



**HAL**  
open science

# Conception d'antennes à agilité de faisceaux, planaires, grand gain, très large bande et à très grande couverture angulaire

Paul Karmann

► **To cite this version:**

Paul Karmann. Conception d'antennes à agilité de faisceaux, planaires, grand gain, très large bande et à très grande couverture angulaire. Electronique. Université de Limoges, 2022. Français. NNT : 2022LIMO0126 . tel-03953045

**HAL Id: tel-03953045**

**<https://theses.hal.science/tel-03953045v1>**

Submitted on 23 Jan 2023

**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 - Faculté des Sciences et Techniques  
Ecole Doctorale n° 653 : Sciences et Ingénierie  
XLIM - Antennes et Signaux, UMR CNRS 7252

## THESE

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : "Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et  
Systèmes"

---

*Présentée et soutenue publiquement par*

**Paul KARMANN**

le 30 Novembre 2022

**Conception d'antennes à agilité de faisceaux,  
planaires, grand gain, très large bande et à très  
grande couverture angulaire**

---

Directeurs de thèse : **Joël ANDRIEU** et **Edson MARTINOD**

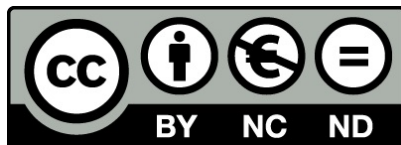
### Jury :

<b>M. Thierry MONEDIERE,</b>	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
<b>M. Xavier BEGAUD,</b>	Professeur, LTCI, Télécom Paris, Institut Polytechnique de Paris	Rapporteur
<b>M. Loïc BERNARD,</b>	Chargé de recherches (HDR), ISL	Rapporteur
<b>M. Joël ANDRIEU,</b>	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
<b>M. Gauthier DEMOL,</b>	Directeur, ITHPP	Examineur
<b>M. Edson MARTINOD,</b>	Maître de conférences (HDR), XLIM, Université de Limoges	Examineur
<b>M. Laurent PECASTAING,</b>	Professeur, SIAME, Université de Pau et des Pays de l'Adour	Examineur
<b>M. Philippe POULIGUEN,</b>	Responsable Innovation Défense, DGA	Examineur





# Droits d'auteurs / Copyright



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « Paternité - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de modification 3.0 France » disponible en ligne à l'adresse suivante : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de Modification 3.0 France License. To view a copy of this license, visit <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/> or send a letter to Creative Commons, PO Box 1866, Mountain View, CA 94042, USA.

*« La science n'est jamais qu'une succession de questions conduisant à d'autres questions. »*

Terry Pratchett

*À ma famille,  
À mes amis,*



# Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier les responsables du laboratoire Xlim pour m'avoir permis de rejoindre l'équipe Antennes & Signaux, notamment son directeur, M. Stéphane Bila, ainsi que la société ITHPP et son directeur M. Gauthier Demol, qui m'ont permis de réaliser ces trois années de doctorat.

Je remercie également l'Agence Innovation Défense et la Direction Générale de l'Armement pour avoir contribué au financement de cette thèse, ainsi que M. Philippe Pouliguen pour le suivi de mes travaux.

Je voudrais également exprimer mes remerciements à M. Xavier Begaud de l'Institut Polytechnique de Paris et M. Loïc Bernard de l'Institut de recherche Saint-Louis, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce manuscrit et pour le temps consacré à lire ce document.

Merci à M. Joël Andrieu et M. Edson Martinod, co-directeurs de thèse pour avoir dirigé mes travaux de thèse. Merci pour votre disponibilité et l'autonomie dans les recherches que vous m'avez accordé. Je vous remercie également du soutien scientifique comme moral que vous avez su m'apporter. Pour cela comme pour tout le reste, je vous remercie du fond du coeur.

J'aimerais également a remercier Mme Valérie Bertrand et M. Régis Chantalat pour l'aide qu'ils m'ont apporté sur la découverte et la maîtrise de CST. Tous ces travaux auraient été beaucoup plus compliqués sans votre aide précieuse.

Je remercie également mes collègues d'ITHPP pour le soutien et les conseils qu'ils m'ont apporté pendant les travaux ainsi que l'opportunité de participer aux campagnes d'essais qui m'a été donnée. Je pense notamment à Béatrice Lalle, Xavier Bonin, Gwenaël Reineix, Philippe Kerninon, Mohamad Majed et Daniel Mohamad Rammal.

Je souhaite remercier Mme Nadia Teillac, M. Marc Jouvét et M. Jean-Noël Boutin pour m'avoir permis de participer aux activités d'enseignement au sein de l'IUT. Ce fut une expérience très formatrice.

Je tiens également à remercier M. Eric Arnaud sans qui les mesures et la conception des antennes n'auraient pas pu avoir lieu dans d'aussi bonnes conditions.

J'aimerais remercier l'ensemble du personnel de l'IUT GEII et du laboratoire avec qui j'ai été amené à travailler. Merci à Marie Célerier pour la réactivité dont elle a toujours su faire preuve lors des problèmes de réservations. Je remercie également Danielle Costa et Carlos Valente pour le temps qu'ils m'ont accordé lors de la fabrication de l'antenne. Je tiens également à remercier les doctorants avec qui j'ai travaillé pour leur convivialité, notamment ceux qui ont partagé mon bureau : Jérémy Hyvernaud, Abdel-Hadi Hobballah et Souhail El Maqri.

Enfin, je remercie ma famille et mes amis pour leur soutien tout au long de ces trois années. Je termine ces remerciements avec une pensée particulière pour Marie qui m'a toujours soutenu dans mes recherches.

Merci à tous !

# Table des matières

Table des figures	iv
Liste des tableaux	xi
Introduction générale	1
<b>Chapitre I Contexte et objectifs de l'étude</b>	<b>3</b>
Contexte de l'étude . . . . .	5
Les avions sans équipage . . . . .	5
Méthodes de protection . . . . .	7
Les antennes à balayage de faisceau . . . . .	12
Introduction sur le balayage de faisceau . . . . .	12
Technologies existantes . . . . .	20
La technologie MARPEM . . . . .	31
Introduction sur les antennes MARPEM . . . . .	31
Caractéristiques de conception . . . . .	38
Limites des antennes placées en réseau : les couplages inter-éléments . . . . .	46
Objectifs de l'étude . . . . .	47
Conception d'une antenne MARPEM à forte capacité de dépointage . . . . .	47
Réduction des couplages inter-éléments . . . . .	47
<b>Chapitre II Conception d'éléments large bande, grands gains et à forte couverture angulaire</b>	<b>55</b>
Réduction des dimensions du pixel par ajout de diélectrique . . . . .	57
Pixel d'origine de dimension $0.5 * \lambda_0$ . . . . .	57
Réduction du pixel par ajout de diélectrique dans la cavité . . . . .	61
Ajout de diélectrique dans la cavité . . . . .	62
Comparaison entre le pixel initial $0.5 * \lambda_0$ et le pixel réduit $0.39 * \lambda_0$ . . . . .	66
Conclusion sur la réduction des éléments par ajout de diélectrique . . . . .	67
Étude de l'impédance d'entrée du pixel MARPEM . . . . .	68
Méthodologie utilisée . . . . .	68
Tableaux de variations . . . . .	73
Pixel réduit obtenu par l'étude des maximums locaux. . . . .	78
Résultats en dépointage pour la matrice 5 éléments . . . . .	83
Conclusion sur l'étude de l'impédance d'entrée . . . . .	86
Conclusion sur l'intérêt de la réduction de la dimension latérale des pixels . . . . .	87
Problématiques soulevées par l'étude . . . . .	88
<b>Chapitre III Conception d'un démonstrateur pour le balayage de faisceau</b>	<b>91</b>

Réalisation d'un prototype fonctionnel . . . . .	93
Conception du pixel . . . . .	93
Résultats de la matrice simulée en dépointage . . . . .	103
Choix mécaniques concernant la matrice . . . . .	107
Matrice réalisée . . . . .	108
Mesure des pixels en chambre . . . . .	109
Présentation du dispositif mis en place . . . . .	109
Résultats en adaptation et en gain et comparaison aux simulations . . . . .	109
Mesures de la matrice . . . . .	114
Conclusion sur les résultats de la matrice fabriquée . . . . .	120
Comparaison de l'antenne réalisée à l'état de l'art . . . . .	122
<b>Chapitre IV Contribution à la réduction des couplages inter-éléments</b>	<b>127</b>
État de l'art et contexte d'application . . . . .	129
État de l'art . . . . .	129
Analyse du couplage : matrice en bande S avec pixels $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	137
Techniques de réduction des couplages . . . . .	155
Corrugations . . . . .	155
Surfaces douces . . . . .	162
Conclusion sur les différentes méthodes de réduction des couplages . . . . .	168
Applications et limitations de l'approche adoptée . . . . .	170
Étude de la réduction des couplages sur la matrice bande L . . . . .	170
Conception d'un pixel en vue de la réalisation d'un prototype fonctionnel . . . . .	178
Conclusion et perspectives sur la réduction des couplages inter-éléments . . . . .	191
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>195</b>
Conclusion . . . . .	195
Perspectives . . . . .	198
Réduction de l'impédance d'entrée du pixel . . . . .	198
Utilisation d'alimentations multi-bandes . . . . .	199
Ajout d'éléments de réduction des couplages large bande . . . . .	202
<b>Annexes</b>	<b>205</b>
Table des variations de l'impédance . . . . .	205
Dimensions des pixels de la matrice réalisée et plans de fabrication . . . . .	213
Étude de la réduction des couplages pour un pixel $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	215
Utilisation de pixels supplémentaires extérieurs . . . . .	215
Ajout de parois inter-éléments . . . . .	217
Espacement et murs . . . . .	224
Conclusions sur l'étude des structures de réduction des couplages . . . . .	231
Études des variations sur les dimensions des corrugations . . . . .	233
Études des variations sur les dimensions des surfaces douces . . . . .	235
Étude de la réduction des couplages pour un pixel $0.31 * \lambda_0$ . . . . .	238
Étude de l'écartement des pixels dans la matrice . . . . .	238
Ajout de murs inter-éléments . . . . .	244
Utilisation de corrugations . . . . .	252
Conclusion sur les différentes méthodes de réduction des couplages en bande L255	

Dimensions des pixels de la matrice de dimension $0.33 * \lambda_0$ réalisée et plans de fabrication . . . . .	257
Publications et communications . . . . .	260



# Table des figures

I.1	Différents exemples de drones. . . . .	6
I.2	Comparaison des incidents sur les pistes de décollage en fonction du type de dispositif. . . . .	6
I.3	Antenne sectorielle pour la protection de zone. . . . .	7
I.4	Dispositif anti-drone fixable sous un canon d'arme. . . . .	8
I.5	Exemples de l'impact d'un signal de type spoofing. . . . .	9
I.6	Intégration d'un élément hardware pour réduire le brouillage. . . . .	10
I.7	Pourcentage de détection de signaux brouillés grâce à l'utilisation d'algorithmes d'apprentissage profond. . . . .	11
I.8	Configuration d'un réseau d'antennes pour le dépointage. . . . .	12
I.9	Représentation du facteur de réseau pour un réseau avec $\phi = 0$ . . . . .	16
I.10	Présentation du domaine visible. . . . .	16
I.11	Dépointage maximal en fonction de la fréquence avant apparition des lobes de réseau. . . . .	17
I.12	Présentation de l'ouverture angulaire. . . . .	18
I.13	Effet de l'ouverture angulaire sur les lobes de rayonnement. . . . .	19
I.14	Antenne Yagi à fente utilisant des diodes p-i-n pour modifier son diagramme de rayonnement. . . . .	21
I.15	Résonateur diélectrique double entrées pour la modification du diagramme de rayonnement. . . . .	21
I.16	Antenne boucle utilisant 4 ports d'alimentation pour modifier son diagramme de rayonnement. . . . .	22
I.17	Antenne patch utilisant une encre à base de $VO_2$ pour un fonctionnement multi-bandes. . . . .	23
I.18	Antenne utilisant des murs métalliques pour améliorer le HPBW. . . . .	24
I.19	Antenne patch avec pixels parasites. . . . .	25
I.20	Antenne patch avec une cavité résonante pour améliorer la largeur de bande. . . . .	25
I.21	Métamasurface rayonnante en polarisation circulaire utilisant une cavité métallique. . . . .	26
I.22	Antenne patch avec une cavité résonante intégrée au substrat pour améliorer la largeur de bande. . . . .	26
I.23	Antenne avec patch sur cavité et structure à bande interdite pour des applications de dépointage. . . . .	27
I.24	Antenne à guide d'onde intégré au substrat. . . . .	28
I.25	Antenne à guide d'onde intégré au substrat avec fentes inclinées. . . . .	28
I.26	Présentation d'une matrice MARPEM 5*1. . . . .	31
I.27	Fonctionnement des structures BIE. . . . .	32

I.28	Champ tangentiel à la fréquence $f_0$ dans une structure BIE éclairée par une onde plane d'incidence normale. . . . .	32
I.29	Ajout d'un plan de masse dans la structure BIE pour créer une antenne. . . . .	33
I.30	Directivité et diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence. . . . .	33
I.31	Réflexions sur les éléments d'une antenne BIE. . . . .	34
I.32	Coefficient de réflexion d'une structure de type FSS alimentée par une onde plane. . . . .	35
I.33	Champs E dans la structure BIE ULP après introduction de la FSS. . . . .	35
I.34	Champ E dans la structure BIE ULP après introduction de murs métalliques. . . . .	36
I.35	Variation des dimensions du pixel et effet sur la bande d'adaptation. . . . .	37
I.36	Pixel constitutif de la technologie MARPEM. . . . .	38
I.37	Alimentation classique d'un pixel avec un patch. . . . .	38
I.38	Utilisation de plusieurs ports d'alimentation pour obtenir une polarisation circulaire. . . . .	39
I.39	Utilisation de deux ports d'alimentation pour un pixel en polarisation linéaire. . . . .	39
I.40	Ajout d'un second patch dans la cavité pour de la réjection de bande. . . . .	40
I.41	Conséquences de la modification de l'adaptation du pixel. . . . .	41
I.42	Impact de transition d'une FSS à une PRS en zircone. . . . .	42
I.43	Exemples de structures MARPEM conformes. . . . .	43
I.44	Exemples de structures MARPEM conformes avec pixels conformes. . . . .	43
I.45	Exemples de structures MARPEM avec pixels non carrés. . . . .	44
I.46	Dépointage maximum de la technologie MARPEM utilisant des pixels de largeur $0.5 * \lambda_0$ . . . . .	45
I.47	Comparaison entre les couplages sur les pixels centraux de matrices composées de pixels de dimensions différentes. . . . .	46
II.1	Pixel d'origine $0.5 * \lambda_0$ . . . . .	58
II.2	Caractéristiques du pixel d'origine en $0.5 * \lambda_0$ . . . . .	58
II.3	Dépointages de la matrice composée de 5 éléments de largeur $0.5 * \lambda_0$ dans le plan E. . . . .	60
II.4	Pixel réduit $0.39 * \lambda_0$ . . . . .	61
II.5	Caractéristiques du pixel réduit $0.39 * \lambda_0$ . . . . .	62
II.6	Pixel réduit $0.39 * \lambda_0$ avec diélectrique dans la cavité. . . . .	63
II.7	Caractéristiques du pixel réduit $0.39 * \lambda_0$ avec diélectrique dans la cavité. . . . .	63
II.8	Dépointages de la matrice $0.39 * \lambda_0$ avec diélectrique dans la cavité dans le plan E. . . . .	65
II.9	Dépointage maximum des deux matrices dans une marge de 3 dB. . . . .	66
II.10	Dimensions des éléments et conséquences sur l'adaptation. . . . .	68
II.11	Illustration de la relation entre l'impédance d'entrée et l'adaptation d'un pixel en $0.5 * \lambda_0$ . . . . .	69
II.12	Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel - patch . . . . .	70
II.13	Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel - murs . . . . .	70

II.14	Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel - FSS . . . . .	71
II.15	Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel - Sans diélectrique dans la cavité . . . . .	72
II.16	Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel - complet . . . . .	72
II.17	Exemple de tracé d'impédance de l'antenne. . . . .	74
II.18	Paramètres modifiés lors des variations des dimensions pour l'étude de la variation de l'impédance d'entrée. . . . .	75
II.19	Exemple d'impédance d'entrée lors de la variation de la largeur du patch. . . . .	77
II.20	Exemple d'impédance d'entrée lors de la variation de la largeur de la cavité. . . . .	78
II.21	Dimensions du pixel obtenu par l'étude des maximums locaux. . . . .	79
II.22	Comparaison de l'impédance et de l'adaptation des pixels $0.5 * \lambda_0$ et de dimensions réduites $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	81
II.23	Gains du pixel obtenu après optimisation. . . . .	82
II.24	Ouverture angulaire du pixel obtenu par l'étude des maximums. . . . .	82
II.25	Matrice utilisée pour le dépointage. . . . .	83
II.26	Dépointages de la matrice simulée dans le plan E. . . . .	84
II.27	Mise en évidence de l'influence des lobes arrières lors du dépointage. . . . .	85
III.1	Vue du coin du pixel et dimensions globales. . . . .	94
III.2	Adaptation et gains du pixel simulé. . . . .	95
III.3	Impédance d'entrée du pixel simulé. . . . .	96
III.4	Variations des dimensions pour pixel pour la fabrication. . . . .	97
III.5	Exemples d'erreurs possibles lors de la fabrication . . . . .	97
III.6	Variation des jeux dans le pixel. . . . .	99
III.7	Variation des jeux dans le pixel. . . . .	100
III.8	Variation des contacts entre la FSS et le pixel . . . . .	102
III.9	Position des éléments pour le dépointage dans le plan E. . . . .	103
III.10	Dépointages de la matrice simulée dans le plan E. . . . .	104
III.11	Position des éléments pour le dépointage dans le plan H. . . . .	105
III.12	Dépointages de la matrice simulée dans le plan H. . . . .	106
III.13	Pixel et matrice simulés. . . . .	107
III.14	Photos du prototype de la matrice . . . . .	108
III.15	Dispositif de mesure du pixel. . . . .	109
III.16	Pixel avec support de fixation. . . . .	110
III.17	Adaptation et gain des pixels mesurés . . . . .	111
III.18	Diagrammes de rayonnement des pixels mesurés . . . . .	112
III.19	Polarisations principales et croisées d'un pixel . . . . .	113
III.20	Vue rapprochée du pixel et du support moteur. . . . .	113
III.21	Schéma de branchement de la matrice pour le dépointage. . . . .	114
III.22	Photos de la matrice et des déphaseurs . . . . .	115
III.23	Dispositif de mesure de la matrice réalisée. . . . .	116
III.24	Comparaisons de la directivité et du gain réalisé de la matrice réalisée dans l'axe. . . . .	117
III.25	Polarisations de la matrice réalisée . . . . .	117

