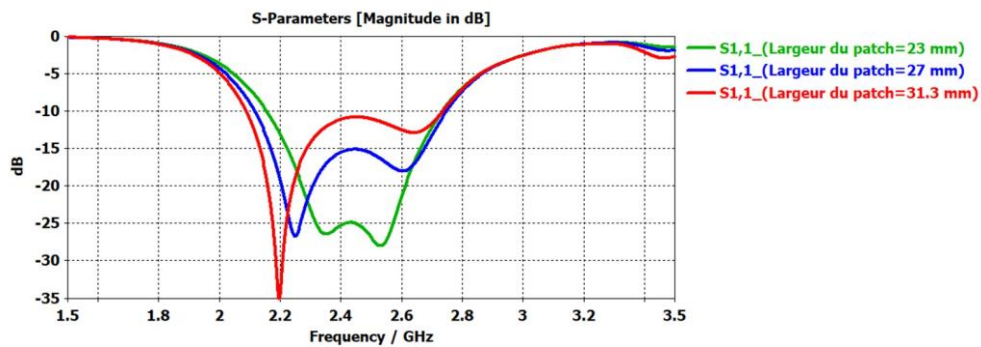


Figure III. 11: Coefficient d'adaptation S(f) pour différentes largeurs du patch.

### III.1.6. Augmentation de nouveau de l'épaisseur du substrat du patch

Après avoir obtenu une adaptation à -25 dB en diminuant la largeur du patch, on peut se permettre d'augmenter notre bande en augmentant l'épaisseur du substrat du patch à 6 mm (figure III.12).

Nous obtenons une très large bande allant de 2.07 à 3 GHz donc 930 MHz de bande passante ce qui est équivalent à 36.7 % @ 2.535 GHz.

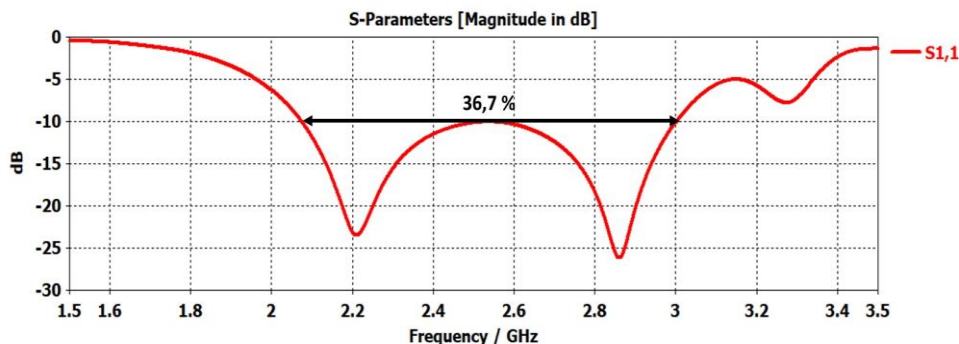


Figure III. 12: Coefficient d'adaptation du pixel large bande.

### III.1.7. Pixel large bande final

Maintenant que l'on a une large bande passante une optimisation sur plusieurs paramètres de la structure est effectuée (figure III.13 couleur jaune) pour obtenir la bande la plus large possible (les cotes sont légèrement modifiées et des arrondis sont introduits). Le pixel final est présenté sur la figure III.13 l'amélioration de la bande est de l'ordre de 3%).

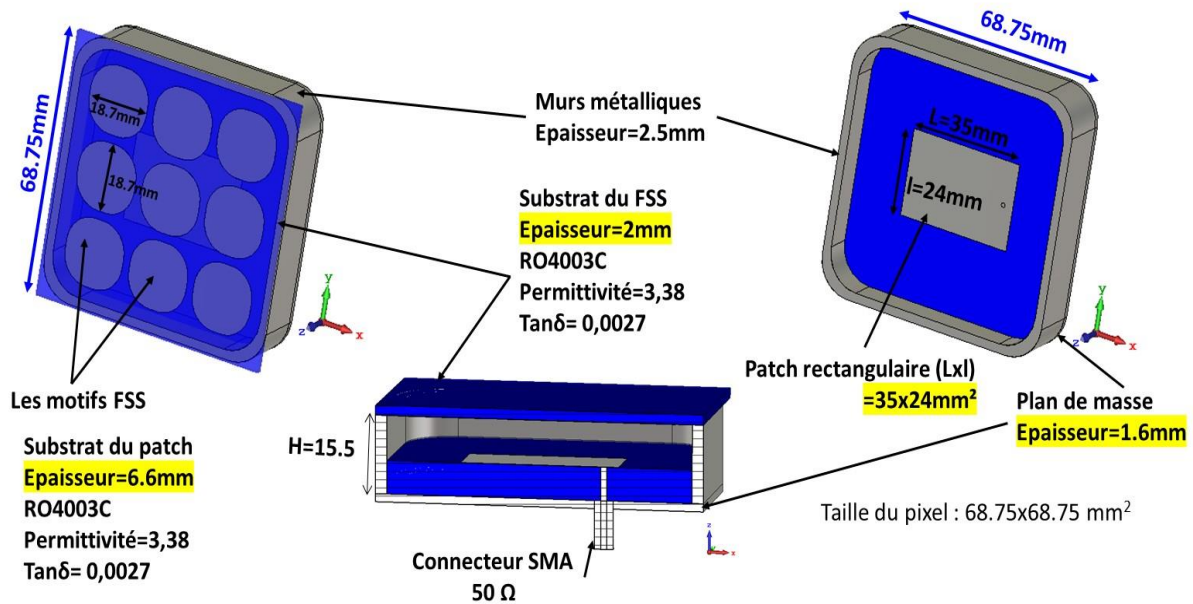


Figure III. 13: Structure générale du Pixel excité par un patch 1 port

#### III.1.7.1. Coefficient d'adaptation S(f)

Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur une large bande passante de l'ordre de 1GHz équivalente à 40.5%. (Figure III.14).

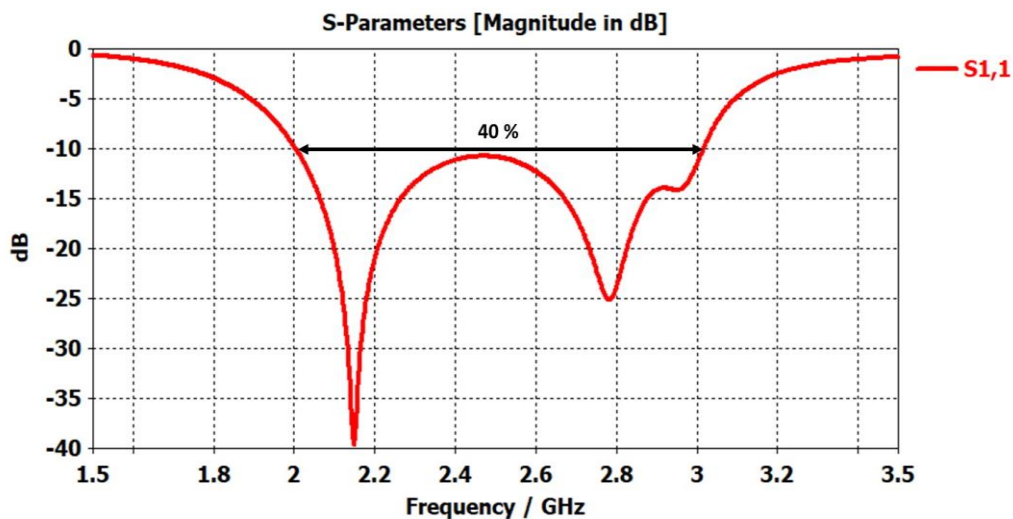


Figure III. 14: Coefficient d'adaptation S11

La procédure d'adaptation décrite en détails précédemment à titre d'exemple, est facilement généralisable à l'élargissement de bande de tout pixel [29] [30]. Cette propriété établie pour le pixel se retrouve presque intégralement dans l'antenne complète (erreurs < 3%). L'écart est dû aux couplages entre éléments et aux effets de bords (cf § III.7).

## III.2. Cartographies des champs

### III.2.1. Uniformité du champ généré sur l'ouverture équivalente au-dessus du pixel.

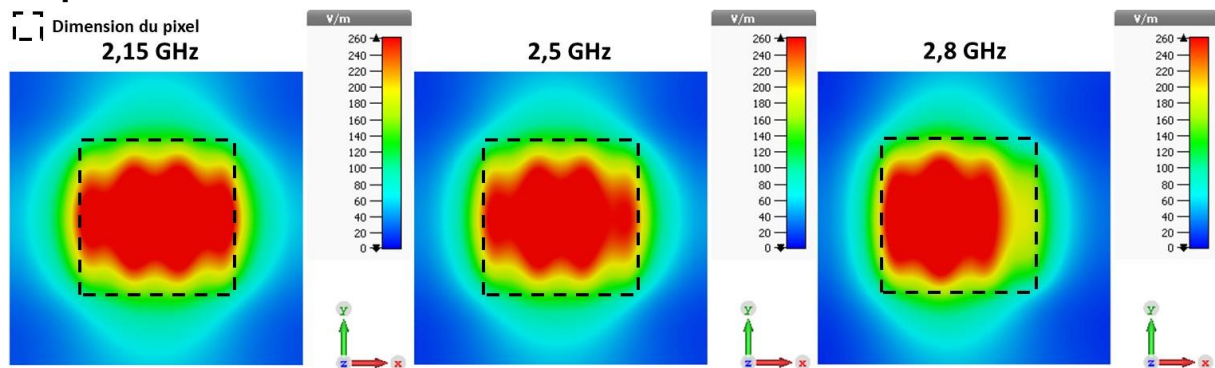


Figure III. 15: cartographies des champs  $E_x$  au-dessus du pixel.

La figure III.15 représente les cartographies des champs  $E_x$  dans le plan xoy au-dessus du pixel.

Sur ces cartographies, nous remarquons que :

- Le champ est pratiquement uniforme sur toute la surface.
- Vers les hautes fréquences le champ est décentré. Ce phénomène est dû à la dissymétrie de l'excitation (patch 1 port).

Considérons maintenant une antenne MARPEM 2D formée par une matrice de 15 x 13 Pixels. La cartographie du champ montre bien que le champ  $E_x$  au-dessus de l'antenne MARPEM est pratiquement uniforme (figure III.16) correspondant à un diagramme axial en Sinc (cf. § II.2.4) à la fréquence 2 GHz.

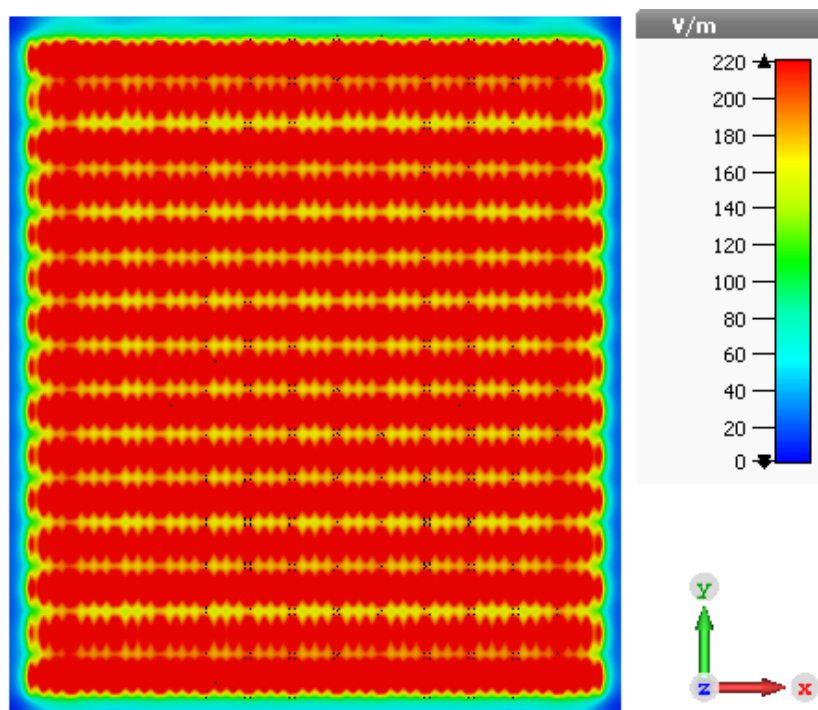


Figure III. 16: Cartographie du champ  $E$  au-dessus d'une antenne MARPEM 15x13 pixels.

### III.2.2. Cartographies des champs $E_x$ , $E_y$ , $E_z$ , $H_x$ , $H_y$ , et $H_z$ dans le pixel.

Cette partie représente les cartographies des champs  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_x$ ,  $H_y$ , et  $H_z$  dans différents plans qui nous permet de visualiser le mode TM dans notre pixel.

#### III.2.2.1. Selon l'axe $xoz$ :

##### III.2.2.1.1. Le champ $E_x$ :

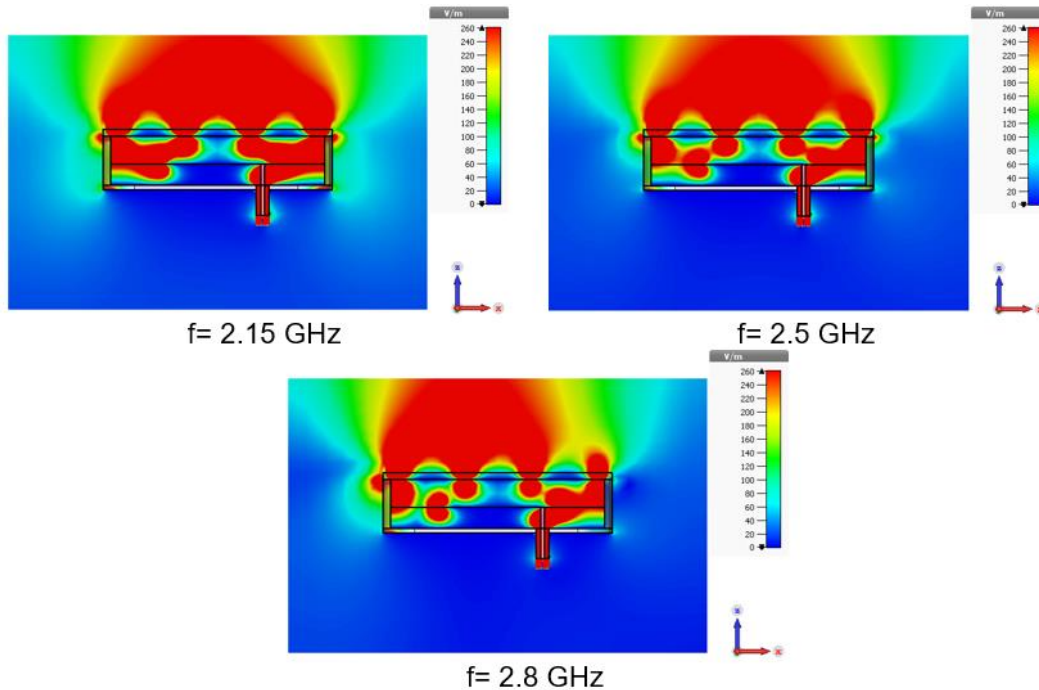


Figure III. 17: Cartographies de champs  $E_x$  pour plusieurs fréquences selon  $xoz$ .

On voit sur la figure III.17:

- Qu'il n'y a pas de champ  $E_x$  sous le patch (Normal).
- Le mode est le TM de l'antenne BIE dans le pixel. Nous avons  $E_x$ ,  $E_z$  et  $H_y$  et pas de  $H_z$ .
- Que le champ  $E_x$  est le champ rayonné de notre pixel (Surface d'Huygens).
- Un problème à 2.8 GHz toujours dû à la dissymétrie de l'excitation.

##### III.2.2.1.2. Le Champ $E_y$ :

Le champ  $E_y$  est nul.

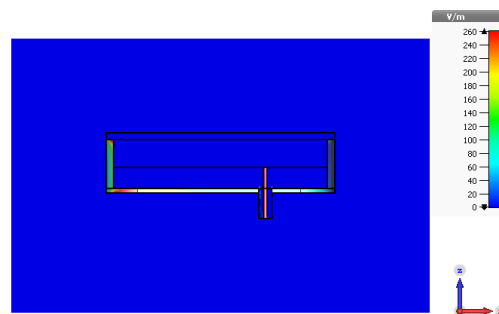


Figure III. 18: Cartographies du champ  $E_y$  selon  $xoz$ .

### III.2.2.1.3. Le Champ Ez:

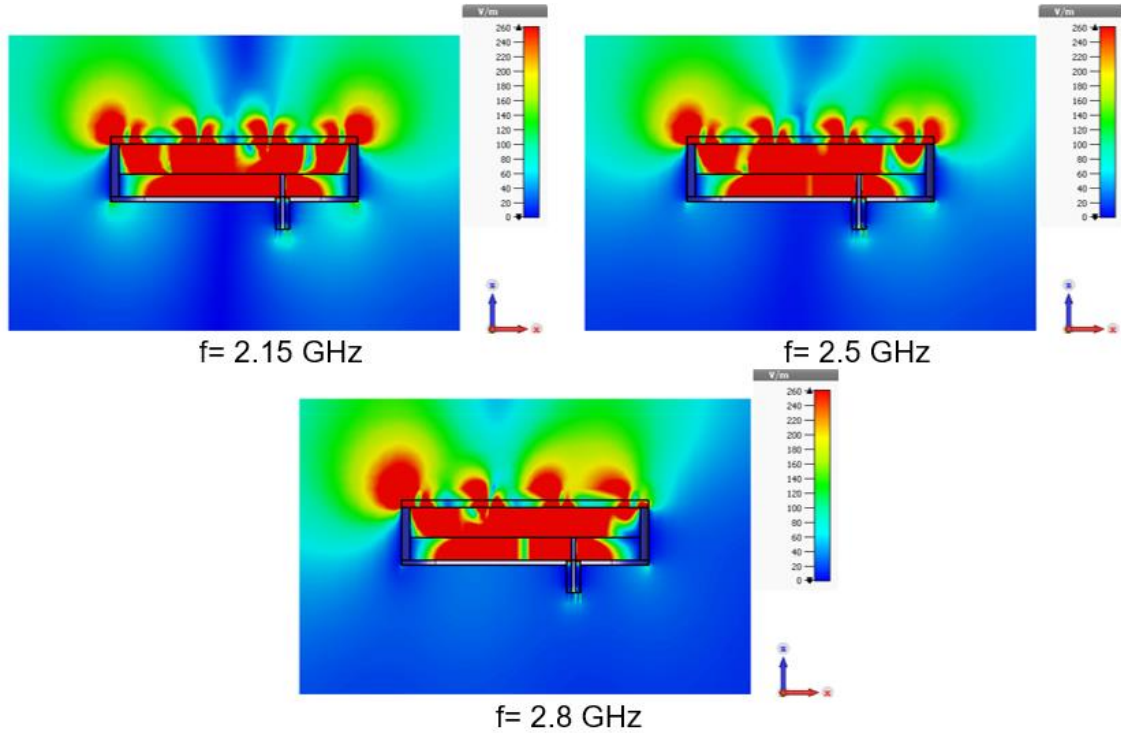


Figure III. 19: Cartographies du champ  $E_z$  pour plusieurs fréquences selon  $xoz$ .

On a un champ  $E_z$  entre le plan de masse et le patch et entre le patch et la PRS. Le champ  $E_z$  ne sort pas du pixel donc n'est pas responsable du rayonnement.

### III.2.2.1.4. Le Champ $H_x$ , $H_y$ , $H_z$ :

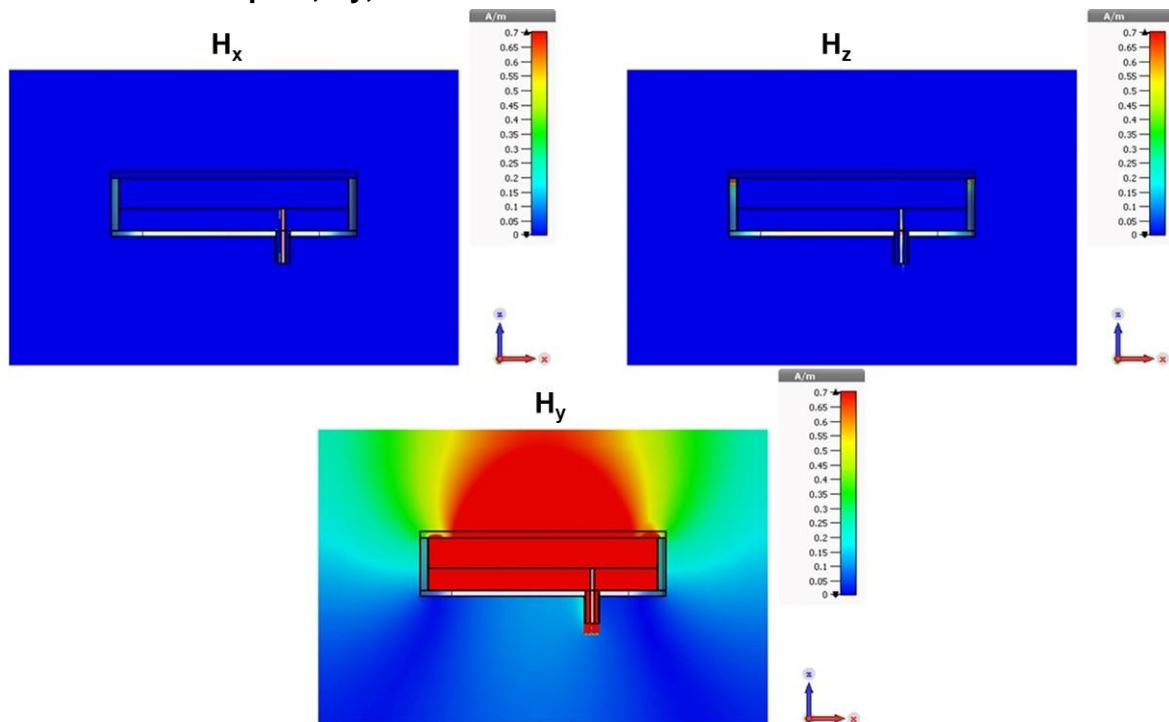


Figure III. 20: Cartographies de champs  $H_x$ ,  $H_y$  et  $H_z$  à 2.5 GHz selon  $xoz$ .

Les cartographies de la figure III.20 montre bien que le mode est TM puisqu'il n'y a que du champ  $H_y$  et il n'y a ni de  $H_x$  ni de  $H_z$ .



### III.2.2.2. Selon l'axe yoz:

#### III.2.2.2.1. Le champ $E_x$ :

Responsable du rayonnement suivant ox.

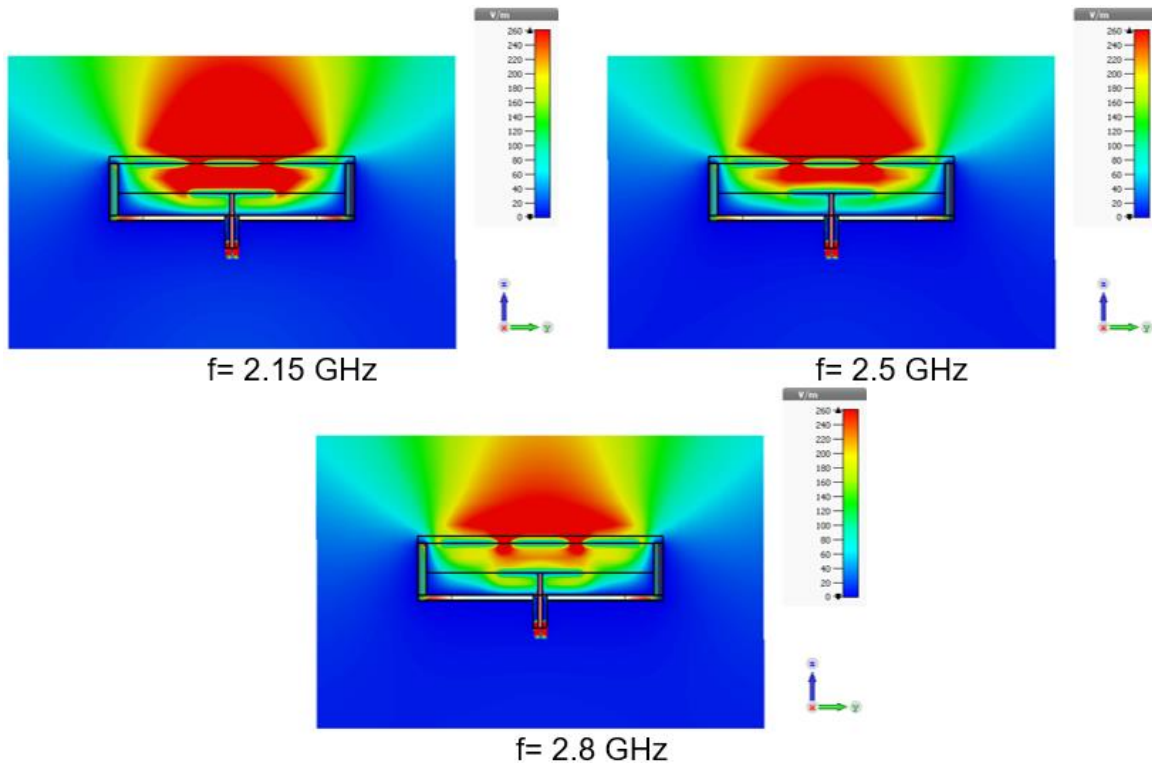


Figure III. 21: Cartographies de champs  $E_x$  pour plusieurs fréquences selon yoz.

#### III.2.2.2.2. Le champ $E_y$ :

Le champ  $E_y$  est nul dans notre pixel. Le champ qu'on voit en rouge est dû à l'effet de pointe au bord des parties métalliques.

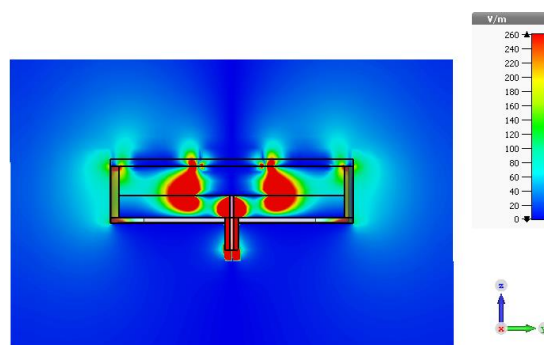


Figure III. 22: Cartographies de champs  $E_y$  selon yoz.

### III.2.2.2.3. Le champ $E_z$ :

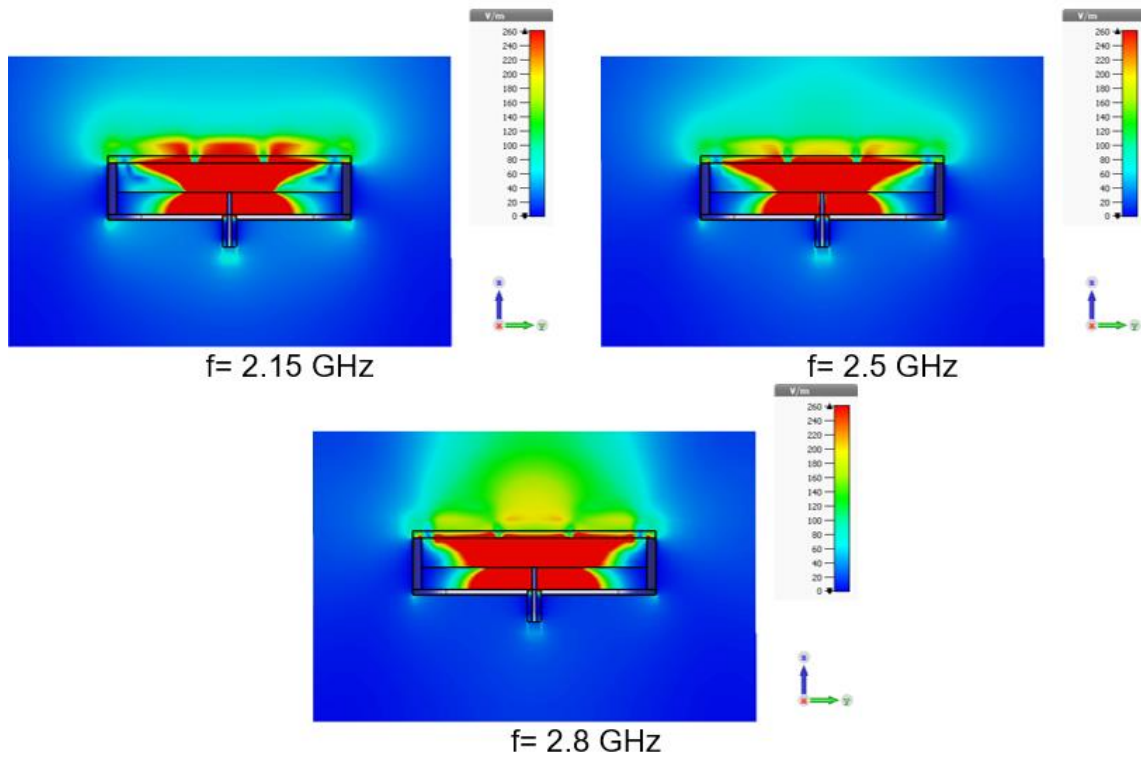


Figure III. 23: Cartographies de champs  $E_z$  pour plusieurs fréquences selon yoz.

- Il est fort sous le patch ce qui est tout à fait normal.
- Il se prolonge dans le pixel puisqu'on est en mode TM.
- Il ne participe pas au rayonnement.

### III.3. Pixel large bande excité par différentes sources.

La large bande passante a été validée sur trois autres types de pixels [30] chacun excité par une source différente (un patch 2 ports, un dipôle et un dipôle sous forme de papillon imprimé sur un substrat). Les résultats seront généralisables à n'importe quelle matrice formée de ces pixels.

#### III.3.1. Pixel large bande excité par un patch 2 ports.

##### III.3.1.1. Conception

Dans cette partie le système d'excitation considéré pour exciter le pixel est constitué d'un patch rectangulaire encastré dans un substrat diélectrique et excité par deux connecteurs SMA ( $0^\circ$  et  $180^\circ$ ) (figure III.24). Un pixel 2 ports a été réalisé pour plusieurs raisons : la première est d'avoir un champ uniforme et symétrique dans notre pixel. La deuxième correspond à l'utilisation d'un amplificateur qui sort en push pull donc avec 2 sorties  $0^\circ$  et  $180^\circ$  on peut directement le relier au pixel sans passer par un balun. La troisième raison est que, si on veut doubler la puissance injectée dans le pixel, on peut alimenter par 2 amplificateurs déphasés de  $180^\circ$ .

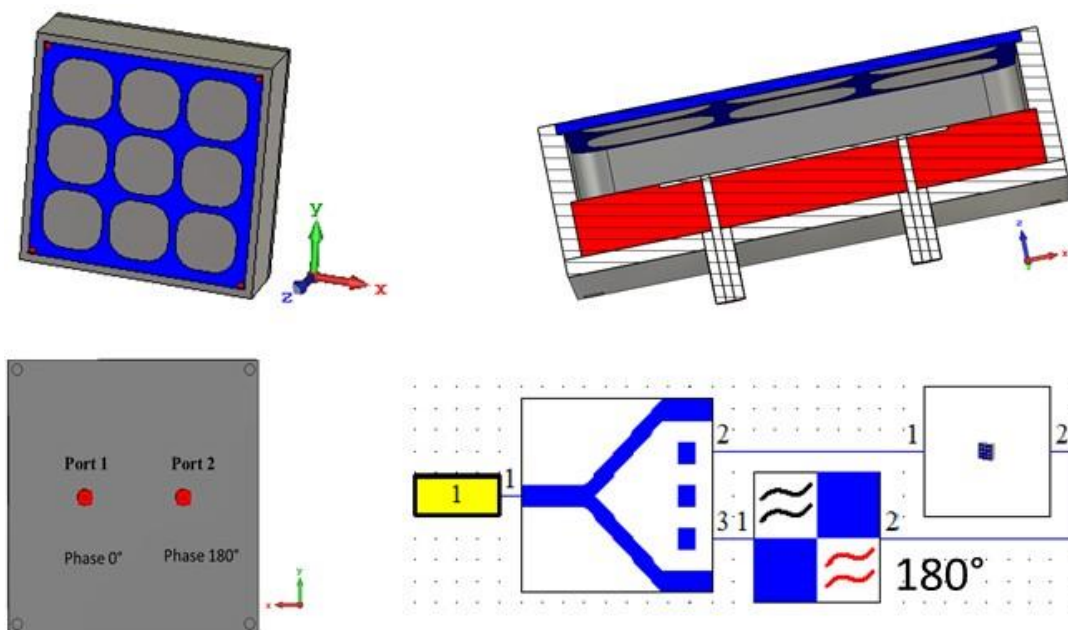


Figure III. 24: Structure générale du Pixel excité par un patch 2 ports + schéma ampli, déphaseur.

##### III.3.1.2. Coefficient d'adaptation S11

Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur une large bande passante de l'ordre de 0.87 GHz qui est équivalente à 36.6% (Figure III.25).