III.26	Dépointage mesuré de la matrice . . . . .	119
IV.1	Comparaison entre les couplages sur les pixels centraux de matrices composées de pixels de dimensions différentes . . . . .	129
IV.2	S S actif d'une antenne 11*1 éléments en fonction de l'angle de dépointage	130
IV.3	Placement des pixels par rapport à la direction de pointage : a. Vue de coté. b. Vue en coupe. . . . .	130
IV.4	Exemple de positionnement d'une surface à haute impédance pour la réduction des couplages. . . . .	131
IV.5	Exemple de surface diélectrique artificielle. . . . .	132
IV.6	Exemple de murs inter-éléments. . . . .	133
IV.7	Exemple de circuits de découplage sur l'alimentation. . . . .	133
IV.8	Exemple de structures à bande électromagnétique interdite. . . . .	134
IV.9	Dimensions et formes classiques des corrugations. . . . .	135
IV.10	Dimensions et formes classiques des surfaces douces. . . . .	135
IV.11	Dimensions et formes des surfaces douces utilisant des vias métalliques pour réduire la hauteur du substrat. . . . .	136
IV.12	Présentation du plan de coupe pour l'obtention des champs $E_x$ maximums dans la matrice. . . . .	137
IV.13	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	138
IV.14	$S_{i,i}$ actifs et gain réalisé d'une matrice 5 éléments $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	140
IV.15	Couplage entre les éléments de la matrice de base. . . . .	141
IV.16	Visualisation de l'écartement mesuré. . . . .	142
IV.17	Variation des lobes secondaires en fonction de la distance entre les éléments. . . . .	143
IV.18	Différentes configurations de la matrice avec écartement. . . . .	144
IV.19	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec écartement.	145
IV.20	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.33 * \lambda_0$ avec écartement. . . . .	146
IV.21	Couplages dans la matrice avec écartement. . . . .	147
IV.22	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec écartement et masse commune . . . . .	148
IV.23	$S_{i,i}$ actifs et gain réalisé d'une matrice 5 éléments $0.33 * \lambda_0$ avec écartement et masse commune . . . . .	149
IV.24	Couplages dans la matrice avec écartement et masse commune. . . . .	150
IV.25	Pixel de large dimension. . . . .	150
IV.26	Adaptation et gains des pixels de dimension $0.36 * \lambda_0$ et $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	151
IV.27	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec pixels $0.36 * \lambda_0$ .	152
IV.28	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.36 * \lambda_0$ . . . . .	153
IV.29	Couplage entre les éléments de la matrice avec pixels larges. . . . .	154
IV.30	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec corrugations.	156
IV.31	Évolution du champ $E_x$ à l'intérieur d'une corrugation en fonction de la fréquence. . . . .	156
IV.32	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.33 * \lambda_0$ avec corrugations. . . . .	158
IV.33	Couplages dans la matrice avec corrugations. . . . .	159

IV.34	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation, variation des pertes. . . . .	160
IV.35	Paramètres S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation, variation de la hauteur. . . . .	161
IV.36	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec surfaces douces. . . . .	163
IV.37	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.33 * \lambda_0$ avec surfaces douces. . . . .	164
IV.38	Couplages dans la matrice avec surfaces douces. . . . .	165
IV.39	Vue d'une matrice utilisant deux couches pour les surfaces douces. . . . .	166
IV.40	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.33 * \lambda_0$ avec surfaces douces composées de 2 épaisseurs. . . . .	167
IV.41	Variation des lobes secondaires en fonction de la distance entre les éléments. . . . .	170
IV.42	Échelle utilisée pour l'étude du pixel de largeur $0.31 * \lambda_0$ . . . . .	171
IV.43	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice de base. . . . .	172
IV.44	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ . . . . .	173
IV.45	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ . . . . .	174
IV.46	Illustration de la profondeur nécessaire à l'emploi des surfaces douces à la fréquence de 1.18 GHz. . . . .	175
IV.47	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec surfaces douces. . . . .	175
IV.48	$S_{i,i}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec surfaces douces. . . . .	176
IV.49	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ utilisant des surfaces douces. . . . .	177
IV.50	Vue éclatée du pixel dimensionné. . . . .	178
IV.51	Vues du pixel et de l'extension du substrat de la FSS. . . . .	179
IV.52	Adaptation et gains du pixel simulé. . . . .	180
IV.53	Vue des surfaces douces et de leur méthode de fixation. . . . .	181
IV.54	Vue de la matrice jointive. . . . .	182
IV.55	Répartition des champs $E_x$ maximum dans la matrice simulée utilisant des pixels jointifs. . . . .	183
IV.56	$S_{1,1}$ actifs et gain réalisé pour la matrice jointive. . . . .	184
IV.57	Couplages dans la matrice jointive. . . . .	185
IV.58	Vue de la matrice jointive. . . . .	185
IV.59	Répartition des champs $E_x$ maximum dans la matrice simulée utilisant des pixels avec surfaces douces. . . . .	186
IV.60	$S_{1,1}$ actifs et gain réalisé pour la matrice utilisant des surfaces douces. . . . .	188
IV.61	Couplages dans la matrice utilisant des surfaces douces. . . . .	189
V.1	Relation entre l'impédance d'entrée et l'adaptation d'un pixel avec une impédance d'entrée de $15\Omega$ . . . . .	199
V.2	Champ électrique permettant un fonctionnement multi-bandes de la structure. . . . .	200
V.3	Coefficient de transmission de la structure multi-bandes avec ajout de diélectrique. . . . .	200
V.4	Exemples de patch à fonctionnement multi-bandes. . . . .	201
V.5	Exemple de surfaces douces en fonctionnement double-bande. . . . .	203

V.6	Exemple de circuits de découplages sur l'alimentation. . . . .	203
A.1	Présentation des paramètres observés et paramètres mécaniques modifiés lors des variations des dimensions pour l'étude des résonances. . . . .	206
A.2	Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations. . . . .	208
A.3	Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations. . . . .	209
A.4	Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations. . . . .	210
A.5	Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations. . . . .	211
A.6	Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations. . . . .	212
B.1	Dimensions géométriques du pixel fabriqué . . . . .	214
C.1	Représentation de la matrice avec l'utilisation d'éléments inactifs. . . . .	215
C.2	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec éléments inactifs. . . . .	216
C.3	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.35 * \lambda_0$ avec éléments inactifs. . . . .	217
C.4	Couplages dans la matrice utilisant des éléments inactifs. . . . .	218
C.5	Vue du pixel avec un exemple de dimensions des murs extérieurs. . . . .	218
C.6	Variation et comparaison du pixel avec murs. . . . .	220
C.7	Comparaison des diagrammes de rayonnements entre les deux configurations. . . . .	221
C.8	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec murs. . . . .	223
C.9	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.35 * \lambda_0$ avec murs. . . . .	224
C.10	Couplages dans la matrice avec murs supérieurs. . . . .	224
C.11	Différentes configurations de la matrice avec écartement et murs. . . . .	225
C.12	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec murs et écartement. . . . .	226
C.13	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.35 * \lambda_0$ avec murs et écartement . . . . .	227
C.14	Couplages dans la matrice avec murs supérieurs et écartement. . . . .	227
C.15	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice avec murs, écartement et masse commune. . . . .	228
C.16	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.35 * \lambda_0$ avec murs, écartement et masse commune. . . . .	229
C.17	Couplages dans la matrice avec murs supérieurs, écartement et masse commune. . . . .	230
D.1	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation, variation du nombre d'éléments. . . . .	233
D.2	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation, variation du ratio métallisation/diélectrique. . . . .	234
E.1	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surfaces douces, variation du nombre d'éléments. . . . .	235
E.2	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surfaces douces, variation du ration métallisation/substrat. . . . .	236
E.3	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surfaces douces, variation des pertes. . . . .	236
E.4	Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surfaces douces, variation de la hauteur. . . . .	237
F.1	Échelle utilisée pour l'étude du pixel de largeur $0.31 * \lambda_0$ . . . . .	238

---

F.2	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec écartement entre les éléments. . . . .	239
F.3	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec écartement des éléments. . . . .	240
F.4	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ avec écartement des éléments. . . . .	241
F.5	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec écartement entre les éléments et masse commune. . . . .	242
F.6	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec écartement des éléments et masse commune. . . . .	243
F.7	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ avec écartement des éléments et masse commune. . . . .	243
F.8	Variation et comparaison du pixel avec murs . . . . .	245
F.9	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec murs supérieurs. . . . .	246
F.10	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec murs supérieurs. . . . .	247
F.11	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ avec murs supérieurs. . . . .	248
F.12	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec murs supérieurs et écartement. . . . .	249
F.13	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec murs supérieurs et écartement. . . . .	250
F.14	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ avec murs supérieurs et écartement. . . . .	251
F.15	Répartition des champs $E_x$ maximums dans la matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec corrugations. . . . .	252
F.16	$S_{1,1}$ actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments $0.31 * \lambda_0$ avec corrugations. . . . .	254
F.17	Couplages dans la matrice $0.31 * \lambda_0$ avec corrugations. . . . .	255
G.1	Dimensions géométriques du pixel fabriqué . . . . .	258

# Liste des tableaux

I.1	Différents types de brouillage. . . . .	9
I.2	Point sur l'état de l'art des antennes à dépointage. . . . .	30
II.1	Tableau des dépointages de la matrice d'origine. . . . .	59
II.2	Tableau de dépointage de la matrice réduite avec diélectrique dans la cavité. . . . .	64
II.3	Tableau de variation des paramètres sur le pixel et effets sur l'impédance . . . . .	76
II.4	Dimensions du pixel obtenu par l'étude des maximums locaux . . . . .	80
II.5	Tableau de dépointage de la matrice dimensionnée via l'étude des maximums locaux. . . . .	86
III.1	Tableau de comparaison entre les résultats en simulation et les résultats de mesure à 1.2 GHz . . . . .	120
III.2	Tableau de comparaison entre les résultats en simulation et les résultats de mesure à 1.4 GHz . . . . .	120
III.3	Tableau de comparaison entre les résultats en simulation et les résultats de mesure à 1.6 GHz . . . . .	121
III.4	Comparaison de l'antenne réduite à l'état de l'art. . . . .	123
IV.1	Comparaison des différentes technologies de réduction de couplage étudiées. . . . .	169
IV.2	Angles de dépointage et niveaux de lobes secondaires obtenus pour la matrice jointive. . . . .	190
IV.3	Angles de dépointage et niveaux de lobes secondaires obtenus pour la matrice utilisant des surfaces douces. . . . .	190
A.1	Tableau de variation des paramètres sur le pixel et effets sur l'impédance . . . . .	207
B.1	Dimensions géométriques du pixel réalisé . . . . .	213
C.1	Comparaison des différentes technologies de réduction de couplage étudiées. . . . .	232
F.1	Comparaison des différentes technologies de réduction de couplage étudiées. . . . .	256
G.1	Dimensions géométriques du pixel réalisé . . . . .	257





# Introduction générale

Avec la forte augmentation du nombre de drones civils et les dangers qu'ils peuvent représenter, il est nécessaire de trouver des solutions pour se prémunir contre de possibles intrusions. En effet, ces systèmes à faible coût peuvent servir à des fins d'espionnage ou à transporter des petites charges potentiellement explosives. Les moyens de défense actuels contre les drones sont limités, notamment dans des situations d'attaques simultanées avec de nombreux aéronefs ou dans des environnements urbains. L'une des solutions privilégiées dans ce genre de situations est l'emploi d'antennes capables de brouiller les communications des drones avec l'extérieur et/ou leur capacité de positionnement GNSS, les rendant inopérants.

Cette thèse a pour objectif de développer un système antenne capable de couvrir une large bande de fréquences et possédant des capacités de dépointage électroniques permettant de couvrir une large plage angulaire. L'axe Systèmes RF du laboratoire Xlim développe depuis de nombreuses années des systèmes antennaires capables de répondre à ce type de problématique. Par exemple, l'utilisation d'éléments rayonnants unitaires appelés pixels positionnés dans une matrice permet d'obtenir une antenne fonctionnant sur une large bande de fréquences et possédant un grand gain. Cette antenne, appelée MARPEM (pour Matrice Agile Rayonnante utilisant des Pixels Elaborés en Métamatériaux) est à la base des travaux de cette thèse.

Ces recherches s'inscrivent dans une stratégie de développement de dispositifs à énergie dirigée par la société ITHPP, spécialisée dans les hautes puissances pulsées, co-financier avec l'AID (Agence Innovation Défense du Ministère des Armées) de cette thèse. Pour l'entreprise, elles viennent en complément du projet DRAME (Dispositif Rayonnant Agile Modulable) qui a pour objectif de concevoir une antenne rayonnant suffisamment d'énergie pour perturber le fonctionnement de véhicules terrestres.

Le premier chapitre, intitulé **Contexte et objectifs de l'étude**, vise à présenter le cadre de l'étude, notamment ce qui concerne les risques liés aux drones et les méthodes de protection existantes. Une introduction cerne les besoins des antennes pouvant

permettre une telle protection, notamment en termes de dépointage. La théorie des réseaux permettant un dépointage électronique est rappelée et les limites liées à l'apparition des lobes de réseau sont discutées. Un état de l'art sur les antennes à dépointage électronique est également proposé conduisant à une présentation de la technologie MARPEM et des différentes étapes de sa conception.

Le second chapitre, intitulé **Conception d'éléments large bande, grands gains et à forte couverture angulaire**, présente la réduction de la largeur des éléments pour permettre la réduction de la largeur des pixels utilisés dans la technologie MARPEM afin de réduire l'influence des lobes de réseaux lors du dépointage. Une première partie montre l'intérêt de l'ajout d'un diélectrique dans la cavité résonante afin de minimiser les conséquences de la réduction de la largeur. Une seconde partie étudie l'impact des modifications mécaniques du point de vue de l'impédance d'entrée des pixels afin de permettre une réduction supplémentaire de la largeur. Les pixels ainsi obtenus sont ensuite étudiés au sein d'une matrice pour valider l'amélioration de la qualité du dépointage obtenu.

Le troisième chapitre, intitulé **Conception d'un démonstrateur pour le balayage de faisceau**, s'articule autour de la recherche des moyens nécessaires à l'augmentation de la couverture angulaire de l'antenne tout en assurant la réduction des lobes de réseaux lors du dépointage. La technique de réduction des dimensions des pixels employés dans la technologie MARPEM est alors traitée. Une première partie montre l'intérêt de l'ajout d'un diélectrique dans la cavité résonante afin de minimiser les conséquences de la réduction de la largeur. Une seconde partie étudie l'impact des modifications structurelles d'un point de vue de l'impédance d'entrée des pixels afin de permettre une réduction supplémentaire de la surface. Les pixels ainsi obtenus sont ensuite insérés dans une matrice pour valider l'amélioration de la qualité du dépointage obtenu.

Le quatrième chapitre, intitulé **Contribution à la réduction des couplages inter-éléments**, étudie la présence des couplages entre pixels au sein de la matrice. Une première partie analyse le phénomène et son impact sur le fonctionnement lors du dépointage avant de présenter diverses solutions existantes dans la littérature et les capacités d'implémentation dans le cadre de l'antenne MARPEM. Une seconde partie se focalise sur les possibilités d'utilisation pour différentes géométries de pixel, avec notamment l'étude de l'impact des dispositifs de réduction des couplages sur celui réalisé dans le second chapitre. Cette partie présente également les premiers éléments de la réalisation d'un prototype visant à valider les améliorations apportées par l'ajout de systèmes de réduction des couplages.

Enfin, une conclusion des recherches effectuées dans ce travail est donnée et des perspectives de développement futurs sont proposées.

Chapitre **I**

## Contexte et objectifs de l'étude

## Sommaire

---

1	Contexte de l'étude . . . . .	<b>5</b>
1.1	Les aéronefs sans équipage . . . . .	5
1.2	Méthodes de protection . . . . .	7
1.2.1	Les dispositifs antennaires . . . . .	7
1.2.2	Les formes d'onde . . . . .	8
1.2.3	Fréquences d'intérêt pour les drones . . . . .	10
2	Les antennes à balayage de faisceau . . . . .	<b>12</b>
2.1	Introduction sur le balayage de faisceau . . . . .	12
2.1.1	Principe de fonctionnement . . . . .	12
2.1.2	Une limitation : les lobes de réseau . . . . .	15
2.1.3	Condition pour le balayage de faisceau : l'ouverture angulaire . . . . .	18
2.2	Technologies existantes . . . . .	20
2.2.1	Antennes actives . . . . .	20
2.2.2	Antennes passives . . . . .	23
2.2.3	Éléments de synthèse de l'état de l'art . . . . .	29
3	La technologie MARPEM . . . . .	<b>31</b>
3.1	Introduction sur les antennes MARPEM . . . . .	31
3.1.1	Les structures à bande interdite . . . . .	31
3.1.2	Les antennes BIE . . . . .	31
3.1.3	Les antennes BIE ultra-low profile . . . . .	34
3.1.4	Pixel BIE . . . . .	37
3.2	Caractéristiques de conception . . . . .	38
3.2.1	Différentes possibilités d'alimentation . . . . .	38
3.2.2	Remplacement de la FSS . . . . .	41
3.2.3	Possibilité de modification de la forme des éléments	42
3.2.4	Performances en dépointage atteintes par la technologie . . . . .	45
4	Limites des antennes placées en réseau : les couplages inter-éléments .	<b>46</b>
5	Objectifs de l'étude . . . . .	<b>47</b>
5.1	Conception d'une antenne MARPEM à forte capacité de dépointage . . . . .	47
5.2	Réduction des couplages inter-éléments . . . . .	47

---

# 1 Contexte de l'étude

## 1.1 Les aéronefs sans équipage

Les aéronefs sans équipage, plus généralement désignés par le terme anglais "drones", sont des engins dont le pilotage s'effectue sans pilote embarqué. Le terme drone est également utilisé en France pour décrire des véhicules terrestres ou aquatiques qui sont généralement divisés suivant leurs désignations américaines :

- **UAV** : Unmanned Aerial Vehicles, qui décrivent les engins aériens.
- **USV** : Unmanned Surface Vehicles, qui décrivent les engins se déplaçant à la surface.
- **UUV** : Unmanned Underwater Vehicles, qui décrivent les engins aquatiques à capacité sous-marines.
- **UGV** : Unmanned Ground Vehicles, qui décrivent les engins se déplaçant au sol.

Tous ces véhicules possèdent des composants communs, qui permettent d'assurer leur bon fonctionnement. Parmi eux se trouvent :

- Un système de communication, permettant d'assurer le contact et l'échange d'informations entre le pilote et l'engin.
- Une station au sol, d'où le pilote envoie et reçoit les informations transmises.
- Un ou plusieurs capteurs de recueil de données, par exemple des caméras, permettant le renseignement sur l'environnement extérieur.
- Un système de positionnement, utilisant par exemple les communications des réseaux de géolocalisation et de navigation par un système de satellites (GNSS) ou un gyroscope.

Ces drones peuvent avoir un usage militaire, notamment pour des applications de support de troupe ou de renseignement [1]. Ils sont cependant de plus en plus aisément accessibles pour le grand public pour quelques centaines d'euros. De tels drones sont présentés sur la figure I.1.

Les drones volants posent de nouvelles menaces en termes de sécurité, avec des incidents qui peuvent aller du voyeurisme grâce à leurs caméras facilement transportables et leur petite taille, à la destruction de propriété. Les drones sont également capables d'entrer aisément dans des espaces aériens restreints et sont, à cause du manque de documentation concernant les réglementations, plus enclins à le faire que les autres engins volants. Une comparaison des incidents mettant en jeu différents engins volants sur des pistes de décollage d'avions civiles est présentée sur la figure I.2.

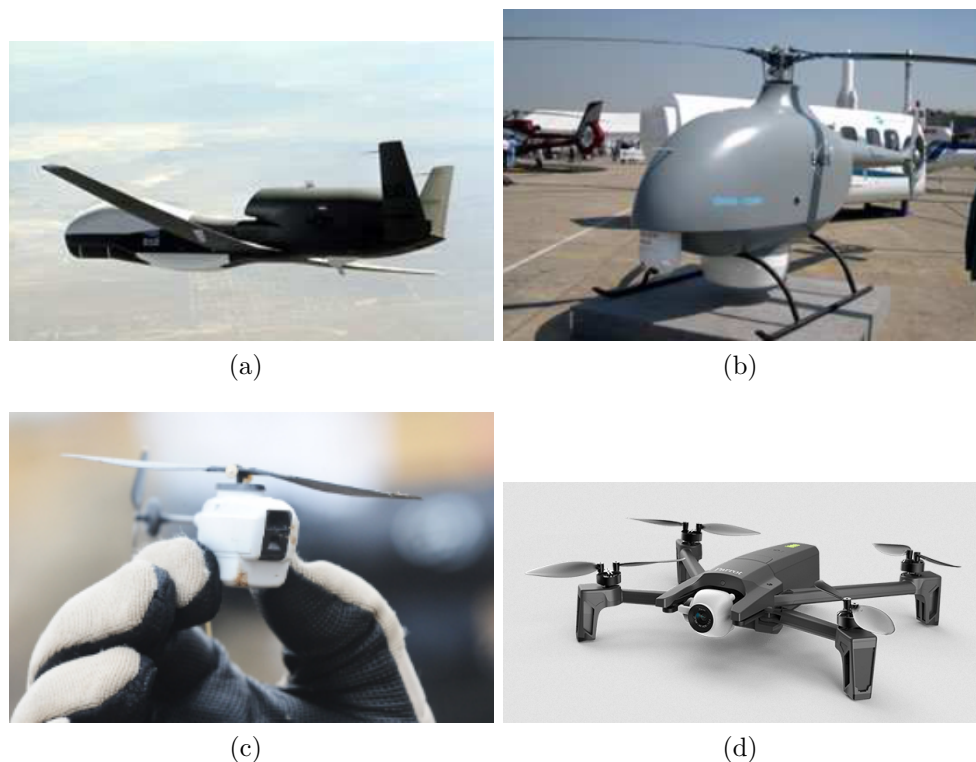


FIGURE I.1 – Différents exemples de drones :  
 a. Drone militaire Global Hawk (© Northrop Grumman).  
 b. Drone militaire Orka (© EADS).  
 c. Drone militaire miniature pour des applications d'espionnage [2].  
 d. Drone commercial Parrot Anafi (environ 500€, © Parrot).

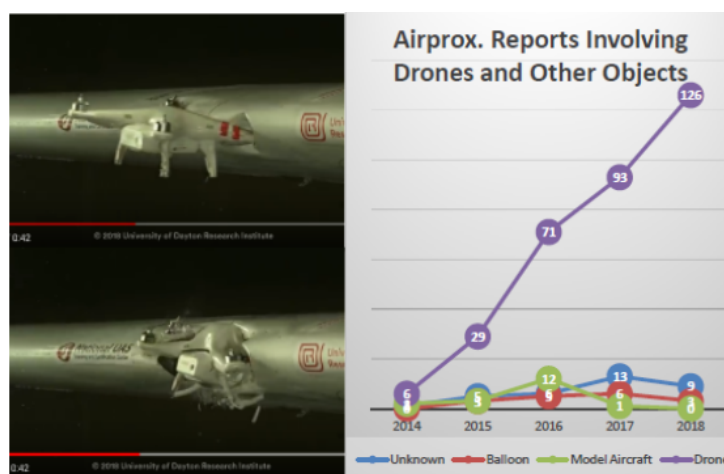


FIGURE I.2 – Comparaison des incidents sur les pistes de décollage en fonction du type de dispositif [2] :

*Gauche.* Exemple d'impact d'un drone sur une aile d'avion.

*Droite.* Nombre d'impacts en fonction du type de dispositif, les drones sont représentés en violet.

Le principal risque lié aux engins volants est leur capacité à transporter des charges légères à potentiel explosif. Ils sont également capables d'être équipés d'armes à feu et servent à des fins terroristes depuis au moins 2014.

## 1.2 Méthodes de protection

Devant cette menace, de nombreuses entreprises proposent des solutions. Celles-ci vont de l'utilisation de filets [3] pour capturer les drones, à l'entraînement d'oiseaux de proie à la reconnaissance de drones [4]. Il est également possible d'utiliser des lasers afin de détruire le drone [5]. Cette dernière solution ne permet cependant pas de se défendre face à une attaque en essaim, c'est à dire composée d'un nombre élevé de drones arrivant simultanément. La destruction de ces drones peut également être réalisée via l'utilisation de forts niveaux de champs électriques [6]. Ces systèmes sont cependant limités dans leur utilisation par les niveaux de champs rayonnés, compliquant leur utilisation légale dans des zones habitées.

### 1.2.1 Les dispositifs antennaires

La solution privilégiée, tant en termes de portée que de contexte applicatif, reste l'utilisation de systèmes antennaires visant à perturber les capteurs et les circuits de communication des drones. Ces derniers peuvent se présenter sous la forme d'antennes quasi omni-directionnelles ou sectorielles, permettant la protection de zone. Ces antennes proposent une protection complète de la zone, en brouillant tous les dispositifs présents dans cette direction avec des portées de brouillage atteignant la dizaine de kilomètres. Un tel système est présenté sur la figure I.3.

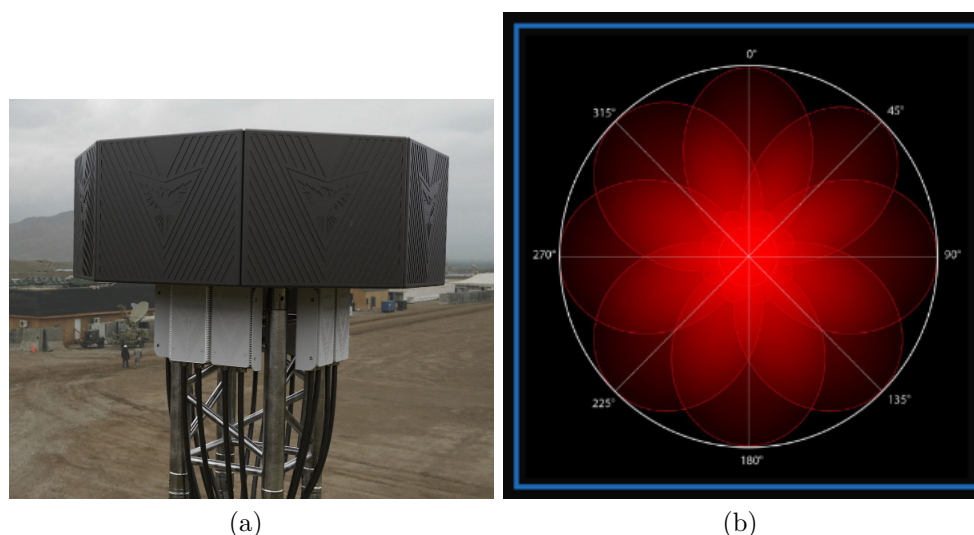


FIGURE I.3 – Antenne sectorielle pour la protection de zone [7] :

a. Présentation de l'antenne.

b. Diagrammes de rayonnement sectoriels.

Ces solutions ont cependant l'inconvénient de ne pas être aisément transportables et de ne pas être facilement discriminantes des cibles à atteindre. Il existe, pour compenser ces difficultés, des solutions transportables pouvant par exemple se fixer sous une arme.



Elles permettent de proposer des solutions en contexte opérationnel. Une telle solution est présentée sur la figure I.4. De par le besoin de réduction du poids pour assurer une meilleure portabilité, ces dispositifs possèdent des portées plus réduites, généralement de l'ordre du kilomètre.



FIGURE I.4 – Dispositif anti-drone fixable sous un canon d'arme [8].

### 1.2.2 Les formes d'onde

Afin de perturber les drones, plusieurs choix existent. Il est tout d'abord possible d'utiliser un brouillage pur. Ce dernier cible une fréquence et vise à "surcharger" le signal dans du bruit afin que la communication n'ait pas lieu. Il peut viser directement la communication entre le poste au sol et le drone ou la géolocalisation pour des efficacités similaires [9].

Ce brouillage, aussi appelé jamming en langue anglaise, peut être effectué selon divers protocoles [10], [11], qui peuvent être regroupés dans différentes catégories également utilisées en brouillage radar et résumées dans la table I.1. Chacun de ces protocoles possède des avantages et des inconvénients spécifiques, notamment en termes de mise en place hardware du système et de puissance émise.

Une autre possibilité est l'utilisation de protocoles de spoofing (usurpation d'identité en français) qui sont généralement utilisés sur les signaux de géolocalisation. Ce type d'attaque permet de positionner le drone à un emplacement différent de celui voulu par l'opérateur, en modifiant les signaux reçus. Concrètement, le brouilleur se substitue au signal GNSS afin de diriger le drone vers une cible souhaitée. Ce fonctionnement est résumé sur la figure I.5 où le drone est peu à peu dévié de sa position d'origine par l'ajout d'un écart de distance par rapport à la source de la commande. Ce type de protocole nécessite cependant d'utiliser des signaux proches de ceux utilisés par le protocole, ainsi que des niveaux approchants pour ne pas saturer les récepteurs.

TABLE I.1 – Différents types de brouillage.

Type de brouillage	Description	Avantages	Inconvénients
Brouillage spot	Concentration de l'énergie sur une fréquence unique	Grande puissance sur la fréquence brouillée	Inefficace sur des systèmes agiles en fréquence Hardware complexe pour balayer la plage assez rapidement,
Brouillage à balayage	Balayage de la fréquence brouillée	Grande puissance sur la fréquence brouillée	possibilité de compensation sur les autres fréquences
Brouillage à impulsions successives	Impulsions sur des fréquences successives	Grande puissance sur la fréquence brouillée, hardware plus léger que le balayage	Toutes les fréquences ne sont pas brouillées, pas de brouillage simultané
Brouillage en barrage	Brouillage de toute ou partie de la bande de fréquences simultanément	Affecte toutes les fréquences simultanément	Puissance réduite pour chaque fréquence
Brouillage sensible au protocole	Utilisation d'une série de pics modulés en fonction du protocole et de la fréquence	Très proche du signal à brouiller, optimal en énergie	Complexe à mettre en place, demande une connaissance du protocole de communication

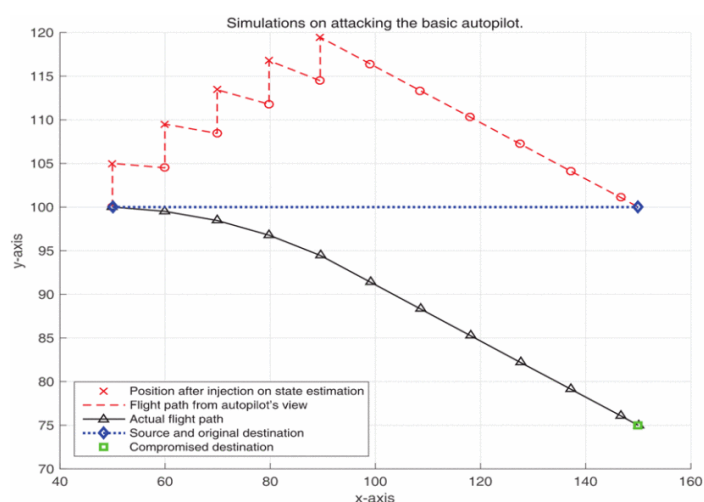


FIGURE I.5 – Exemples de l'impact d'un signal de type spoofing [12].

Il est par ailleurs de plus en plus courant que les drones incluent une certaine protection contre les brouillages. En effet il est possible que le drone travaille dans un environnement brouillé de manière habituelle sans que cela ne provienne d'une attaque. C'est notamment le cas des drones fonctionnant en ville. Un blindage du drone est alors nécessaire pour limiter les brouillages de l'environnement.

Il est également possible de blinder les drones contre des attaques plus directes. Cela peut être réalisé via l'ajout d'un élément hardware, comme dans [13], qui permet d'intégrer un algorithme de vérification des trames reçues avant la transmission au reste du système. Seules les trames répondant au protocole attendu en termes de niveau et de structure sont ainsi transmises. L'implémentation de ce système nécessite une modification interne comme présenté figure I.6. Dans cette figure, les connecteurs PMOD correspondent à une interface périphérique normalisée sans soudure. Elle n'influe pas sur la manière dont le dispositif est programmé.

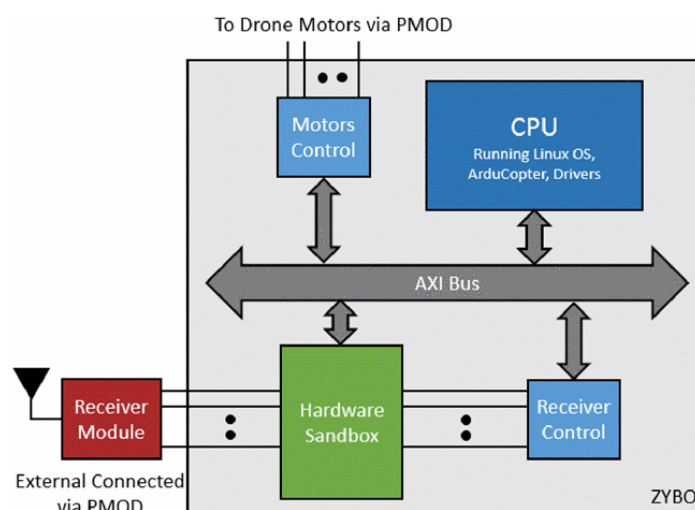


FIGURE I.6 – Intégration d'un élément hardware pour réduire le brouillage [13].

Enfin, l'ajout d'intelligence artificielle et d'apprentissage profond peut permettre à un drone de différencier un signal net d'un signal brouillé. Cela peut également permettre de différencier un signal de spoofing pour ignorer les instructions reçues par ce dernier. Les résultats d'un tel algorithme sont présentés figure I.7. Cette figure présente les pourcentages de détection de différents types d'attaques lors de l'utilisation d'un algorithme machine à vecteurs de support (SVM) et pour ce même algorithme couplé à un apprentissage autodidacte (STL).

### 1.2.3 Fréquences d'intérêt pour les drones

Les drones commerciaux utilisent différentes plages fréquentielles pour se positionner et communiquer avec les postes au sol. Ces signaux utilisent plusieurs bandes de

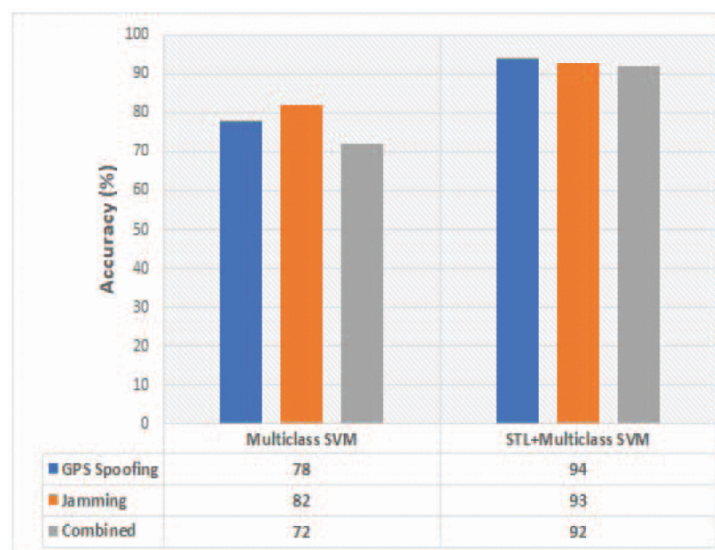


FIGURE I.7 – Pourcentage de détection de signaux brouillés grâce à l'utilisation d'algorithmes d'apprentissage profond [14].

fonctionnement classiques.

Le positionnement est généralement réalisé via l'utilisation des signaux GNSS, c'est à dire le GPS, le GLONASS, le Galileo et le BeiDou. Les bandes de fonctionnement civiles sont situées entre 1176.45 MHz et 1602 MHz, soit le centre de la bande L sur une largeur relative de 30.6%. Il existe également des drones capables, via l'utilisation de centrales inertielles, de se passer temporairement de ces signaux de géolocalisation, notamment lors de vols en autonomie.

La communication avec les postes au sol est généralement réalisée via l'utilisation de signaux Wi-Fi, mais il est également possible pour les drones de se connecter aux différents réseaux téléphoniques, notamment lorsqu'ils sont commandés par un smartphone. Les bandes de fréquences utilisées sont alors très vastes, notamment sur les réseaux 5G, qui pourraient prochainement s'ouvrir à la bande 26 GHz. De plus, les drones sont de plus en plus couramment équipés de la possibilité d'effectuer des missions en autonomie. Ils n'utilisent alors que les signaux de localisation jusqu'à la fin de leur mission.

En règle générale, un drone perdant le contact avec un de ces deux signaux entre dans une procédure d'urgence. Cette dernière consiste généralement en un vol stationnaire ou un atterrissage sur place. Le drone reprend cependant sa mission dès que le contact avec la station ou la géolocalisation est rétabli.

## 2 Les antennes à balayage de faisceau

Afin de permettre de combiner les avantages d'un brouilleur mobile en termes de visée de cible à celui d'une antenne fixe en termes de puissance, il est intéressant d'étudier les antennes à balayage de faisceau. Ces antennes permettent en effet de couvrir le même type de zone qu'une antenne sectorielle, mais n'émettent pas dans tout le secteur à la fois, permettant de concentrer le gain dans une direction particulière.

### 2.1 Introduction sur le balayage de faisceau

#### 2.1.1 Principe de fonctionnement

Lorsque plusieurs antennes positionnées en réseau rayonnent simultanément, des interférences sur les fronts d'onde apparaissent. Ces interférences sont à l'origine du dépointage électronique. En effet, lorsque ces fronts d'onde sont déphasés les uns par rapport aux autres, les interférences "dirigent" le lobe rayonné selon une direction particulière.

Afin d'obtenir ce dépointage, il est nécessaire de calculer la différence de phase à appliquer entre chaque élément. Pour cela, il faut considérer un réseau composé de  $N$  sources espacées d'une distance  $d$  et un point  $P$  situé à l'infini. La normale à ce réseau est alors notée  $\vec{z}$  et la direction de  $P$  par rapport à la normale est notée  $\vec{u}$ . Chaque source se voit affecter une phase  $\phi_n$  et une amplitude  $a_n$ . L'angle entre  $\vec{z}$  et  $\vec{u}$  est noté  $\theta$ . Cette configuration est explicitée sur la figure I.8.

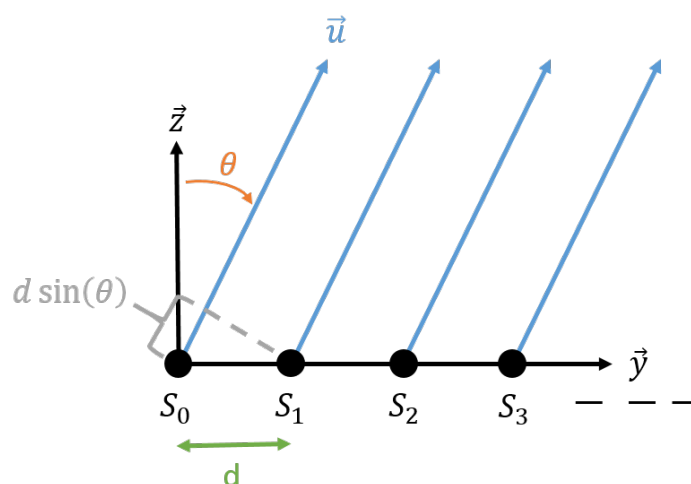


FIGURE I.8 – Configuration d'un réseau d'antennes pour le dépointage.