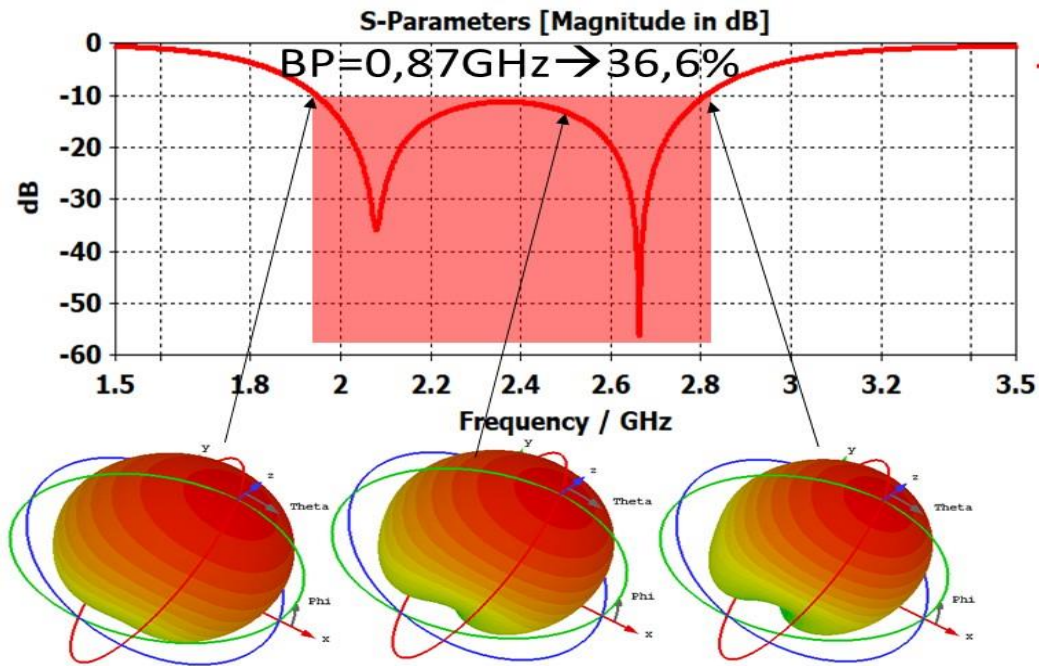


Figure III. 25: Coefficient d'adaptation  $S(f)$  du pixel excité par un patch 2 ports + Diagrammes de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement du pixel seul est également montré sur la figure III.25 pour évaluer l'homogénéité d'excitation à toutes les fréquences ; il est directif sur toute notre bande. On peut étudier le rayonnement du pixel seul car ce sera pratiquement la même forme pour la matrice.

### III.3.1.3. Cartographie du champs $E_x$

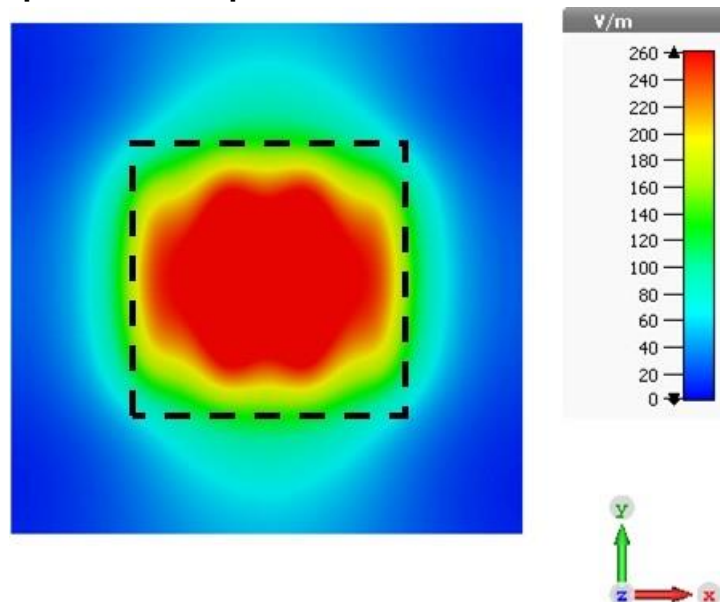


Figure III. 26: Cartographie du champs  $E_x$  au-dessus du pixel excité par un patch 2 ports à 2.8 GHz.

La cartographie du champs  $E_x$  du pixel excité par un patch 2 ports montre l'homogénéité du champ  $E_x$  au-dessus du pixel à la fréquence haute 2.8 GHz (figure III.26) ce qui n'est pas le cas pour le pixel 1 port d'où l'intérêt des 2 ports (figure III.15).

### III.3.1.4. Evolution du gain (réalisé/ intrinsèque) et de la directivité en fonction de la fréquence :

La figure III.27 représente l'évolution en fonction de la fréquence de la directivité, du gain intrinsèque et du gain réalisé. La bande en rayonnement est de 1.2 GHz ; équivalente à 50.1%. Elle est plus large que la bande en adaptation car la croissance du gain réalisé en fonction de la fréquence compense la chute du « gain réalisé » due à la désadaptation.

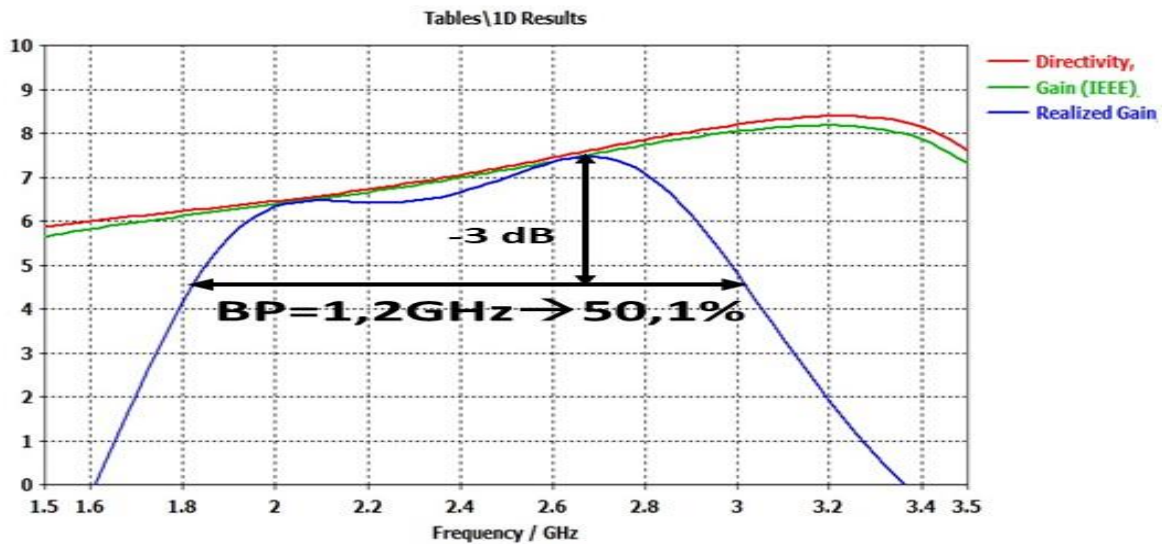


Figure III. 27: Directivité, gain intrinsèque et gain réalisé d'un pixel seul en fonction de la fréquence.

### III.3.2. Pixel large bande excité par un dipôle.

#### III.3.2.1. III.2.1 Conception

Dans cette partie le système d'excitation considéré pour exciter le pixel est constitué d'un dipôle placé près du centre de la cavité du pixel (figure III.28) ou le champ électrique est fort.

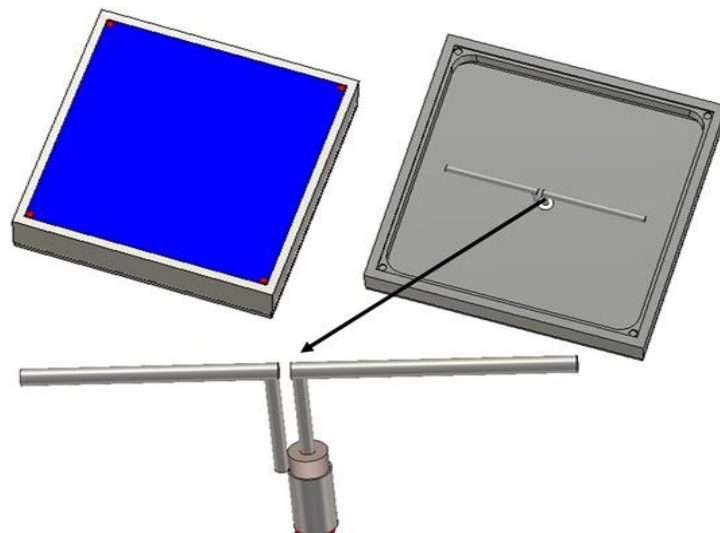


Figure III. 28: Structure générale du Pixel excité par un dipôle.

### III.3.2.2. Coefficient d'adaptation S11

Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur une large bande passante de l'ordre de 0.92 GHz qui est équivalent à 39%. (Figure III.29) ; plus large que la bande en adaptation du pixel excité par un patch 2 ports.

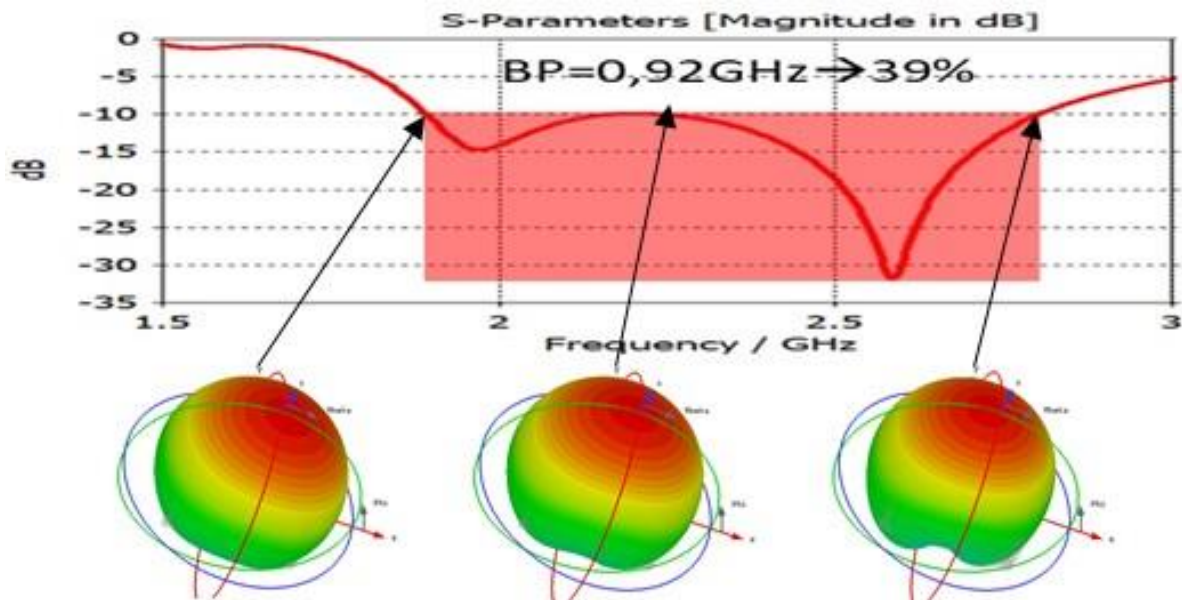


Figure III. 29: Coefficient d'adaptation  $S(f)$  du pixel excité par un dipôle + Diagrammes de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement est directif sur toute notre bande.

### III.3.2.3. Cartographie du champs $E_x$

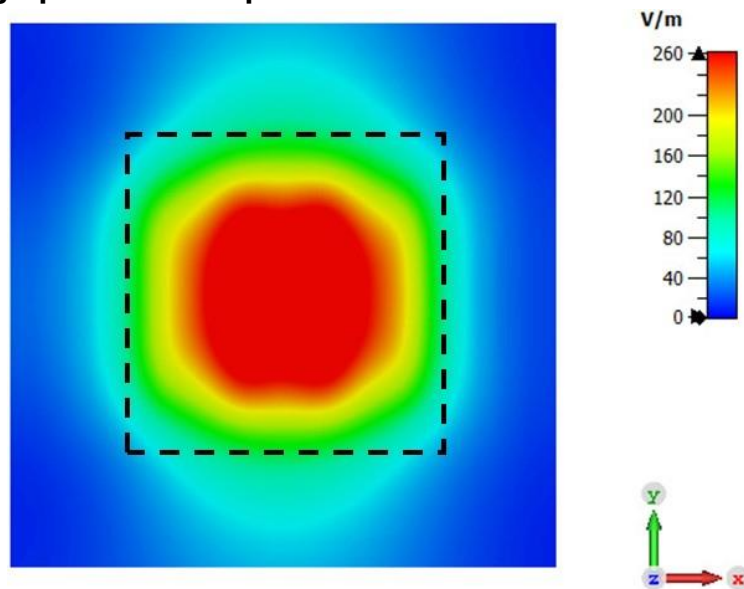


Figure III. 30: Cartographie du champs  $E_x$  au-dessus du pixel excité par un patch 2 ports à 2.8 GHz.

La cartographie du champs  $E_x$  du pixel excité par un dipôle montre l'homogénéité du champ  $E_x$  au-dessus du pixel à la fréquence haute 2.8 GHz (figure III.30)

### III.3.2.4. Evolution du gain (réalisé/ intrinsèque) et de la directivité en fonction de la fréquence :

La figure III.31 représente la directivité, le gain intrinsèque et le gain réalisé. La bande en rayonnement est de 2,3 GHz qui est équivalente à 76,57% beaucoup plus large que la bande en rayonnement du pixel excité par un patch 2 ports.

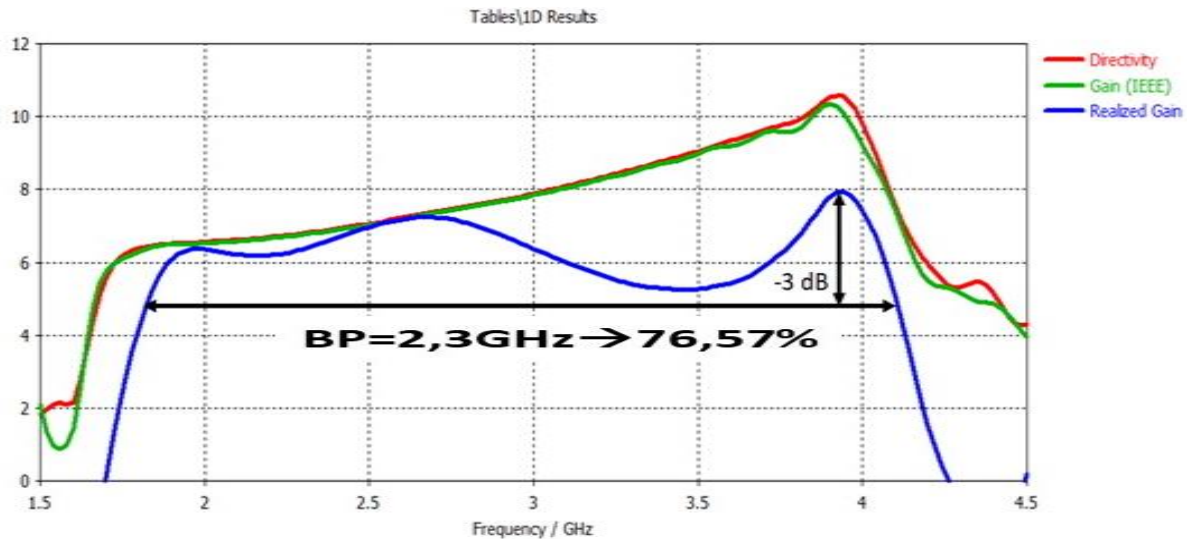


Figure III. 31: Directivité, gain intrinsèque et gain réalisé en fonction de la fréquence.

Comme vu précédemment l'augmentation du gain avec la fréquence conduit à un rayonnement constant sur une bande plus large que celle d'adaptation.

### III.3.3. Pixel large bande excité par un dipôle papillon.

#### III.3.3.1. Conception

Dans cette partie le système d'excitation considéré pour exciter le pixel est constitué d'un dipôle sous forme de papillon imprimé sur un substrat et placé au centre de la cavité du pixel (figure III.32).

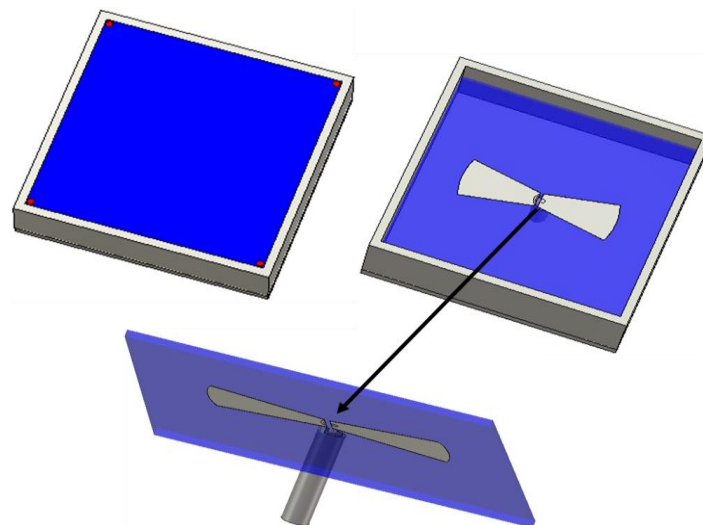


Figure III. 32: Structure générale du Pixel excité par un dipôle sous forme de papillon imprimé sur un substrat.

### III.3.3.2. Coefficient d'adaptation S11

Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur une large bande passante de l'ordre de 1.2 GHz qui est équivalente à 46% (Figure III.33) encore plus large que les trois cas traités avant (pixel excité par un dipôle, un patch 1 et 2 ports).

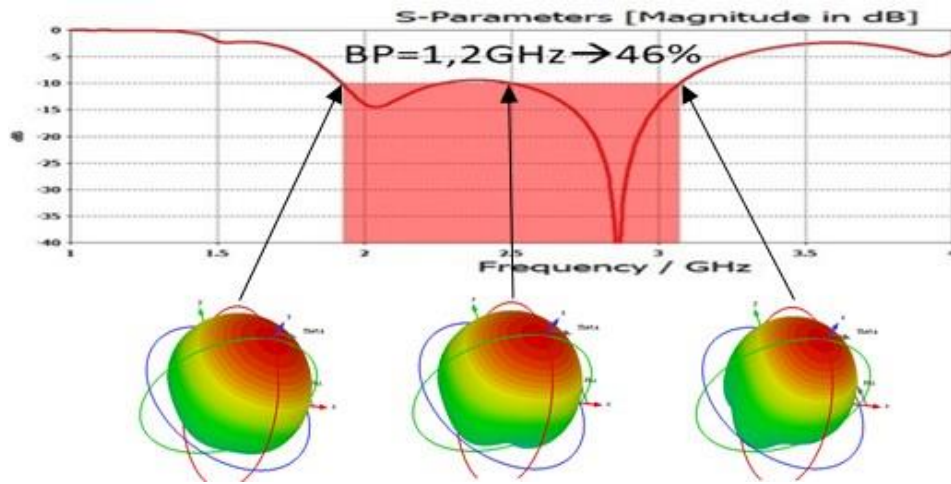


Figure III. 33: Coefficient d'adaptation S(f) du Pixel excité par un dipôle sous forme de papillon imprimé sur un substrat + Diagrammes de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement est directif sur notre bande.

### III.3.3.3. Evolution du gain (réalisé/ intrinsèque) et de la directivité en fonction de la fréquence :

La figure III.34 représente la directivité, le gain intrinsèque et le gain réalisé. La bande en rayonnement est de 1.65 GHz ce qui est équivalent à 64%. Meilleure adéquation entre la bande d'adaptation et celle de rayonnement. Elle est plus large que le pixel excité par un patch (1 ou 2 port) mais plus petite que celle du pixel excité par un dipôle.

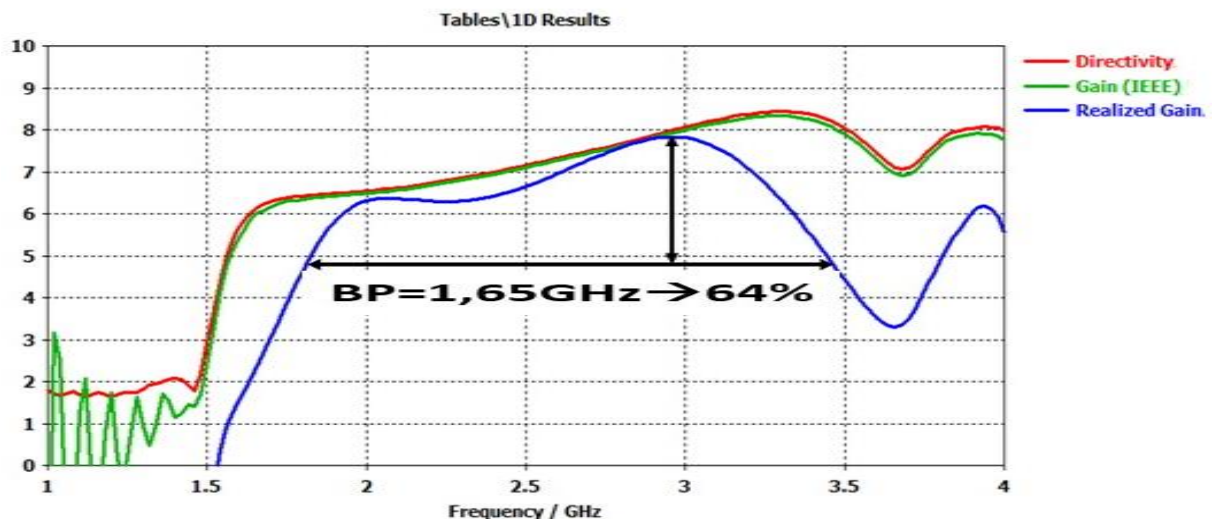


Figure III. 34: Directivité, gain intrinsèque et gain réalisé en fonction de la fréquence

En conclusion l'excitation par un dipôle est meilleure que l'excitation par patch mais sera plus difficile à adapter pour obtenir la polarisation circulaire [31].



### III.3.4. Récapitulatif et comparaison

Les résultats précédents sont récapitulés dans la figure III.35. On peut noter que quel que soit la sonde d'excitation de la cavité les résultats en adaptation restent satisfaisants mais avec néanmoins un avantage à la solution dipôle papillon. En rayonnement c'est l'excitation par le dipôle normal qui est la plus pertinente.

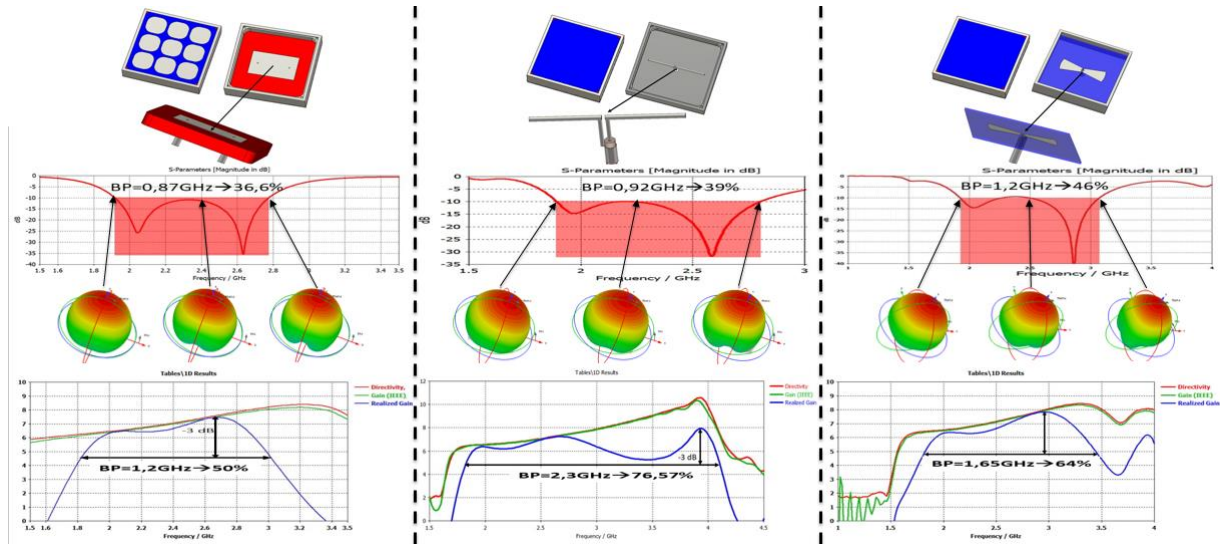


Figure III. 35 : Récapitulatif et comparaison

## III.4. Pixel large bande avec différentes PRS.

### III.4.1. Conception

Une étude a été faite sur la surface semi réfléchissante, Le pixel est une cavité à fuite due à cette surface semi réfléchissante. Cette surface doit être la plus transparente possible pour avoir la bande la plus large possible. Nous avons utilisé une FSS d'un part et un substrat céramique d'autre part, donc nous avons joué sur le coefficient de qualité de la cavité qui est devenu plus ou moins bon selon le cas en changeant la surface semi réfléchissante de notre pixel (Figure III.36).

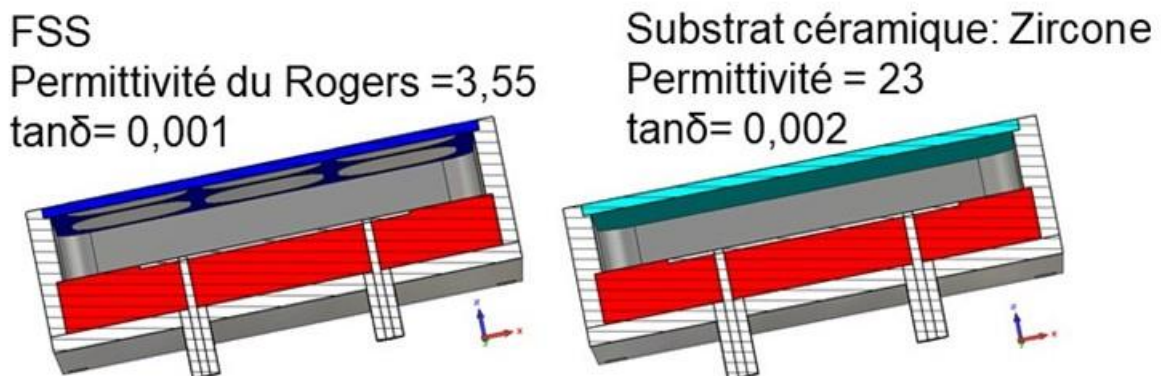


Figure III. 36: Structures générales des Pixels avec différent PRS.

### III.4.2. Coefficient d'adaptation S11

Pour le pixel conçu avec une FSS nous avons obtenu une bande passante en adaptation de 0.9 GHz correspondant à 36.6% tandis que pour le pixel conçu avec un substrat céramique, une bande passante en adaptation de 1.05GHz correspondant à 41.4% a été atteinte (Figure III.37).

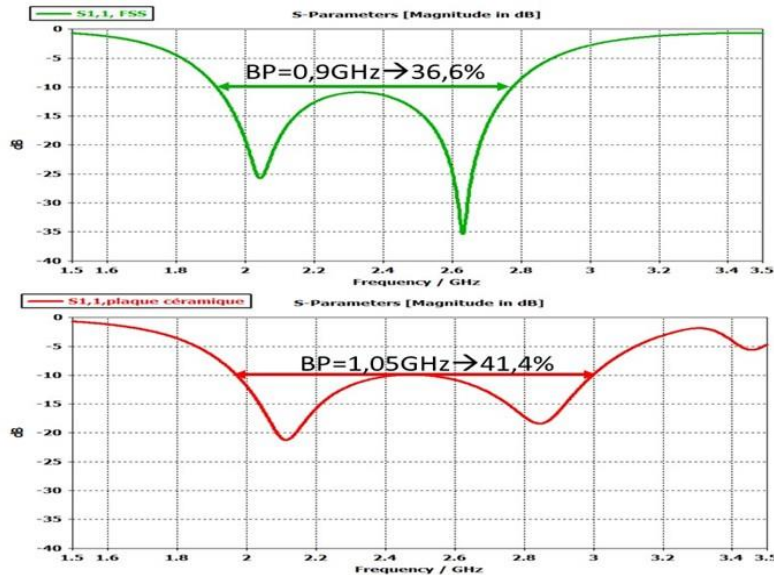


Figure III. 37: Coefficients d'adaptations S11 des Pixels avec différent PRS.

### III.4.3. Evolution du gain réalisé et de la directivité en fonction de la fréquence :

Pour le pixel conçu avec une FSS nous avons une bande passante en rayonnement de 1.2 GHz correspondant à 50.1 % tandis que pour le pixel conçu avec un substrat céramique nous avons une bande passante en rayonnement de 1.4 GHz correspondant à 54.7% (Figure III.38).

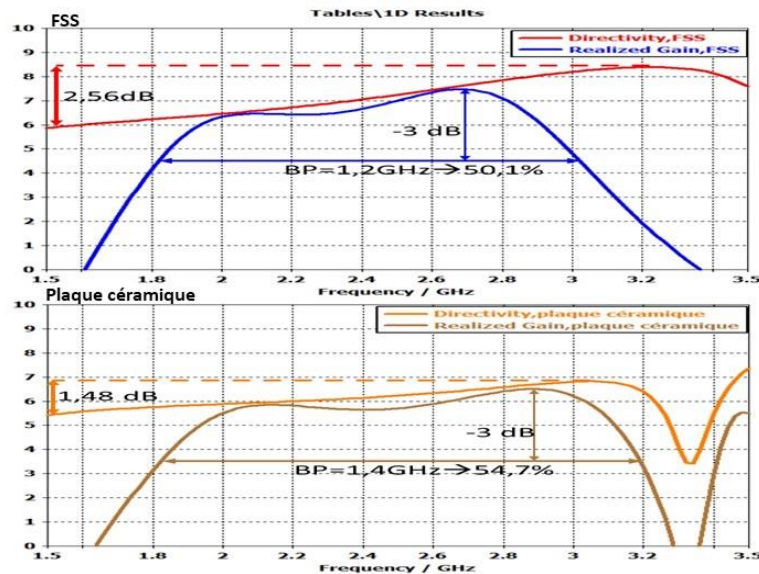


Figure III. 38: Directivités et gains réalisés en fonction de la fréquence des Pixels avec différent PRS.

Cependant le cout d'une PRS avec une céramique à fort  $\epsilon$  est plus élevé et la fabrication plus lourde.

### III.5. Fabrications et mesures.

Pour une validation expérimentale de la large bande passante et pour confronter la simulation et la mesure, deux pixels ont été réalisés. Un pixel excité par un patch 1 port et un pixel excité par un patch 2 ports. Les pixels fabriqués sont présentés ci-dessous sur la Figure III.39.



Figure III. 39: Pixel 1 port et Pixel 2 ports fabriqués.

Nous avons obtenu les résultats attendus avec des larges bandes passantes sauf qu'on a une erreur dans la fabrication puisque le patch est encastré dans le substrat et quand on appuie sur le patch les adaptations bougent en particulier un trou autour de 2.5 GHz apparaît et se déplace. La fabrication est à refaire en utilisant un substrat Rogers ou le patch est imprimé sur le substrat.

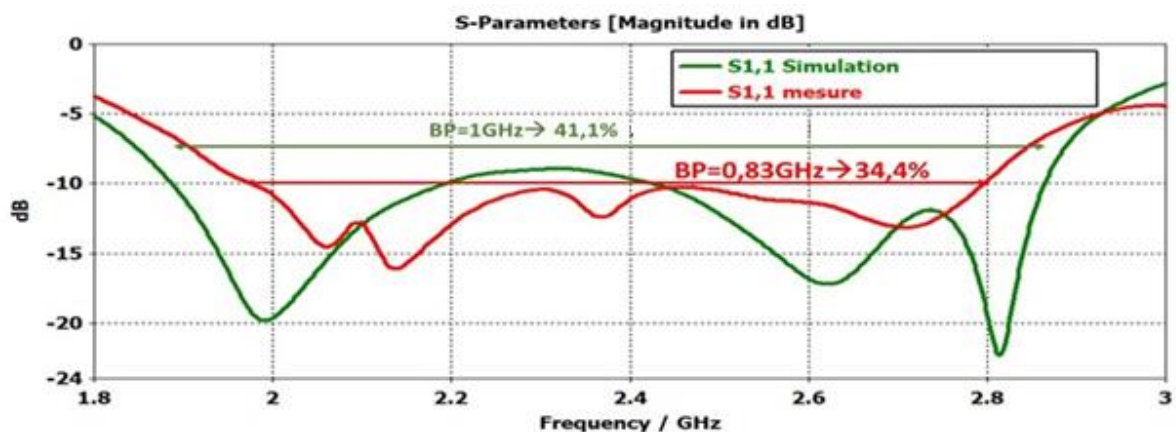


Figure III. 40: Comparaison entre le coefficient d'adaptation simulé et mesuré pour le pixel 1 port.

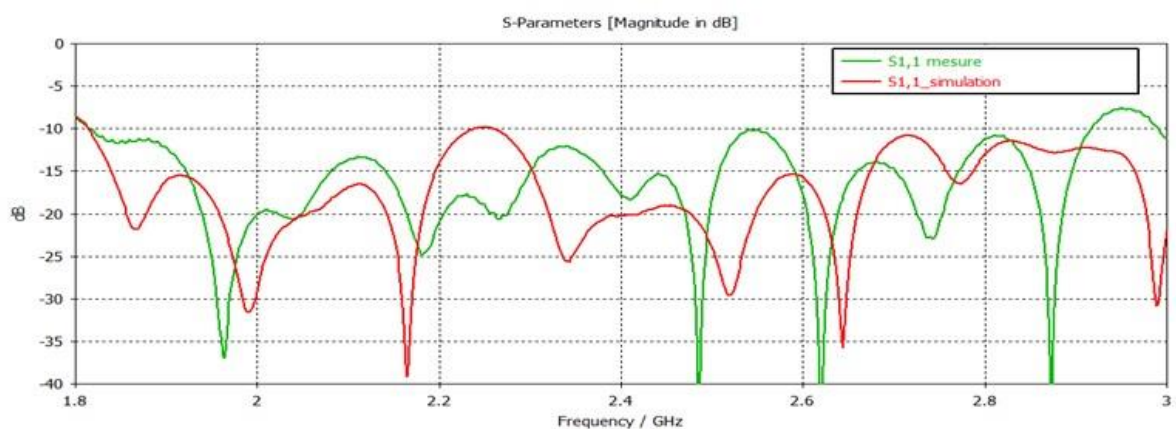


Figure III. 41: Comparaison entre le coefficient d'adaptation simulé et mesuré pour le pixel 2 ports.