Dans cette configuration la différence de marche entre le champ de deux éléments est donc :

$$\Psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad (\text{I.1})$$

Avec  $\lambda$  la longueur d'onde de la fréquence de travail. Il est alors possible de noter le champ total au point P sous la forme :

$$E(P) = \sum_{n=0}^{N-1} E_n(P) e^{jn\Psi} \quad (\text{I.2})$$

Où  $E_n$  est le champ émis par le pixel n dans la direction  $\vec{u}$ . Si toutes les antennes sont identiques, il est possible d'écrire cette formule de la manière suivante :

$$E_n(P) = E_0(P) a_n e^{-j\phi_n} \quad (\text{I.3})$$

Pour simplifier le calcul, il est considéré que les antennes possèdent une amplitude uniforme en entrée (et donc  $a_n = a, \forall n \in \mathbb{N}$ ) et que la phase suit une répartition uniforme (et donc que  $\phi_n = n\phi, \forall n \in \mathbb{N}$ ). Le champ au point P pour un élément s'écrit alors :

$$E_n(P) = E_0(P) a e^{-jn\phi} \quad (\text{I.4})$$

Ce qui donne le champ total :

$$E(P) = E_0(P) a \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(\Psi-\phi)} \quad (\text{I.5})$$

Par convention, on appelle facteur de réseau la valeur :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn x} \quad (\text{I.6})$$

Avec  $x = \Psi - \phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta - \phi$ . Il découle alors de la suite géométrique ainsi définie :

$$\begin{aligned} AF &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn x} \\ &= 1 + e^{jx} + e^{j2x} + \dots + e^{j(N-1)x} \\ &= 1 \cdot \frac{e^{jNx} - 1}{e^{jx} - 1} \\ &= \frac{e^{jNx/2} (e^{-jNx/2} - e^{jNx/2})}{e^{jx/2} (e^{-jx/2} - e^{jx/2})} \\ &= e^{j[(N-1)/2]x} \cdot \frac{\sin \frac{Nx}{2}}{\sin \frac{x}{2}} \\ &= e^{j(N-1)y} \cdot \frac{\sin(Ny)}{\sin(y)} \end{aligned} \quad (\text{I.7})$$

Avec  $y = \frac{x}{2} = \frac{(2\pi/\lambda)d \sin \theta - \phi}{2}$ . Cette formule découle du positionnement de la référence au niveau de l'extrémité du réseau. En prenant la référence à son centre, il est alors possible de le noter :

$$AF(y) = \frac{\sin(Ny)}{\sin(y)} \quad (\text{I.8})$$

Cette fonction possède des propriétés intéressantes, notamment en termes de parité et de périodicité de sa valeur absolue. Elle permet également d'obtenir différentes expressions pour les valeurs du facteur de réseau. Il est par exemple possible de définir les directions suivant lesquelles la fonction est nulle, c'est à dire lorsque  $|AF(y)| = 0$  :

$$\begin{aligned} \sin(Ny) = 0 &\iff Ny = \pm p\pi \quad | \quad p \in \mathbb{N} \setminus \{0\} \\ &\iff N \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_{nul} - \phi = \pm p\pi \\ &\iff \theta_{nul} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ \phi \pm \frac{2p\pi}{N} \right] \right) \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

Il est également possible de définir l'angle pour lequel le facteur de réseau est maximal. Ce dernier atteint un maximum lorsque son dénominateur s'annule :

$$\begin{aligned} \sin(y) = 0 &\iff y = \pm m\pi \quad | \quad m \in \mathbb{N} \\ &\iff \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_{max} - \phi = \pm m\pi \\ &\iff \theta_{max} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} [\phi \pm m\pi] \right) \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

La valeur du premier maximum, lorsque  $m = 0$ , permet d'obtenir l'angle du lobe principal. On a alors :

$$\theta_{max} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \phi \right) \quad (\text{I.11})$$

Ce qui permet de déduire la valeur de phase à appliquer à chaque élément afin d'obtenir une direction de pointage voulue. En reprenant les conditions de la figure I.8, pour pointer dans la direction du point P, il est nécessaire d'appliquer une phase  $n\phi$  à chaque élément avec n correspondant à sa position dans le réseau. La phase  $\phi$  est alors définie telle que :

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta) \quad (\text{I.12})$$

### 2.1.2 Une limitation : les lobes de réseau

Lorsque les éléments rayonnants composant le réseau sont trop espacés les uns par rapport aux autres, des lobes de réseau apparaissent sur le diagramme de rayonnement.

La formulation du facteur de réseau I.8 permet également de définir les valeurs des lobes secondaires maximums. Ces derniers apparaissent lorsque le numérateur du facteur de réseau est égal à  $\pm 1$  :

$$\begin{aligned}
 \sin(Ny) = \pm 1 &\iff Ny = \pm(2s + 1)\frac{\pi}{2} \quad | \quad s \in \mathbb{N} \setminus \{0\} \\
 &\iff N \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_{sl} - \phi = \pm(2s + 1)\frac{\pi}{2} \\
 &\iff \theta_{ls} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ \phi \pm (2s + 1)\frac{\pi}{N} \right] \right)
 \end{aligned} \tag{I.13}$$

Où  $\theta_{ls}$  est la direction d'apparition des maximums des lobes secondaires. Afin d'en simplifier la représentation, le facteur de réseau est souvent noté sous sa forme normalisée :

$$NAF = \frac{|AF(y)|}{\max(|AF(y)|)} = \frac{|AF(y)|}{N} \tag{I.14}$$

Avec les fonctions ainsi définies, il est possible de tracer le facteur de réseau, ce qui permet de faire apparaître les différents lobes. Une telle représentation est visible sur la figure I.9 où un réseau d'antennes non déphasées est présenté. Deux représentations sont possibles, la première (I.9a) présente le facteur de réseau en fonction de  $y$ ; on a alors une périodicité de  $\pi$  entre les maximums et un premier minimum à la valeur de  $\pi/N$ . La seconde (I.9b) présente le facteur d'antenne en fonction de  $\sin(\theta)$ . On a alors  $\phi = 0$  et une périodicité des lobes égale à  $\lambda/d$  et un premier minimum égal à  $\lambda/Nd$ . Ces deux représentations sont équivalentes en tout point.

Si la phase  $\phi$  est modifiée, les lobes sont positionnés différemment. De plus, la valeur de la périodicité  $\lambda/d$  permet d'obtenir des lobes en dehors du domaine visible. En effet, les valeurs de  $\sin(\theta)$  supérieures à 1 et inférieures à -1 sont imaginaires. Si les lobes secondaires sont situés dans ces zones imaginaires, ils ne sont pas visibles dans les diagrammes de rayonnement. Les valeurs maximales du facteur de réseau normalisé, qui ne sont pas le lobe principal, sont généralement appelés des lobes de réseau.

Ce fonctionnement est présenté sur la figure I.10 avec une valeur de  $\phi$  correspondant à  $\theta = 30^\circ$ . Sur cette figure sont représentées deux courbes pour deux périodicités différentes du réseau. La première possède une périodicité  $d = \lambda/2$  et la seconde une périodicité  $d = \lambda$ . Le lobe principal est, pour les deux courbes, positionné pour une valeur de  $\sin(\theta) = 0.5$ . Les lobes secondaires, et par extension les lobes de réseau, sont cependant positionnés différemment pour les deux réseaux. Il est notable que seul le réseau avec la plus faible



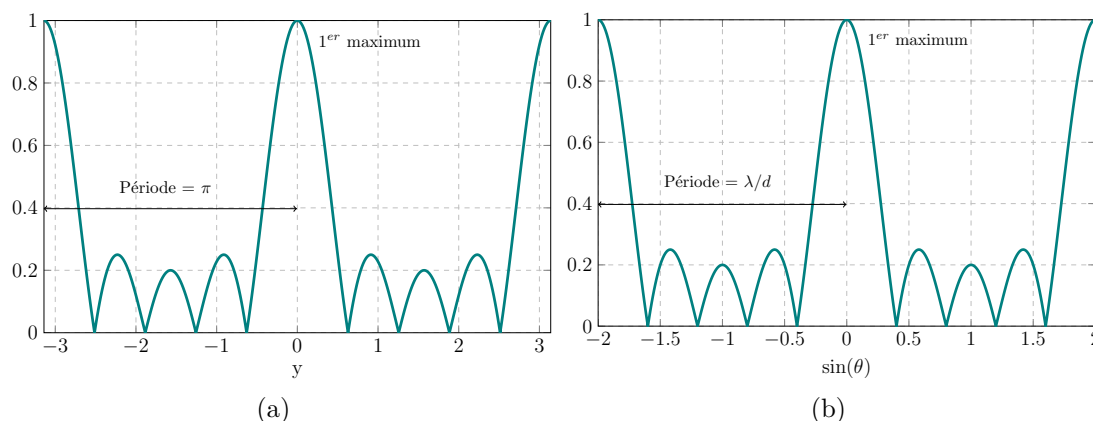


FIGURE I.9 – Représentation du facteur de réseau pour un réseau avec :  $N = 5$ ,  $d = \lambda/2$  et  $\phi = 0$  :  
 a. Facteur de réseau normalisé en fonction de  $y$ .  
 b. Facteur de réseau normalisé en fonction de  $\sin(\theta)$ .

périodicité ne possède pas de lobes dans le domaine visible. En termes de rayonnement, cela se traduit par l'absence de lobes de réseau dans son diagramme.

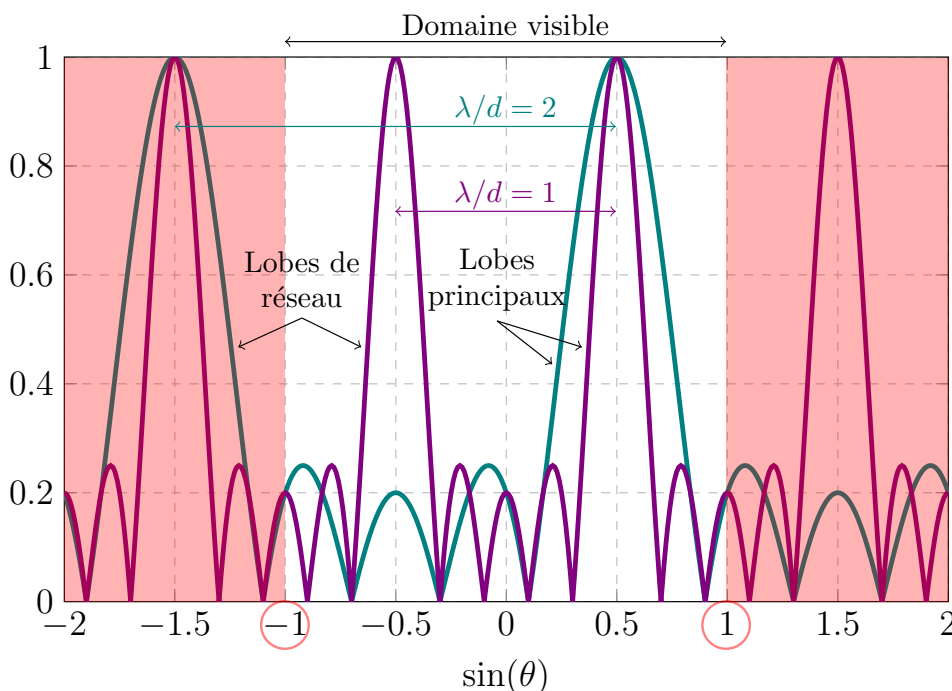


FIGURE I.10 – Présentation du domaine visible.

Afin de réaliser un dépointage dans les meilleures conditions, il n'est pas souhaitable que des lobes de réseau apparaissent. Il apparaît donc utile de définir un critère sur la distance entre les lobes ( $\lambda/d$ ) de telle manière à ce que les lobes de réseau soient dans le domaine imaginaire. En définissant  $\tau_{max} = \sin(\theta_{max})$  la direction du lobe principal et  $\tau = \tau_{max} - x$  la direction du premier lobe de réseau, il est possible d'obtenir un critère

pour lequel les lobes de réseau ne sont pas dans le domaine visible, définit par  $\tau < -1$  :

$$\begin{aligned}\tau &= \tau_{max} - \lambda/d < -1 \\ \Rightarrow \lambda/d &< \tau_{max} + 1 \\ \Rightarrow d/\lambda &< \frac{1}{1 + \tau_{max}}\end{aligned}\tag{I.15}$$

Il en découle alors le critère :

$$d_{max} = \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{max}}\tag{I.16}$$

Avec  $d_{max}$  la distance maximale entre deux sources,  $\lambda$  la longueur d'onde de la fréquence de travail et  $\theta_{max}$  l'angle maximum de dépointage désiré. Afin d'obtenir les meilleures performances de dépointage possible,  $\theta_{max}$  sera choisi égal à  $90^\circ$  et  $\lambda$  sera la longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement la plus haute pour une antenne large bande.

La figure I.11 présente le dépointage maximum atteignable avant l'apparition de lobes de réseau pour des antennes à large bande de fréquences pour différents écarts entre sources. Les distances sont données pour des éléments ayant une fréquence basse de 2 GHz et les écarts sont présentés en fonction de la valeur de  $\lambda$ .

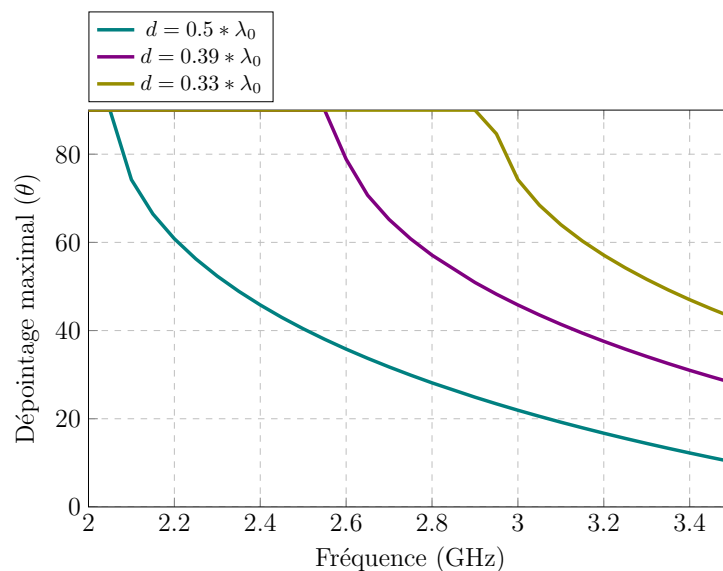


FIGURE I.11 – Dépointage maximal en fonction de la fréquence avant apparition des lobes de réseau.

Ces courbes mettent en valeur l'importance de réduire la distance entre les sources afin de réaliser un dépointage élevé sur une large bande de fréquences.

### 2.1.3 Condition pour le balayage de faisceau : l'ouverture angulaire

Parmi les conditions permettant de réaliser un dépointage en conservant un gain intéressant, il est nécessaire que les éléments unitaires des antennes possèdent de larges ouvertures angulaires. ces dernières sont définies par l'angle entre deux valeurs à -3 dB du gain maximal dans l'axe comme visualisé sur la figure I.12. Sur cette figure est représenté le diagramme de rayonnement normalisé d'une antenne dans le plan E ainsi que deux lignes marquant le passage à -3 dB de son maximum. L'angle entre ces deux lignes correspond à l'ouverture angulaire. Cette dernière est généralement appelée par son nom anglais "half-power beam-width" (HPBW).

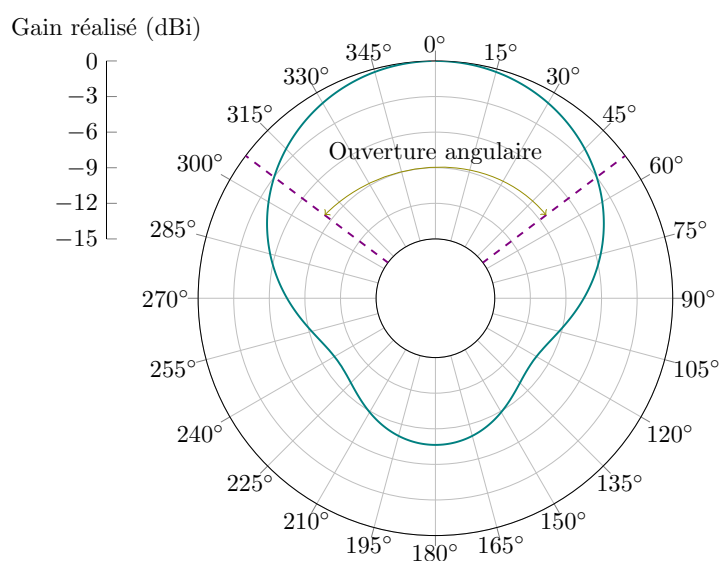


FIGURE I.12 – Présentation de l'ouverture angulaire.

Le besoin d'une large ouverture angulaire provient de la nécessité de conserver un fort gain lors du dépointage. En effet, un réseau d'antennes en dépointage possède un gain décroissant lorsque l'angle augmente. Cette décroissance suit, lorsque les éléments sont suffisamment écartés pour ne pas prendre en compte les problématiques de couplage, la décroissance du lobe de l'antenne unitaire. Ce fonctionnement est présenté sur la figure I.13 où le facteur de réseau normalisé est multiplié par la valeur du lobe d'une source seule. Il est notable que l'augmentation de la largeur du lobe de chaque élément permet d'obtenir un lobe principal de valeur supérieure lors du dépointage. Cependant, cela est également vrai concernant les valeurs de lobes de réseau, qui doivent être limitées via la réduction des espaces entre sources.

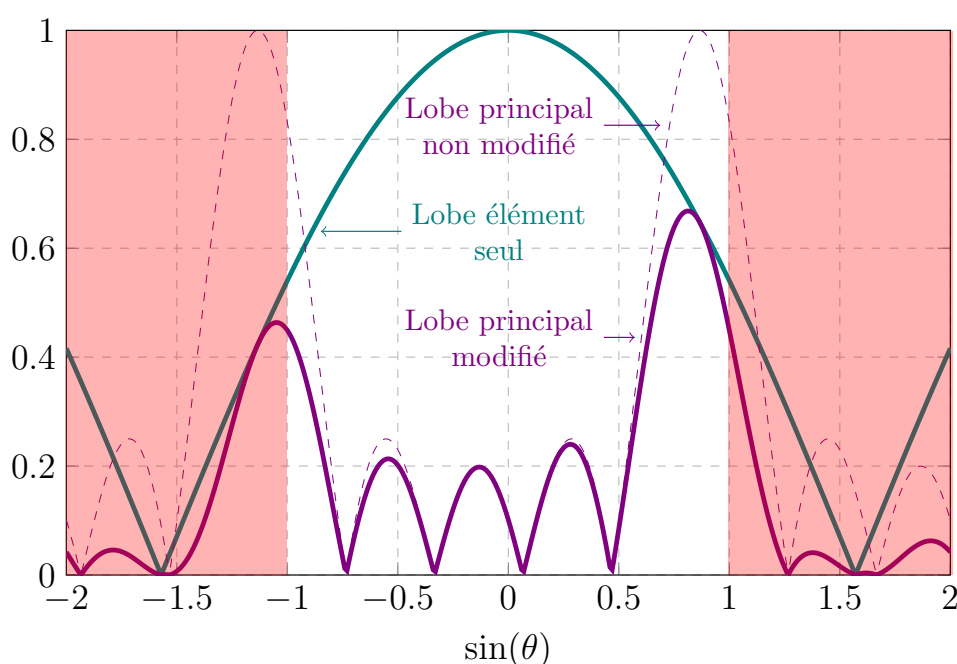


FIGURE I.13 – Effet de l'ouverture angulaire sur les lobes de rayonnement.

Il est donc nécessaire que les éléments unitaires possèdent une large ouverture angulaire. La conservation du niveau de gain lors du dépointage est en effet l'une des problématiques importantes. Il est généralement convenu que le niveau de gain à conserver lors du dépointage doit être compris dans une marge de 3 dB du gain dans l'axe.

## 2.2 Technologies existantes

La littérature propose plusieurs types de solutions afin de répondre aux problématiques de dépointage. Deux catégories principales de dépointage électronique existent : les antennes actives et les antennes passives.

### 2.2.1 Antennes actives

Les antennes actives tirent leur nom de la présence de composants électroniques à l'intérieur des éléments rayonnants. Il peut s'agir de diodes p-i-n ou de MEMS qui permettent de modifier les propriétés de l'antenne pendant le rayonnement. Il est alors possible de modifier la forme du lobe principal de l'antenne pour palier à la problématique d'ouverture angulaire évoquée plus tôt dans ce chapitre. En effet, en modifiant la forme du diagramme de rayonnement pour mieux se conformer aux besoins du réseau, ces antennes peuvent posséder un grand gain dans la direction de pointage dans toutes les situations. C'est par exemple le cas de l'antenne présentée dans [15] qui utilise des diodes p-i-n pour exciter différents modes de résonances d'une antenne Yagi à fente. Cela lui permet d'obtenir des diagrammes de rayonnement différents en fonction des états des diodes et d'atteindre des performances de dépointage de  $75^\circ$  lors de la mise en réseau à  $2 \times 4$  éléments. L'antenne ainsi que les diagrammes de rayonnement des modes 1 et 2, correspondant aux modes dépointés, sont présentés sur la figure I.14.

D'autres solutions, moins complexes à intégrer que des diodes, qui doivent se trouver directement sur la structure de l'antenne, modifient l'alimentation de l'antenne avec le même objectif. L'utilisation de déphaseurs supplémentaires, présentée dans [16], permet de modifier les caractéristiques de rayonnement d'un résonateur diélectrique. Ce fonctionnement est présenté sur la figure I.15. Cela permet à un réseau composé de 4 éléments d'obtenir un dépointage de  $75^\circ$  sur deux bandes de fonctionnement distinctes.

Il est également possible de réaliser ce type de fonctionnement via l'utilisation d'interrupteurs venant remplacer les déphaseurs. La forme du rayonnement est alors fixe pour chaque configuration mais le système est simplifié. Dans [17], 4 ports sont utilisés sur une antenne boucle possédant un motif répétitif circulaire. Cela permet à l'antenne de posséder un rayonnement similaire dans chacune des 4 directions possibles lorsque les interrupteurs alimentent le cadran voulu. Ce fonctionnement est présenté sur la figure I.16. En utilisant la reconfiguration de l'antenne, une matrice composée de  $4 \times 4$  éléments est capable d'atteindre un dépointage de  $72^\circ$  suivant les deux plans.

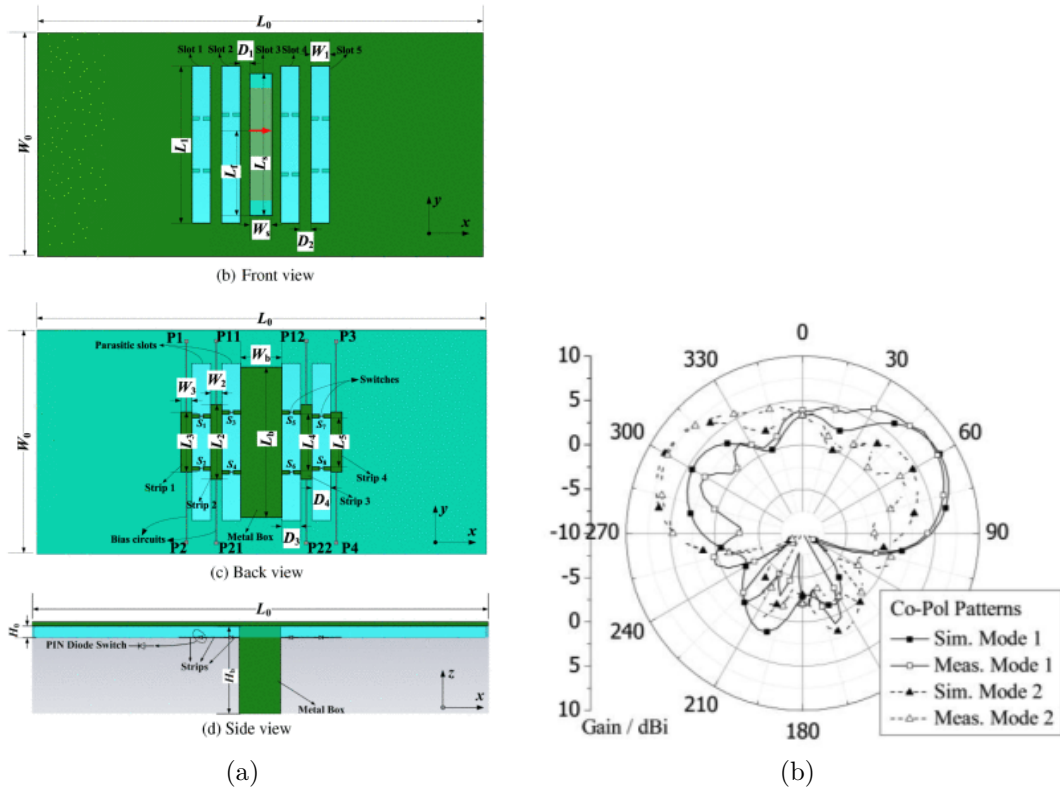


FIGURE I.14 – Antenne Yagi à fente utilisant des diodes p-i-n pour modifier son diagramme de rayonnement [15] :

- a. Antenne.
- b. Diagramme de rayonnement des modes 1 et 2.

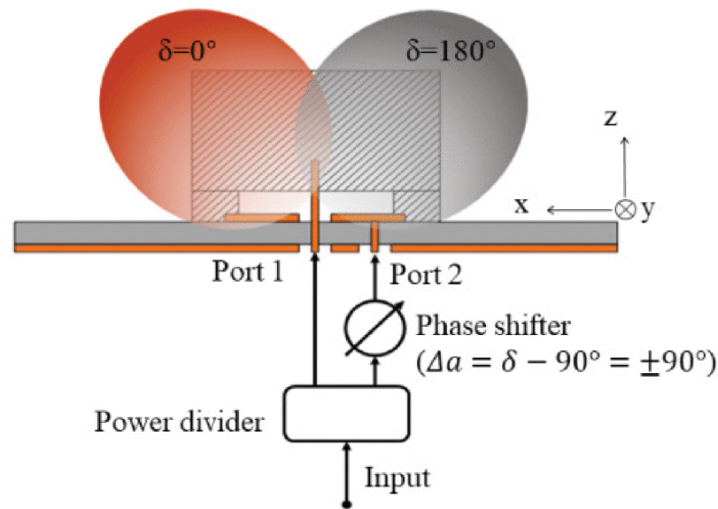
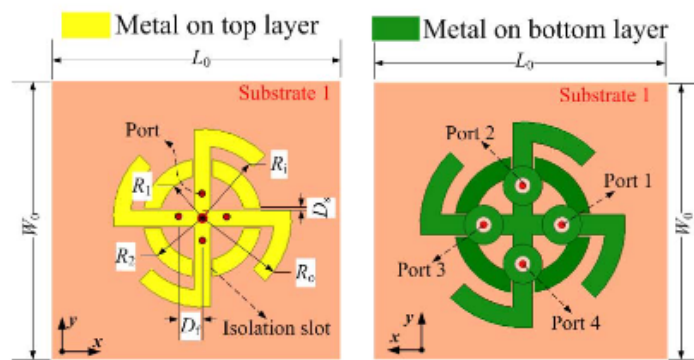
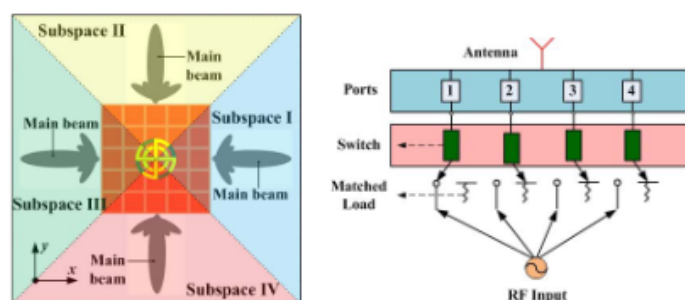


FIGURE I.15 – Résonateur diélectrique double entrées pour la modification du diagramme de rayonnement [16].

Les antennes actives sont cependant limitées dans leurs capacités de dépointage par la technologie d'antenne utilisée. En effet un patch conserve un comportement bande étroite lors de sa reconfiguration. Il est cependant possible de modifier ce comportement.



(a)



(b)

FIGURE I.16 – Antenne boucle utilisant 4 ports d'alimentation pour modifier son diagramme de rayonnement [17] :

a. Antenne.

b. Fonctionnement des interrupteurs et cadrants concernés.

Dans [18] une encre à base d'oxyde de vanadium est utilisée pour modifier la bande de fonctionnement d'une antenne patch. L'encre est activée via le chauffage de l'antenne et permet d'obtenir deux bandes de fréquences en fonction de son état. Les différents états de fonctionnement et l'antenne utilisée sont présentés sur la figure I.17. Cette technique ne permet pas d'obtenir de modifications des diagrammes de rayonnement, mais peut être couplée avec d'autres méthodes présentées pour atteindre de telles performances.

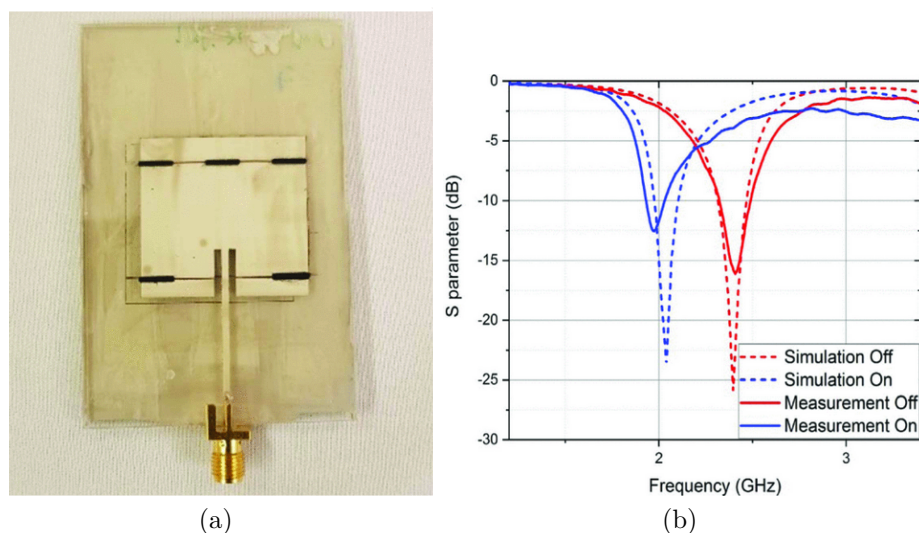


FIGURE I.17 – Antenne patch utilisant une encre à base de  $VO_2$  pour un fonctionnement multi-bandes [18] :

- a. Antenne.  
b. Bandes d'adaptations de l'antenne en fonction de l'état de l'encre.

Le principal avantage des antennes à reconfiguration de diagramme est la possibilité d'obtenir de forts dépointages en utilisant un nombre réduit d'éléments. En effet l'amélioration du gain dans une direction donnée permet d'améliorer les performances suivant cette dernière malgré la faible ouverture angulaire que ces antennes peuvent présenter.

Ces bonnes performances sont cependant limitées par les capacités de l'antenne d'origine et par le besoin d'une commande supplémentaire pour contrôler l'état des éléments utilisés.

### 2.2.2 Antennes passives

A l'inverse des antennes actives, les antennes passives n'intègrent pas d'éléments nécessitant une commande supplémentaire dans la partie rayonnante. Puisque ces antennes n'ont pas la possibilité de modifier leurs diagrammes de rayonnement pour permettre un meilleur rayonnement suivant la direction de pointage, elles doivent posséder une large ouverture angulaire. Afin d'améliorer cette dernière, différentes techniques existent.

Il est par exemple possible d'utiliser des murs métalliques pour modifier la répartition des champs rayonnés par l'antenne et obtenir un lobe très large, c'est par exemple le cas de l'antenne présentée figure I.18. Cette dernière utilise les modifications de la répartition de courants pour élargir le diagramme de rayonnement de l'antenne. L'antenne présentée dans [19] utilise cette méthode pour obtenir un dépointage atteignant les  $90^\circ$  dans les deux directions du plan E via l'utilisation d'un réseau de 9 éléments. Ce dernier s'accompagne



cependant d'un fort niveau de lobes secondaires de l'ordre de -3 dB.

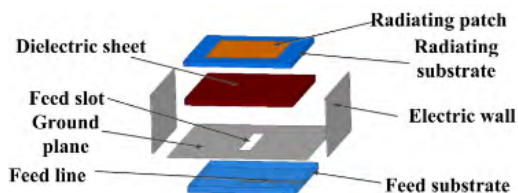


FIGURE 1. The exploded view of the proposed antenna element.

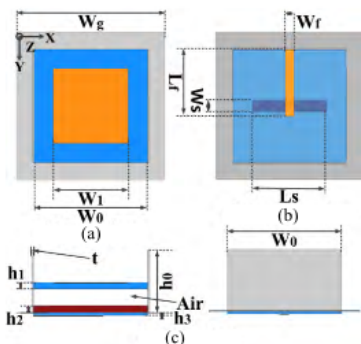


FIGURE 2. The diagram and parameters of the proposed antenna structure. (a) Top view. (b) Bottom view. (c) Side view.

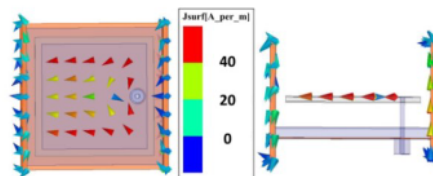


Fig. 2. The simulated current distribution of the antenna element in the E-plane at 4.0 GHz

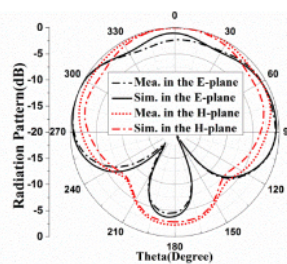


Fig. 3. The simulated and measured radiation patterns of the antenna at 4.0GHz

(a)

(b)

FIGURE I.18 – Antenne utilisant des murs métalliques pour améliorer le HPBW :

a. Structure de l'antenne [19].

b. Répartition des courants et diagrammes de rayonnement de l'antenne [20].

L'utilisation d'éléments parasites peut permettre d'obtenir de larges ouvertures angulaires. Ces éléments permettent, via un couplage avec le patch inférieur, de modifier son fonctionnement. Cette antenne est présentée sur la figure I.19. L'utilisation de cette structure de pixels superposée au patch permet d'atteindre une très large ouverture angulaire de l'ordre de  $156^\circ$  ce qui permet à un réseau de  $8 \times 8$  éléments d'obtenir un dépointage de  $75^\circ$  dans les deux directions. L'utilisation de ce patch limite cependant la largeur de bande, avec une bande relative de 3%.

Afin d'améliorer les capacités en largeur de bande du patch, il est possible d'utiliser des cavités résonantes. C'est le cas de l'antenne présentée figure I.20 qui atteint une bande d'adaptation de 40%. Lors de la mise en réseau, les auteurs ont ajouté des murs métalliques visant à réduire les couplages pour améliorer le dépointage. Cela permet au réseau d'atteindre des angles de dépointage de  $60^\circ$  lors de l'utilisation de 16 éléments.

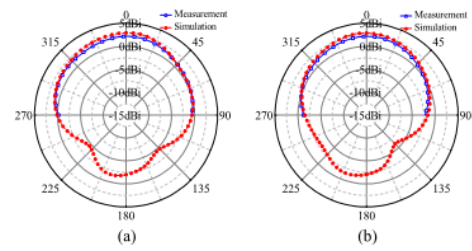
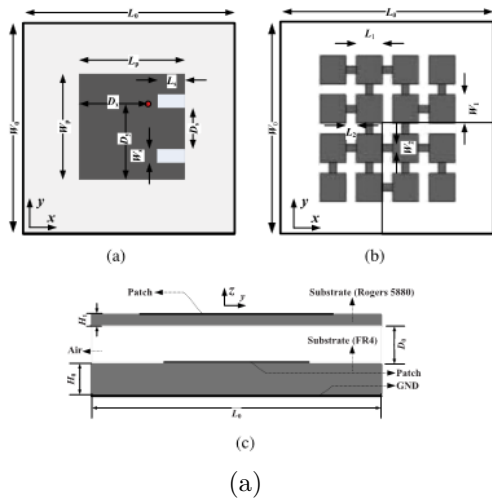


Fig. 3. Simulated and measured radiation pattern of the antenna at 5.2 GHz. (a)  $xoz$ -plane. (b)  $yo$  $z$ -plane.

FIGURE I.19 – Antenne patch avec pixels parasites [21] :

- a. Structure de l'antenne.
- b. Ouverture angulaire obtenue par l'antenne.

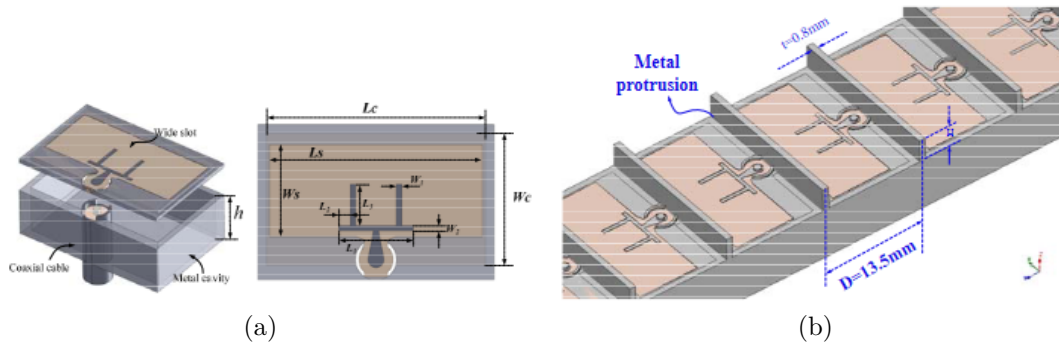


FIGURE I.20 – Antenne patch avec une cavité résonante pour améliorer la largeur de bande [22] :

- a. Structure de l'antenne unitaire.
- b. Ajout de murs en réseau pour améliorer la qualité du dépointage.

Les cavités peuvent également permettre d'obtenir de larges ouvertures angulaires sur les éléments. Dans [23], les auteurs utilisent une métasurface composée de neuf éléments métalliques sur un substrat et disposés au dessus d'une cavité métallique. La présence de cette cavité permet d'obtenir un diagramme de rayonnement supérieur à  $112^\circ$  dans toutes les directions comme présenté sur la figure I.21. De par le contexte de cette étude, elle n'a pas vocation à être mise en réseau, mais la large ouverture angulaire pourrait permettre de réaliser un dépointage de qualité. De plus l'utilisation d'une métasurface permet d'obtenir un rayonnement en polarisation circulaire possédant une bonne isolation entre les ports. Son utilisation reste cependant limitée par la largeur de la bande d'adaptation de 3%.