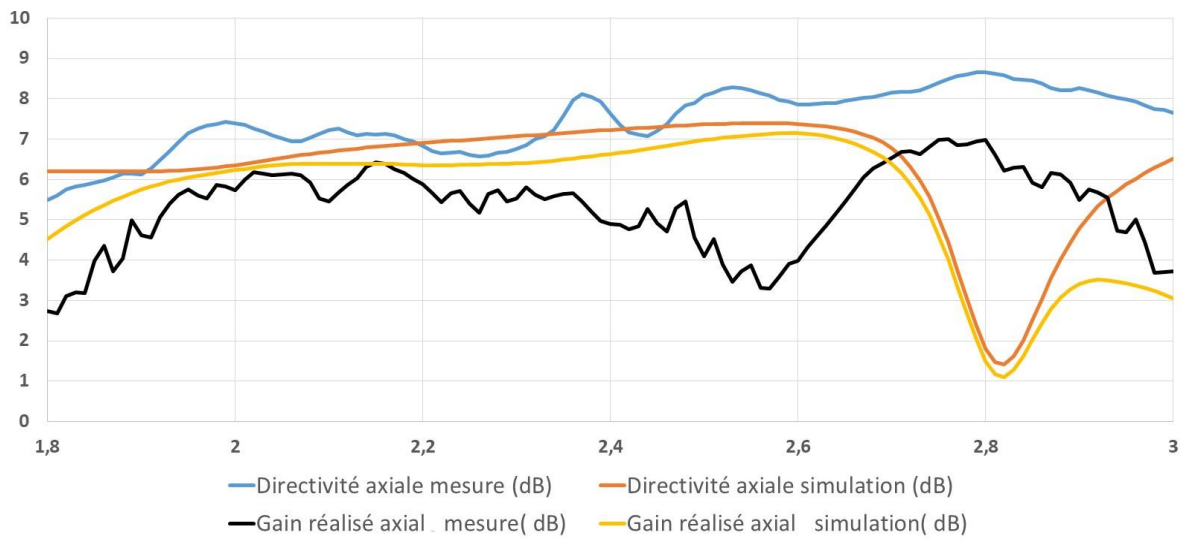


Figure III. 42: Comparaison entre la directivité et le gain réalisé simulé et mesuré pour le pixel 1 port.

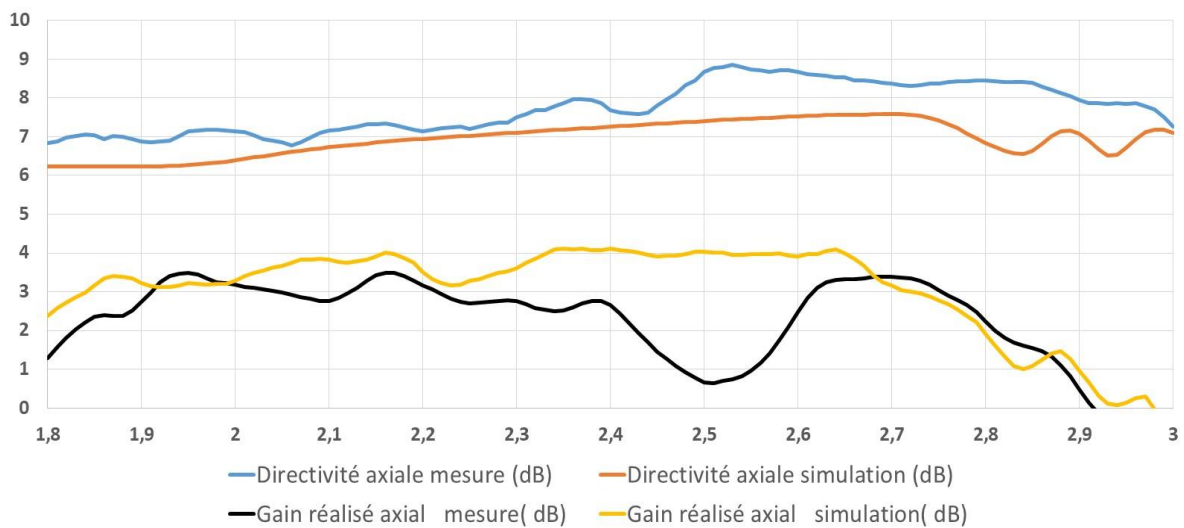


Figure III. 43: Comparaison entre la directivité et le gain réalisé simulé et mesuré pour le pixel 2 ports.

L'écart entre le gain réalisé et la directivité de la figure III.43 est dû aux pertes des déphaseurs et des diviseurs de puissance utilisés dans cette mesure correspondant à environ 3 dB. Ainsi la comparaison des courbes jaune et noire est la plus significative; le trou correspondant toujours au problème de fabrication vers 2.5 GHz.

### III.6. Pixel large bande avec un trou dans la bande passante.

Afin de répondre à la demande croissante des nouveaux services, les plateformes aéroportées ou satellitaires doivent intégrer de plus en plus des systèmes radios alors que les bandes de fréquences disponibles pour l'intégration de ces éléments sont de plus en plus réduites. En particulier, l'utilisation des radars à ultra large bande (ULB), des dispositifs de guerre électronique ou des systèmes des télécommunications à large bande augmente la difficulté de partager la bande de fréquences autorisée sur une plate-forme. En conséquence, l'introduction d'une bande interdite étroite dans ces structures ULB est aujourd'hui un défi. Cette bande étroite peut être utilisée pour la localisation, la voix, l'internet, les communications en utilisant par exemple une autre antenne située à proximité sur la plateforme, mais aussi à l'intérieur de l'antenne ULB elle-même en construisant une Antenne Multifonction.

#### III.6.1. Principe de rejet de bande étroite.

Le principe est montré sur une excitation par patch pour la généraliser en polar circulaire.

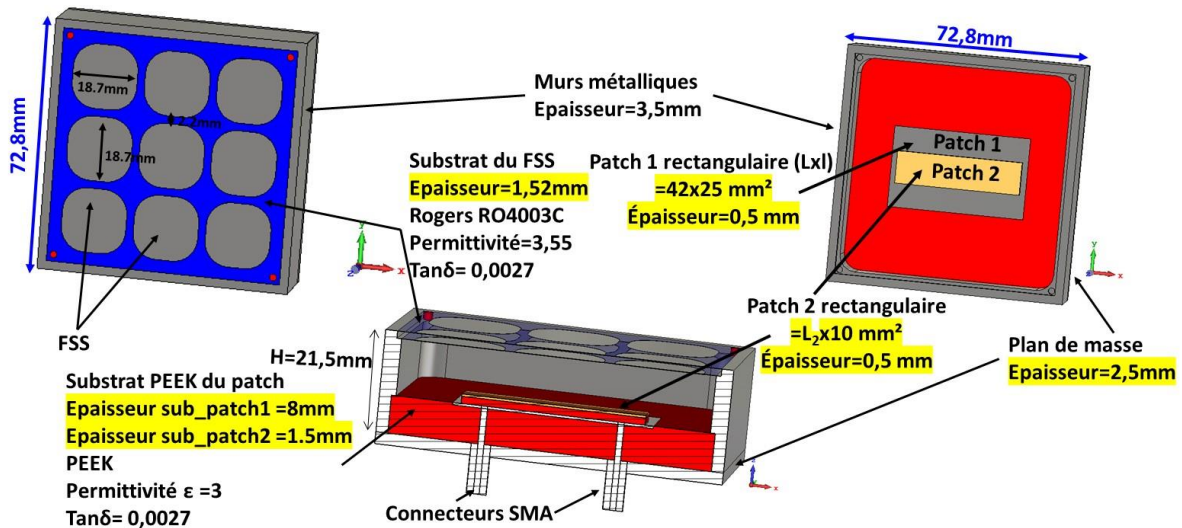


Figure III. 44: Caractéristiques géométriques du pixel :1) le pixel est alimenté par une sonde patch n°1 à deux excitations coaxiales pour la symétrisation du faisceau (sans le patch n°2) ; 2) ajout d'un deuxième patch n°2 pour obtenir la réjection de la bande étroite.

La technique de réjection à bande étroite consiste à introduire dans le pixel un deuxième élément d'alimentation constitué d'un deuxième patch de longueur  $L_2$  sur le toit du premier et parallèle à celui-ci (figure III.44). Cette approche permet d'annuler l'effet de la première sonde patch (Patch1) uniquement pour les fréquences où le couplage entre les deux sondes est maximum correspondant à la résonance du patch supérieur [32]. Dans ce cas, un champ électrique est généré par le patch2 dans le sens inverse de celui donné par la première sonde patch avec approximativement la même amplitude. L'évolution du paramètre  $S(f)$  en fonction de la fréquence présente une région caractérisée par un comportement de court-circuit comme le montre la figure III.45.

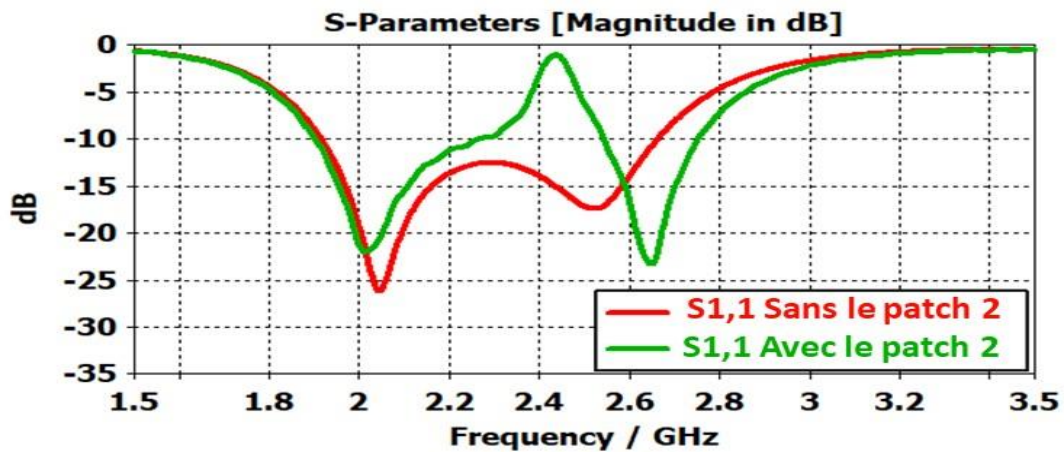


Figure III. 45: Evolution du paramètre S11 du Pixel en fonction de la fréquence avec et sans le patch n°2

Par conséquent, le gain réalisé est fortement réduit dans cette région générant un « trou » dans la bande de fréquence (figure III.46).

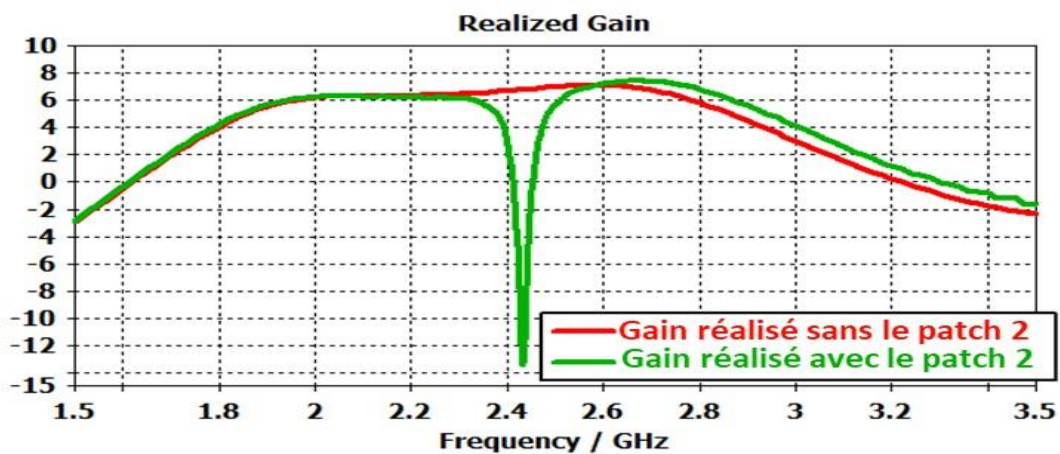


Figure III. 46: Gain réalisé du pixel en fonction de la fréquence sans et avec le Patch2.

Les cartographies des champs Ex de la figure III.47 montrent bien que le pixel ne rayonne pas dans la bande étroite rejetée.

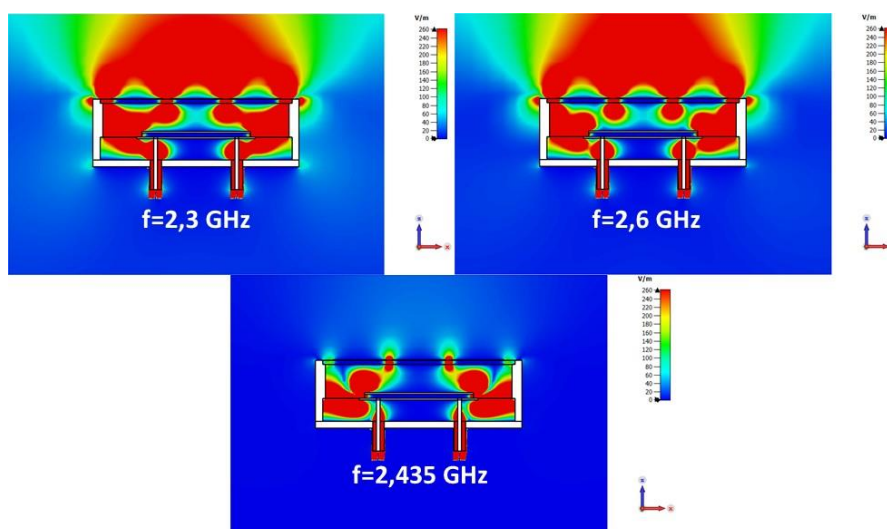


Figure III. 47: Cartographies des champs Ex pour trois fréquences.

### III.6.2. OPTIMISATION DE LA BANDE INTERDITE ÉTROITE.

Tout d'abord, la position du « trou » dans la bande de fréquence peut être facilement optimisée en déplaçant la longueur  $L_2$  du deuxième patch comme le montre la figure III.48.

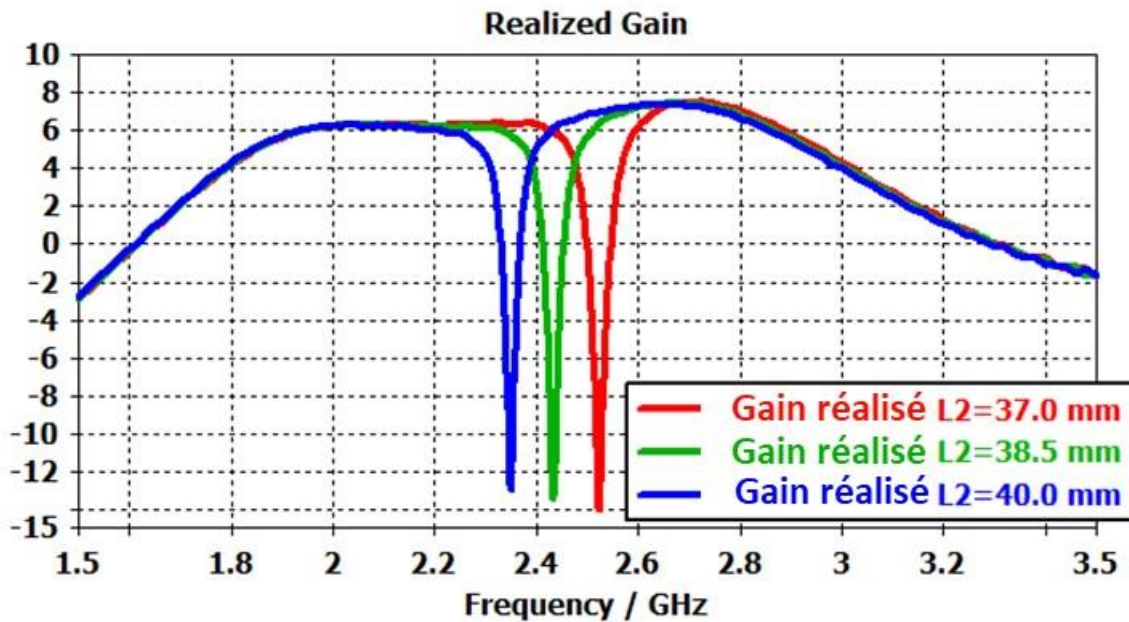


Figure III. 48: Positions des « trous » sur le gain réalisé en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur du patch2.

Des résultats similaires peuvent être obtenus en changeant l'épsilon du substrat patch2 (figure III.49) qui modifie également la longueur électrique du résonateur (patch2).

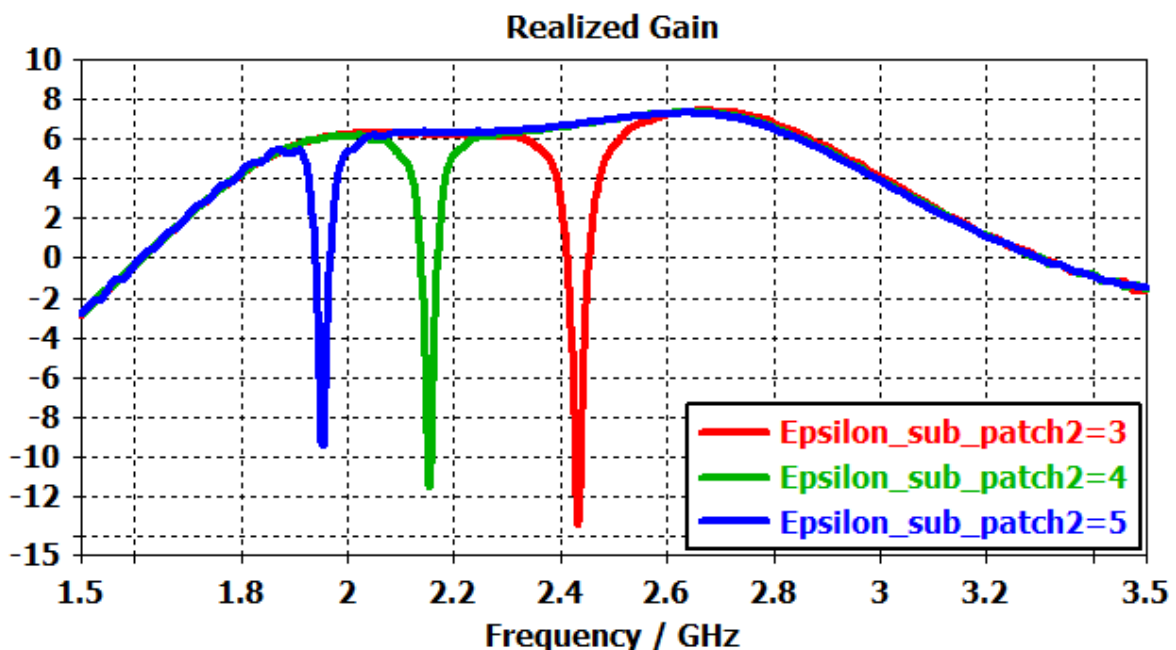


Figure III. 49: Influence du epsilon du « patch2 ».

Deuxièmement, la bande passante du "trou" définie par la bande de fréquence à - 3dB du gain maximum, peut également être modifiée en changeant l'épaisseur du substrat diélectrique du "Patch2" comme le montre la figure III.50.

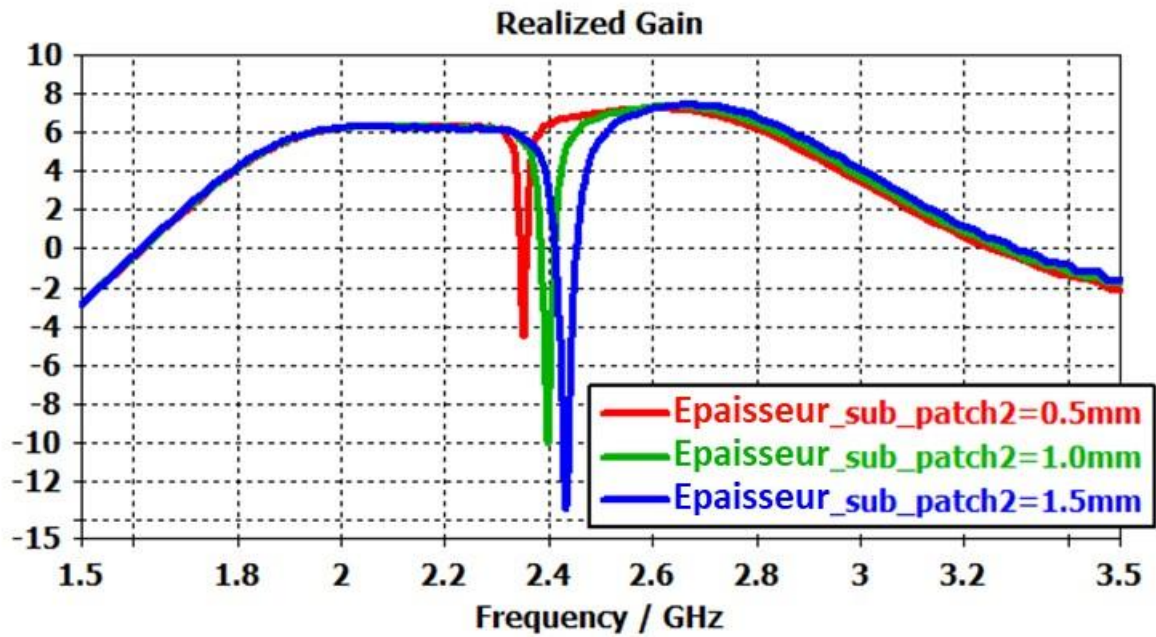


Figure III. 50: Gain réalisé du pixel en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du substrat du patch2.

La profondeur du trou dépend des pertes diélectriques du substrat patch2 (figure III.51).

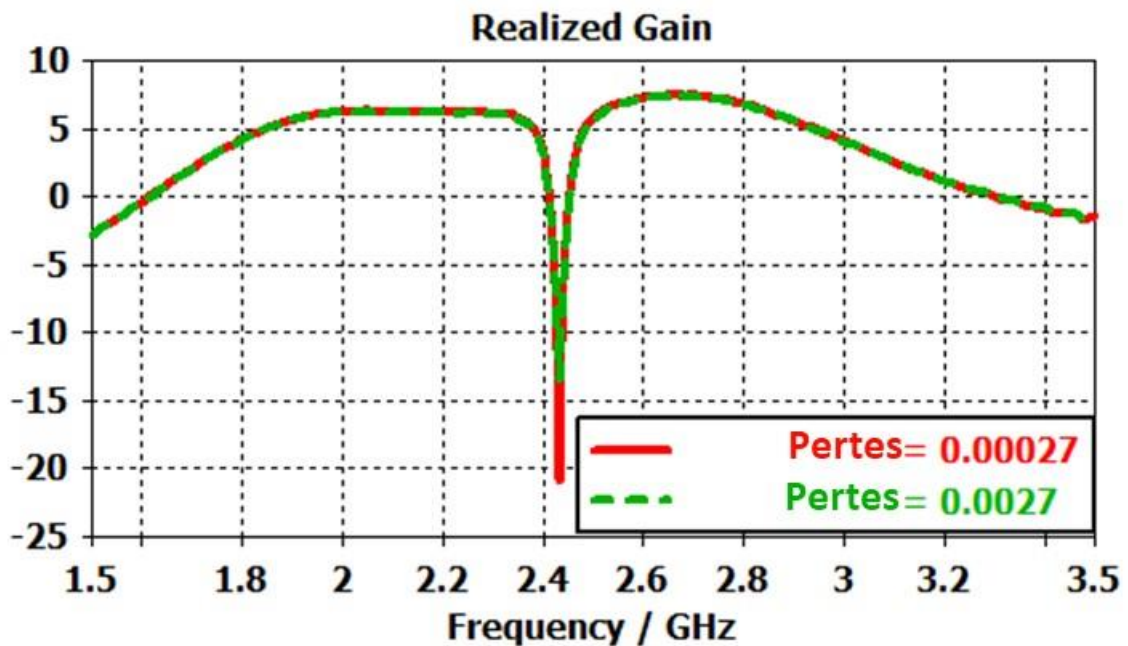


Figure III. 51: Gain réalisé du pixel en fonction de la fréquence pour différentes pertes diélectriques du substrat de patch2.



### III.6.3. EXEMPLES.

#### III.6.3.1. Réjection de bande ultra étroite autour de 2,4 GHz.

La largeur du trou est significativement réduite (figure III.52) en utilisant un patch2 fortement résonant obtenu, par exemple, en réduisant l'épaisseur de son substrat (figure III.50).

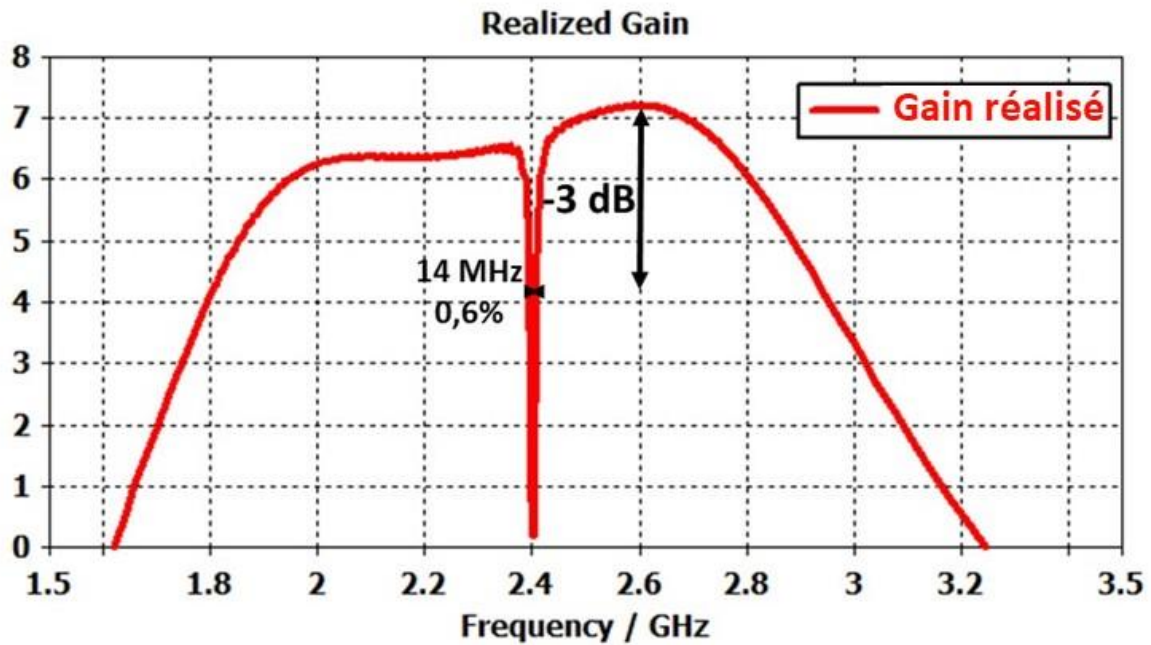


Figure III. 52: Evolution du gain réalisé en fonction de la fréquence présentant un trou à bande étroite (0,6%) à 2,4 GHz.

La position du trou ne bouge pas (figure III.53) lorsque le pixel est situé à l'intérieur d'une antenne MARPEM 5 pixels; juste la bande passante est un peu modifiée.

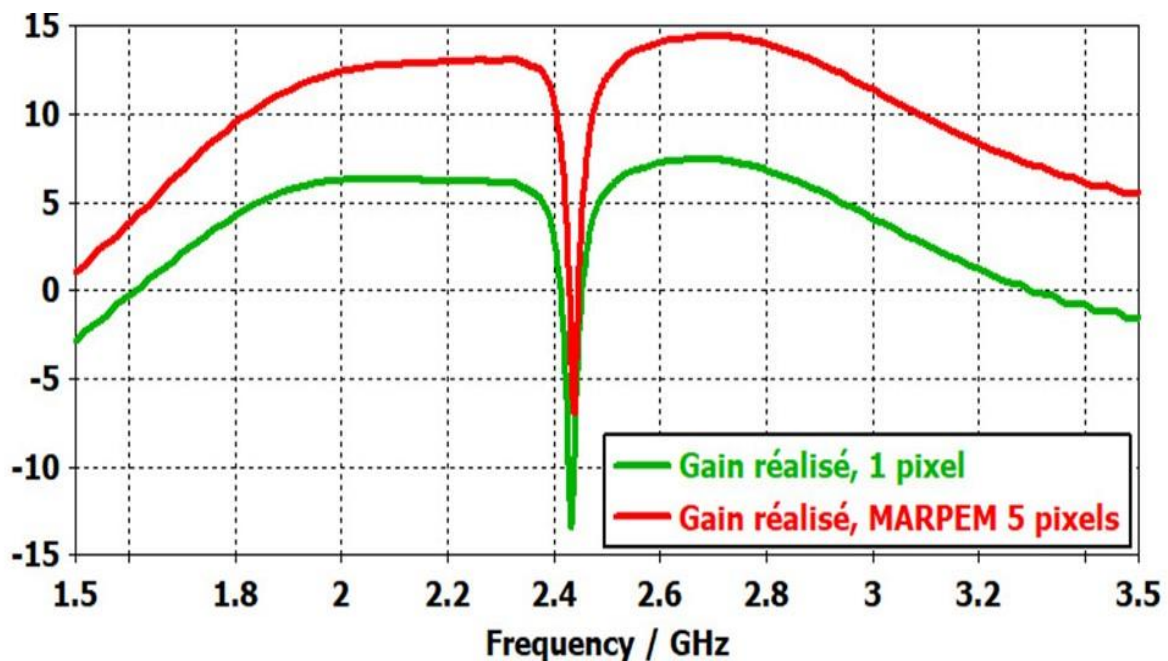


Figure III. 53: Gain réalisé du pixel et de MARPEM en fonction de la fréquence.

Introduction d'une agilité : Cet effet peut être supprimé en introduisant deux court-circuits entre les patches 1 et 2 comme le montre les figures III.54, III.55 et III.56 (fils piloté par une diode).

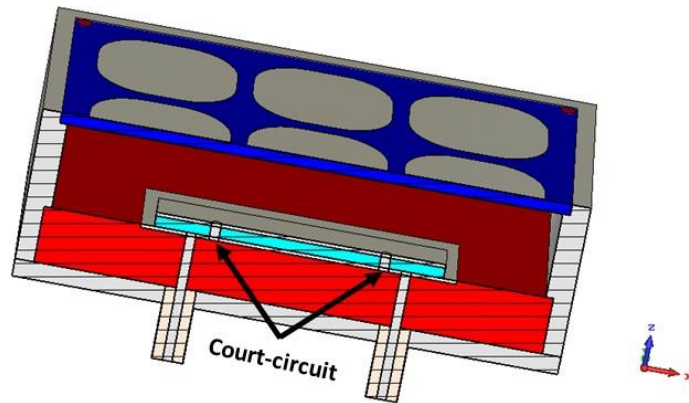


Figure III. 54: Introduction d'un court-circuit.

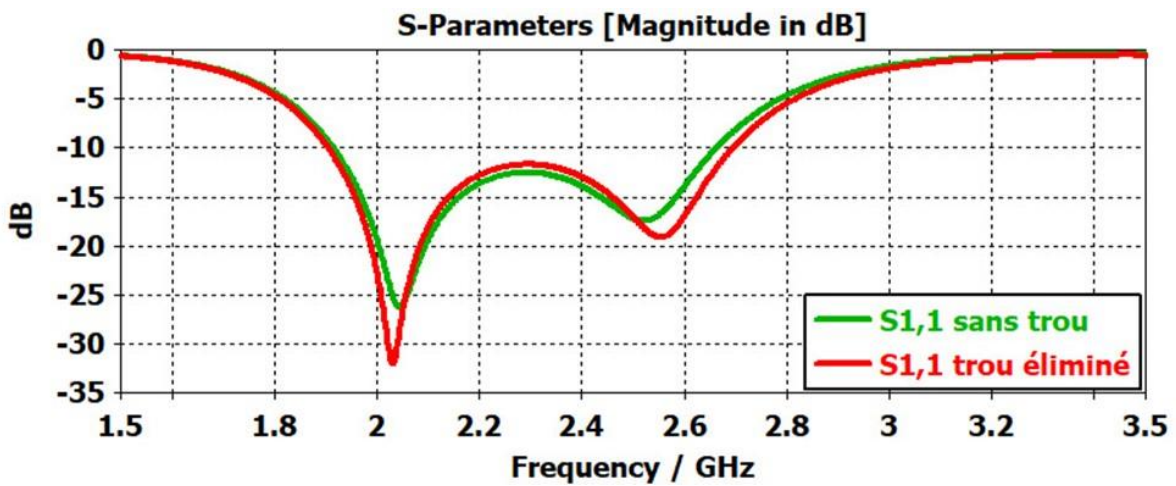


Figure III. 55: Evolution du paramètre  $S(f)$  du pixel en fonction de la fréquence en éliminant le trou.