L'utilisation de patches avec cavité peut également être couplée à un fonctionnement en guide d'onde intégré au substrat, qui a l'avantage de présenter une très faible hauteur par rapport à la longueur d'onde. Dans [24], les auteurs utilisent une antenne patch positionnée

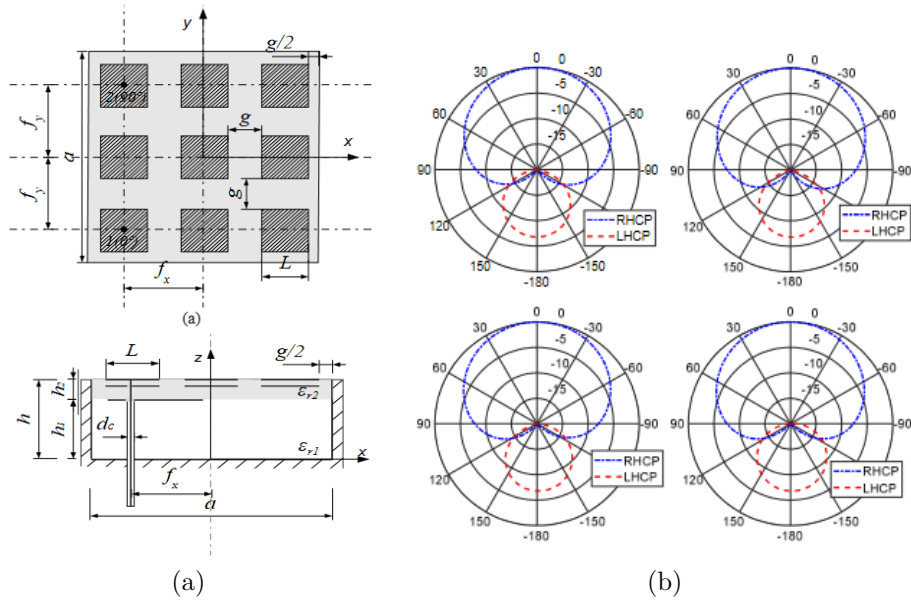


FIGURE I.21 – Métasurface rayonnante en polarisation circulaire utilisant une cavité métallique [23] :

a. Structure de l'antenne.

b. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les plans  $\phi = 0^\circ$ ,  $\phi = 45^\circ$ ,  $\phi = 90^\circ$  et  $\phi = 135^\circ$ .

au dessus d'une cavité réalisée par des vias métalliques. Ces derniers forment une cavité comme présentée sur la figure I.22 qui permet à l'antenne d'atteindre une bande de fonctionnement de 23% et une ouverture angulaire de plus de  $150^\circ$ . Lors du positionnement en matrice, les auteurs ont choisi de placer leurs éléments dans une matrice triangulaire afin de réduire l'espacement entre chaque patch. Cela permet de mieux correspondre à la formule I.16 et ainsi d'obtenir avec une matrice  $8 \times 8$  un dépointage de  $60^\circ$ .

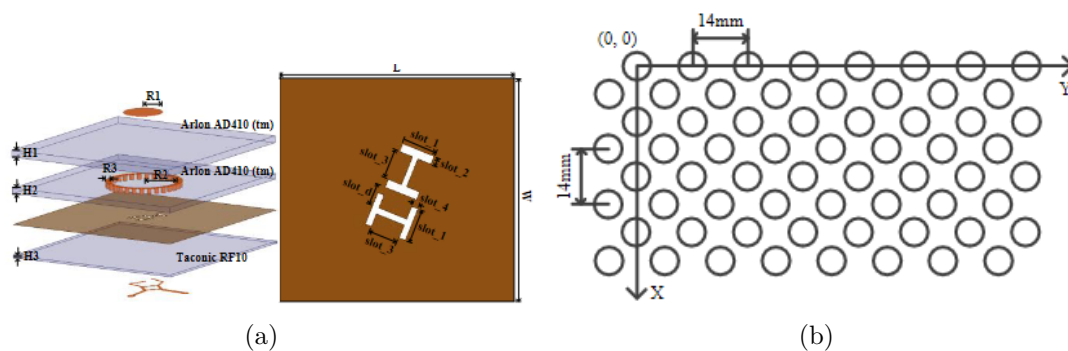


FIGURE I.22 – Antenne patch avec une cavité résonante intégrée au substrat pour améliorer la largeur de bande [24] :

a. Structure de l'antenne unitaire.

b. Gain réalisé de la structure et positionnement en lattice triangulaire pour la mise en réseau.

De telles structures de réseaux peuvent également permettre à des antennes de larges dimensions par rapport à la longueur d'onde de respecter le critère de la formule I.16. Cette configuration est utilisée dans [25] afin de compenser la dimension de  $0.584 * \lambda$  des antennes unitaires. L'antenne utilisée et la structure du réseau sont présentées sur la figure I.23. L'antenne est constituée d'un patch sur cavité ayant une large bande d'adaptation de 35%. Les structures à bande interdite électromagnétique positionnées sur la structure permettent d'améliorer le dépointage à certains angles, donnant au réseau (constitué de  $13*5$  éléments) une capacité de dépointage de  $60^\circ$  suivant les deux plans.

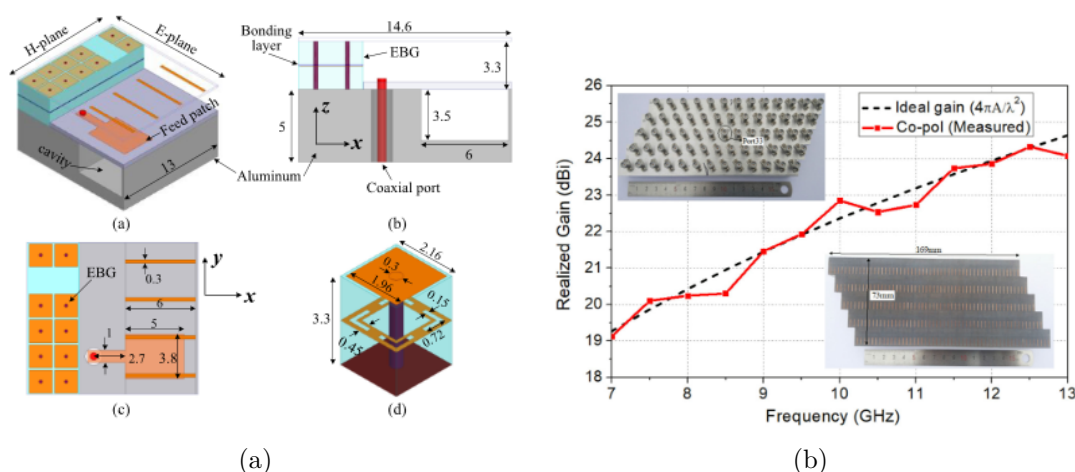


FIGURE I.23 – Antenne avec patch sur cavité et structure à bande interdite pour des applications de dépointage [25] :

a. Structure de l'antenne unitaire.

b. Positionnement de la structure pour la mise en réseau.

Comme présentées précédemment, les problématiques d'intégration des antennes à dépointage électronique nécessitent des antennes de faible hauteur. Les antennes à guides d'ondes intégrés aux substrats sont une des solutions qui permettent de répondre à ce besoin. Elles sont réalisées par l'utilisation de métallisations positionnées sur un substrat diélectrique et utilisent des vias métalliques pour réaliser les parois métalliques. Le rayonnement est alors réalisé via l'utilisation de fentes dans la métallisation comme présenté sur la figure I.24. Le champ E est généré au niveau des deux fentes et permet d'obtenir un rayonnement avec une large ouverture angulaire. Cela permet à un réseau composé de 16 éléments d'obtenir un dépointage de  $70^\circ$ , les vias métalliques assurant une bonne isolation entre les éléments. Cette antenne est cependant limitée par son design à un fonctionnement en bande étroite.

Une solution permettant d'améliorer le fonctionnement de telles antennes pour obtenir un fonctionnement sur une large bande de fréquences est présentée dans [27]. L'antenne utilise alors une technologie similaire mais les fentes ne sont pas positionnées de manière droite par rapport au guide d'onde. Cela permet d'exciter un mode différent et de réaliser

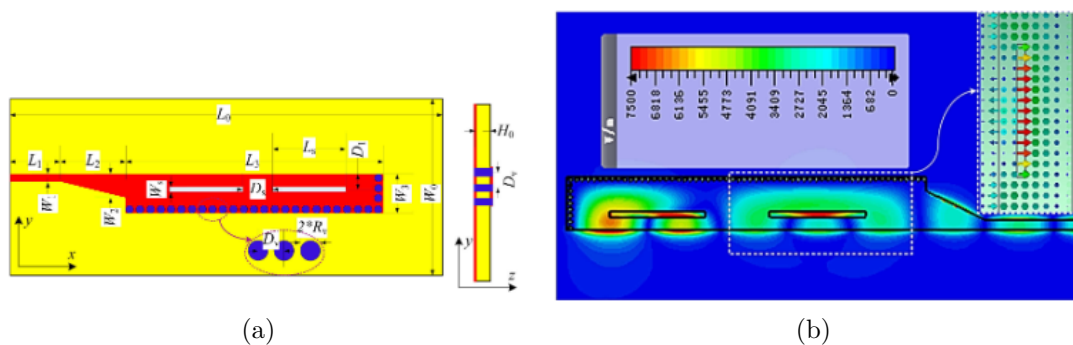


FIGURE I.24 – Antenne à guide d'onde intégré au substrat [26] :

- a. Structure de l'antenne unitaire.
- b. Structure des champs E dans le pixel unitaire.

une antenne possédant une bande relative de 18%. L'antenne et son adaptation en fonction de l'angle des fentes sont présentées figure I.25. Un réseau composé de 8 de ces éléments atteint des dépointages supérieurs à 70° sur sa bande de fonctionnement.

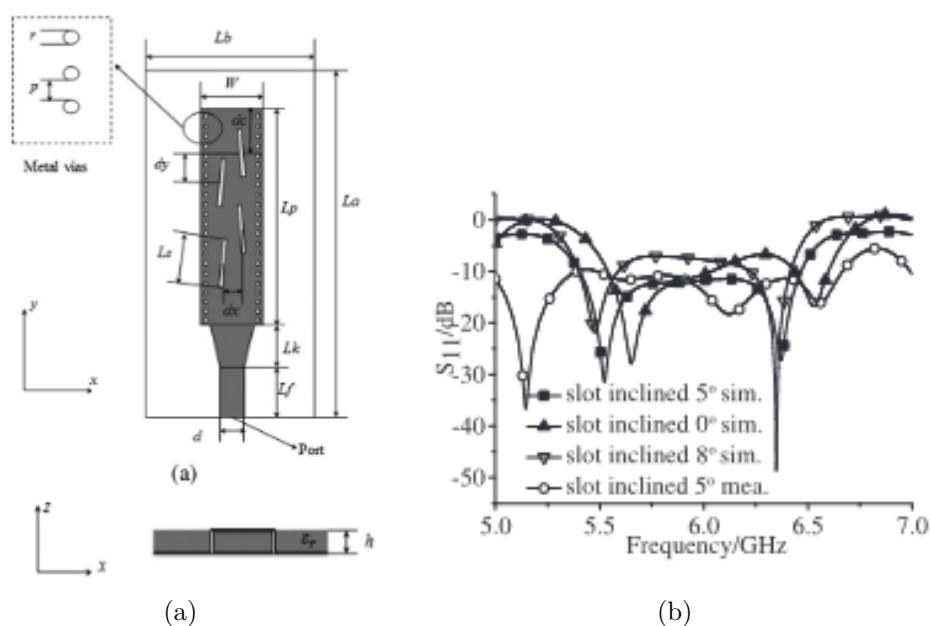


FIGURE I.25 – Antenne à guide d'onde intégré au substrat avec fentes inclinées [27] :

- a. Structure de l'antenne unitaire.
- b. Adaptation de l'antenne pour différents angles d'inclinaison des fentes.

### 2.2.3 Éléments de synthèse de l'état de l'art

Afin de permettre une comparaison de l'état de l'art, certaines informations sont nécessaires. Les niveaux de lobes secondaires lors du dépointage, qui présentent une des problématiques majeures, sont un des principaux points à prendre en compte. La largeur de la bande de fréquences est également un point important. Puisque les technologies étudiées ne visent pas une application dans la bande de susceptibilité des drones, il a été préféré d'utiliser une bande de fréquences relative pour obtenir une bonne approximation des capacités de chaque technologie. Enfin l'angle de dépointage maximum et le nombre d'éléments utilisés pour l'atteindre ont également été relevés comme principal point de comparaison. Ces résultats sont présentés dans la table I.2. Les antennes ne permettant pas d'obtenir tous les résultats de la table n'ont pas été incluses.

Dans cette table sont présentées trois antennes actives : [15]-[17]. Comme précisé précédemment, elles sont capables d'atteindre de très importants dépointages pour un faible nombre d'éléments. Elles possèdent également des niveaux de lobes de réseaux relativement faibles. Elles n'ont cependant pas de larges bandes de fonctionnement.

Les antennes [19], [21], [26], [27] sont des antennes passives. Cette comparaison permet de mettre en évidence le besoin important de trouver un compromis entre les différents critères de sélection. Il est en effet possible d'obtenir de très forts dépointages sur toute la bande de fréquences, notamment dans [19], mais au prix de forts lobes secondaires. Un exemple de tel compromis peut être observé avec la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat. En effet, [27] présente une antenne à large bande mais avec des niveaux de lobes secondaires élevés lors du dépointage et [26] propose, à l'inverse, une antenne bande étroite mais à niveaux de lobes secondaires très réduits. Dans tous les cas les technologies d'antennes passives nécessitent un nombre d'éléments plus important que les antennes actives pour un dépointage équivalent.

Enfin, [28], [29] présentent les résultats obtenus par la technologie MARPEM qui est étudiée dans ce manuscrit. L'antenne figurant dans [28] est à bande étroite et présente une capacité de dépointage équivalente à ce qui peut être trouvé pour d'autres technologies. L'antenne présentée dans [29] possède quant à elle une large bande de fréquences, un niveau de lobes faible et un bon dépointage. Ces travaux ont été menés en parallèle de ceux présentés dans ce manuscrit. Une présentation de la technologie ainsi qu'une étude approfondie des capacités de dépointage d'une matrice composée d'éléments à fonctionnement large bande sera présentée dans la section 3.2.4. Comme pour les réseaux présentés précédemment, les deux solutions nécessitent un grand nombre d'éléments pour atteindre de forts dépointages.

TABLE I.2 – Point sur l'état de l'art des antennes à dépointage.

Référence	Technologie	Bande relative	Lobes secondaires	Plage de dépointage	Nombre d'éléments
[15]	Patch reconfigurable	5%	-7.8 dB	150°	4
[17]	Boucle reconfigurable	2%	-10.1 dB	144°	5
[16]	Résonateur reconfigurable	3.3%	-8.8 dB	162°	4
[21]	Antenne à pixels parasites	3%	-10 dB	150°	8
[27]	Guide d'onde intégré au substrat	18%	-4.9 dB	144°	8
[26]	Guide d'onde intégré au substrat	3°	-15 dB	140°	16
[19]	Patch alimenté par ouverture	17%	-3 dB	180°	9
[28]	MARPEM	4%	-11 dB	140°	17
[29]	MARPEM	25%	-10 dB	120°	14



## 3 La technologie MARPEM

### 3.1 Introduction sur les antennes MARPEM

Les matrices agiles rayonnantes à pixels élaborés en méta-matériaux (MARPEM) sont une technologie d'antenne développée au laboratoire Xlim depuis de nombreuses années. Elles ont notamment fait l'objet de plusieurs thèses dont l'origine se base sur les antennes à bande interdite [30]-[37], qui ont par la suite été réduites en hauteur via l'utilisation de surfaces sélectives en fréquences [38]. L'ajout de murs a vu l'apparition des premiers pixels [39] qui ont ensuite été étudiés de manière plus approfondie pour diverses applications [29], [40]. Le développement de cette technologie et son fonctionnement rapide font l'objet de la suite de cette section.

La technologie MARPEM se base sur l'utilisation d'éléments appelés pixels, jointifs et qui, une fois placés dans une matrice créent une surface agile rayonnante. Une vue d'une matrice composée de 5 éléments est présentée sur la figure I.26.

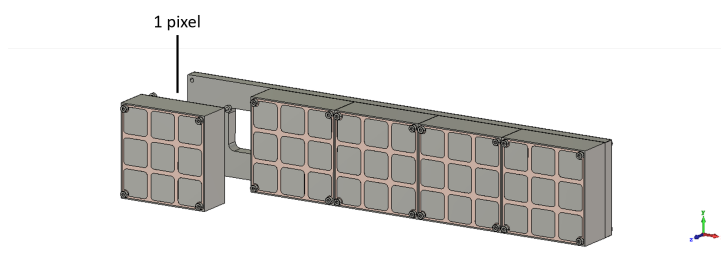


FIGURE I.26 – Présentation d'une matrice MARPEM 5\*1.

#### 3.1.1 Les structures à bande interdite

La conception des pixels utilisés dans la matrice se base sur les antennes à bande interdite électromagnétique (BIE) et par extension sur les matériaux BIE. Ces matériaux sont des structures périodiques qui, lorsqu'ils sont traversés par une onde plane, créent une bande interdite dans la fréquence transmise.

Lorsqu'un défaut est introduit dans cette structure, par exemple en retirant un élément des éléments constitutifs de la structure périodique, une bande autorisée est créée dans la bande interdite. Les fréquences sont alors transmises autour d'une fréquence  $f_0$ . Ce fonctionnement est résumé sur la figure I.27 où la structure BIE est constituée d'un empilement de plaques diélectriques et où le défaut est le retrait de l'une d'entre elles.

#### 3.1.2 Les antennes BIE

Le champ  $E$  tangentiel à la fréquence  $f_0$  présente un zéro dans le plan de symétrie lorsque la structure est éclairée par une onde plane d'incidence normale. La répartition



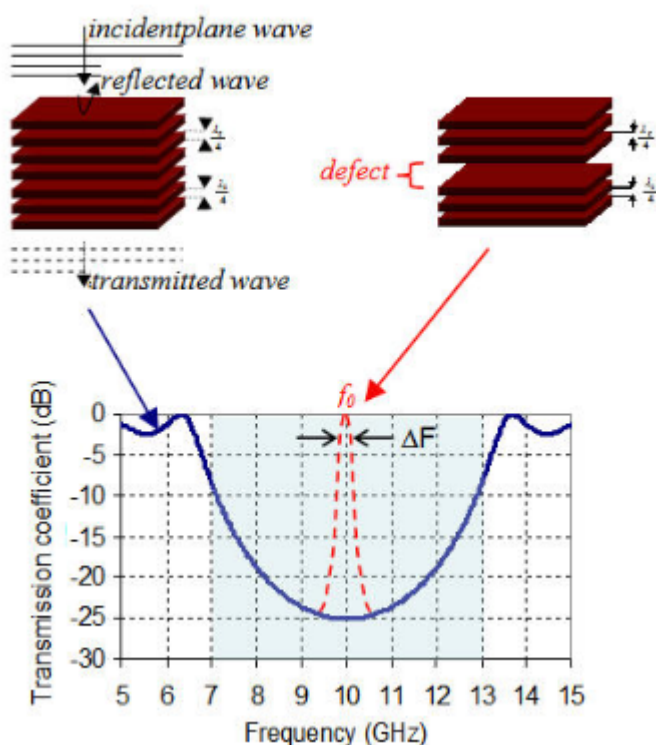


FIGURE I.27 – Fonctionnement des structures BIE [41].

du champ est présentée sur la figure I.28.

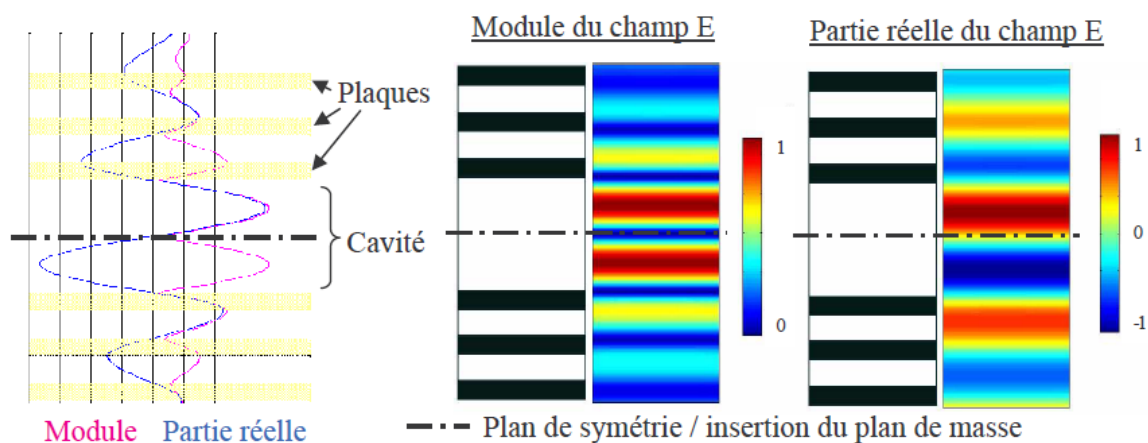


FIGURE I.28 – Champ tangentiel à la fréquence  $f_0$  dans une structure BIE éclairée par une onde plane d'incidence normale [30].

Il est alors possible d'insérer un plan métallique au niveau de ce plan de symétrie, comme présenté figure I.29, sans modifier la répartition des champs. L'ajout d'un patch servant d'excitation permet ainsi d'obtenir une antenne utilisant des structures BIE, appelée de manière raccourcie antenne BIE et qui se comporte comme une cavité de Fabry-Pérot dans la direction  $\vec{z}$ .

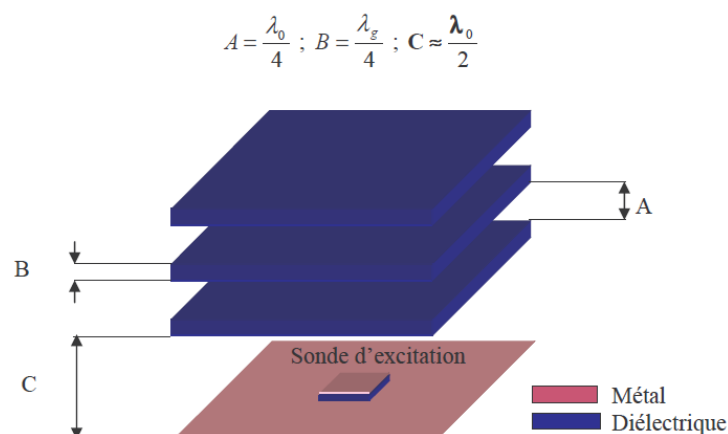


FIGURE I.29 – Ajout d'un plan de masse dans la structure BIE pour créer une antenne [30].

Le rayonnement de la structure est alors divisible en deux régions distinctes, séparées par la fréquence de résonance de la structure  $f_0$  et présentées sur la figure I.30. A une fréquence inférieure à  $f_0$ , le mode présent dans la cavité est un mode évanescent, le rayonnement est alors directif. A l'inverse, au dessus de  $f_0$ , le mode se propage entre le plan de masse et la structure BIE selon un mode appelée "leaky-wave". Le rayonnement a alors une forme de corolle.

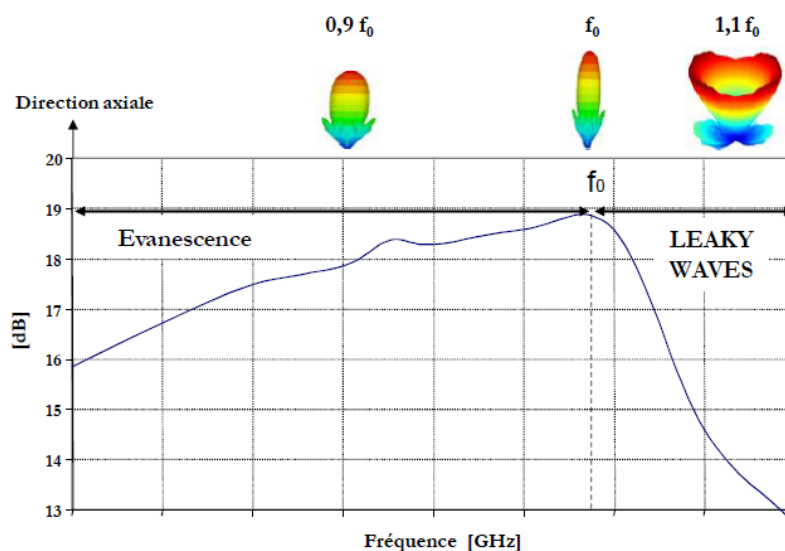


FIGURE I.30 – Directivité et diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence [39].

### 3.1.3 Les antennes BIE ultra-low profile

La structure classique de l'antenne BIE nécessite l'utilisation d'une cavité de hauteur  $\lambda_0/2$  à cause du fonctionnement des champs E dans celle-ci. Ces champs répondent à l'équation I.17 où  $\Phi_{inf}$  et  $\Phi_{sup}$  sont les phases des coefficients de réflexion du plan de masse et de la surface BIE respectivement comme présenté figure I.31.

$$h = \frac{\lambda}{2} \left( \frac{\Phi_{sup} + \Phi_{inf}}{2\pi} \right) \quad (\text{I.17})$$

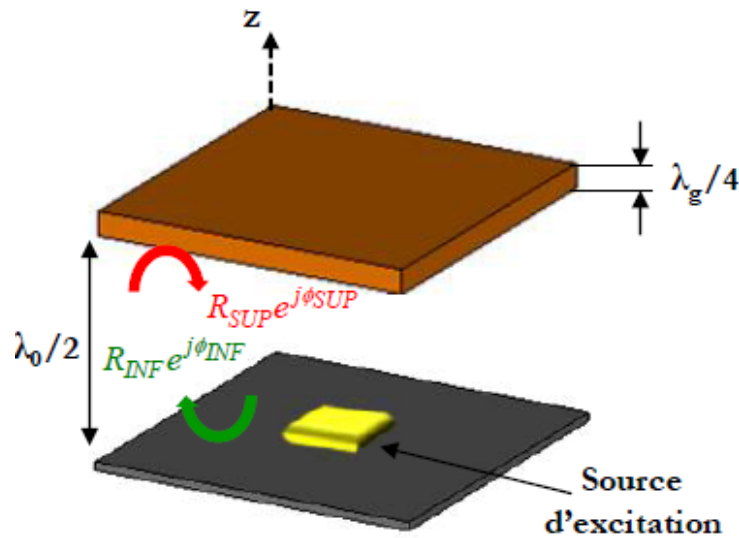


FIGURE I.31 – Réflexions sur les éléments d'une antenne BIE [39].

L'introduction de coefficients de réflexion de phase différents sur l'une ou l'autre de ces structures permet de modifier la hauteur de la cavité. L'ajout d'une structure sélective en fréquence au niveau du plan de masse permet notamment d'introduire un comportement bi-bande dans la structure [36].

L'ajout d'une structure possédant un coefficient de réflexion en phase négatif sur la partie supérieure, tout en conservant un plan de masse supposé parfait, permet également de réduire de manière importante sa hauteur. En effet, le plan de masse parfait possède un coefficient de réflexion  $\Phi_{inf} = 180^\circ$  à toutes les fréquences. L'apport d'un coefficient  $\Phi_{sup}$  négatif permet alors d'avoir, à mesure que ce dernier tend vers  $-180^\circ$ , une structure de hauteur réduite [38].

L'utilisation d'une FSS réalisée grâce au principe de Babinet [32] permet par exemple d'obtenir une structure composée d'éléments métalliques carrés et qui possède une phase en réflexion décroissante avec la fréquence. Le bon dimensionnement de cette surface permet alors d'obtenir un coefficient négatif à la fréquence de résonance de la structure. Ce fonctionnement est présenté sur la figure I.32. L'utilisation d'une telle structure permet

d'obtenir des antennes de très faible hauteur, allant jusqu'à  $\lambda_0/10$ . Elle est alors qualifiée d'antenne ultra-low profile (ULP).

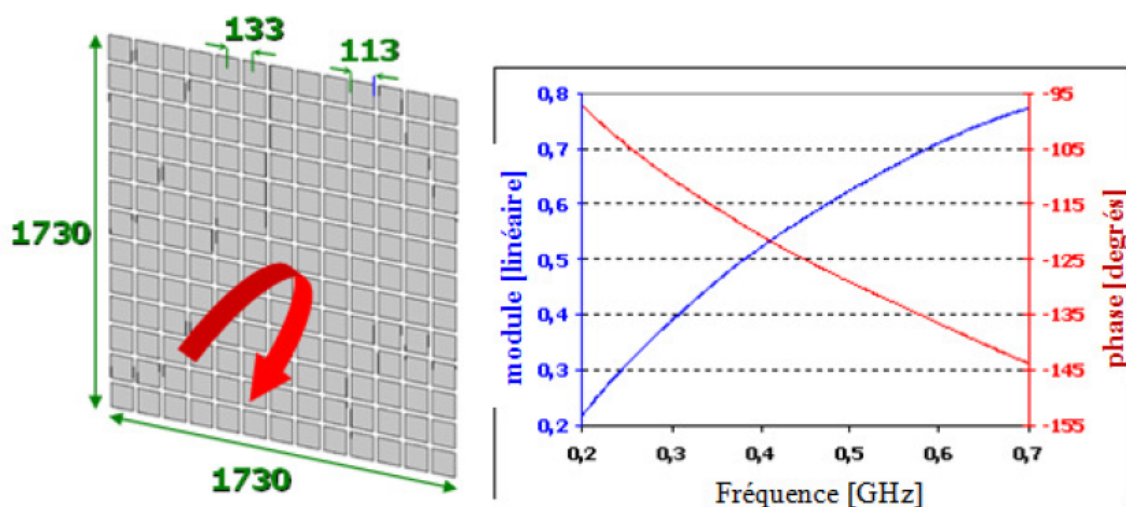


FIGURE I.32 – Coefficient de réflexion d'une structure de type FSS alimentée par une onde plane [38].

Lors de son fonctionnement dans les modes évanescents, le champ E produit par l'antenne BIE ULP se présente sous la forme d'une "tache" circulaire bien définie comme présenté sur la figure I.33. Le mode de propagation étant évanescent, la structure du champ n'est pas modifiée par l'ajout de murs métalliques dans la structure. Cela permet notamment d'obtenir des diagrammes de rayonnement de forme elliptique [36].

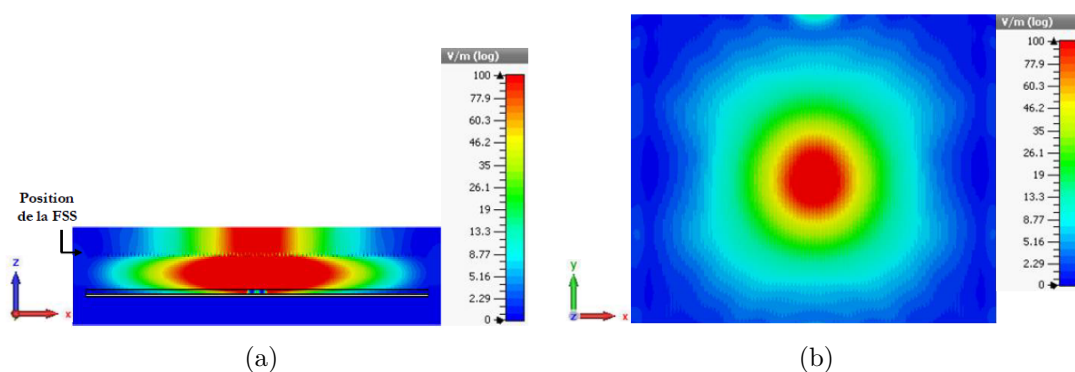


FIGURE I.33 – Champs E dans la structure BIE ULP après introduction de la FSS [39] :  
 a. Vue en coupe.  
 b. Vue du dessus de la FSS.

L'ajout de ces murs permet d'obtenir, à une distance suffisante de la FSS, un champ homogène et uniforme conduisant à la conception des pixels composant la surface MARPEM. L'ajout de ces murs altère la forme de la tache de rayonnement comme présenté sur la figure I.34.

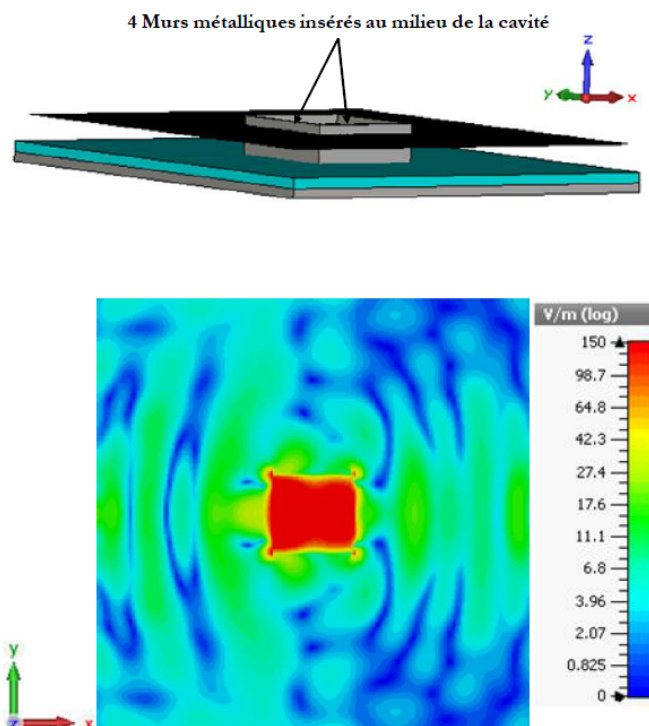


FIGURE I.34 – Champ E dans la structure BIE ULP après introduction de murs métalliques [39].

Enfin, les augmentations de la hauteur du substrat du patch, de la longueur du patch et de la hauteur de la cavité permettent d'exciter différents modes dans cette dernière. Cela permet d'obtenir une large bande d'adaptation du pixel [42]. Un exemple de telles variations est présenté sur la figure I.35.

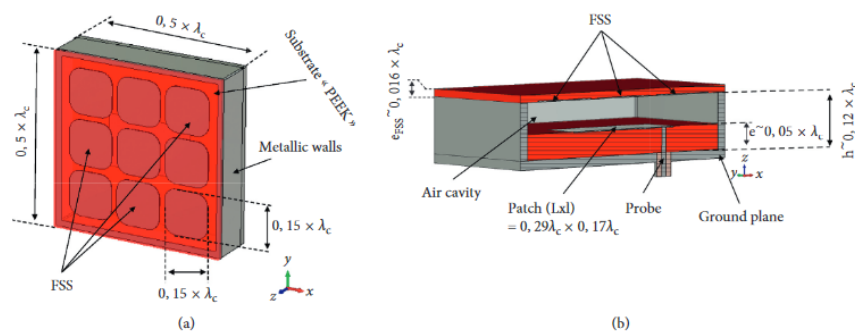


FIGURE 5: Pixel antenna design. (a) Perspective view. (b) Cut view along "Y."

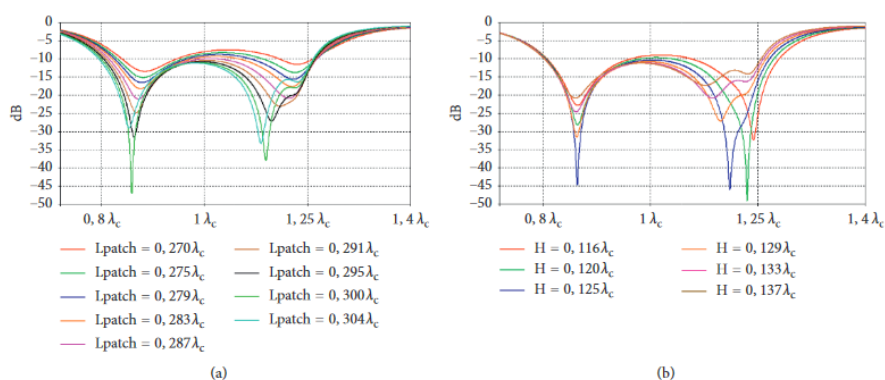


FIGURE 6: (a) S11 parameter evolution vs frequency (theoretical patch resonances when the patch is alone are positioned on the frequency axis when the patch is alone), (b) S11 parameter evolution vs frequency for the height of cavity using patch length ( $L_{patch}$ ) excitation =  $0.295\lambda_c$ .

FIGURE I.35 – Variation des dimensions du pixel et effet sur la bande d'adaptation [42].

### 3.1.4 Pixel BIE

Le pixel utilisé dans la structure BIE est donc constitué d'un plan de masse, d'une excitation, d'un matériau à bande interdite électromagnétique et de quatre murs métalliques. La structure de l'élément et du champ E au dessus de la FSS sont présentés sur la figure I.36. L'excitation est ici réalisée par un patch métallique et la FSS fait office de matériaux BIE. Classiquement, les murs sont positionnés de sorte à obtenir une largeur de pixel de  $0.5 * \lambda_0$  avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde à la fréquence basse de fonctionnement du pixel. D'autres possibilités de design utilisant des composants différents sont présentées dans la section 3.2.

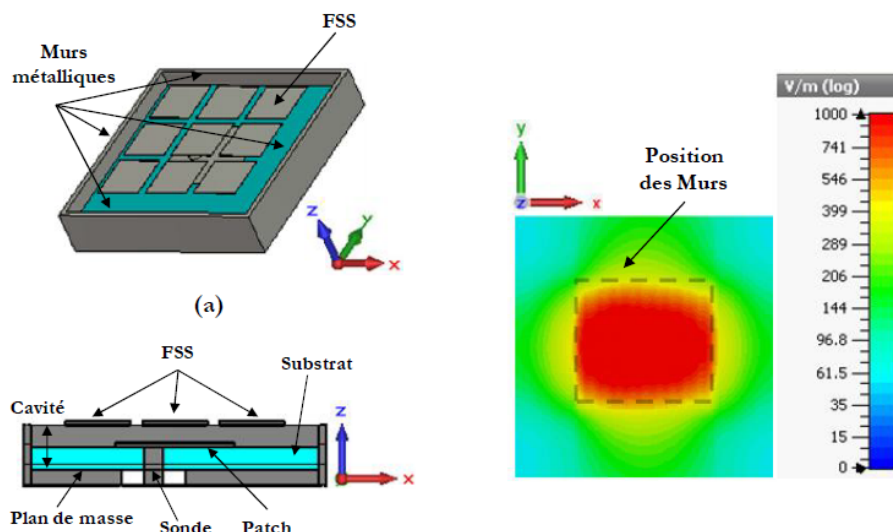


FIGURE I.36 – Pixel constitutif de la technologie MARPEM [39].

## 3.2 Caractéristiques de conception

### 3.2.1 Différentes possibilités d'alimentation

Pour fonctionner, le pixel doit être alimenté par une source externe. De manière classique, cette excitation est réalisée par une antenne patch alimentée par une sonde comme présenté sur la figure I.37.

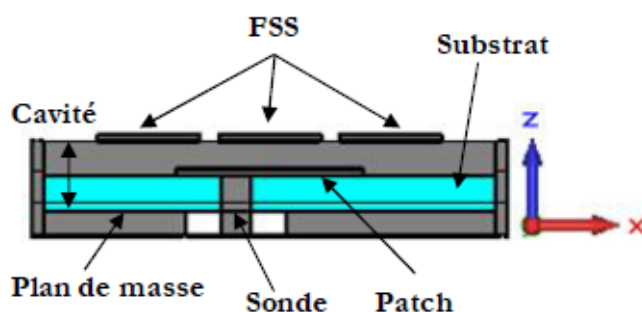


FIGURE I.37 – Alimentation classique d'un pixel avec un patch [39].

Lors de l'utilisation d'une antenne patch pour réaliser l'excitation, il est possible d'utiliser un nombre de sondes d'alimentation différent pour obtenir, par exemple, une polarisation circulaire en champ lointain [43]. Il est possible de n'utiliser que deux sondes, mais cela a pour conséquence une mauvaise symétrie du rapport axial de l'antenne comme présenté sur la figure I.38. L'utilisation de quatre sondes d'alimentation permet de corriger ce problème. La figure présente également les phases nécessaires en entrée de chaque port d'alimentation du pixel pour obtenir ce ratio ainsi que le circuit d'alimentation utilisé pour obtenir ce déphasage entre les ports.