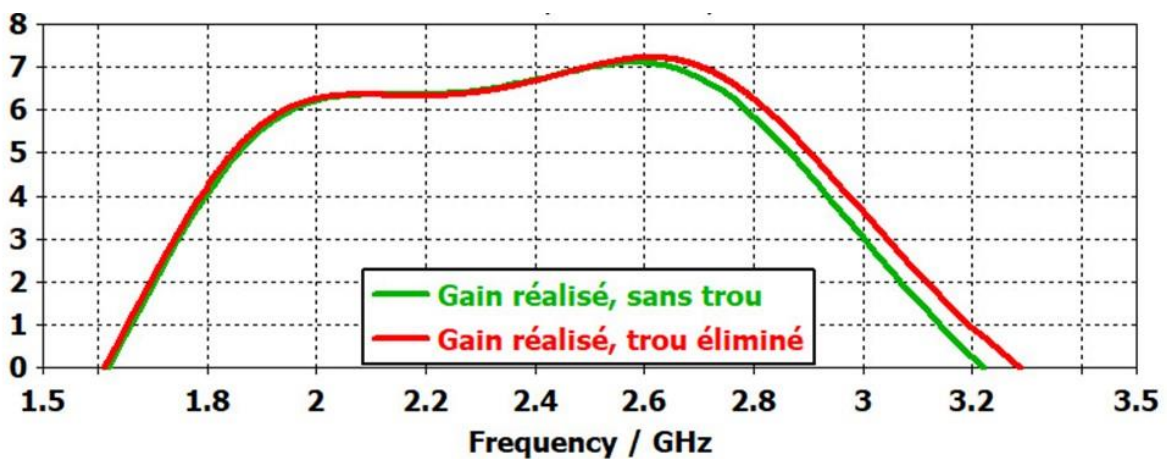


Figure III. 56: Evolution du gain réalisé en fonction de la fréquence en éliminant le trou.

On retombe sur la solution avec un seul patch. Donc on peut introduire la fonction communication suivant les besoins.

### III.6.3.2. Rejet de Bi-bande.

Réjection des bandes Tx et Rx d'un transpondeur spatial [33] en bande S/S situé à proximité de l'antenne large bande sur la même plateforme spatiale : Afin d'éviter de perturber une liaison Tx-Rx deux trous doivent être introduits dans la bande de fréquence à l'aide d'un troisième patch (figure III.57). Par exemple, une liaison satellite avec Tx: 2.200-2.290 GHz Rx: 2.025-2.110 GHz peut être protégée comme indiqué sur la figure III.58.

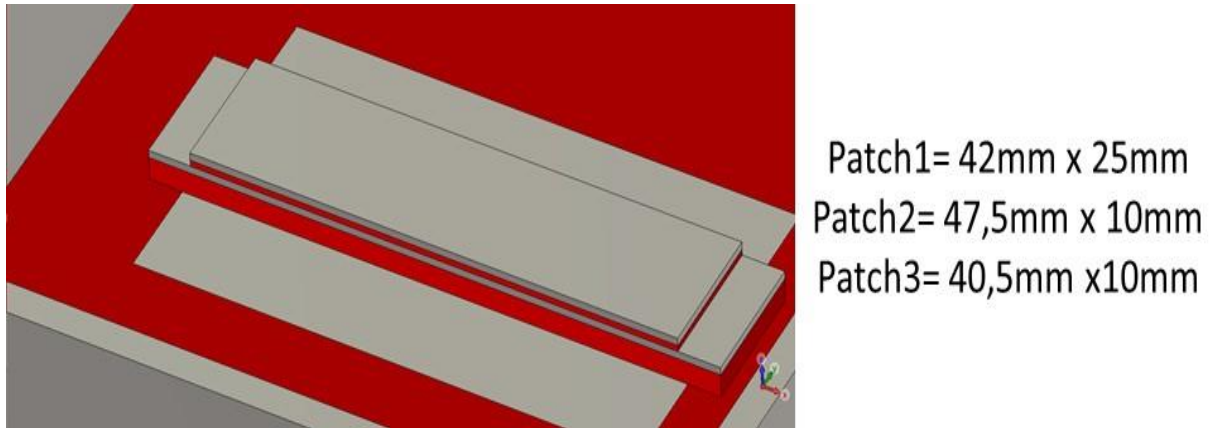


Figure III. 57: Introduction d'un troisième patch dans le pixel.

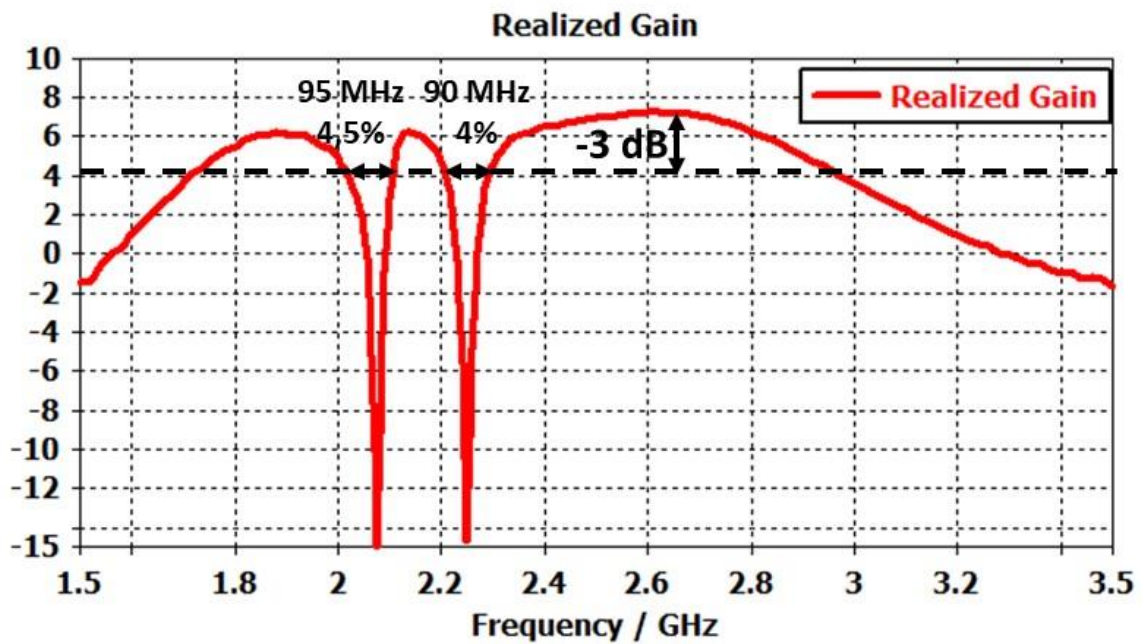


Figure III. 58: Evolution du gain réalisé en fonction de la fréquence d'un pixel ULB alimenté par 3 patches adaptés pour protéger le lien spatial du transpondeur.

### III.7. Grand gain axial.

Pour les antennes planaires le maximum de gain théorique peut être calculé suivant la formule suivante :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2}$$

Avec

- G : gain théorique de l'antenne.
- S : surface de l'antenne.
- $\lambda$  : longueur d'onde égale à  $\frac{c}{f}$  avec c : la célérité de propagation de l'onde et f la fréquence.

Le gain est proportionnel à la surface. Donc si on veut augmenter le gain il faut augmenter la surface de notre antenne.

Pour appliquer cette propriété une antenne MARPEM formée par une matrice de 20 pixels par 20 pixels a été conçue [32]. Dans cet exemple on a pris le pixel excité par un dipôle (figure III.59.b) déjà traité précédemment (cf. § III.3.2) pour former l'antenne MARPEM (figure III.59.a).

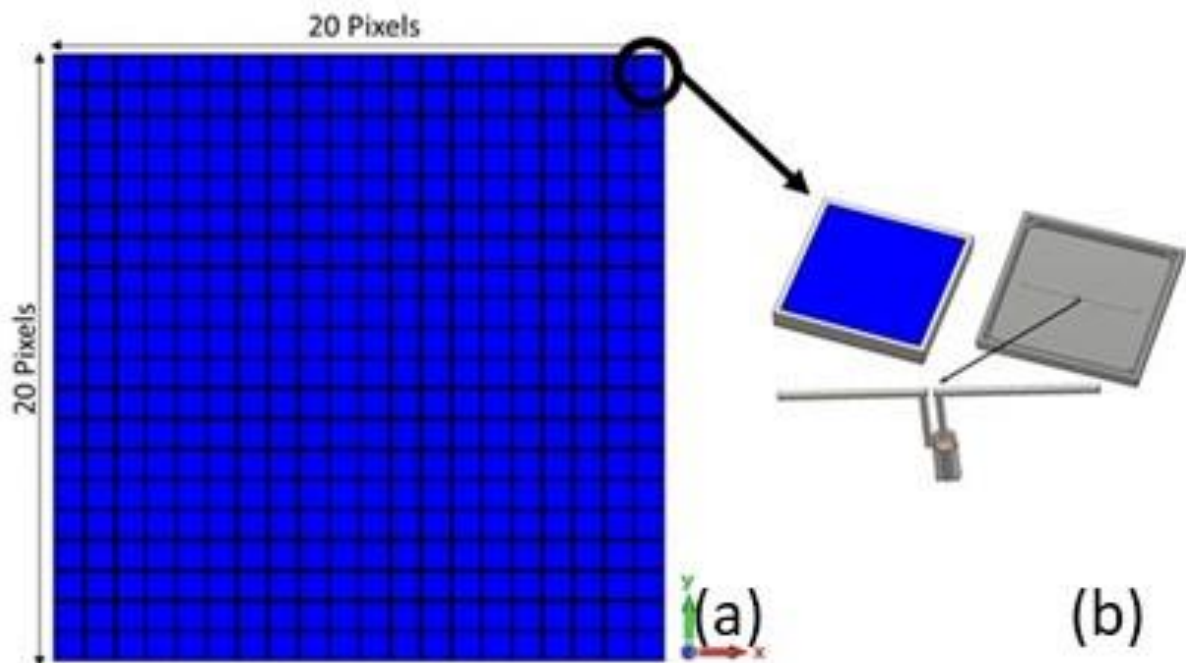


Figure III. 59: a) Conception MARPEM à grand gain, b) Forme du Pixel alimenté par un dipôle.

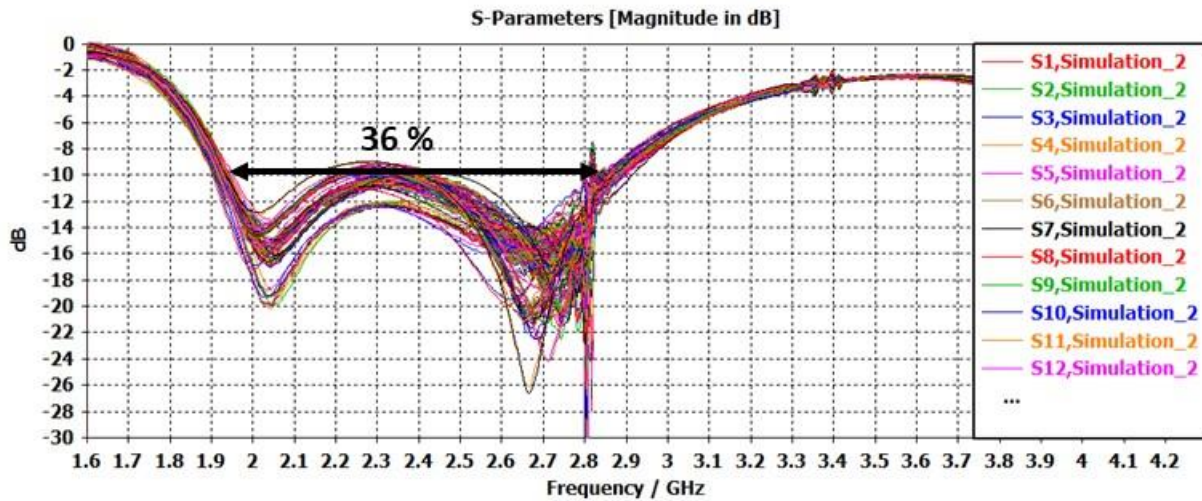


Figure III. 60: Evolution des paramètres des pixels  $S_{ij}$  en fonction de la fréquence pour tous les pixels. Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur une large bande passante de l'ordre de 0.85 GHz qui est équivalente à 36%. (Figure III.60).

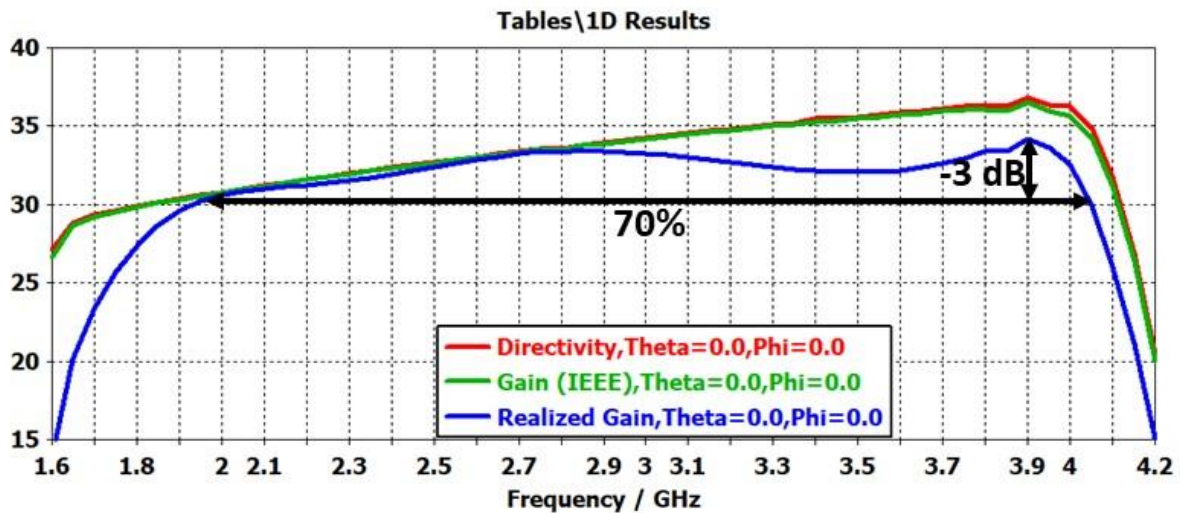


Figure III. 61: Evolution de la directivité du gain intrinsèque et réalisé en fonction de la fréquence pour une antenne MARPEM 20x20 pixels.

La figure III.61 représente la directivité, le gain intrinsèque et le gain réalisé. La bande en rayonnement est de 2.1 GHz qui est équivalente à 76.57%.

Un grand gain réalisé est obtenu de l'ordre de 33 dB à la fréquence centrale.

En basse fréquence, par exemple à 2.5 GHz, on a un gain de 32.5 dB. En appliquant la formule théorique on obtient le même niveau donc le rendement de surface de notre antenne est très bon.

En haute fréquence on a une différence de 2 dB qui est normal puisqu'on n'est pas correctement adapté.

Si on alimente les 400 pixels avec 600 W par pixel, on obtient une puissance rayonnée d'au moins 240 MW, ce qui classe cette antenne dans la catégorie des sources de plus de 100MW pour les Radars longue portée transportables.





# Chapitre IV :

## Dépointage électronique



# Chapitre IV. Dépointage électronique

De nombreuses applications, en particulier en balayage électronique pour les radars et la guerre électronique, nécessitent un dépointage du faisceau sur une large bande de fréquences ( $\approx 30\%$ ) avec des angles de dépointages élevés.

## IV.1. Dépointage électronique avec une large bande passante

### IV.1.1. MARPEM 1D 14 éléments

#### IV.1.1.1. Structure générale

Suite aux résultats précédents du Chapitre II (cf. § II.2.4.2) qui montrent une grande différence entre MARPEM et les réseaux de patches pour des angles de dépointages élevés, ce problème ne sera étudié qu'avec des antennes MARPEM qui devront associer une bande active très large avec un dépointage électronique élevé. L'étude sera effectuée sur une matrice 1D pour limiter les coûts de calcul et surtout ceux de la réalisation.

Cette étude a été réalisée en utilisant un pixel large bande excité par un dipôle (Figure IV.1). La bande passante est de l'ordre de 730 MHz soit 31.1% (figure IV.2). Cette bande est plus petite que celle utilisé dans le chapitre III pour avoir un niveau d'adaptation inférieure à -13 dB afin d'obtenir une bonne adaptation active inférieure à -10 dB dans l'antenne complète avec des forts dépointages.

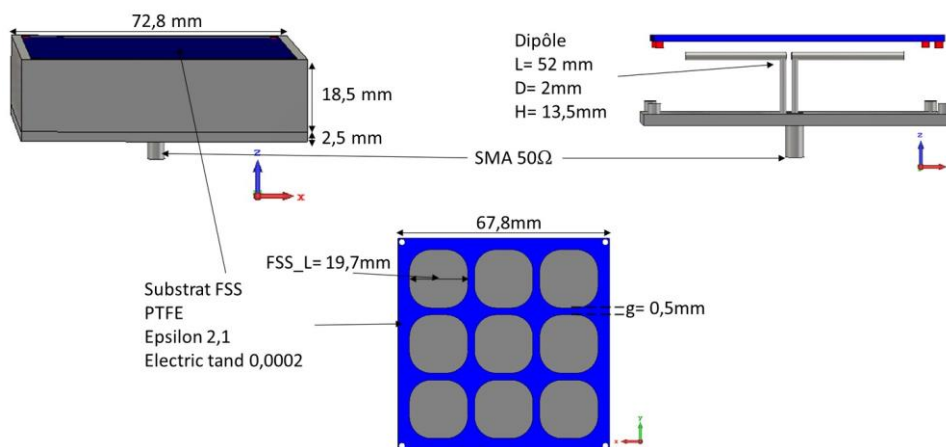


Figure IV. 1: Structure du Pixel large bande.

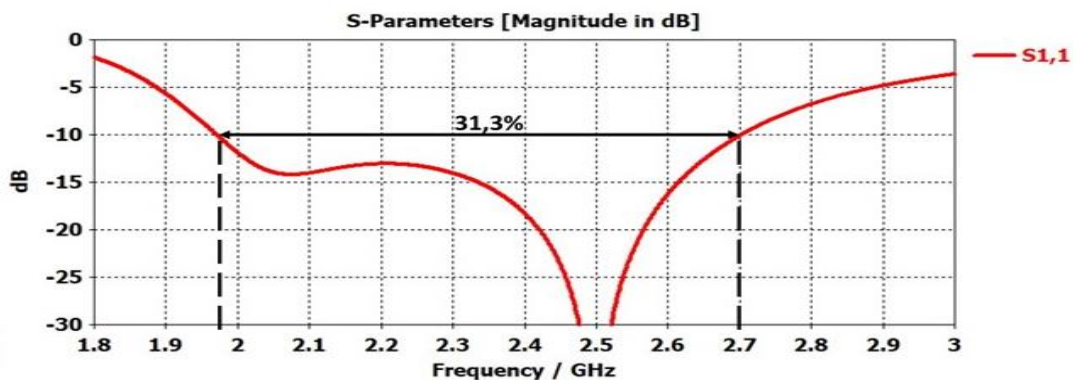


Figure IV. 2: Coefficients d'adaptation S11.

Ce pixel a été mis en matrice pour construire une antenne MARPEM 1D selon x (figure IV.3).

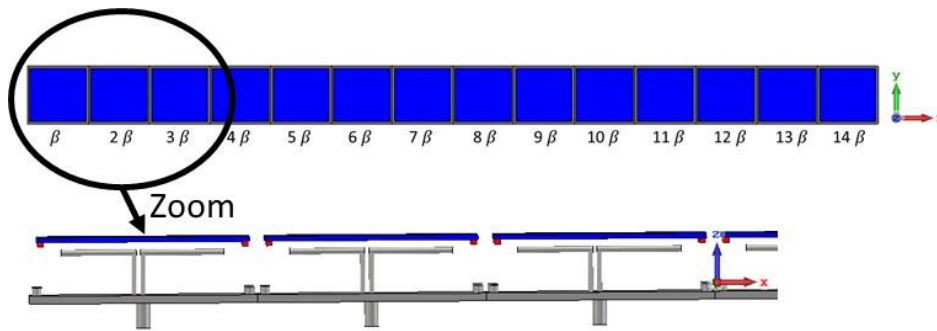


Figure IV. 3: MARPEM 1D + vue de la cavité sans les murs latéraux.

#### IV.1.1.2. Gradient de phase

Pour un pointage dans l'axe les pixels de l'antenne MARPEM sont alimentés par des excitations équi-amplitude et équi-phase. Par contre si on veut dépointer le diagramme de rayonnement, les pixels seront alimentés par des excitation équi-amplitude mais avec des phases variables. L'équation V.1 présente le gradient de phase  $\beta$  introduit aux alimentations comme montre la figure IV.3. Ce gradient a été démontré dans le paragraphe II.2.4.2 et dépend de l'angle de dépointage demandé ' $\theta_0$ ', de la périodicité des éléments « T » et surtout de la fréquence de fonctionnement puisque la bande est très large donc il y aura une grande différence de  $\beta$  entre les fréquences sur la bande entière.

$$\beta = -k \times T \times \sin(\theta_0) \quad (V.1)$$

Avec :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} : \text{vecteur d'onde.}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} : \text{longueur d'onde.}$$

#### IV.1.1.3. Coefficients d'adaptation Sii actifs

Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur une large bande passante quel que soit le dépointage. Pour un pointage dans l'axe les largeurs de la bande des pixels actifs sont proches de 28.1% (figure IV.4). Les largeurs de la bande sont un peu réduites par les effets de couplage à  $\approx 24.4\%$  pour un angle de dépointage de  $-30^\circ$  (figure IV.5) et à  $27,1\%$  pour  $-60^\circ$  (figure IV.6).

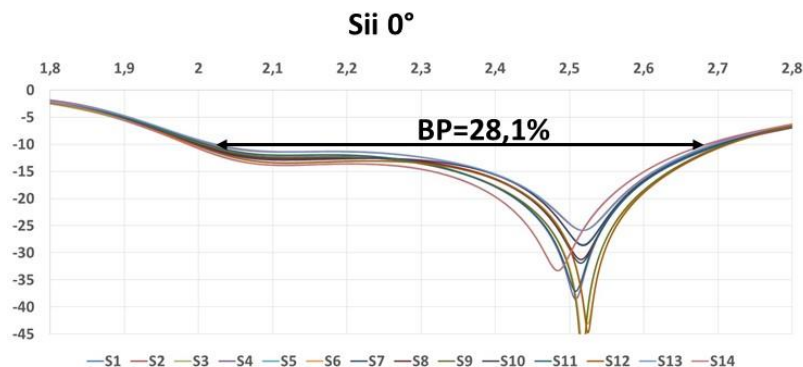


Figure IV. 4: Sii active pour un dépointage de  $0^\circ$ .

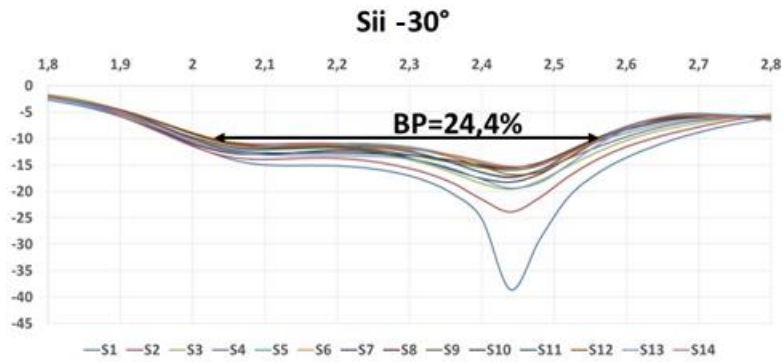


Figure IV. 5: Sii active pour un dépointage de  $-30^\circ$ .

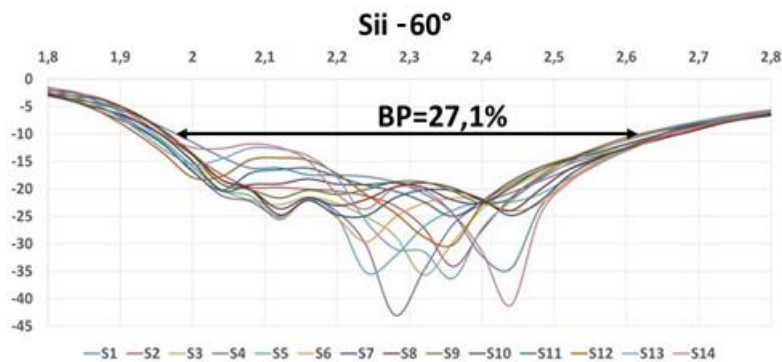


Figure IV. 6: Sii active pour un dépointage de  $-60^\circ$ .

#### IV.1.1.4. Diagrammes de rayonnement

Compte tenu des directivités ou des gains réalisés dans le plan  $xoz$  donc selon  $\theta$  pour  $\varphi=0$  représentés sur les figures IV.7 à IV.10, on constate que :

- Pour les faibles angles de dépointage (entre  $-30^\circ$  et  $30^\circ$ ) le lobe de pixellisation apparaît pour les hautes fréquences mais reste, sur toute la bande de fréquence, inférieur à 10 dB en dessous de l'amplitude du lobe principal (Figures IV.7 à IV.10). Même pour les fréquences les plus élevées de la bande : une large bande passante et un dépointage peuvent être obtenus ensemble. Notez que, pour un dépointage de  $-30^\circ$ , l'amplitude du lobe de pixellisation est à -17 dBi du lobe principal (Figures IV.7 à IV.10).
- Pour des angles de dépointages élevés, les directivités sont fortement perturbées par les lobes de pixellisation qui deviennent de plus en plus élevés et de même niveau que les lobes principaux pour les hautes fréquences (Figures IV.7 à IV.10). Un problème majeur apparaît notamment pour un dépointage de + ou -  $60^\circ$ .
- Le gain réalisé suit la directivité, une différence maximale de 0.2 dB apparaît entre les deux. Ce qui montre la bonne adaptation de l'antenne et les faibles pertes dans l'antenne.

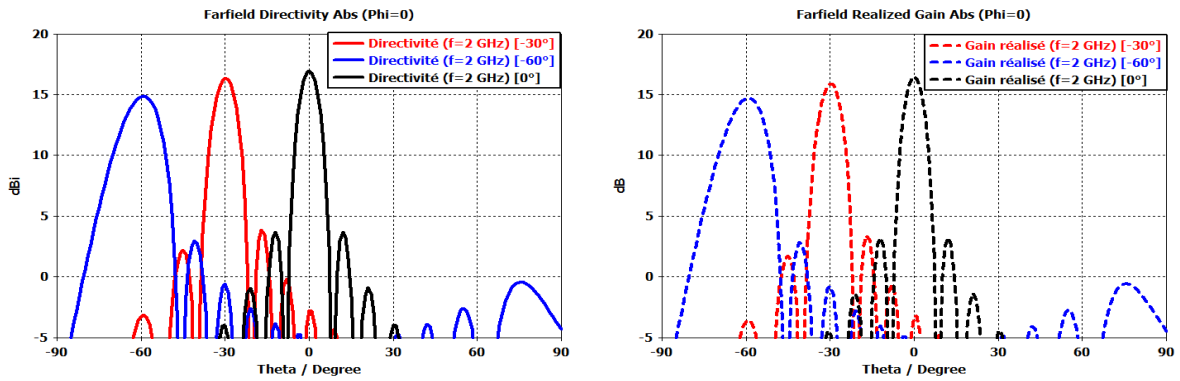


Figure IV. 7: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction de  $\theta$  à 2 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan  $xOz$ .

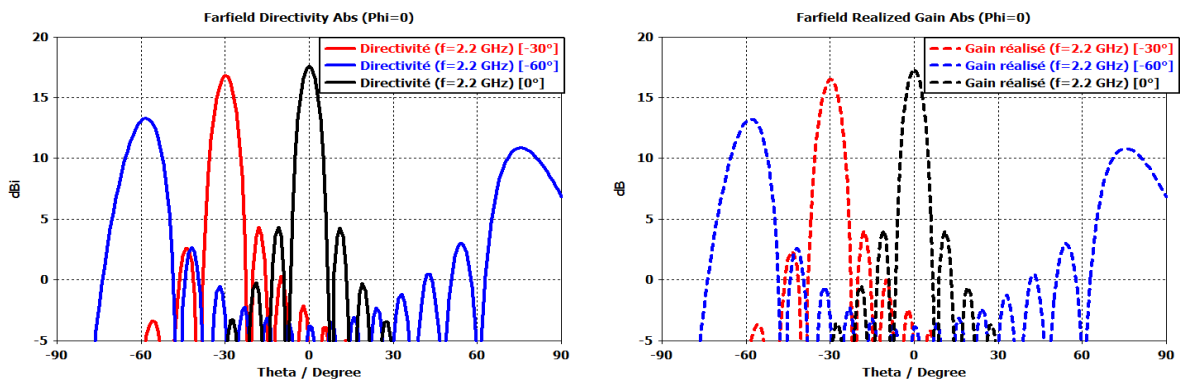


Figure IV. 8: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction de  $\theta$  à 2.2 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan  $xOz$ .

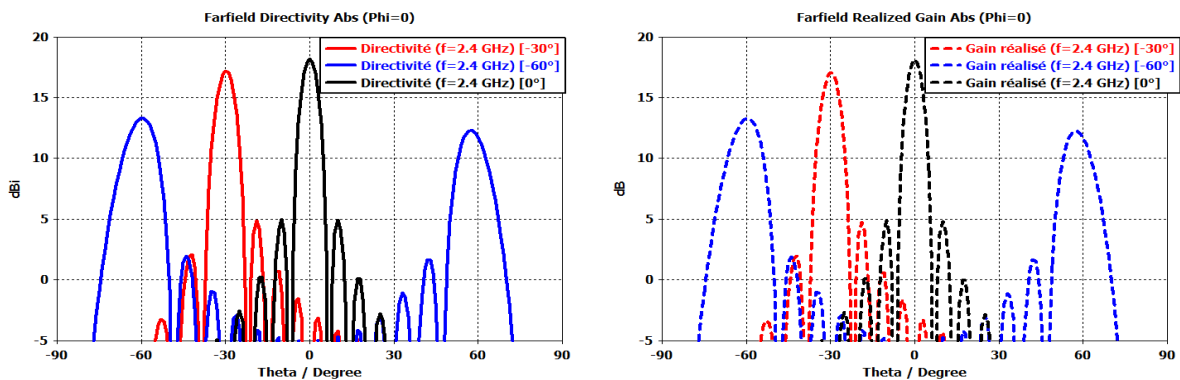


Figure IV. 9: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction de  $\theta$  à 2.4 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan  $xOz$ .

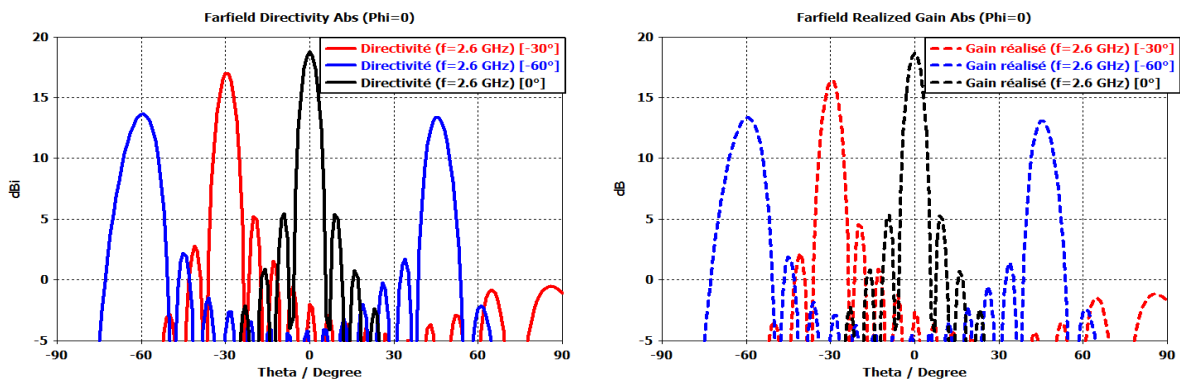


Figure IV. 10: Evolution de la directivité et du gain réalisé de MARPEM en fonction du  $\theta$  à 2.6 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan  $xOz$ .

Le niveau du lobe de pixellisation augmente fortement avec la fréquence (figure IV.11), rendant la solution inutilisable à partir de 2,13 GHz. Comme indiqué précédemment, la spécification nécessite au moins une différence de -10 dB d'amplitude entre le lobe principal et celui de pixellisation. Par conséquent, la bande de fonctionnement est fortement réduite :  $\approx 7,3\%$  (1.98 GHz à 2.13 GHz) au-delà de cette fréquence on aura 2 faisceaux (lobe principal et de pixellisation) pour un angle de dépointage de  $-60^\circ$ .

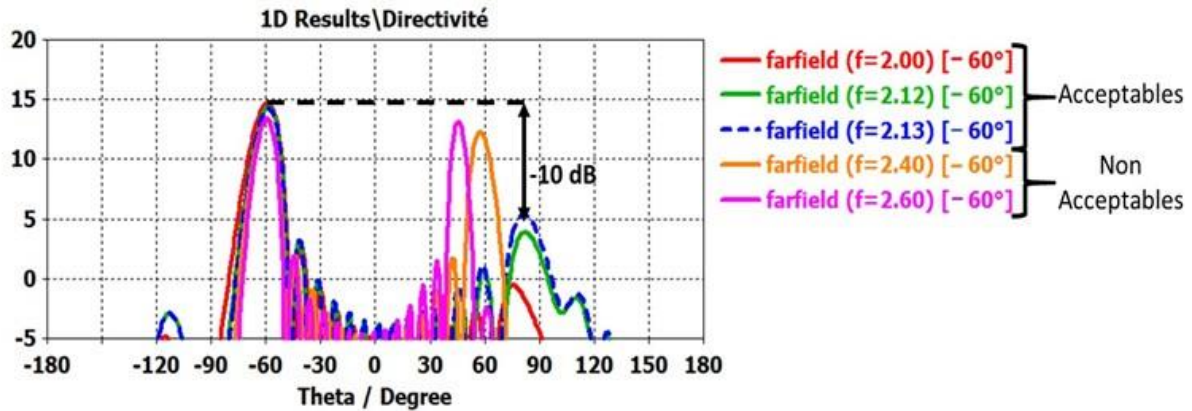


Figure IV. 11: Evolution des Directivités de MARPEM en fonction de  $\theta$  pour différentes fréquences de la bande pour un dépointage de  $-60^\circ$  dans le plan xoz.

## IV.1.2. Minimisation de l'effet des lobes de pixellisation pour des angles de dépointages élevés.

### IV.1.2.1. Principe et structure.

Pour annuler l'effet du lobe de pixellisation, la première idée qui vient à l'esprit est de réduire la périodicité de l'antenne pour décaler le lobe de pixellisation hors de la bande de fréquence (chapitre II). Par rapport à l'exemple précédent, la longueur du pixel est réduite à 62,5 mm (figure IV.12) ; ce qui décale le lobe de pixellisation près de 2,6 GHz.

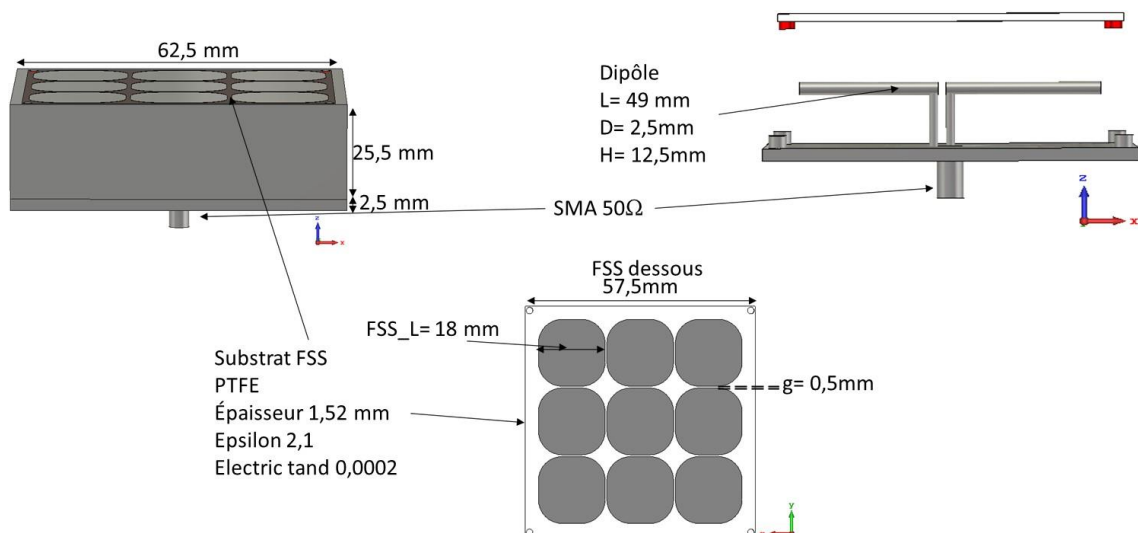


Figure IV. 12: Structure d'un Pixel réduit de l'antenne MARPEM.

### IV.1.2.2. Diagrammes de rayonnement.

Les directivités sont alors bien optimisées (figures IV.13 à IV.16) même pour un angle de dépointage de  $60^\circ$  où le lobe de pixellisation n'est pas significatif jusqu'à 2,56 GHz (figure IV.17). La réduction de la longueur du pixel introduit la diminution de la surface totale de l'antenne donc la diminution du niveau de gain maximum pour le même nombre de pixels utilisés. Une différence de 1.3 dB apparait entre les directivités de ce cas et du cas précédent.

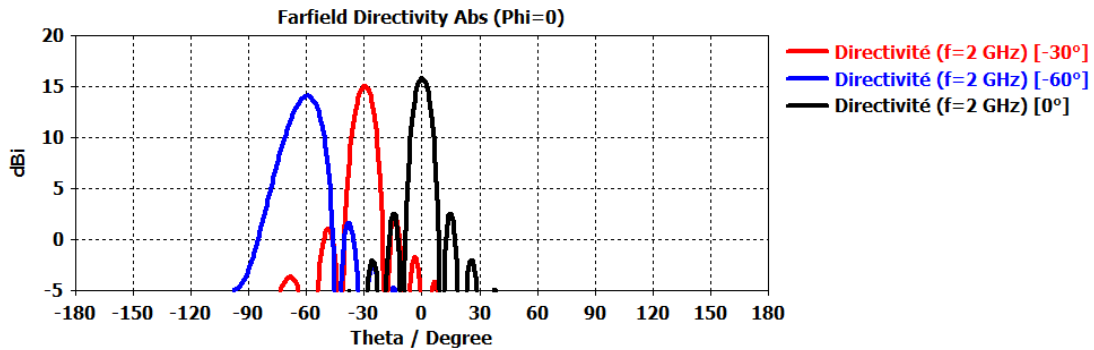


Figure IV. 13: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction de  $\theta$  à 2 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan xOz.

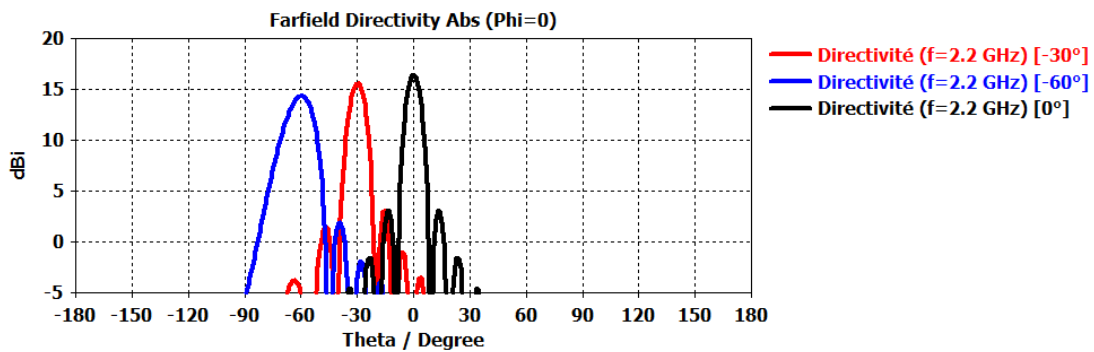


Figure IV. 14: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction du  $\theta$  à 2.2 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan xOz.

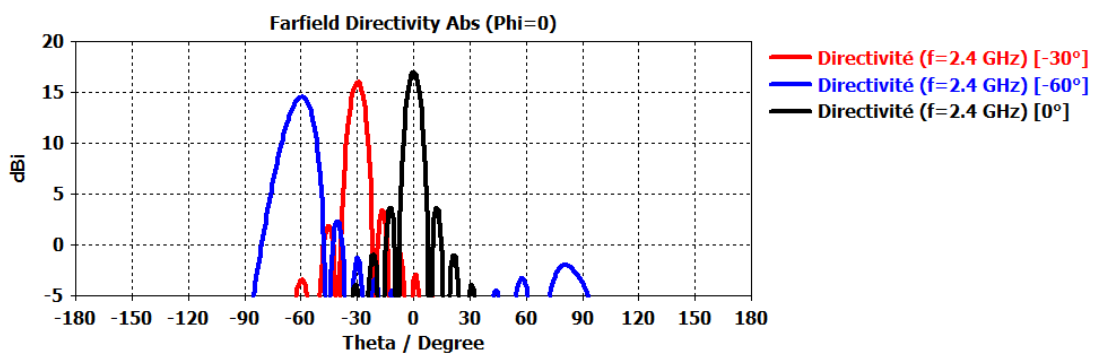


Figure IV. 15: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction du  $\theta$  à 2.4 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan xOz.

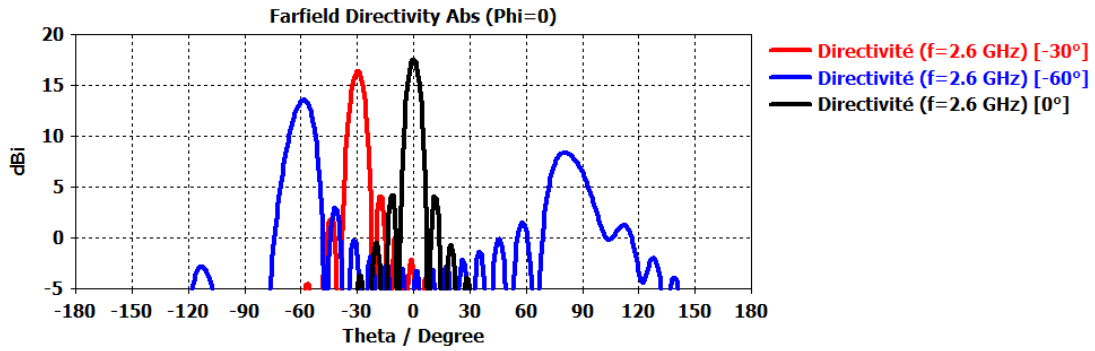


Figure IV. 16: Evolution de la Directivité de MARPEM à périodicité réduite en fonction du  $\theta$  à 2.6 GHz pour un dépointage de  $0^\circ$ ,  $-30^\circ$  et  $-60^\circ$  dans le plan xOz.

Une différence de 1 à 2 dB apparaît entre la directivité et le gain réalisé due à l'adaptation de l'antenne.

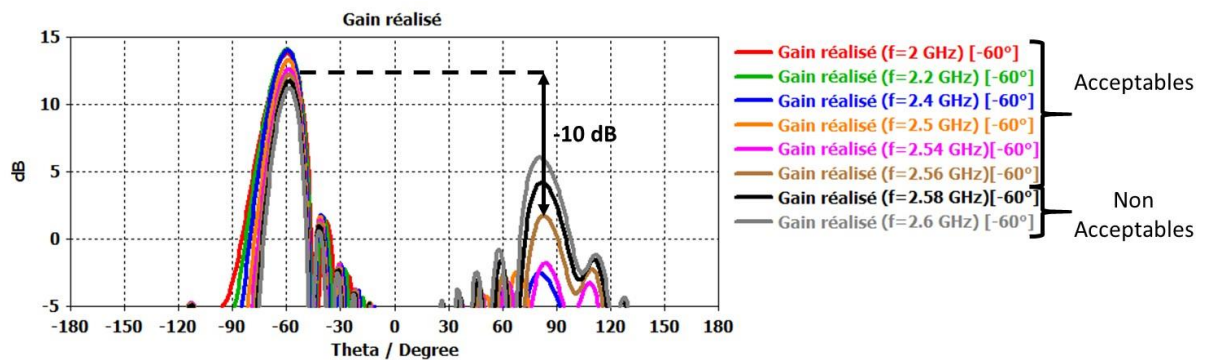


Figure IV. 17: Evolution des gains réalisés de MARPEM à périodicité réduite en fonction de  $\theta$  pour différentes fréquences de la bande pour un dépointage de  $-60^\circ$  dans le plan xOz.

On constate que le problème est résolu.

Le taux d'ellipticité est de l'ordre de  $-40$  dB ; donc la composante croisée est négligeable.

Pour rappel cette antenne peut être excitée en polarisation circulaire (patch 4 ports) ce travail a fait l'objet de la thèse de Ali SIBLINI [15].

### IV.1.2.3. Coefficients d'adaptation Sii actifs.

Malheureusement, cette procédure a un effet négatif sur l'adaptation active des pixels de bord (n° 13 et 14), due aux effets de bord de l'antenne. La figure IV.18 représente les coefficients d'adaptation des pixels actifs de l'antenne.

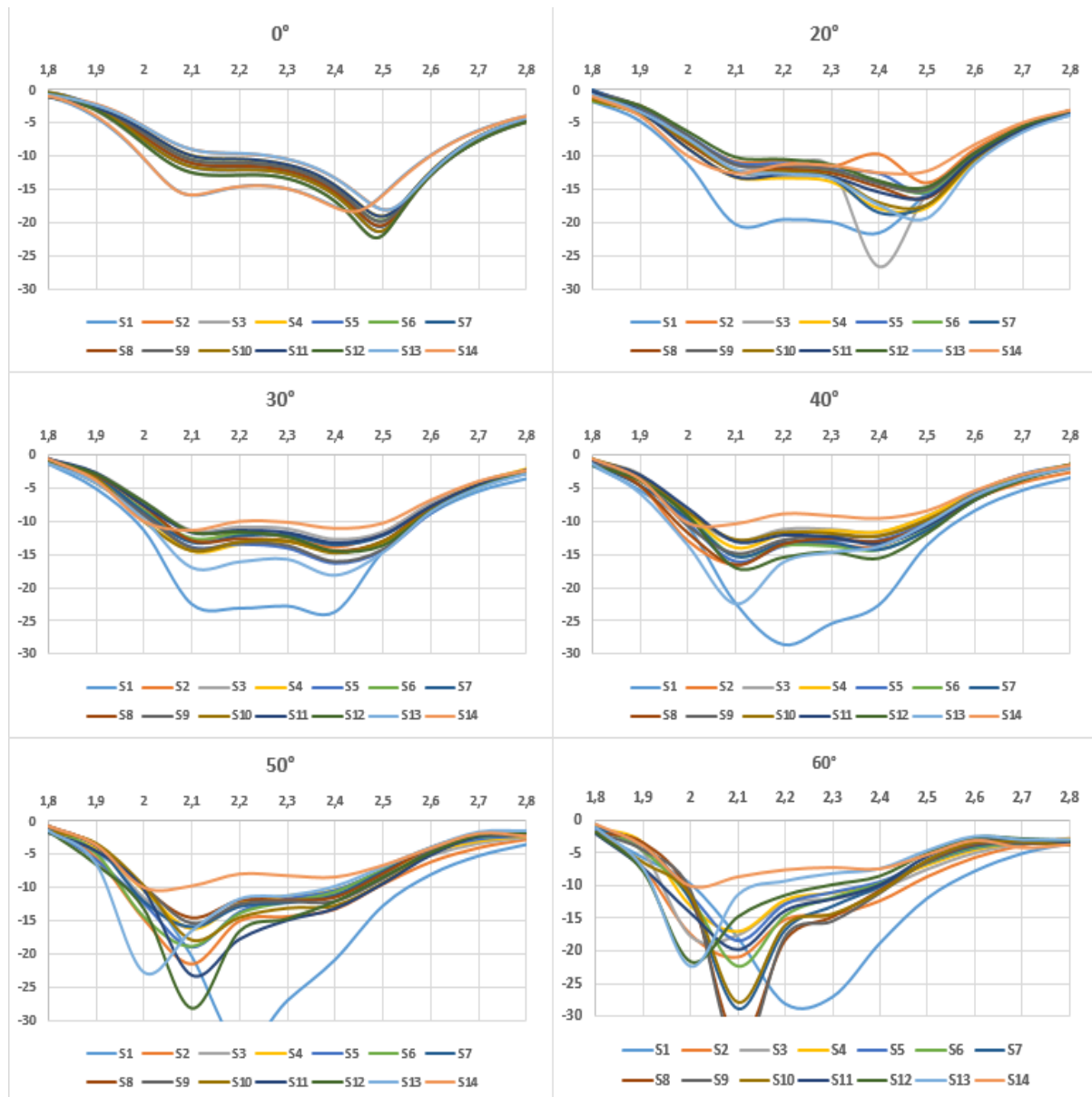


Figure IV. 18: Coefficients d'adaptation Sii actifs des pixels dans l'antenne.

Ces coefficients sont améliorés par l'ajout d'un ou de deux pixels passifs en bord d'antenne (figure IV.19) ce qui diminue les effets parasites.





Figure IV. 19: MARPEM 1D 14 éléments + 2 pixels passifs à 50  $\Omega$ .

La figure IV.20 représente l'amélioration du coefficient d'adaptation du pixel 14 du bord. On voit bien que l'ajout d'un pixel passif au bord de l'antenne diminue le niveau du coefficient d'adaptation S14 actif du pixel 14 de 1 dB.

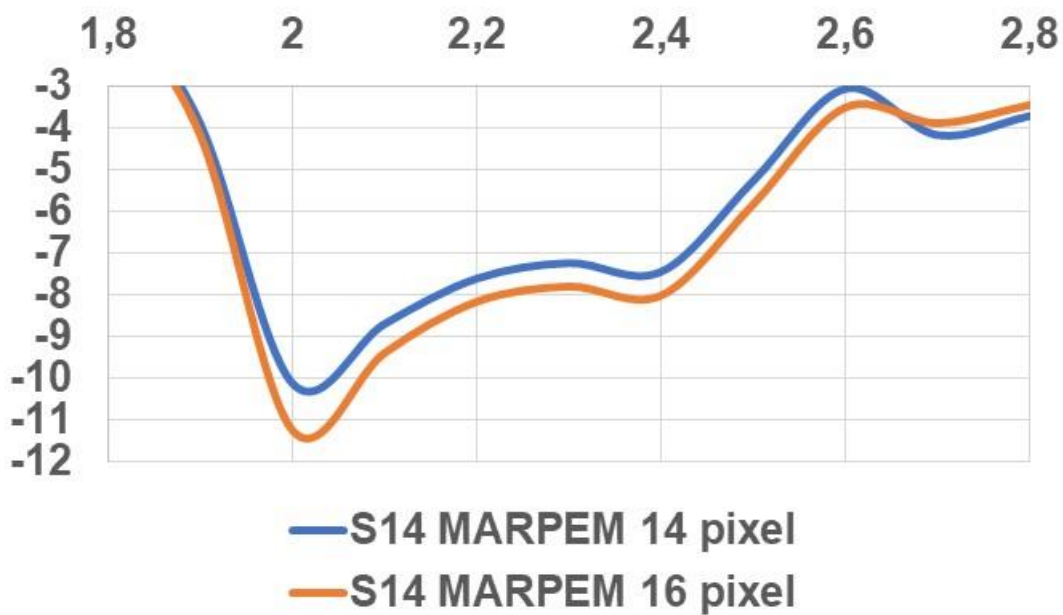


Figure IV. 20: Coefficient d'adaptation S14 actif dans les deux cas antennes 14éléments et 16 éléments dont 2 passifs.

## IV.2. Réalisation et mesure d'un démonstrateur d'une antenne MARPEM 1D

Pour une validation expérimentale du dépointage à angle élevé de  $-60^\circ$  à  $+60^\circ$  sur une large bande de fréquence et pour confronter la simulation et la mesure, une antenne MARPEM 1D de 10 Pixels jointifs a été réalisée.

### IV.2.1. Structure générale

La structure générale de l'antenne est représentée sur la figure IV.21. Chaque partie de l'antenne a été fabriquée séparément puis rassemblée par les mécaniciens d'ITHPP.

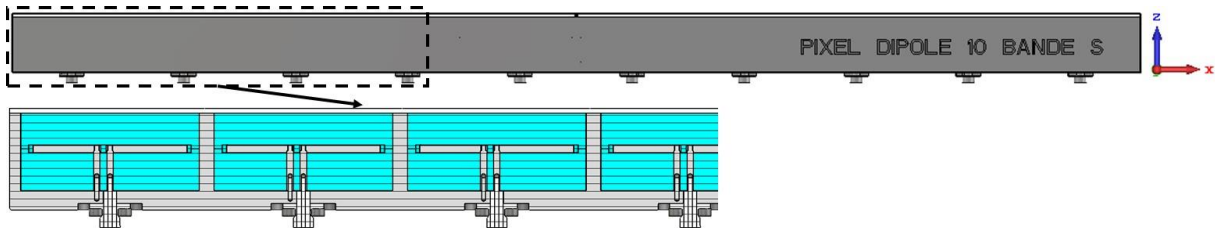


Figure IV. 21: structure générale de l'antenne MARPEM 1D fabriquée.

#### IV.2.1.1. Boite métallique :

La boite métallique est fabriquée par SERN suivant la géométrie présentée dans la figure IV.22.

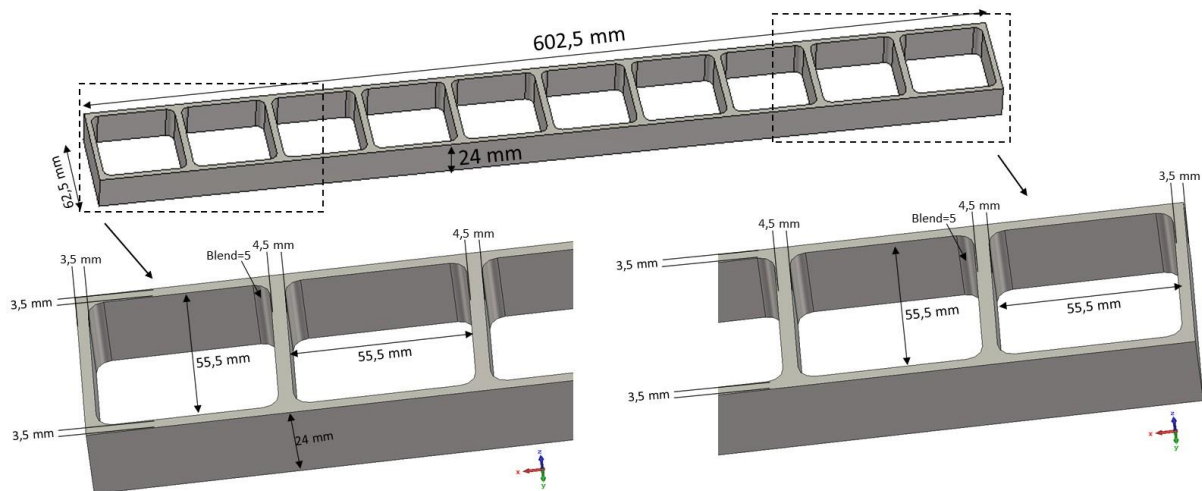


Figure IV. 22: Géométrie de la cavité de l'antenne MARPEM fabriquée.

#### IV.2.1.2. Plan de masse :

Le plan de masse a été fabriqué par SERN suivant la géométrie présentée dans la figure IV.23.

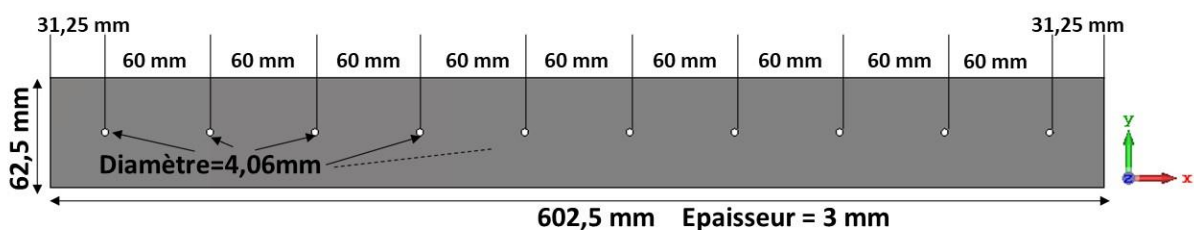


Figure IV. 23: géométrie du plan de masse fabriqué.



#### IV.2.1.5. Rohacell :

Pour bien tenir les dipôles, les cavités ont été remplies par du substrat ROHACELL HF 51. Ces substrats ont été acheté de chez ABAQUEPLAST, coupés et percés par ISOTAC suivant la géométrie présenter dans la figure IV.26. La permittivité du Rohacell utilisé est de 1,06 et sa tangente de perte est de 0,0002 ce qui ne doit pas modifier les résultats dans l'air.

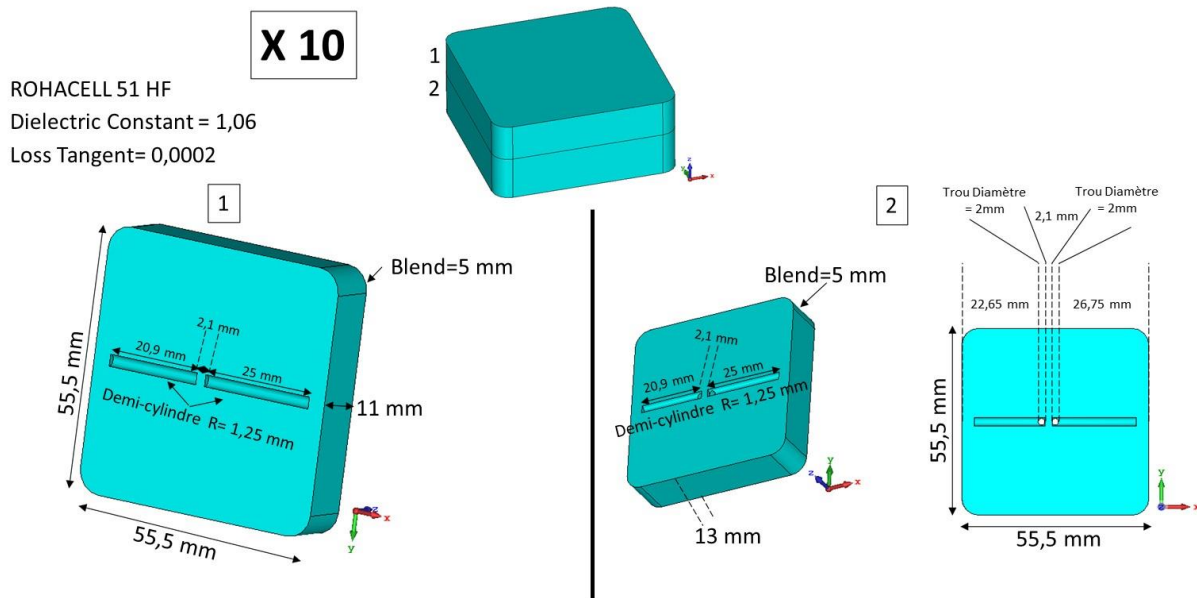


Figure IV. 26: géométrie des plaques de rohacell fabriquées.

#### IV.2.1.6. Connecteur SMA :

Des connecteurs SMA 50  $\Omega$  ont été utilisés pour exciter les dipôles. Les téflons ont été coupés à 3 mm comme la montre la figure IV.27.

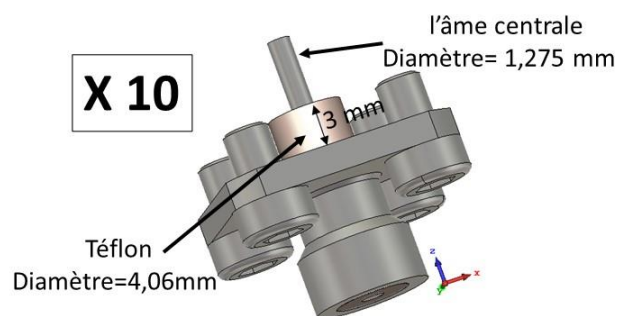


Figure IV. 27: Connecteur SMA utilisé.

La figure IV.28 montre l'antenne MARPEM 1D fabriquée.



Figure IV. 28: Antenne MARPEM fabriquée.

## IV.2.2. Coefficients d'adaptation et de couplage $S_{i,j}$ Passifs.

Pour vérifier la fabrication de l'antenne, les paramètres  $S_{i,j}$  passifs des pixels ont été mesurés, les pixels ont été connectés, par des câbles coaxiaux souples, à un dispositif (*LXI 50  $\Omega$  6:1 MUX 16-bank 18GHz SMA*) composé par des multiplexeurs SP6T utilisé pour commuter automatiquement les entrée des pixels. Ce dispositif envoie les signaux à un analyseur vectoriel (*ANRITSU 37277C*) pour mesurer les paramètres S (figure IV.29). Cette technique de mesure a été mise en place par le laboratoire XLIM SRF [34] et permettra d'accélérer les mesures, notamment lorsque le nombre d'entrée devient important.

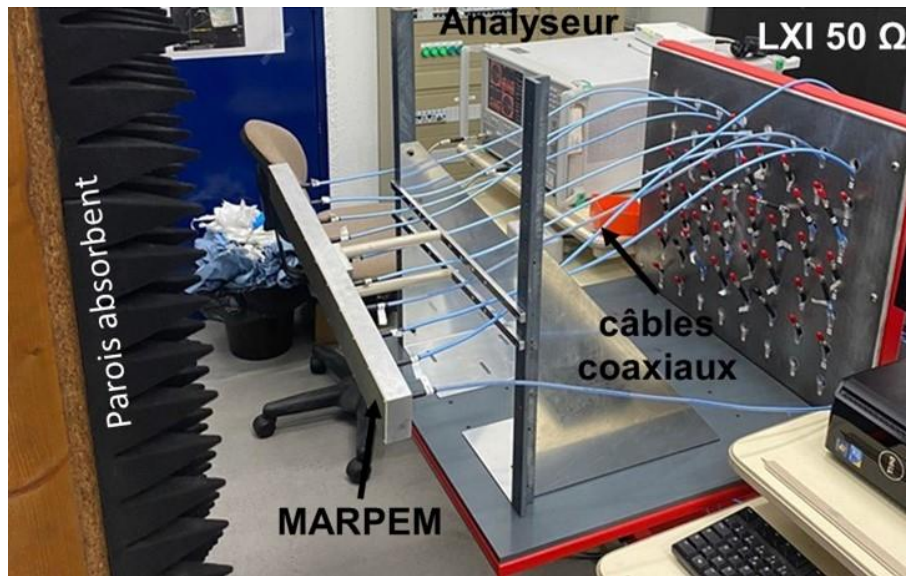


Figure IV. 29: Mesure du paramètre S

Les paramètres  $S_{ii}$  passifs représentés sur à la figure IV.30 montrent une bande passante au-dessous de -10 dB supérieure à 530 MHz équivalant à 23% en simulation et 600 MHz équivalant à 26% en mesure. Sachant que l'adaptation est meilleure dans les mesures (entre -15 et -30 dB sur une grande partie de la bande) tandis qu'il est entre -15 et -18 dB en simulation. Les couplages simulés et mesurés sont représentés sur la figure IV.31. Notez que les couplages mesurés sont meilleurs que ceux simulés ; ceci est dû au fait que la conception réalisée montre mieux les effets de couplage et les pertes que la simulation.

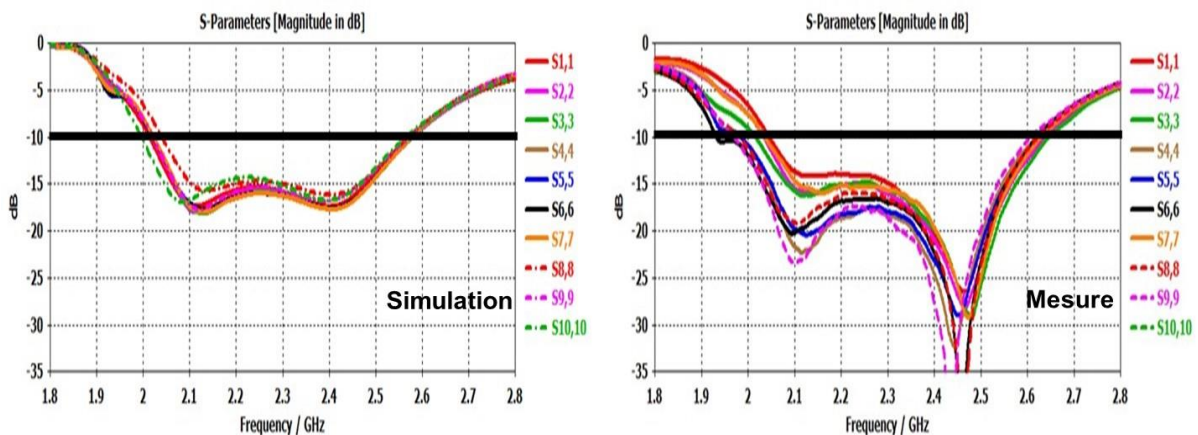


Figure IV. 30: Coefficients d'adaptation passifs simulés et mesurés.

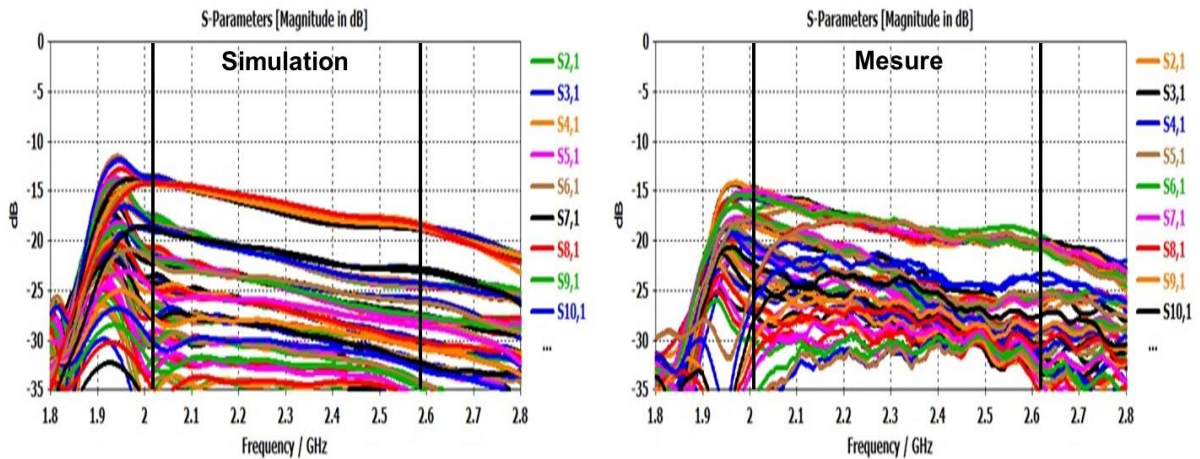


Figure IV. 31: Coefficients de couplage entre les pixels de l'antenne.

### IV.2.3. Système d'alimentation de MARPEM fabriqué :

Pour mesurer les diagrammes de rayonnement de notre antenne il faut alimenter les pixels par des excitations équi-amplitude et équi-phase pour un diagramme dans l'axe et des excitations équi-amplitude mais avec des phases variées pour les diagrammes dépointés. Un système d'alimentation, avec les dispositifs présents à XLIM, a été fait suivant le schéma de la figure IV.32.

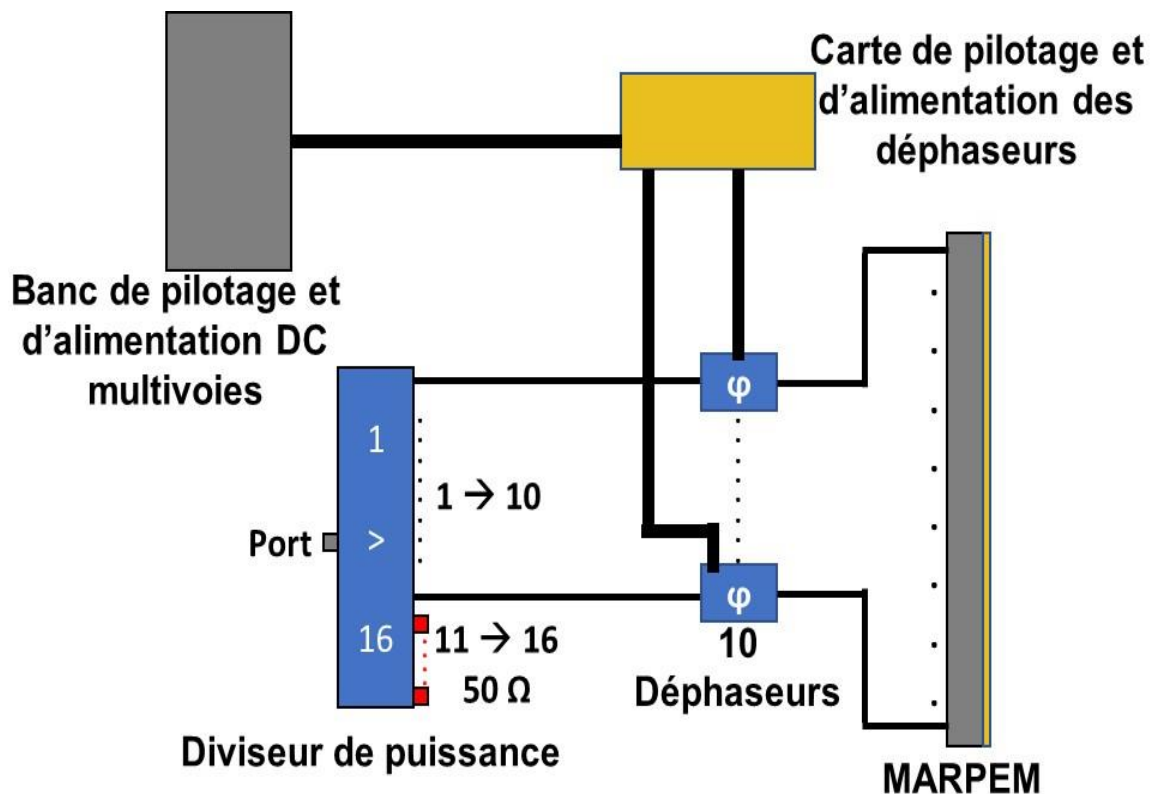


Figure IV. 32: Schéma représentant le système d'alimentation de l'antenne fabriquée.

Le système d'alimentation est composé par :

- Un diviseur de puissance (figure IV.33) est utilisé pour avoir 10 voies d'excitation à partir d'une seule voie RF. Nous avons utilisé un diviseur commercial ZC16PD-2185 déjà présent à XLIM. C'est un diviseur 1 voie vers 16. Cinq voies ont été mises sur 50  $\Omega$ . Sa bande de fonctionnement est de 800 MHz de 1.8 à 2.6 GHz.
- Dix déphaseurs numériques (figure IV.34) ont été utilisés pour gérer les phases entre les pixels. Nous avons utilisé des déphaseurs commerciaux MACOM de référence MAPS-010164 déjà présents à XLIM. Ils travaillent entre 2.3 GHz et 3.8 GHz. Ce sont des déphaseurs numériques à 6 bits en technologie GaAs pHEMT. Ils permettent un déphasage jusqu'à 360° avec un pas de 5.6°.
- Une carte de pilotage et d'alimentation (figure IV.35) a été réalisée. Elle envoie 0V ou 5V sur les 6 bits du déphaseur donc au total 60 bits (6 bits x 10 déphaseurs) et alimente les déphaseurs (GND, VCC à 5V, VEE à -5V et P/S à 0 V).
- Un banc de pilotage et d'alimentation DC multivoies de référence 60-552 (figure IV.36). Il permet à partir de 16 alimentations d'alimenter au moins 64 commandes au moyen d'une matrice. Ce banc est relié à la carte de pilotage et d'alimentation par un bornier (figure IV.37).



Figure IV. 33: Diviseur de puissance.

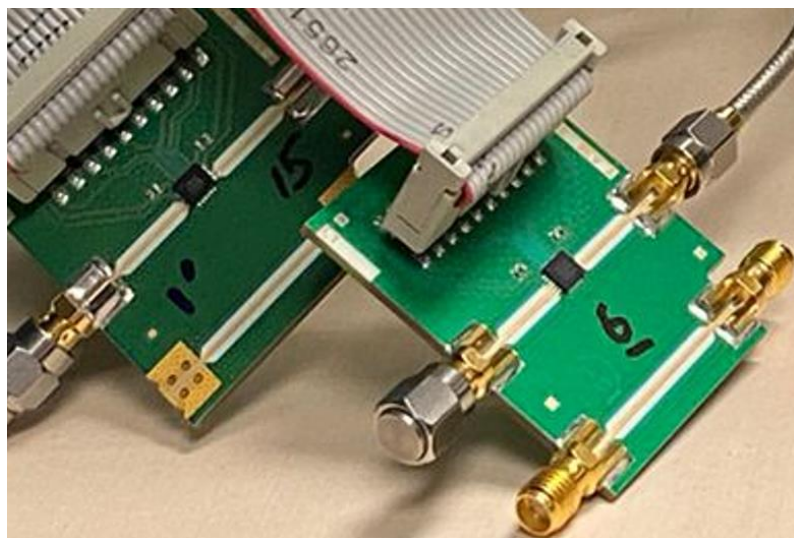


Figure IV. 34: Déphaseurs numériques.

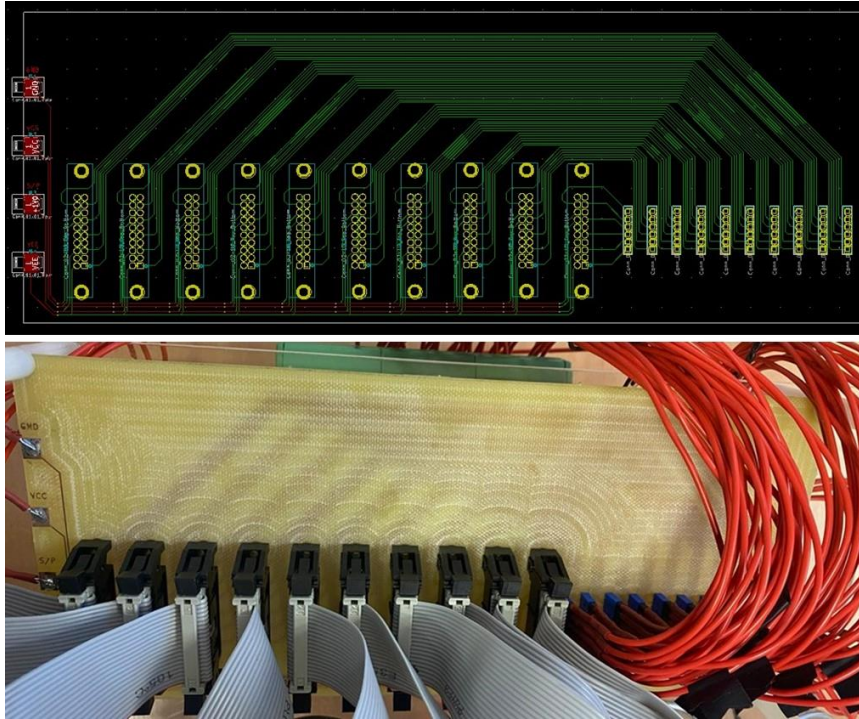


Figure IV. 35: Carte de pilotage et d'alimentation.



Figure IV. 36: Banc de pilotage et d'alimentation DC multivoies.





Figure IV. 37: Bornier électrique.

La figure IV.38 représente MARPEM avec son système d'alimentation dans la chambre anéchoïque de XLIM au moment de la mesure.

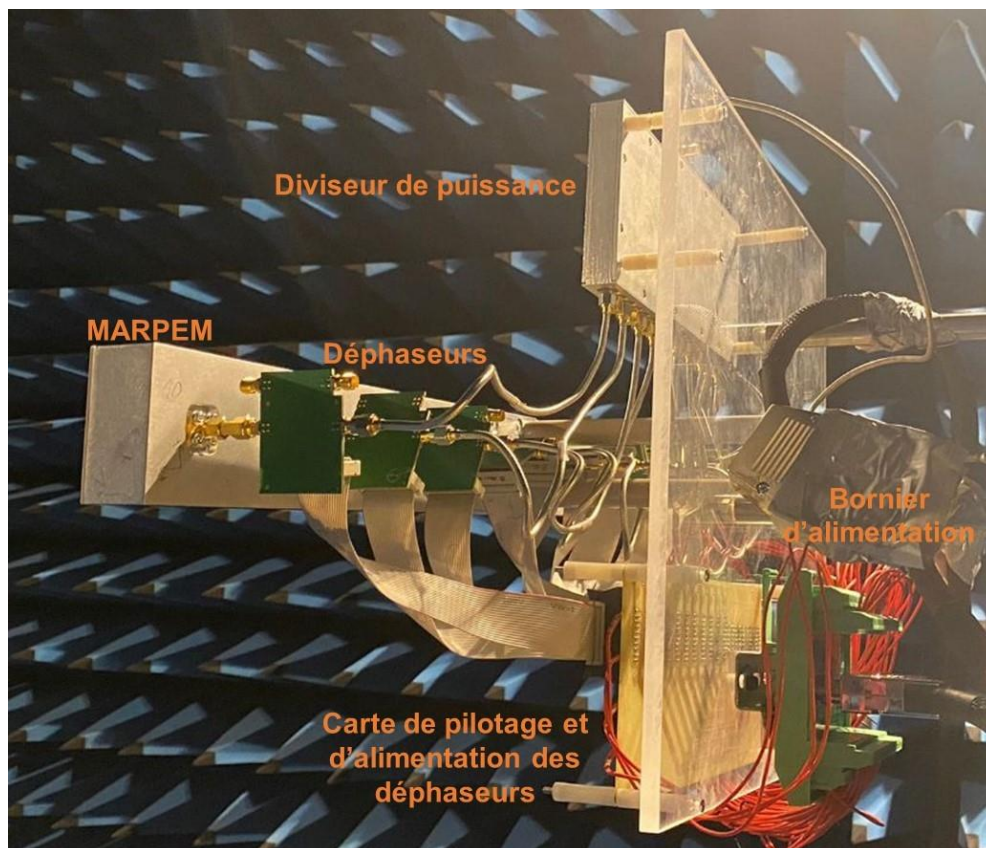


Figure IV. 38: MARPEM fabriqué + système d'alimentation.

#### IV.2.4. Coefficients d'adaptation $S_{i,i}$ actifs.

Les coefficients d'adaptation  $S_{i,i}$  actifs ne sont pas mesurés pour plusieurs raisons. La première est que les diviseurs utilisés ont une bande de fonctionnement qui démarre à 2.3 GHz. La deuxième raison est qu'on n'a pas de circulateurs pour mesurer ces coefficients. La dernière raison est que pour chaque fréquence il faut changer le gradient de phase ce qui prend beaucoup de temps de mesure.

Les coefficients d'adaptation  $S_{ii}$  actifs simulés sont représentés sur à la figure IV.39. Pour les faibles dépointages ( $< 30^\circ$ ) tous les pixels sont adaptés au-dessous de -10 dB pour une bande de 600 MHz équivalant à 26%. Pour un dépointage de  $40^\circ$  et de  $50^\circ$  tous les pixels sont adaptés au-dessous de -10 dB sauf le pixel numéro 10 du bord. Pour un dépointage de  $60^\circ$  les 3 pixels du bord (numéros 8, 9 et 10) sont un peu désadaptés.

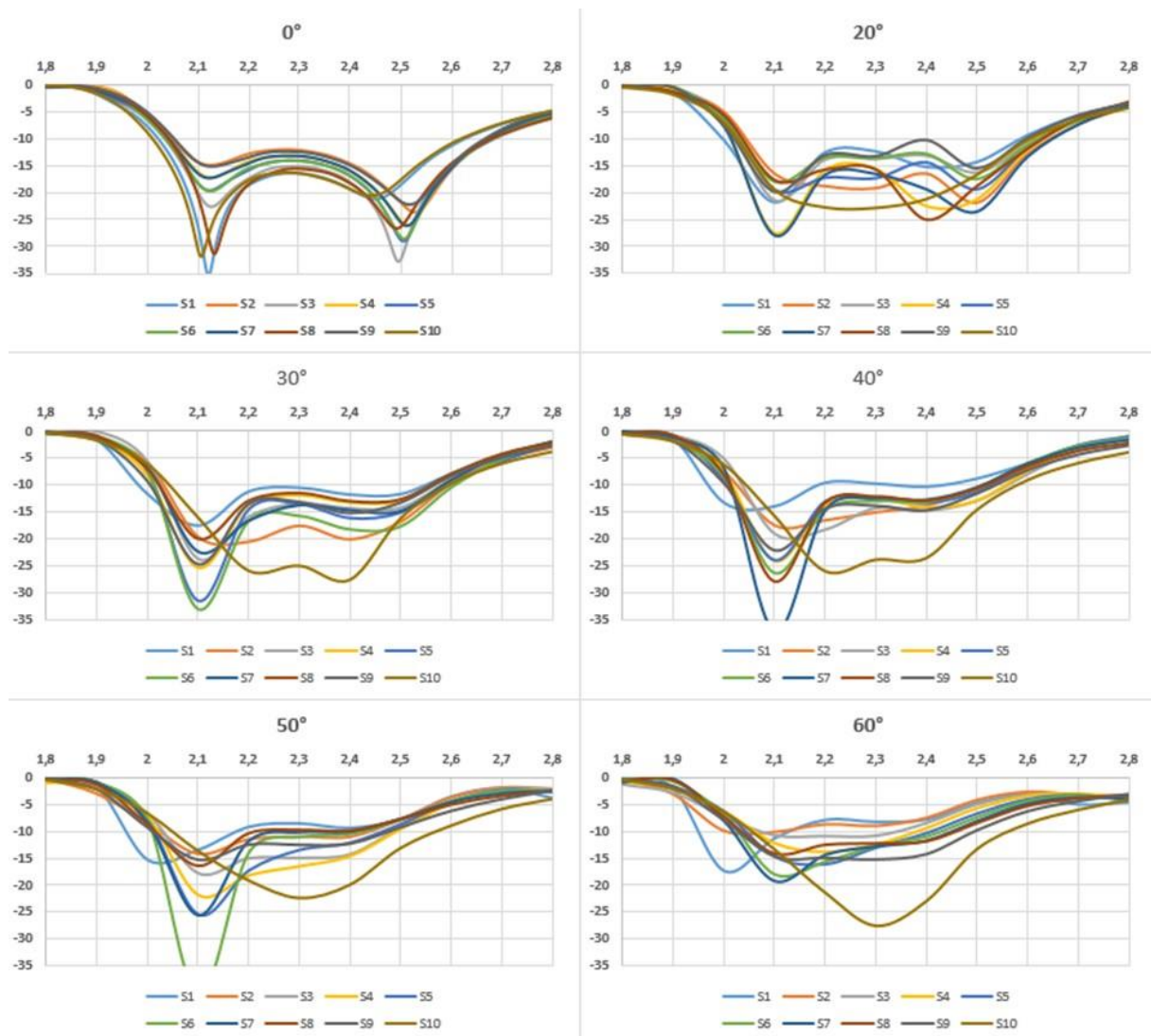


Figure IV. 39: Coefficients d'adaptations  $S_{ii}$  actifs simulés en fonction de la fréquence pour  $0^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$  et  $60^\circ$ .

## IV.2.5. Diagrammes de rayonnements

Pour une bonne comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés, nous avons mesuré (figure IV.40) les  $S_{i,j}$  entre l'entrée du diviseur est la sortie des déphaseurs pour deux fréquences 2.3 GHz et 2.5 GHz et pour  $\theta_0 = 0^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$  et  $60^\circ$  puisque  $\beta$  est différent pour chaque fréquence et pour chaque angle.

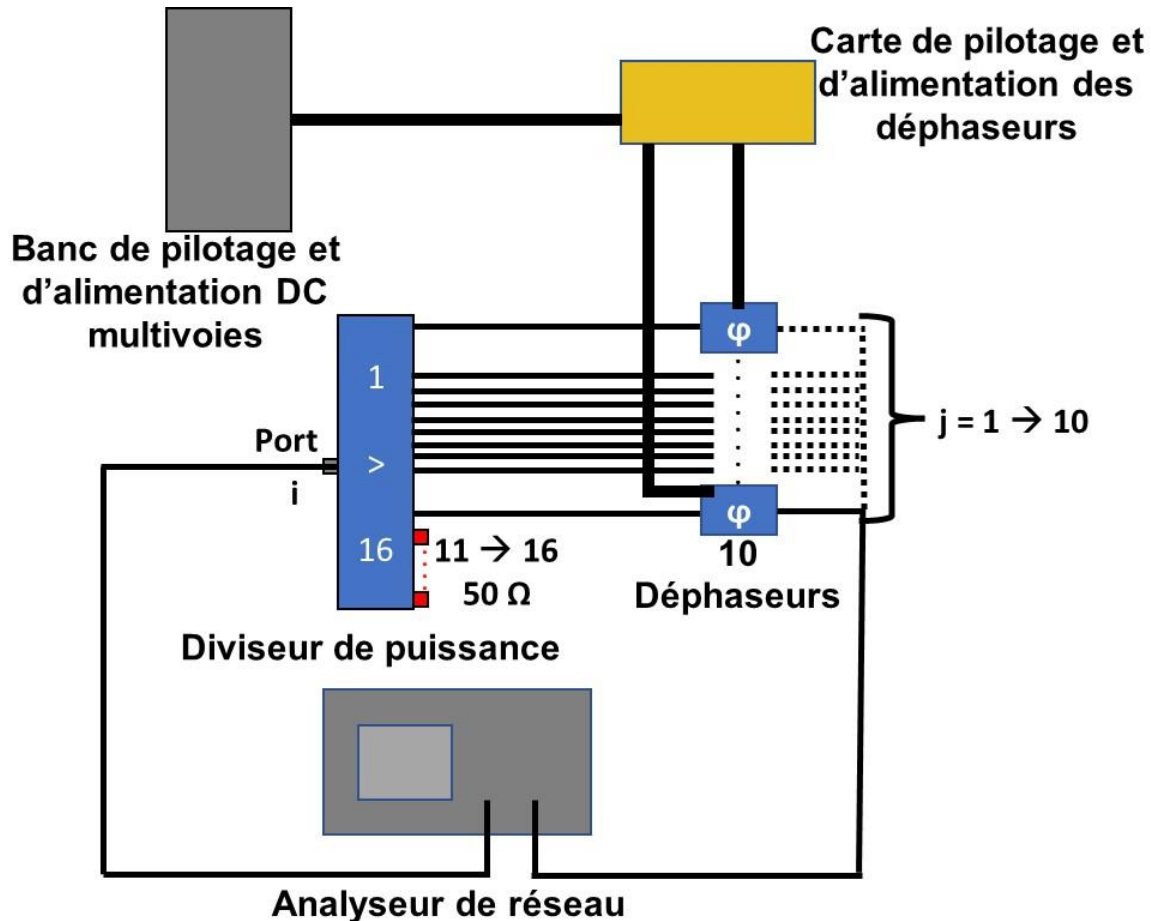


Figure IV. 40: schéma représentatif de la mesure des paramètres  $S$  du système d'alimentation.

Les  $S_{i,j}$  mesurés dans la figure IV.40 sont introduits dans la simulation pour déduire les pertes du système d'alimentation et les supprimer des résultats de mesure afin de comparer les mesures avec la simulation et montrer les performances de notre antenne sans tenir compte du système d'alimentation utilisé dans cette mesure.

Les diagrammes de rayonnements mesurés sans pertes et simulés sont présentés pour différents angles de dépointages ( $0^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$  et  $60^\circ$ ) à 2.3 GHz figure IV.41 et à 2.5 GHz figure IV.42.

Les directions de dépointage désirées sont bien obtenues pour différentes fréquences de notre bande et aux bons endroits sans avoir des lobes de pixellisations.

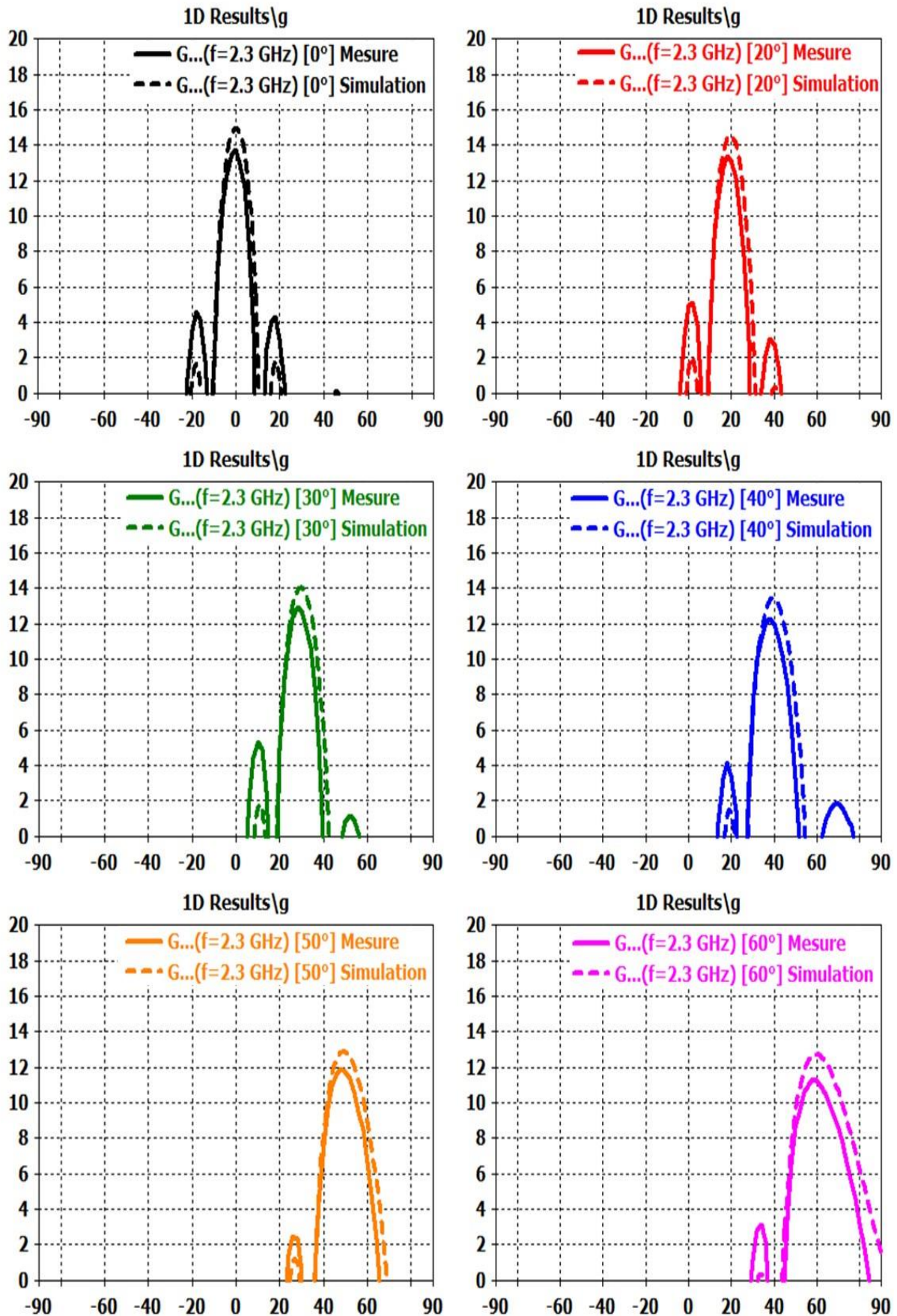


Figure IV. 41: Evolution du gain réalisé mesurés en fonction  $\theta$  dans le plan xoz pour un dépointage de  $0^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$  et  $60^\circ$  à 2.3 GHz.

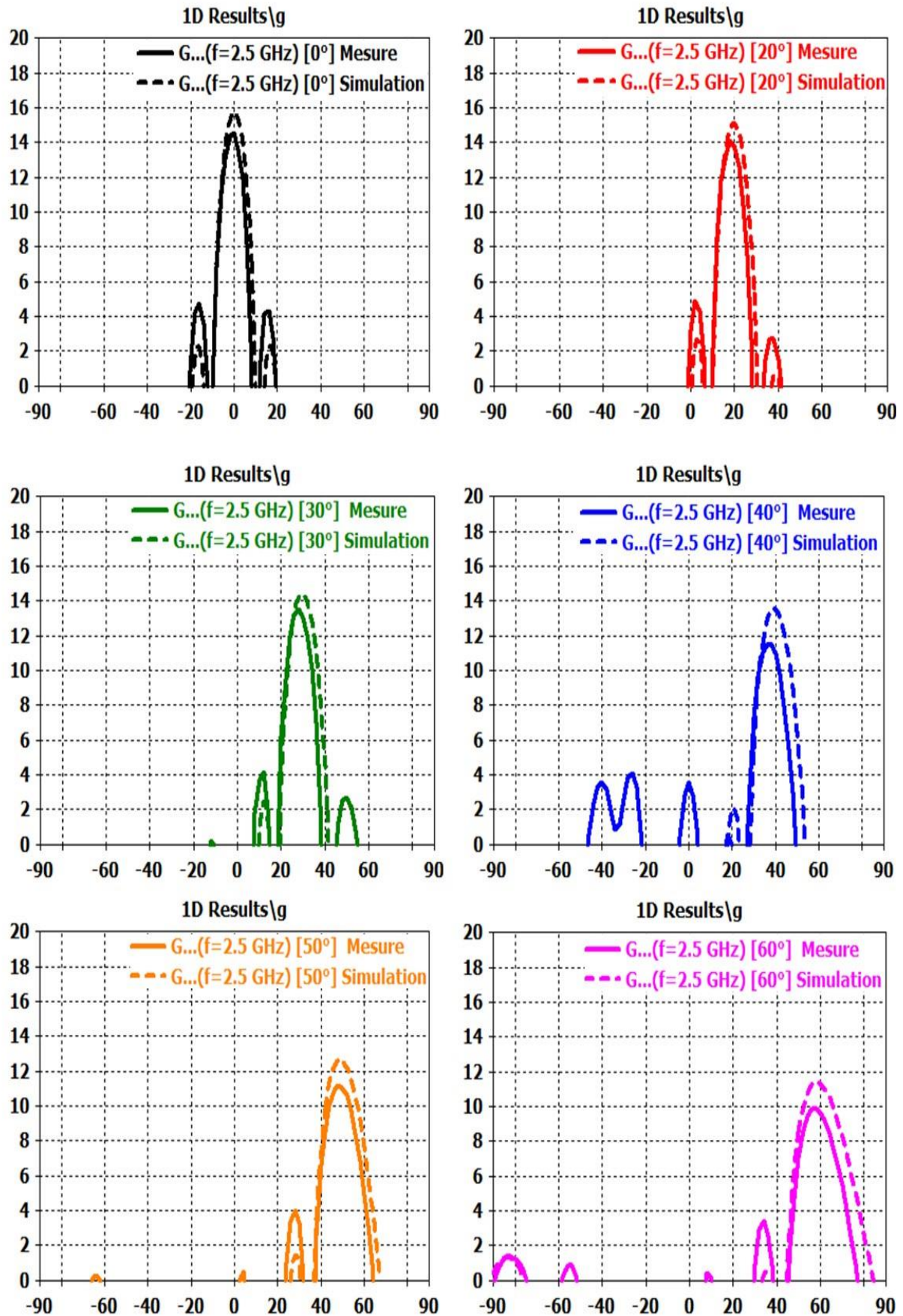


Figure IV. 42: Evolution du gain réalisé mesurés en fonction  $\theta$  dans le plan xoz pour un dépointage de  $0^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$  et  $60^\circ$  à 2.5 GHz.

La figure IV.43 montre les diagrammes de rayonnements 3D mesurés pour différents angles de dépointage. Les diagrammes sont sectoriels puisqu'on utilise une antenne MARPEM 1 D selon X ; on a un seul pixel selon y et 10 selon x.

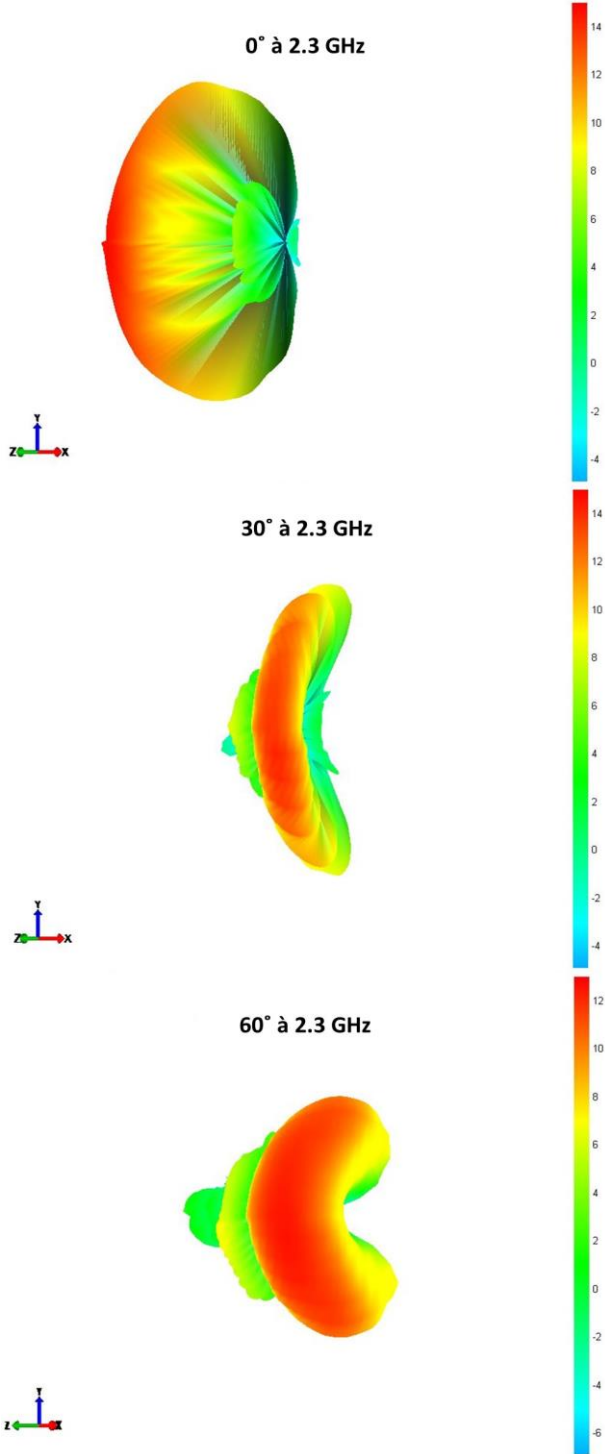


Figure IV. 43: Diagrammes de rayonnements 3D mesurés pour un dépointage de 0°, 30° et 60° à 2.3 GHz.

Les lois imposées sont bien suivies.



# Chapitre V :

## Applications industrielles



## Chapitre V. Applications industrielles

Dans ce chapitre deux applications industrielle seront traitées. La première dans le cadre du projet DRAME (Dispositif Rayonnant Agile Modulable) pour l'arrêt des véhicules. Ce projet exige une antenne fixe planaire grand gain et à très large bande passante. La deuxième concerne l'illumination de drones qui demande une antenne à agilité de faisceau planaire large bande grand gain avec des forts angles de dépointages.

### V.1. DRAME arrêt des véhicules.

#### V.1.1. Position du problème.

De nombreux problèmes de sécurité sont signalés au sujet des véhicules non coopératifs qui doivent être arrêtés par les forces de police aux points de contrôle, aux frontières aux postes de péage.... Aujourd'hui, on n'a pas d'autre choix que de mettre des blocs de béton pour protéger une zone sensible, des herses pour crever les pneus d'une véhicule ciblé, poursuite en voiture à grande vitesse et utilisation des armes pour les attaques terroristes. Et encore, la voiture peut toujours faire demi-tour et s'échapper. Ou, pire, foncer sur les policiers et les gendarmes.

Avec la technologie traitée dans ce manuscrit, il suffit de viser le véhicule de loin, et lui envoyer un faisceau d'ondes très concentré. Son moteur va s'éteindre et la voiture s'arrêter d'elle-même quelques mètres plus loin. En fait, c'est comme si on coupait, à distance, le contact de la voiture pour la stopper avant qu'elle ne fasse des dégâts. Le redémarrage du véhicule est impossible tant que l'émission des ondes est maintenue. C'est une neutralisation sécurisée des véhicules non coopératifs à moteur. Le faisceau d'onde est focalisée au moyen d'une antenne directive pour éviter d'éclairer trop fortement les véhicules voisins et éviter ainsi des effets collatéraux. Un dispositif est à l'étude dans la société ITHPP c'est le projet DRAME investissement d'avenir soutenu par la BPI.

Cet équipement peut être fixe comme illustré sur la figure V.1 ou mobile lorsqu'il est monté sur une camionnette figure V.2.

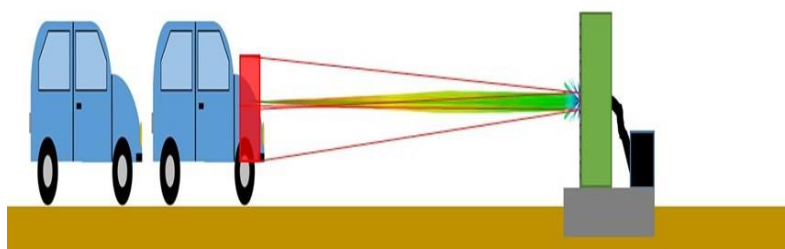


Figure V. 1: Stop voiture fixe.

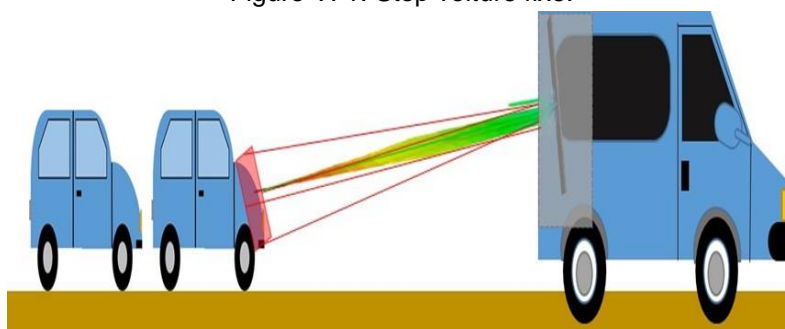


Figure V. 2: Stop voiture mobile.

## V.1.2. Etude CEM

Des études CEM, ont montré que les véhicules vont s'arrêter si l'on génère un champ d'environ 3 KV à une fréquence qui varie d'une voiture à une autre dans la bande S (de 2 à 2.5 GHz), d'où l'intérêt de savoir concevoir une antenne large bande.

Les composants électroniques de la voiture qui peuvent être perturbés comme montre la figure V.3 sont en général :

- Calculateur contrôle moteur : Il décode les informations d'accélération transversale et de vitesse de lacet, dénotant une évolution anormale de la position du véhicule par rapport à son sens de déplacement.
- Capteur d'angle de volant : Il analyse les ordres de trajectoires données par les actions du conducteur sur son volant.
- Capteur de pression de freinage : son calculateur reçoit les signaux fournis par les capteurs et élabore les instructions pour le système de freinage ainsi que les ordres d'adaptation du couple moteur.
- Capteur de vitesse de roue : Il mesure constamment la vitesse de chaque roue.
- Capteur de vitesse de lacet et d'accélération transversale : Il détecte les mouvements du véhicule autour de son axe vertical.
- Etc...

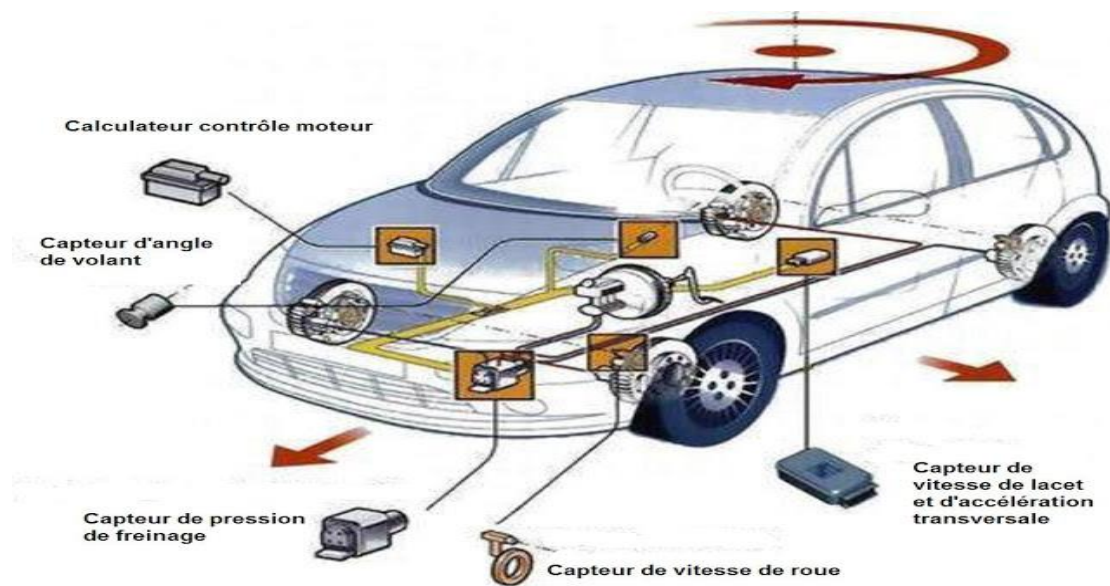


Figure V. 3: Composants électriques sensibles du moteur dans la voiture.

### V.1.3. Structure générale du système

Le projet DRAME est une étude faite par l'entreprise ITHPP en collaboration avec le laboratoire XLIM.

La structure générale du système est montrée dans la figure V.4.

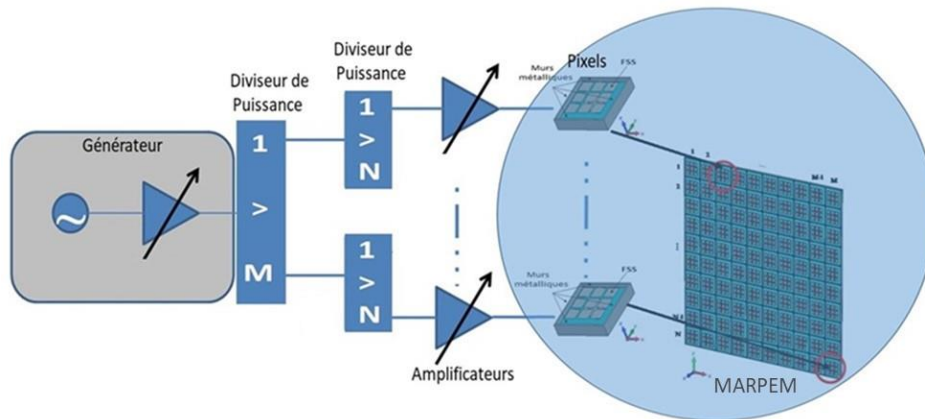


Figure V. 4: Structure générale du système

Le système général illustré sur le schéma de la Figure V.4 est constitué :

- D'un générateur délivrant une puissance microonde sur une large bande de fréquences.
- D'un diviseur de puissance : la puissance délivrée par le générateur est divisée sur M voies pour alimenter chaque rangée de pixel
- Des diviseurs de puissance : les M voies sont elle-même divisés une autre fois sur N voies pour alimenter chaque pixel.
- Des amplificateurs : Chaque voie est amplifiée pour obtenir une puissance  $P_{\text{ampli}} (W)$  qui alimente un pixel de l'antenne MARPEM.
- L'antenne MARPEM elle-même à faisceau fixe dans l'axe.

### V.1.4. Cahier de charge

L'objectif de nos travaux est la conception de l'antenne MARPEM, avec un maximum de 240 pixels, pour obtenir un champ électromagnétique de 3 KV/m à une distance de 10 mètres à une fréquence qui varie d'une voiture à une autre de 2 GHz à 2.5 GHz d'où l'intérêt de la large bande passante.

### V.1.5. Amplificateur.

Avant de dimensionner notre antenne il fallait connaître la puissance d'entrée qu'on peut injecter sur chaque pixel. Il est très difficile de trouver un amplificateur large bande et forte puissance en bande S. L'entreprise américaine MACOM propose le MAGX-100027-300C0P (figure V.5). C'est un amplificateur de type GaN sur Si HEMT haute puissance optimisé pour un fonctionnement en fréquence DC - 2,7 GHz. L'amplificateur prend en charge le fonctionnement CW et pulsé avec des niveaux de puissance de sortie de 300 W (54,8 dBm). Il a un prix de 195 € par unité en décembre 2021 et 312 € en février 2022 (les prix bougent très vite).

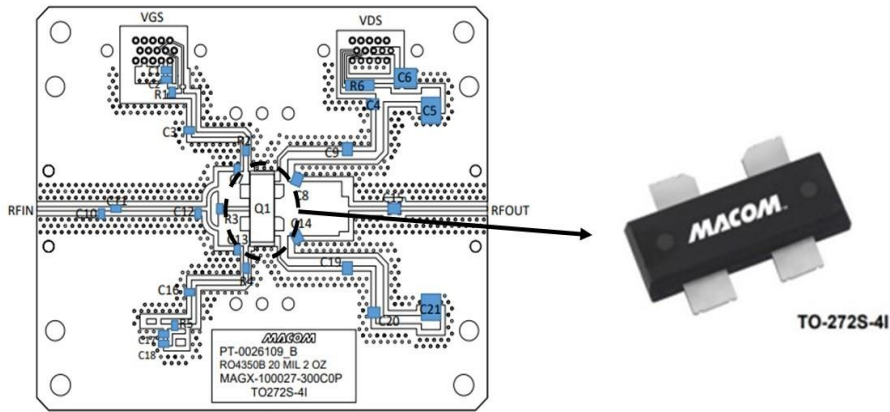


Figure V. 5: L'amplificateur MAGX-100027-300C0P.

## V.1.6. Dimensionnement de l'antenne

### V.1.6.1. Respect de 240 pixels imposé par le cahier de charge

Nous avons calculé le champ rayonné par une antenne de 15X16 éléments (Figure V.6). Nous avons utilisé les 240 pixels pour bien respecter le maximum imposé par le cahier de charge. Deux calculs sont possibles selon le nombre d'amplificateurs utilisés pour alimenter chaque pixel. Soit un amplificateur par pixel pour les pixels excités par un patch un port ou un dipôle. Soit deux amplificateurs par pixel si celui est excité par un patch 2 ports (cf. § III.3).

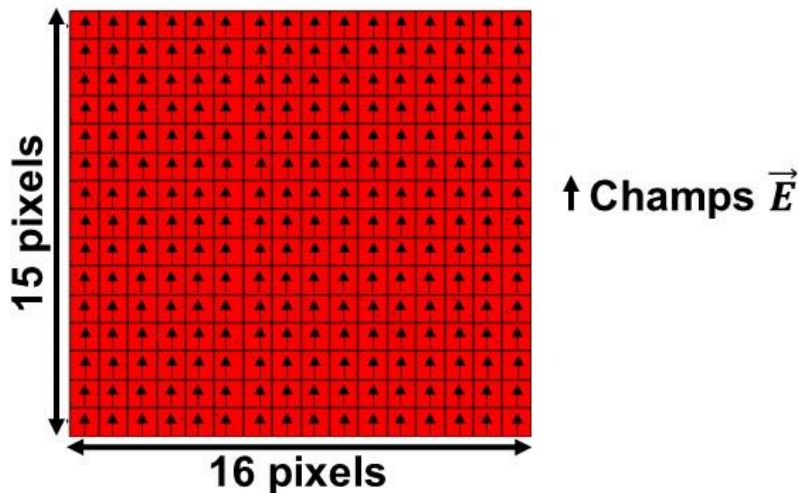


Figure V. 6: Antenne MARPEM 15x16 pixels.

Puisque le gain augmente avec la fréquence nous avons effectué le dimensionnement à la fréquence minimale de la bande qui est à 2 GHz pour le calcul.

- La longueur d'onde :

$$\lambda = \frac{c}{f} = 0.15 \text{ m}$$

Avec c la célérité de propagation de l'onde et f la fréquence.

- La puissance de l'amplificateur = 300W.
- La surface du pixel :

$$S_{pixels} = \frac{\lambda}{2} \times \frac{\lambda}{2} = 0,075 \text{ m} \times 0,075 \text{ m} = 5,625 \times 10^{-3} \text{ m}^2$$

- La surface de l'antenne :

$$S_{Antenne} = \frac{\lambda}{2} \times 15 \times \frac{\lambda}{2} \times 16 = 1.25 \text{ m} \times 1.2 \text{ m} = 1,35 \text{ m}^2$$

- Le gain max de l'antenne est égal à :

$$G_{Max} = 4 \times \pi \times \frac{S_{Antenne}}{\lambda^2} = 754$$

$$G_{Max}^{dB} = 10 \times \log(G_{Max}) = 28.8 \text{ dB}$$

- La puissance d'entrée de l'antenne :

$$P_{fournie} = \text{nombre de pixels} \times \text{puissances en entrée du pixel}$$

Avec le nombre de pixel = 240 et la puissance en entrée du pixel est égale à 300 W si un seul amplificateur alimente chaque pixel et 600 W si deux.

$$\text{Cas 1 amplificateur : } P_{fournie} = 240 \times 300 = 72 \text{ KW}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } P_{fournie} = 240 \times 600 = 144 \text{ KW}$$

- La densité de puissance :

$$dP_{\Omega}^{Max} = \frac{P_{fournie}}{4\pi} \times G^{Max}$$

$$\text{Cas 1 amplificateur : } dP_{\Omega}^{Max} = \frac{72 \times 10^3}{4\pi} \times 754 = 4.32 \text{ MW}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } dP_{\Omega}^{Max} = \frac{144 \times 10^3}{4\pi} \times 754 = 8.64 \text{ MW}$$

$$dP_{\Omega}^{Max} = \frac{R^2 \times E_{Max}^2}{2\eta}$$

Où R la distance à l'antenne,  $E_{Max}$  le champ rayonné et  $\eta$  représente l'impédance d'onde dans le vide égale à  $377\Omega$ .

- Le champ rayonné en fonction de la distance :

$$RE^{Max} = \sqrt{2 \times \eta \times dP_{\Omega}^{Max}}$$

$$\text{Cas 1 amplificateur : } RE^{Max} = \sqrt{2 \times 377 \times 4.32 \times 10^6} = 57.1 \text{ KV}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } RE^{Max} = \sqrt{2 \times 377 \times 8.64 \times 10^6} = 80.7 \text{ KV}$$

Par exemple le champ rayonné à dix mètres est égal à 5.71 KV/m pour le cas d'un amplificateur par pixel et 8.07 KV/m pour le cas de deux amplificateurs. Donc bien supérieur à 3 KV/m donc on peut diminuer la taille de notre antenne ainsi que le nombre des amplificateurs.

- PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente) pour 600W par pixel (deuxième cas).

$$PIRE = P_{fournie} \times G_{Max} = 144 \times 10^3 \times 754 = 109 \text{ MW}$$

Donc c'est un système ultra-haute puissance > 100 MW.

### V.1.6.2. Diminution de nombre de pixel pour avoir 3 KV/m à 10 m.

On effectue la même démarche que précédent avec un ou deux amplificateurs par pixel.

- La surface de l'antenne :

$$\text{Cas 1 amplificateur : } S_{Antenne} = \frac{\lambda}{2} \times 13 \times \frac{\lambda}{2} \times 10 = 0.975 \text{ m} \times 0.75 \text{ m} = 0.73 \text{ m}^2$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } S_{Antenne} = \frac{\lambda}{2} \times 10 \times \frac{\lambda}{2} \times 9 = 0.75 \text{ m} \times 0.675 \text{ m} = 0.5 \text{ m}^2$$

- Le gain max de l'antenne est égal à :

$$\text{Cas 1 amplificateur : } G_{Max} = 4 \times \pi \times \frac{0.73}{\lambda^2} = 408.407$$

$$G_{Max}^{dB} = 10 \times \log(G_{Max}) = 26.11 \text{ dB}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } G_{Max} = 4 \times \pi \times \frac{0.5}{\lambda^2} = 282.744$$

$$G_{Max}^{dB} = 10 \times \log(G_{Max}) = 24.51 \text{ dB}$$

- La puissance d'entrée de l'antenne :

$$P_{fournie} = \text{nombre de pixels} \times \text{puissances en entrée du pixel}$$

$$\text{Cas 1 amplificateur : } P_{fournie} = 13 \times 10 \times 300 = 39 \text{ KW}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } P_{fournie} = 10 \times 9 \times 600 = 54 \text{ KW}$$

- La densité de puissance :

$$\text{Cas 1 amplificateur : } dP_{\Omega}^{Max} = \frac{39 \times 10^3}{4\pi} \times 408.407 = 1.27 \text{ MW}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } dP_{\Omega}^{Max} = \frac{54 \times 10^3}{4\pi} \times 282.744 = 1.22 \text{ MW}$$

- Le champ rayonné en fonction de la distance :

$$\text{Cas 1 amplificateur : } RE^{Max} = \sqrt{2 \times 377 \times 1.27 \times 10^6} = 30.9 \text{ KV}$$

$$\text{Cas 2 amplificateurs : } RE^{Max} = \sqrt{2 \times 377 \times 1.22 \times 10^6} = 30.3 \text{ KV}$$

Le champ rayonné à dix mètres est égal à 3 KV/m pour les deux cas. La taille de l'antenne est plus petite 0.5 m<sup>2</sup> pour le deuxième cas ou chaque pixel est alimenté par deux amplificateurs que dans le premier 0.73 m<sup>2</sup> ou le pixel est alimenté par un seul. Par contre le nombre des amplificateurs est plus petit pour le premier cas (130 amplis) que le deuxième (180 amplis).

### V.1.6.3. Simulation

L'antenne MARPEM 13x10 pixels a été simulée, dans ce cas nous avons pris des pixels excités par des dipôles du chapitre III (cf. §III.3.2). La figure V.7 représente l'antenne.

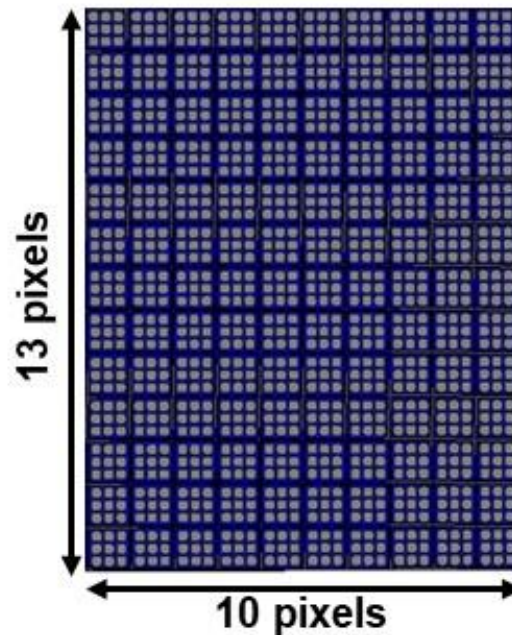


Figure V. 7: Antenne MARPEM 13x10 pixels.

#### V.1.6.3.1. Coefficients d'adaptations et Diagrammes de rayonnements 3D

La figure V.8 montre les coefficients d'adaptations actifs lorsque tous les pixels sont excités simultanément :

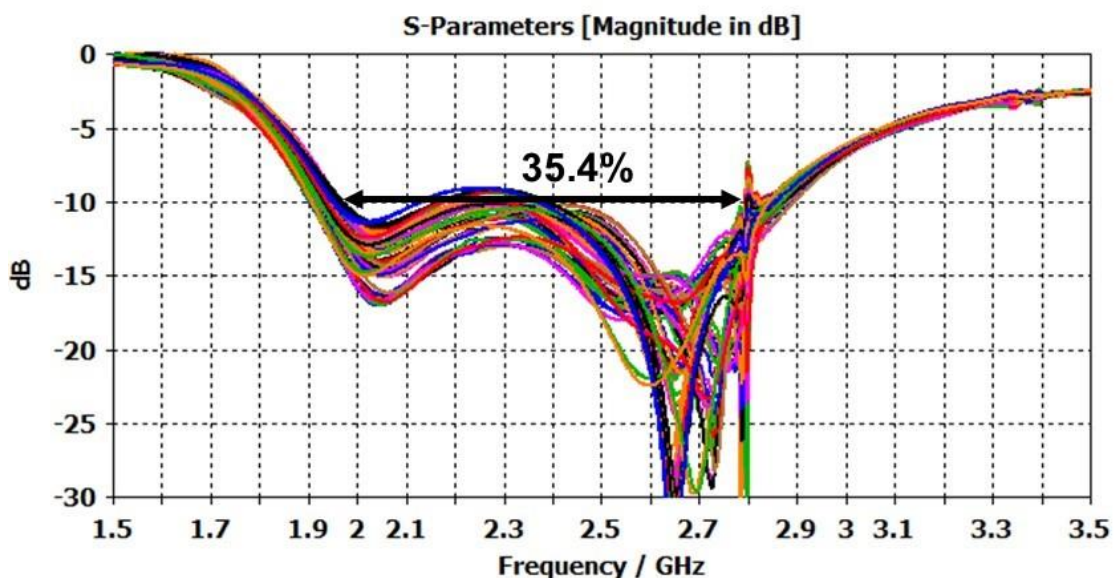


Figure V. 8: Coefficients d'adaptations S11 actifs de l'Antenne 10x13 pixels.

Le coefficient d'adaptation est inférieur à -10 dB sur la bande de fonctionnement [1.95-2.8 GHz]. Nous avons calculé la bande passante de l'antenne qui est de l'ordre de 850 MHz équivalente à une bande très large de 35.4%.

### V.1.6.3.2. Diagrammes de rayonnements 3D

La figure V.9 montre les diagrammes de rayonnements 3D :

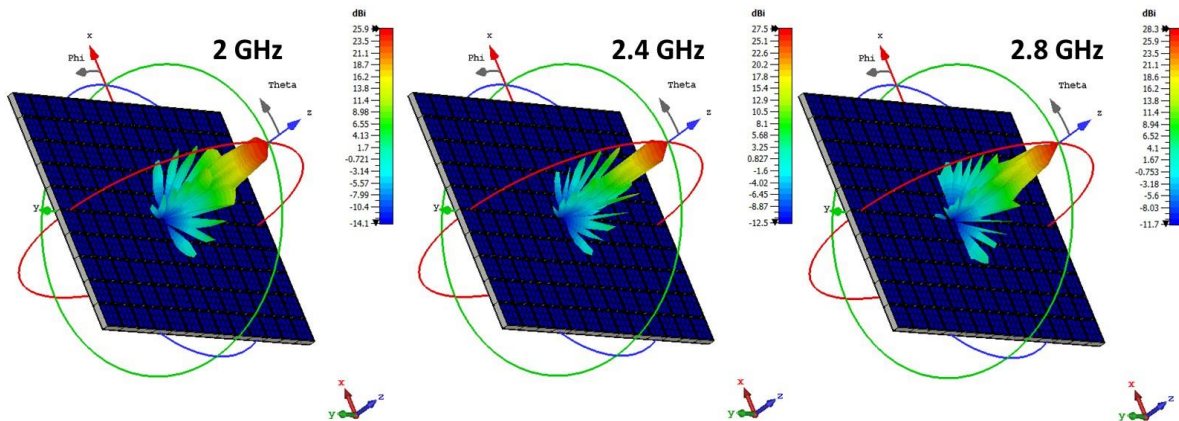


Figure V. 9: Diagrammes de rayonnement 3D de l'Antenne 10x13 pixels pour 2, 2.4 et 2.8 GHz.

Les diagrammes de rayonnements 3D montrent les champs émis par l'antenne 10x13 pour différentes fréquences. L'antenne tire dans l'axe, le champ est étroit dans les 2 plan donc nous avons une antenne directive.

### V.1.6.3.3. Directivité et gain réalisé de l'antenne dans les plans principaux (Phi=0° et 90°).

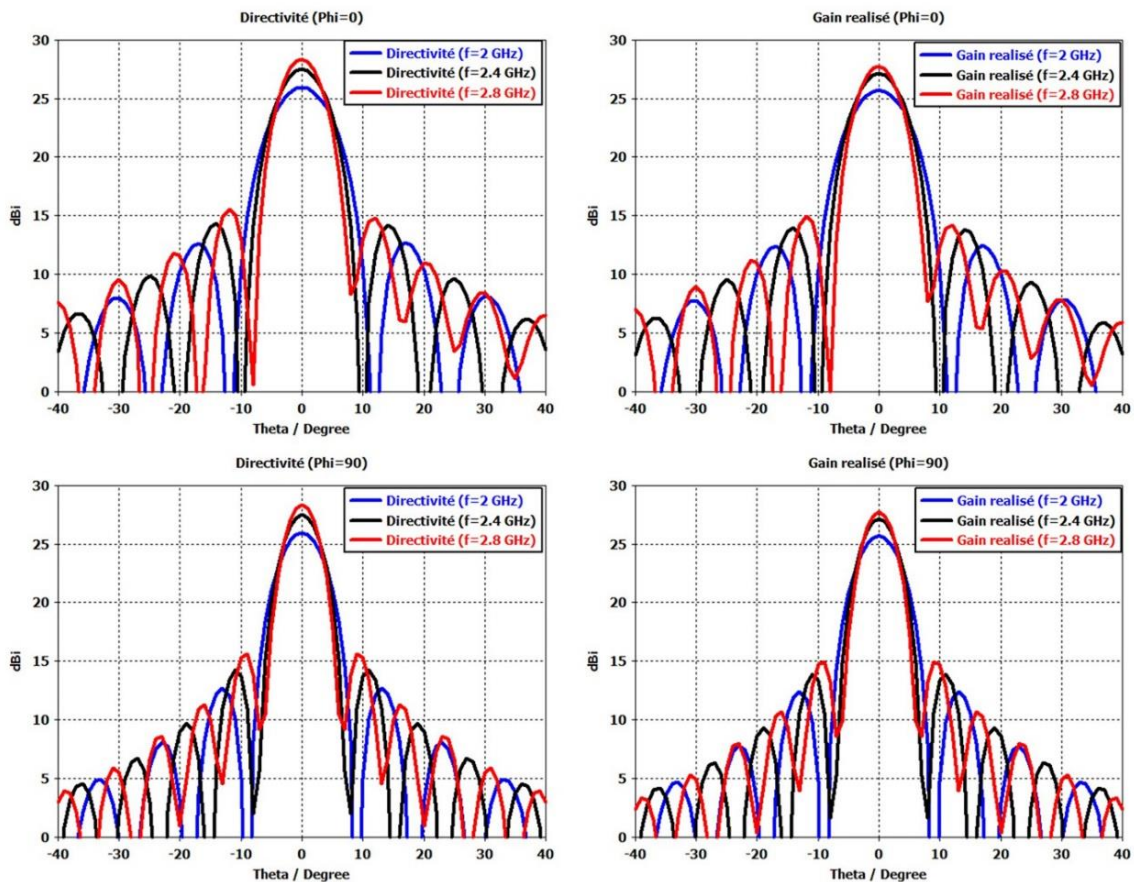


Figure V. 10: Directivités et gains réalisés de l'antenne 13x10 en fonction de  $\theta$  pour différentes fréquences dans le plan  $\phi=0^\circ$  et  $90^\circ$ .



La figure V.10 représente les directivités et les gains réalisés de l'antenne dans les deux plans principaux pour  $\phi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ . La directivité varie entre 25.9 dB et 28.3 dB. Le gain réalisé varie entre 25.7 dB et 27.7 dB. Il n'y a pas une grande différence entre la directivité et le gain réalisé (0.3 dB) ce qui signifie que notre antenne est bien adaptée et a des faibles pertes. L'angle d'ouverture est calculé à -3 dB du maximum de la directivité. Il varie entre  $7.2^\circ$  et  $10.4^\circ$  pour  $\Phi = 0^\circ$  et entre  $5.8^\circ$  et  $8^\circ$  pour  $\Phi = 90^\circ$ .

#### V.1.6.3.4. Dimension de la tâche à 10 m

L'ouverture dans le plan où on a 10 pixels ( $\phi = 0^\circ$ ) est plus grande que celle où on a 13 pixels ( $\phi = 90^\circ$ ). Donc on aura une tâche rectangulaire à 10 m.

Pour  $f = 2$  GHz l'angle d'ouverture est égal à  $10.4^\circ$  pour  $\phi=0^\circ$  et  $8^\circ$  pour  $\phi=90^\circ$ .

Pour  $f = 2.4$  GHz l'angle d'ouverture est égal à  $8.6^\circ$  pour  $\phi=0^\circ$  et  $6.6^\circ$  pour  $\phi=90^\circ$ .

Pour  $f = 2.8$  GHz l'angle d'ouverture est égal à  $7.2^\circ$  pour  $\phi=0^\circ$  et  $5.8^\circ$  pour  $\phi=90^\circ$ .

En appliquant les relations de la trigonométrie entre la distance et les deux angles d'ouvertures, nous pouvons calculer la tâche à 10 m qui est égale à :

- 1.82 m x 1.4 m @ 2 GHz.
- 1.5 m x 1.15 m @ 2.4 GHz.
- 1.26 m x 1.01 m @ 2.8 GHz.

La figure V.11 représente la tâche à 10 m de l'antenne pour plusieurs fréquences.

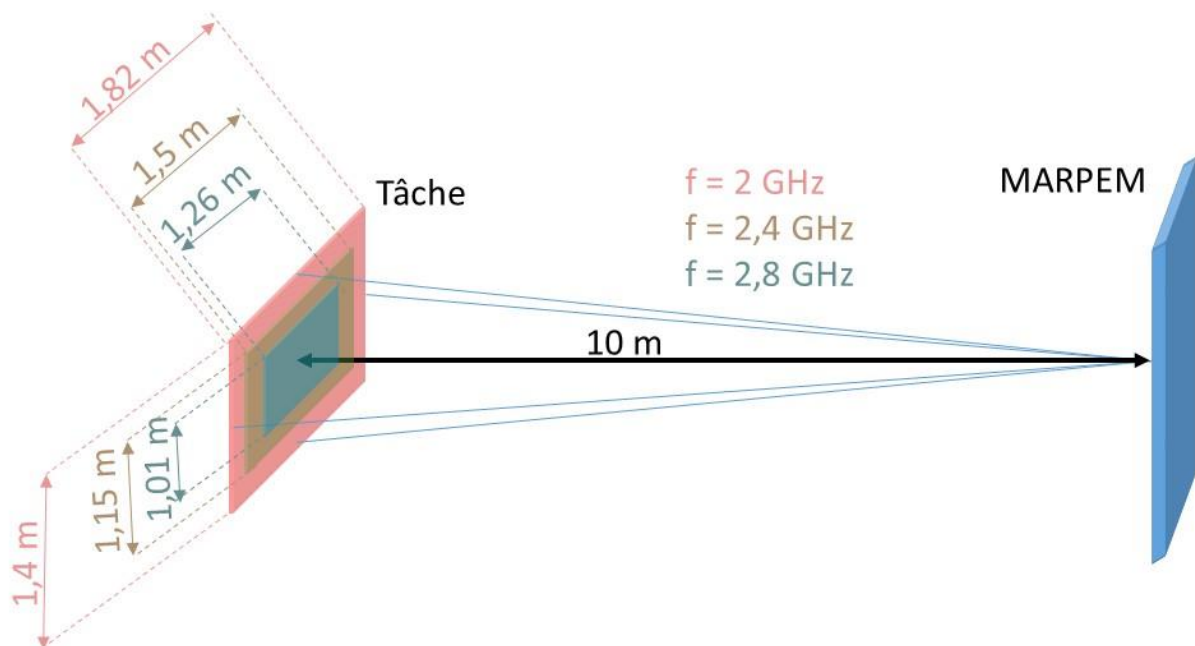


Figure V. 11: dimensions des tâches pour plusieurs fréquences.

### V.1.6.3.5. Evolution du champ axial en fonction de la distance

La figure V.12 montre l'évolution du champ axial théorique et simulé en fonction de la distance. Le champ décroît en  $1/r$ . Nous avons obtenu les 3 KV/m désirés.

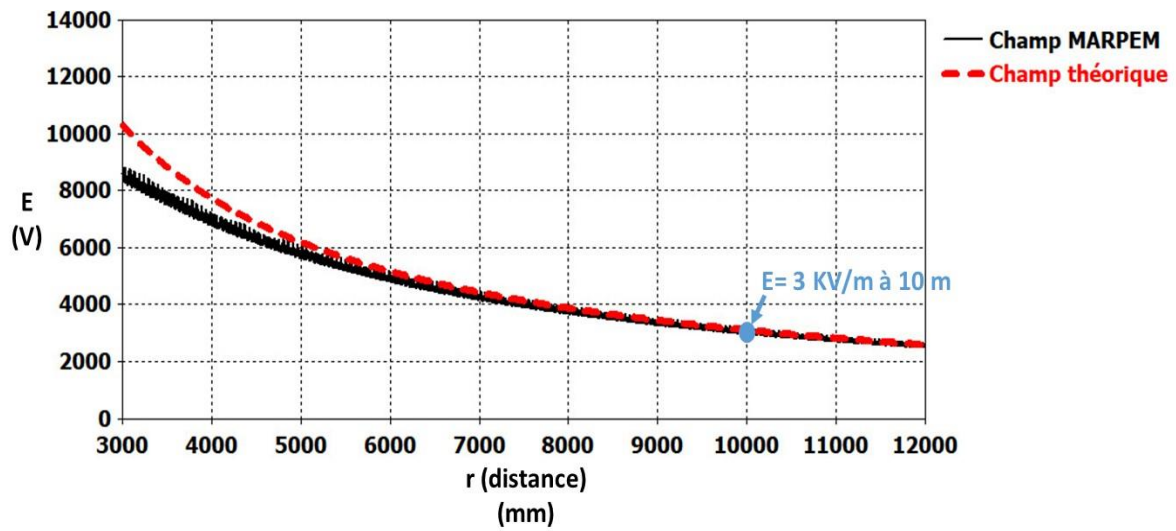


Figure V. 12: évolution du champ en fonction de la distance.

## V.2. Arrêt des Drones.

### V.2.1. II.1 Position du problème.

Les drones sont souvent classés comme appareils de loisirs, mais ils sont facilement utilisés à des fins malveillantes et peuvent constituer des menaces comme par exemples :

- L'espionnage dû à l'implantation sur le drone de matériel de collecte d'informations.
- Le transport des objets illégaux sur le terrain de la prison par exemple.
- Le risque de collision avec les avions, notamment dans la zone aéroportuaire.
- Le terrorisme par acheminement d'explosifs.

La plupart des sites sensibles sont vulnérables aux attaques, et la lutte contre les intrusions de drones est devenue un problème de sécurité majeur.

Avec la technologie traitée dans ce manuscrit, il suffit de viser un drone de loin, de lui envoyer un faisceau d'ondes très concentrées. Le drone est perturbé il s'arrête, s'éteint et tombe ou revient d'où il vient avant qu'il ne crée des menaces. C'est une neutralisation à distance sécurisée d'une menace pour la protection des personnes civiles, militaires et des sites sensibles (figure V.13).



Figure V. 13: Sites sensibles.

### V.2.2. II.2 Composants électroniques des drones.

Pour un bon fonctionnement, maintenir un vol stable, éviter les obstacles et surveiller son trajet les drones sont constitués par plusieurs composants électroniques (figure V.14). Ces composants peuvent être perturbés par notre système ; on peut citer :

- GPS (Global Positioning System) : c'est un système mondial de positionnement il sert à connaître la position du drone pour le diriger à distance.
- Antennes de communications : Tx (transmission) et Rx (réception) servent à recevoir et envoyer les informations entre le drone et les personnes qui le contrôlent.
- Les capteurs de proximité : ils servent à détecter et éviter les obstacles.

- Le microcontrôleur qui est le cerveau du drone.
- Les Compas (magnétomètres) : ils mesurent les forces magnétiques. Ils sont très sensibles aux interférences magnétiques.
- Etc....

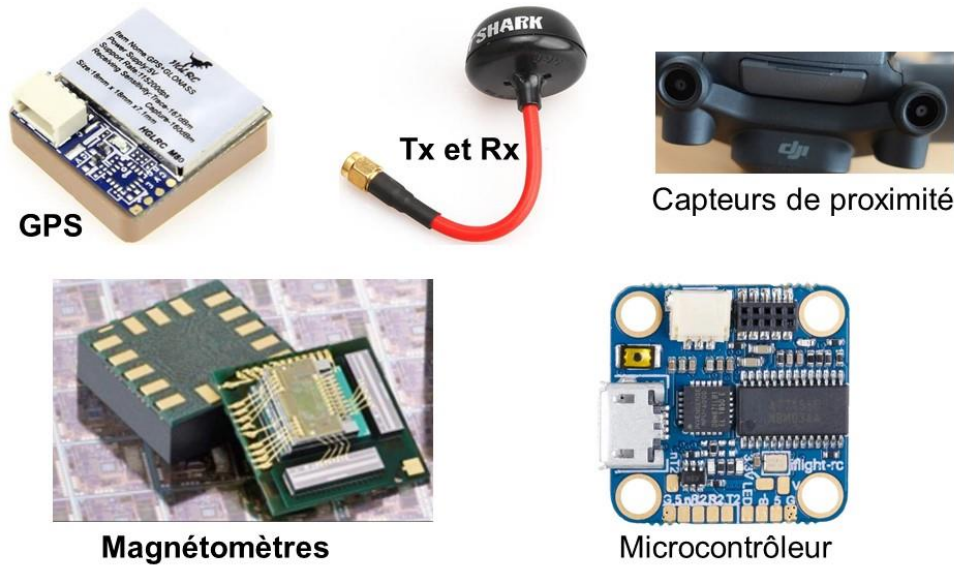


Figure V. 14: Composants électroniques du drone.

### V.2.3. Structures générales du système antenne.

Le dispositif rayonnant global est composé de 3 antennes planaires disposées de façon à former un angle de  $60^\circ$  entre elles ce qui veut dire que chaque antenne couvrira une zone de  $120^\circ$ . Ces antennes ne seront pas forcément jointives comme le montre la figure V.15 mais pourront être disposées en différents endroits. La seule contrainte est l'angle à respecter entre elles ce qui donne une grande souplesse d'installation. Un nombre supérieur d'antennes pourra être utilisé si la topologie du site sensible l'oblige.

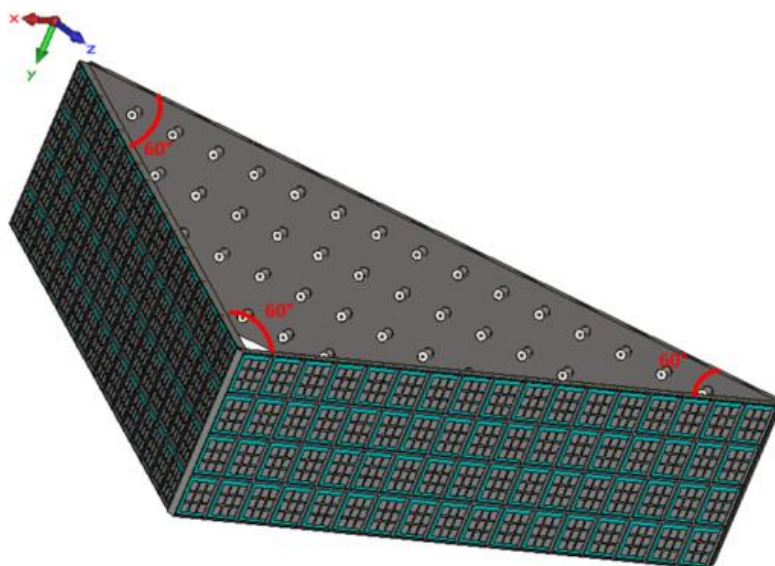


Figure V. 15: Système antenne comportant 3 antennes planaires pour une couverture à  $360^\circ$ .

Chacun des 3 dispositifs unitaires doit assurer : un dépointage allant de  $-60^\circ$  à  $+60^\circ$  pour une couverture de  $120^\circ$  dans le plan horizontal et un faisceau sectoriel dans le plan vertical (figure V.16).

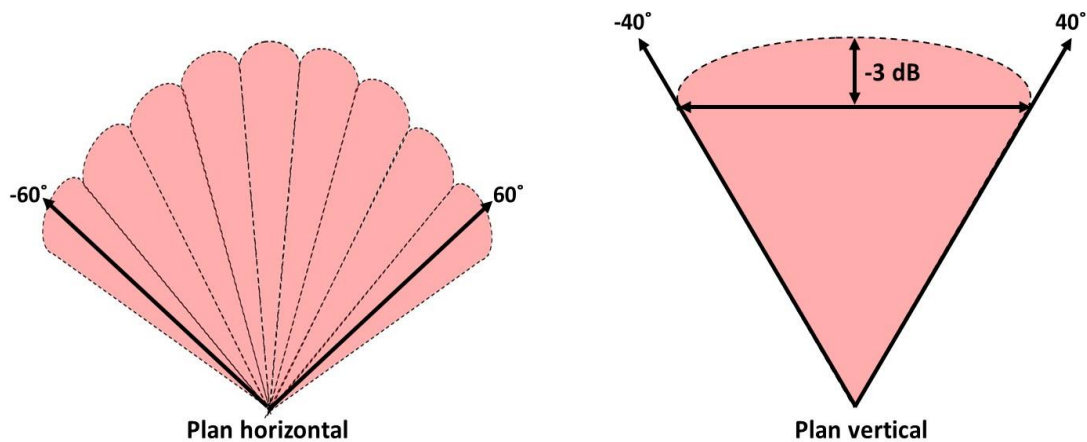


Figure V. 16: Balayage de faisceaux sectoriels.

Cette technique a déjà été appliquée dans la RFID LP (Longue Portée) pour le tracking d'animaux en bande S [35]. Elle a été développée en polarisation circulaire avec le CNES pour de la télémétrie en bande X à partir de petits satellites [15]. Elle est développée pour la guerre électronique pour l'arrêt des véhicules. Dans le futur, cette technologie aura comme les réseaux agiles (son concurrent) un grand nombre d'autres applications dans beaucoup de domaines.

L'utilisation de faisceaux sectoriels (figure V.16) sera effectuée en site pour une meilleure homogénéité de couverture ainsi pour la formation d'un faisceau minimisant les effets du sol. Pour des questions de cout, le balayage dans le plan vertical n'est pas effectué.

#### V.2.4. Dimensionnement de l'antenne

Nous avons calculé le champ rayonné par une antenne de 4X20 éléments (Figure V.17). Deux calculs sont possibles selon le nombre d'amplificateurs utilisés pour alimenter chaque pixel. Un amplificateur par pixel est utilisé pour les pixel excité par un patch un port ou un dipôle. Deux amplificateurs par pixel pour les pixels excités par un patch 2 ports (cf. § III.3).

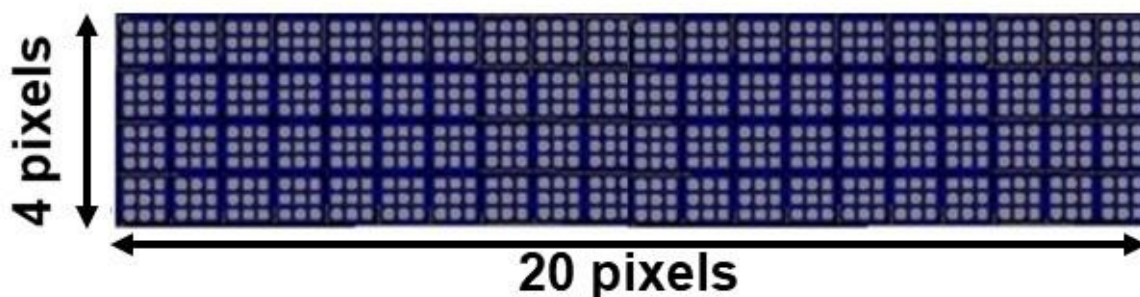


Figure V. 17: Antenne MARPEM 5x20 pixels.

- La longueur d'onde à 2 GHz :

$$\lambda = \frac{c}{f} = 0.15 \text{ m}$$

Avec  $c$  la célérité de propagation de l'onde et  $f$  la fréquence.

- La puissance de l'amplificateur = 300W.
- La surface du pixel (nous avons pris le dimensionnement du pixel traité dans le chapitre IV (cf. § IV.1.2.1) pour un dépointage sans lobes de pixellisation) :

$$S_{pixels} = 0.0625 \times 0.0625 = 3.9 \times 10^{-3} m^2$$

- La surface de l'antenne :

$$S_{Antenne} = 0.0625 \times 4 \times 0.0625 \times 20 = 0.25 m \times 1.25 m = 0,313 m^2$$

- Le gain max de l'antenne est égal à :

$$G_{Max} = 4 \times \pi \times \frac{S_{Antenne}}{\lambda^2} = 174.8$$

$$G_{Max}^{dB} = 10 \times \log(G_{Max}) = 22.46 dB$$

- La puissance d'entrée de l'antenne :

$$P_{fournie} = \text{nombre de pixels} \times \text{puissances en entrée du pixel}$$

Avec le nombre de pixel = 80 et la puissance en entrée du pixel est égale à 300 w si un seul amplificateur alimente chaque pixel et 600 w si deux.

Cas 1 amplificateur :  $P_{fournie} = 80 \times 300 = 24 KW$

Cas 2 amplificateurs :  $P_{fournie} = 240 \times 600 = 48 KW$

- La densité de puissance :

$$dP_{\Omega}^{Max} = \frac{P_{fournie}}{4\pi} \times G^{Max}$$

Cas 1 amplificateur :  $dP_{\Omega}^{Max} = \frac{24 \times 10^3}{4\pi} \times 174.8 = 334 KW$

Cas 2 amplificateurs :  $dP_{\Omega}^{Max} = \frac{48 \times 10^3}{4\pi} \times 174.8 = 668 KW$

$$dP_{\Omega}^{Max} = \frac{R^2 \times E_{Max}^2}{2\eta}$$

Ou  $R$  la distance à l'antenne,  $E_{Max}$  le champ rayonné et  $\eta$  représente l'impédance d'onde dans le vide égale à  $377\Omega$ .

- Le champ rayonné en fonction de la distance :

$$RE^{Max} = \sqrt{2 \times \eta \times dP_{\Omega}^{Max}}$$

Cas 1 amplificateur :  $RE^{Max} = \sqrt{2 \times 377 \times 334 \times 10^3} = 15.9 KV$

Cas 2 amplificateurs :  $RE^{Max} = \sqrt{2 \times 377 \times 668 \times 10^3} = 22.44 KV$

Par exemple le champ rayonné à cent mètres est égal à 159 V/m pour le cas d'un amplificateur par pixel et 224.4 V/m pour le cas de deux amplificateurs. Il suffira par conséquent d'adapter le nombre d'éléments de l'antenne pour obtenir les niveaux de champs rayonnés souhaités. Si elle est insuffisante il faudra rajouter une ou deux rangées.

## V.2.5. Structures générales du système

La structure générale du système du premier cas (1 amplificateur par pixel) est figurée dans la figure V.18.

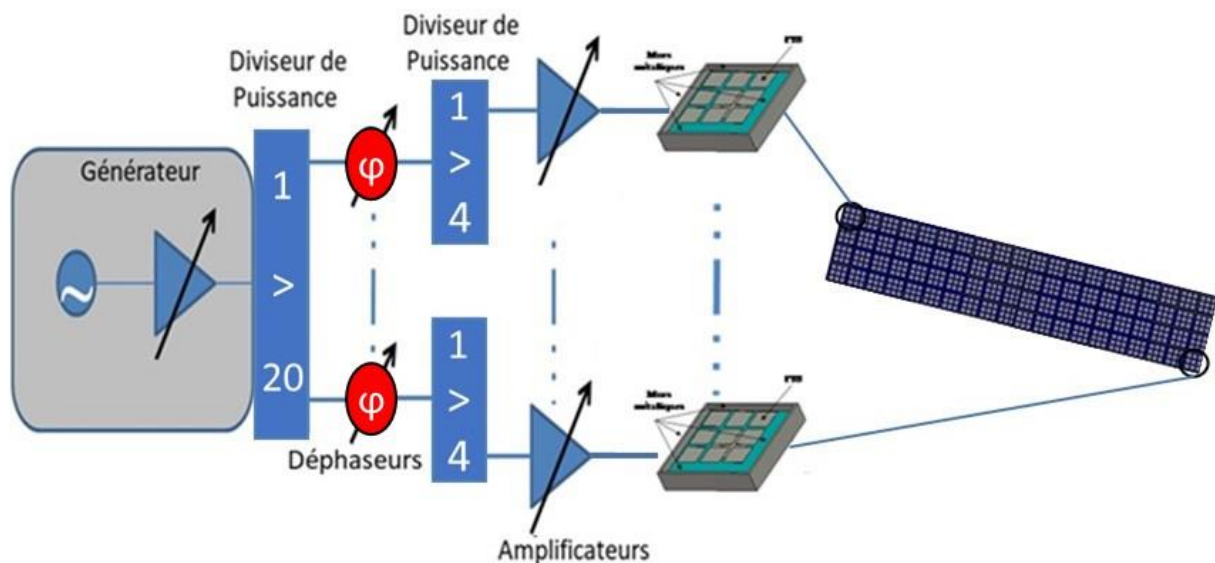


Figure V. 18: Structure générale du système pour un amplificateur par pixel.

Le système général illustré sur le schéma de la Figure V.18 est constitué d'un générateur délivrant une puissance microonde sur une large bande de fréquences. Cette puissance est divisée sur 20 voies pour alimenter chaque rangée de pixel. Puis déphasée pour assurer le dépointage dans le plan horizontal. Chaque voie est divisée une autre fois sur 4 voies puis amplifiée pour alimenter un pixel de l'antenne MARPEM.

La structure générale du système du deuxième cas (deux amplificateurs par pixel) est figurée dans la figure V.19.

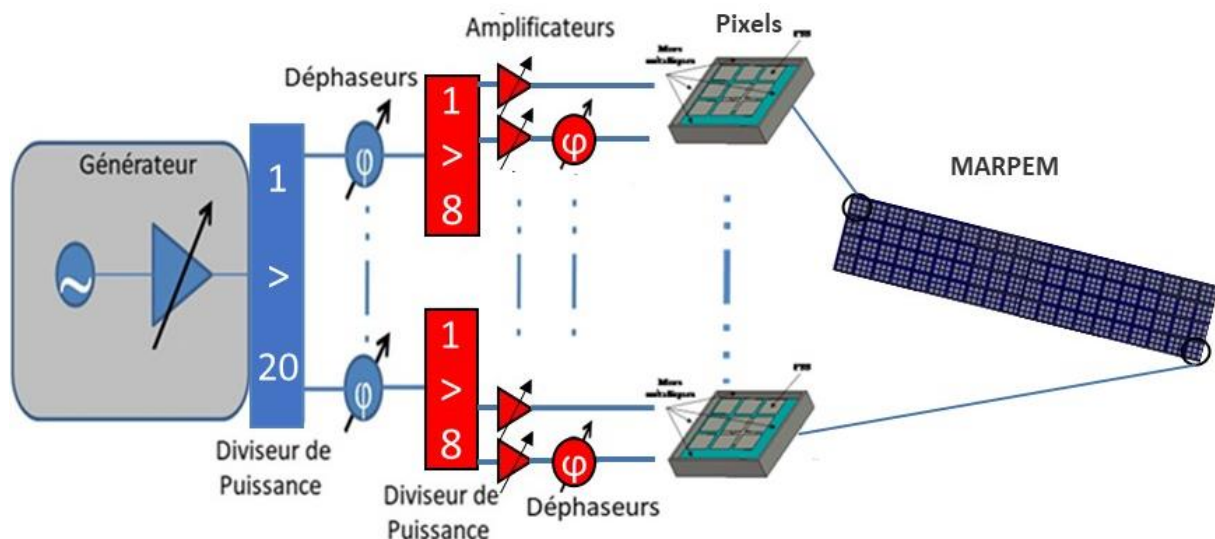


Figure V. 19: Structure générale du système pour deux amplificateurs par pixel.

Le système général illustré sur le schéma de la Figure V.19 est comme celui expliqué précédemment (figure V.18) mais le nombre des amplificateurs est multiplié par deux. Un amplificateur sur deux est déphasé de  $180^\circ$  pour alimenter la deuxième sonde du pixel.

## Conclusion

---

Ce manuscrit résume mes travaux de trois années de thèse sur des antennes planaires à agilité de faisceau, large bande et grand gain du type MARPEM. Nous avons commencé par un premier chapitre d'introduction générale sur les antennes. Dans ce chapitre les antennes ont été classées selon leur rayonnement : directif, sectoriel, omnidirectionnel pour arriver aux antennes à agilité de faisceau aux quelles notre antenne appartient.

Cette antenne a été développée depuis une dizaine d'années à XLIM pour des formations et des dépointages de faisceaux sans être positionné sur le plan électromagnétique, d'où l'intérêt de notre deuxième chapitre. Sachant que toute antenne est conçue pour représenter une surface rayonnante caractérisée par un champ électromagnétique responsable du champ rayonné à grande distance, une approche rigoureuse a été réalisée et a montré l'avantage de MARPEM qui représente mieux la surface rayonnante que d'autres types d'antennes comme AESA. Une comparaison des lobes de pixellisations et des réseaux ont été effectués pour confirmer cette démonstration. Ensuite nous avons expliqué le principe de fonctionnement du système antennaire complet et la conception d'un pixel de ce système.

Dans le troisième chapitre nous avons introduit des nouvelles capacités de MARPEM comme sa capacité à avoir une très large bande allant jusqu'à 40 % en adaptation et 70 % en rayonnement avec la possibilité d'éliminer une ou plusieurs bandes étroites de cette large bande. En plus nous avons montré sa capacité à atteindre un grand gain  $\geq 30\text{dB}$ .

Dans le quatrième chapitre nous avons étudié le dépointage électronique sur une large bande passante. Des antennes MARPEM large bande ont été conçues avec des forts dépointages de  $-60^\circ$  à  $+60^\circ$  en conservant une large bande et en repoussant les lobes de pixellisation en dehors de la bande passante.

Enfin dans le dernier chapitre deux applications industrielles, l'arrêt des véhicules et des drones, ont été traitées à partir des résultats obtenus dans ce manuscrit.

Les résultats obtenus ouvrent les portes sur beaucoup d'autres applications qui peuvent être étudiées avec ce type d'antenne.

Premièrement les trous dans la large bande ouvrent la possibilité d'intégrer d'autres sources dans la même antenne travaillant sur ces bandes éliminées ; d'où la possibilité d'avoir une antenne multifonctions. Par exemple une seule antenne sera capable de faire de la guerre électronique et de la télécommunication en même temps.

Deuxièmement la souplesse des pixels permet de construire des antennes de surface conforme pour les intégrer sur un avion à surface courbée ou bien pour concentrer le champ à une distance précise.

Troisièmement la démonstration effectuée dans le deuxième chapitre permet une perspective d'application sur d'autres éléments que les antennes : en particulier sur les réflecteurs RISs (Reconfigurable Intelligent Surfaces) qui constituent un des sauts technologiques de la 6G [36]. MARPEM sera meilleure (chapitre II) que les solutions du type réseaux et que celles du type « Metasurfaces » [37] peu adaptées à l'agilité à cause de leur granulométrie.



## Références bibliographiques

---

- [1] Arthur William Poyser (1892) *Magnetism and electricity: A manual for students in advanced classes*, Longmans, Green, & Co., New York, p.285, fig.248
- [2] Raymond Francis Yates, Louis Gerard Pacent (1922) *The Complete Radio Book*, The Century Co., New York, p. 32
- [3] C. A. Balanis, "Antenna theory: a review," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 7-23, Jan. 1992, doi: 10.1109/5.119564.
- [4] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook* : chap 5. Van Nostrand Reinhold.
- [5] A.W. Love. *Electromagnetic Horn Antennas*. New York, 1976.
- [6] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook* : chap 8. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [7] A. W. Rudge and N. A. Adatia, "Offset-parabolic-reflector antennas: A review," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 12, pp. 1592-1618, Dec. 1978, doi: 10.1109/PROC.1978.11170.
- [8] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook* : chap 11. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [9] W. H. Kummer. Basic array theory. In *Proceedings of the IEEE*, Vol. 80, N. 1., 1992.
- [10] 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.
- [11] M. Hajj, D. Serhal, E. Rodes, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monédière, B. Jecko. Metallic EBG sectoral antenna for base station. ICECom 2007, 19th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications. Dubrovnik, Republic of Croatia.
- [12] E. Pointereau. Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimuth, Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 27-2007.
- [13] 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.
- [14] 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>.
- [15] A. Siblini, Optimisation des antennes MARPEM Matrice agile rayonnantes à pixel élaborés en Meta-matériaux par l'utilisation de formes d'ondes spécifiques pour application RFID et RADAR, (chap IV),2017, Thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [16] 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.
- [17] Jean-Michel Roche, « les systèmes de guerre électronique », Net-Marine, 2003.

- [18] Philippe Wodka-Gallien, « L'ERGE: La Guerre Electronique des communications dans l'Armée de l'Air », La lettre de GUERRELECN°21, Mai 2004.
- [19] J. Darricau, Physique et Théorie du Radar, 1973, chap 5.
- [20] L. Schwartz "Methode mathématiques pour les sciences physiques" Collection Enseignement des Sciences – Hermann – Oct. 1997.
- [21] J.Lavoine « transformée de Fourier des pseudo-fonctions » CNRS 1963.
- [22] B. Jecko, E. Arnaud, H. Abou Taam, A. Sibli, "The ARMA concept : Comparison of AESA and ARMA technologies for agile antenna design," Fermat Journal vol 20, 2017.
- [23] B. Jecko, M. Majed, S. Aija, H. Chereim, A. Sibli, H. Abou Taam, J. Andrieu, M. Lalande, E. Martinod, "Agile Beam Radiating Surfaces," Fermat Journal vol 30, 2018.
- [24] H. Abou Taam. Étude d'une Matrice Agile Rayonnante à Pixels Elaborés en Métamatériaux Maîtrisés de concepts, Réalisation de Prototypes et Caractérisation, 2014, Thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [25] C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko, « "EBG Resonator Antennas": State of Art and Prospects, ». 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques ICATT'07, Sevastopol, the Crimea, Ukraine, September 17-21, 2007.
- [26] F.Monticone and A.Alu ; "Leaky Wave Theory, Techniques and applications" Proceedings of the IEEE Vol103,n°5,may 2015.
- [27] R.Chantalat, L.Moustapha, M.Thevenot, T.Monediere and B.Jecko, "Low Profile EBG Resonator Antennas," International Journal of Antennas and Propagation. Vol 2009, Article ID 394801, 7Pages.
- [28] Patent: Jecko, B.; Hajj, M.; Chantalat, R.; Salah Toubet, «Antenne élémentaire et antenne réseau mono ou bidimensionnelle correspondante» PCT Patent: PCT/EP2012/076509; French Patent: FR 11 62141.
- [29] M. Rammal, M. Majed, E. Arnaud, J. Andrieu, and B. Jecko, "Small-Size Wide-Band Low-Profile "Pixel Antenna": Comparison of Theoretical and Experimental Results in L Band," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2019, Article ID 3653270, 8 pages, 2019.
- [30] B. Jecko, M. Majed, M. Rammal, H. Abou Taam, J. Andrieu, "Beam-steering improvements using agile beam radiating surfaces," Fermat Journal vol 44, 2021.
- [31] Multimode Reconfigurable Nano-Satellite Antenna for PDTM Application. Ali Sibli, Bernard Jecko, Eric Arnaud; EUCAP 2017 Paris.
- [32] M. Majed, M. Rammal, H. Abou Taam, M. Mayank, J.Andrieu, B. Jecko, "Narrow Band Rejection in UltraWideband Pixel Antennas," EUCAP 2022 Madrid. (Accepté)
- [33] <https://www.syrlinks.com/>
- [34] C. Menudier et al., "Synthesis of multi-element antennas using a measurement test bench," 2015 European Microwave Conference (EuMC), 2015, pp. 1367-1370, doi: 10.1109/EuMC.2015.7346026.

- [35] H. Abou Taam, G. Zakka El Nashef, E. Arnaud, N. Chevalier, B. Lenoir, B. Jecko, M. Rammal , “Design Development And Experimental Validation Of An EBG Matrix Antenna For Tracking Application,” in International Journal of Microwave and Wireless Technology IJMWT, page 1 of 9 Cambridge University Press and European Microwave Association 2015.
- [36] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M. -S. Alouini and R. Zhang, “Wireless Communications through Reconfigurable Intelligent Surfaces,” in IEEE Access, vol. 7, pp. 116753-116773, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935192.
- [37] Christos Liaskos, Shuai Nie, Ageliki Tsioliaridou, Andreas Pitsillides, Sotiris Ioannidis, and Ian Akyildiz ; A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces IEEE Communications Magazine • September 2018.

## Liste des publications

---

### ➤ Publications et Revues Scientifiques

#### 1. « Agile Beam Radiating Surfaces »

- Auteurs: Bernard Jecko, **Mohamad Majed**, Salma Aija, Hassan Chreim, Ali Sibli, Hussein Abou Taam, Joel Andrieu, Michèle Lalande, Edson Martinod.
- Journal: FERMAT, Volume 30, Article 2, Nov.-Dec., 2018
- Statut: Acceptée.

#### 2. « Small-Size Wide-Band Low-Profile “Pixel Antenna”: Comparison of Theoretical and Experimental Results in L Band. »

- Auteurs: Mohamad Rammal, **Mohamad Majed**, Eric Arnaud, Joel Andrieu, Bernard Jecko.
- Journal: International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2019, Article ID 3653270, 8 pages, 2019.
- Statut: Acceptée.

#### 3. « Beam-steering improvements using agile beam radiating surfaces »

- Auteurs: Bernard Jecko, **Mohamad Majed**, Mohamad Rammal, Hussein Abou Taam, Joel Andrieu.
- Journal: FERMAT, Volume 44, Article 3, Mar.-Apr., 2021
- Statut: Acceptée.

### ➤ Communications internationales

#### 1. « Low profile circularly polarized antenna with large coverage for multi-sensor device links optimisation »

- Auteurs: **Mohamad Majed**, Youssef Sbeity, Michèle Lalande, Bernard Jecko.
- Conférence: in Proceedings of the Ninth International Conference on Sensor Device Technologies and Applications SENSORDEVICES 2018, Venice, Italy, September 2018.
- Statut: Acceptée.

#### 2. « Miniaturized Pixel Antenna for Implantation on the ARGOS CubeSat 4U »

- Auteurs: Milind Themalil, **Mohamad MAJED**, Mohamad Rammal, Edson Mertinod, Bernard Jecko.
- Conférence: 2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Granada, Spain, 2019, pp. 154-156. doi: 10.1109/APWC.2019.8870501.
- Statut: Acceptée.

3. « **Overcoming Limitations of Agile Electronically Scanned Array (AESAs) Using a Radiating Surface Antenna called Agile Radiating Matrix Antenna (ARMA)** »
  - Auteurs: Bernard Jecko, **Mohamad Majed**, Joel Andrieu, Michèle Lalande, Edson Martinod, Mohamad Rammal, Milind Themalil.
  - Conférence: *2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, 2021, pp. 1-4, doi: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560395.
  - Statut: Acceptée.
  
4. « **SAFETY METHOD USING HIGH POWER MICROWAVE(HPM) AS DEFENSE AGAINST VEHICLES** »
  - Auteurs: Mohamad Rammal, Xavie Bonnin, Gwenael Reinex, **Mohamad Majed**, Bernard Jecko, Edson Martinod, Joël Andrieu.
  - Conférence: 2021 EAPPC-BEAMS-MG conferences, Biarritz France.
  - Statut: Acceptée.
  
5. « **Narrow Band Rejection in UltraWideband Pixel Antennas** »
  - Auteurs: **Mohamad Majed**, Mohamad Rammal, Hassan Chreim, Hussein Abou Taam, Joel Andrieu, Bernard Jecko.
  - Conférence: 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Madrid Spain 27 March – 1 April 2022.
  - Statut: Acceptée.
  
6. « **Design of High Gain and High Steering Angle Matrix Antenna for Electronic Warfare Application** »
  - Auteurs: Paul Karmann, Edson Martinod, Joel Andrieu, **Mohamad Majed**, Mohamad Rammal.
  - Conférence: 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Madrid Spain 27 March – 1 April 2022.
  - Statut: Acceptée.
  
7. « **Beam Forming ARMA for Electronic War Applications** »
  - Auteurs: Hassan Chreim, Mohamad Majed, Mohamad Rammal, Hussein Abou Taam, Quentin Solanes, Jimmy Autier, Bernard Jecko.
  - Conférence: 2022 8th International Conference on Antennas and Electromagnetic Systems (AES), Marrakech Morocco 24 May – 27 May 2022.
  - Statut: Acceptée.

## ➤ **Communications nationales**

1. « **Antenne "Pixel " miniature : application à la conception d'antennes ARGOS sur Cubsat 4U** »
  - Auteurs: Milind Themalil, **Mohamad Majed**, Mohamad Rammal, Edson Martinod, Bernard Jecko.
  - Conférence: 21ème édition des Journées Nationales Microondes (JNM) 15-17 mai 2019 Caen.
  - Statut: Acceptée.

2. « **Surface rayonnante à agilité de faisceaux versus réseaux d'antennes agiles** »
  - Auteurs: **Mohamad Majed**, Bernard Jecko.
  - Conférence: URSI France, Réseaux du futur : 5G et au-delà, Paris 11-13 mars 2020.
  - Statut: Acceptée.
  
3. « **Conception et Caractérisation d'une Antenne Planaire Très Large Bande à Grand Gain** »
  - Auteurs: **Mohamad Majed**, Mohamad Rammal, Joel Andrieu, Bernard Jecko.
  - Conférence: BEE Week, 2-4 décembre 2019 Bordeaux.
  - Statut: Acceptée.







**Contribution à l'étude de nouveaux concepts d'antennes planaires agiles, grand gain et très large bande. Intégration dans des systèmes rayonnants industriels de forte puissance.**

Ce mémoire est consacré à approfondir un nouveau type d'antenne planaire à agilité de faisceau appelé MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Élaborés en Métamatériaux) développé à XLIM. Cette antenne est conçue par l'agencement jointif de « pixels » : petites cavités fermées par une surface semi-réfléchissante.

Une approche rigoureuse est réalisée pour positionner cette nouvelle antenne sur le plan électromagnétique. Des nouvelles capacités ont été étudiées et validées comme la large bande passante, le grand gain, la création des trous dans la large bande et les forts dépointages en repoussant les lobes de pixellisation en dehors de la large bande de fonctionnement.

Mots-clés : MARPEM, Antennes agiles, Antennes planaires, Ultra large bande, trous dans la bande, Grand gain, fort dépointage.

**Contribution to the study of new concepts of Agile Planar Antennas with high Gain and very wide band. Integration in high power industrial radiating systems.**

This thesis is dedicated to the study of a new type of planar antenna with beam agility called ARMA (Agile Radiating Matrix Antenna) developed at XLIM. This antenna is designed by the joint arrangement of "pixels": small cavities closed by a semi-reflective surface.

A rigorous approach is carried out to position this new antenna on the electromagnetic plane. New capabilities have been studied and validated such as wide bandwidth, high gain, creation of holes in the wide bandwidth and strong beamsteering by pushing the pixelization lobes outside the wide operating band.

Keywords : ARMA, Agile antennas, Planar antennas, Ultra wide bandwidth, Holes in the bandwidth, High gain, High beamsteering.