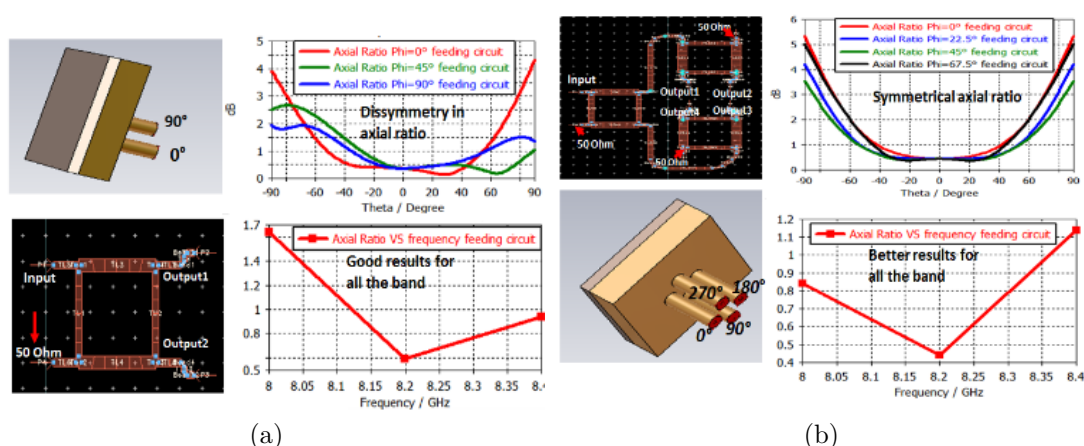


FIGURE I.38 – Utilisation de plusieurs ports d'alimentation pour obtenir une polarisation circulaire [43] :

- a. Pixel utilisant deux ports d'alimentation.
- b. Pixel utilisant quatre ports d'alimentation.

L'ajout d'un second port d'alimentation au pixel peut également être réalisé en restant en polarisation linéaire [29]. Cela permet alors d'augmenter la largeur de sa bande d'adaptation tout en augmentant la puissance en entrée du pixel et en symétrisant son fonctionnement. Ce type d'alimentation peut être intéressant dans un contexte nécessitant un fort champ à nombre réduit d'éléments. Pour une telle application les deux ports doivent posséder des chaînes d'amplification distinctes et ne pas utiliser de diviseurs de puissance. La figure I.39 présente une antenne utilisant deux ports déphasés de  $180^\circ$  et les performances en termes d'adaptation de cette structure.

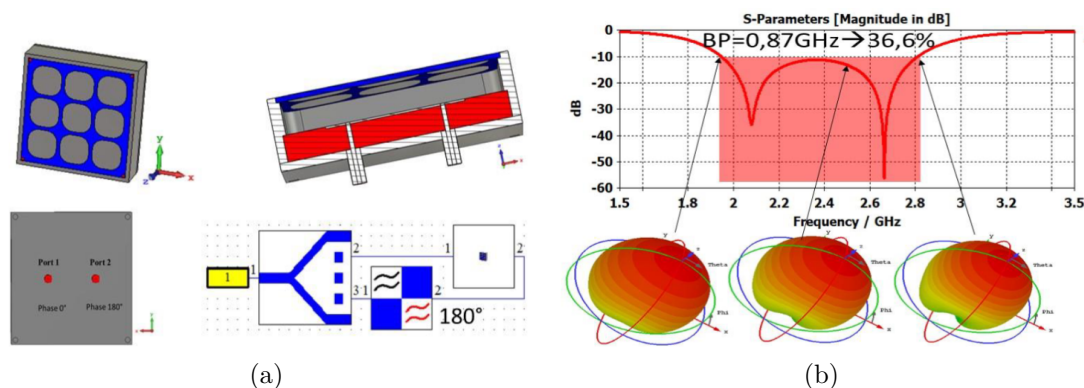


FIGURE I.39 – Utilisation de deux ports d'alimentation pour un pixel en polarisation linéaire [29] :

- a. Pixel simulé et alimentation.
- b. Adaptation du pixel et diagrammes de rayonnement pour trois fréquences.

L'utilisation d'antennes patch permet également d'obtenir des caractéristiques intéressantes de réjection de bande de rayonnement, cela permet de créer des bandes pour lesquelles le pixel possède un gain très faible. Cela est réalisé via l'utilisation d'un



second patch positionné dans la cavité [44]. Le champ généré par ce second patch annule alors celui du patch principal à une certaine fréquence, permettant de réduire de manière importante le gain réalisé du pixel. Ce pixel, ainsi que ses caractéristiques d'adaptation et de gain réalisé sont présentés sur la figure I.40. Les dimensions du second patch permettent d'influer sur la fréquence de la bande de fréquences rejetée. Cette technique peut être étendue via l'ajout d'un troisième patch dans la cavité afin de supprimer le rayonnement dans une troisième bande d'adaptation. L'ajout d'éléments métalliques reliant les patches a pour effet de supprimer la bande de réjection et peut, via l'utilisation de diodes par exemple, permettre de rendre cette réjection de bande contrôlable [29].

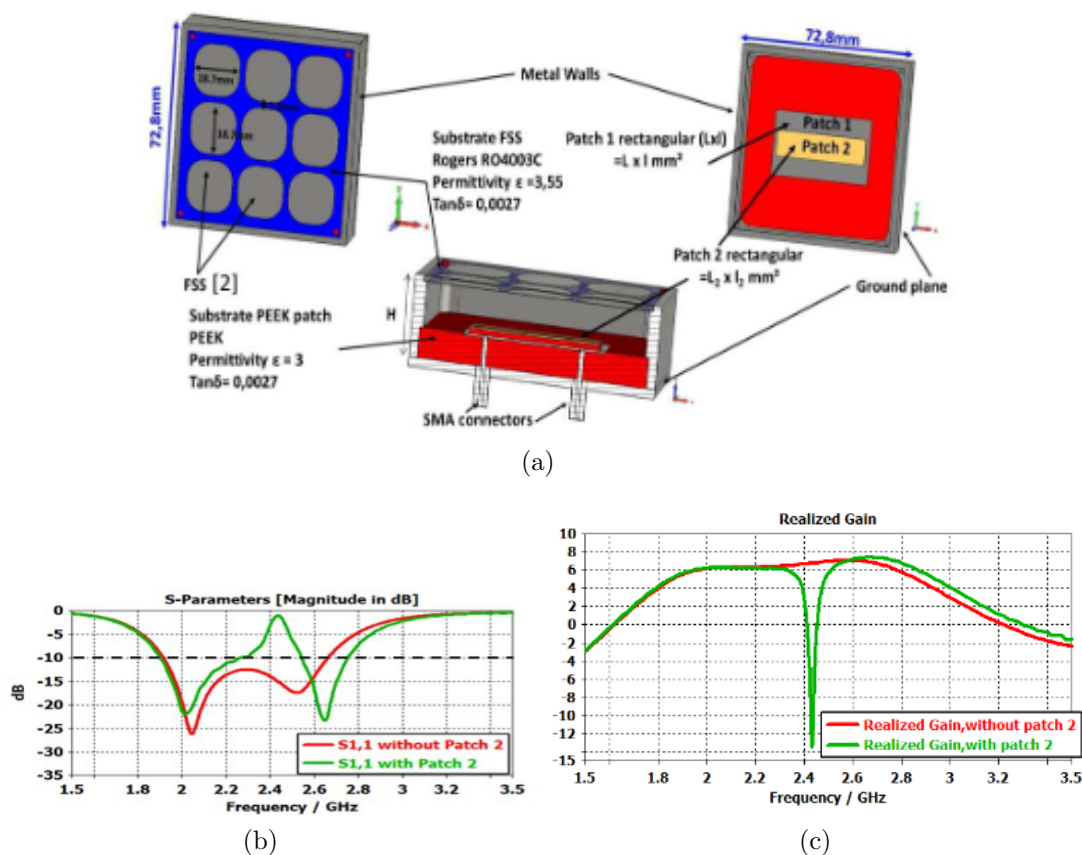


FIGURE I.40 – Ajout d'un second patch dans la cavité pour de la réjection de bande [44] :  
 a. Présentation de la configuration de l'antenne.  
 b. Modification de l'adaptation suite à l'ajout du second patch.  
 c. Modification de la directivité suite à l'ajout du second patch.

Il est également possible d'alimenter le pixel par d'autres moyens, qui impactent son fonctionnement en termes de gain et de bande passante. Il est notamment possible d'utiliser des dipôles ou des dipôles papillons comme présenté sur la figure I.41. Cette figure présente les bandes d'adaptation et de gain de trois pixels utilisant des alimentations différentes. L'utilisation des dipôles permet, dans les deux cas, d'améliorer la largeur de la bande en adaptation comme en rayonnement.

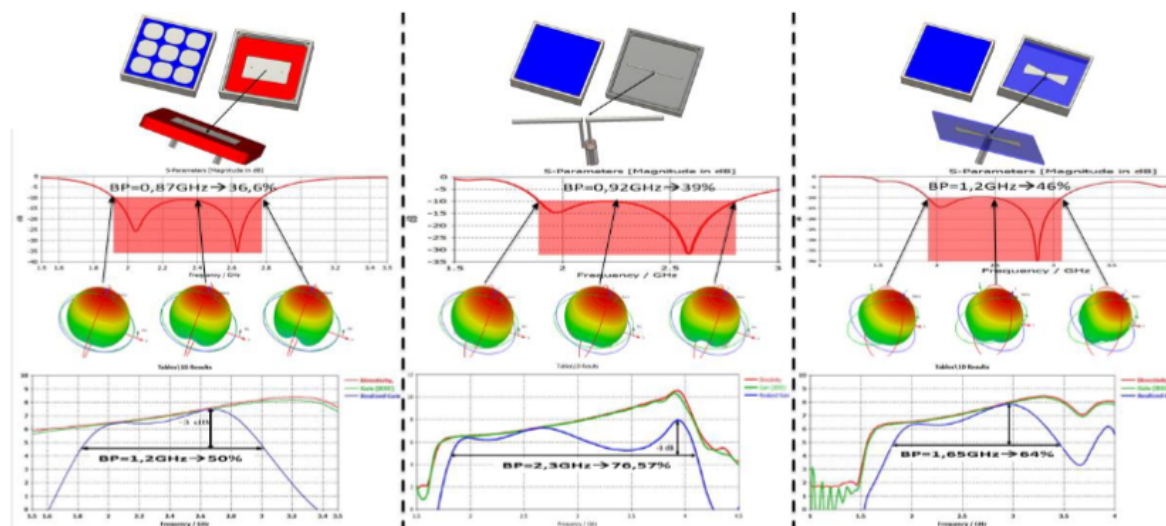


FIGURE I.41 – Conséquences de la modification de l'adaptation du pixel [29].

### 3.2.2 Remplacement de la FSS

La structure privilégiée pour la réalisation des pixels est une FSS car elle permet d'obtenir une phase négative et est relativement simple à réaliser. Il est cependant possible de la remplacer par une autre structure qui possède les mêmes propriétés de phase. Une possibilité est l'utilisation d'une surface partiellement réfléchissante (PRS) constituée d'un unique matériau à forte permittivité, par exemple du zircon (dioxyde de zirconium). L'utilisation d'une telle structure permet notamment d'augmenter la bande passante de l'antenne, tant en termes d'adaptation que de gain réalisé. Ce dernier est cependant réduit lors de l'utilisation d'une PRS en zircon. De plus, la réalisation d'une telle structure est plus onéreuse à cause des différentes étapes liées à la réalisation de la céramique. La figure I.42 présente les conséquences de la transition d'une FSS imprimée sur un substrat Rogers à une PRS en zircon en termes de gain et d'adaptation sur un pixel à double entrées.

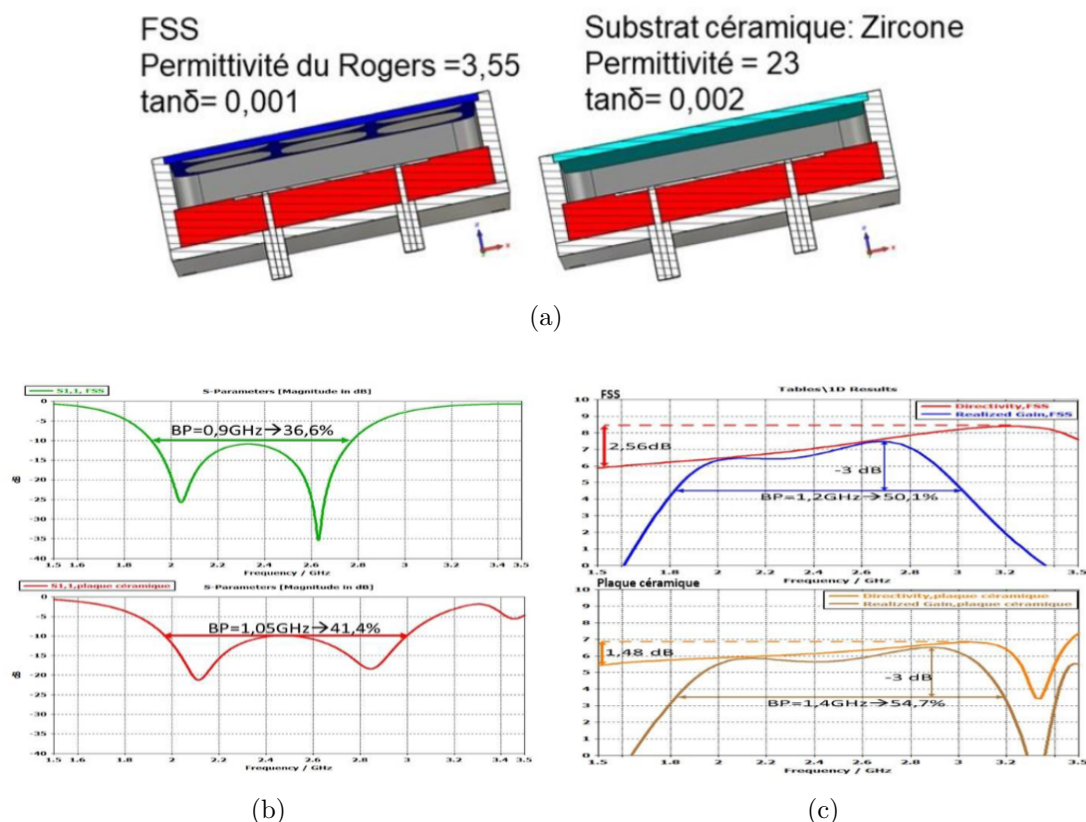


FIGURE I.42 – Impact de transition d’une FSS à une PRS en zirconium [29] :

- a. Vues en coupe des antennes.
- b. Adaptations, la courbe supérieure présente les résultats du pixel utilisant une FSS en Rogers, la courbe inférieure présente l’utilisation d’une PRS en Zirconium.
- c. Directivités et gains réalisés, les courbes supérieures présentent les résultats du pixel utilisant une FSS en Rogers, les courbes inférieures présentent l’utilisation d’une PRS en Zirconium.

### 3.2.3 Possibilité de modification de la forme des éléments

Le contexte applicatif des différentes antennes peut nécessiter de les placer sur des surfaces non planes, par exemple sur le fuselage d’un avion. Il est alors nécessaire de concevoir des antennes capables de créer des surfaces dites conformes, c’est à dire qui sont capables d’épouser la forme de la structure.

La méthode la plus simple pour obtenir une telle surface est de concevoir une structure facettée, où chaque élément possède une forme classique plane. La structure peut alors prendre des formes convexes ou concaves sans impacter le fonctionnement des pixels comme présenté sur la figure I.43.

Il est également possible de modifier directement la forme du pixel. Cela permet alors d’obtenir des matrices épousant parfaitement la forme de la structure sans facettisation. Cela implique cependant une modification du fonctionnement du pixel et peut impacter ses performances. Un exemple de pixel ainsi modifié et de matrice l’utilisant sont présentés sur la figure I.44. Il est notable que la diminution du rayon de courbure de la matrice cause

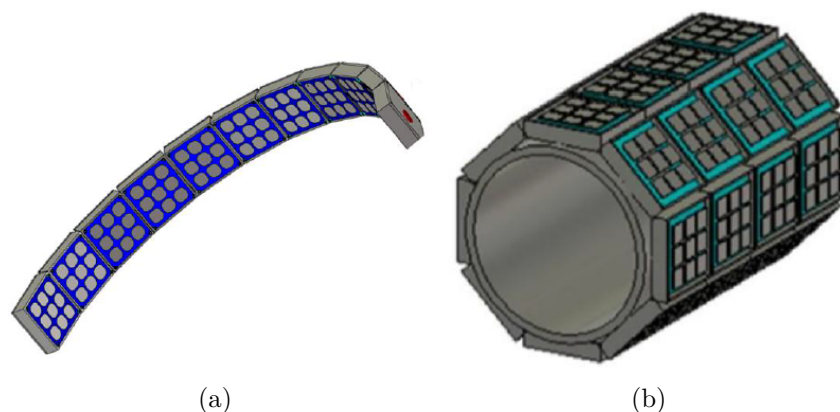


FIGURE I.43 – Exemples de structures MARPEM conformes :

- a. Structure concave [29].
- b. Structure convexe [45].

une réduction du gain de cette dernière.

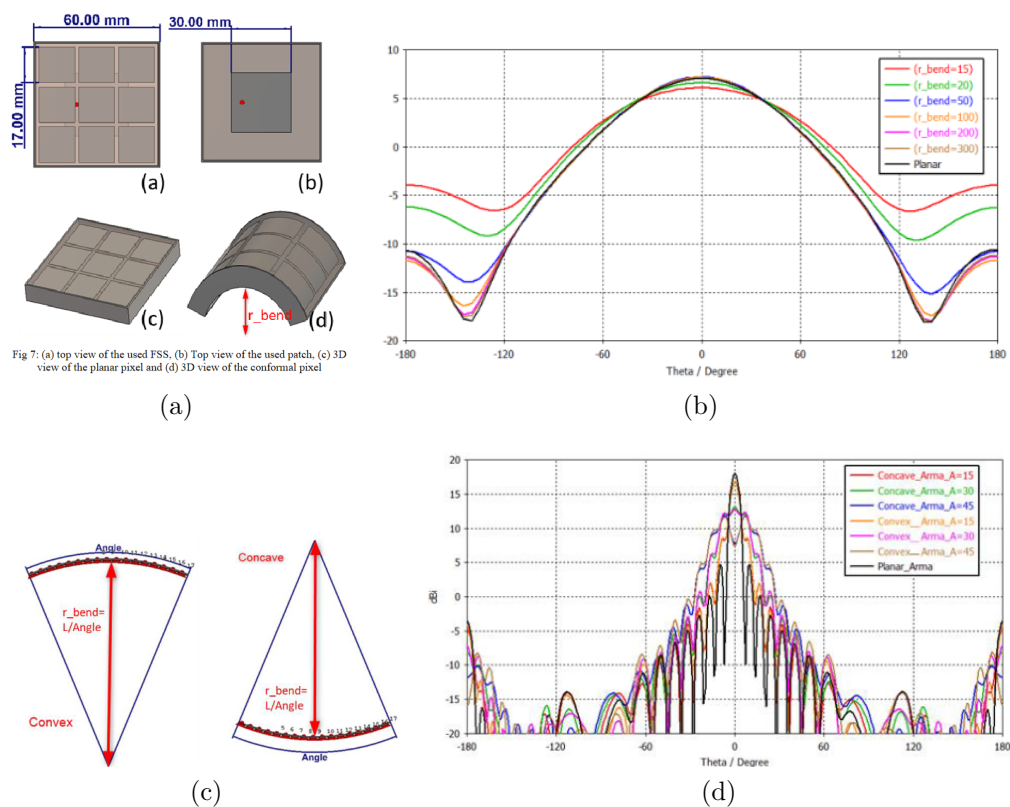


FIGURE I.44 – Exemples de structures MARPEM conformes avec pixels conformes [46] :

- a. Présentation du pixel.
- b. Efficacité du rayonnement du pixel en fonction de l'angle de courbure.
- c. Présentation de deux dispositions de la matrice.
- d. Efficacité du rayonnement de la matrice concave en fonction de l'angle de courbure.

La structure jointive de la matrice MARPEM lui permet également de conserver ses caractéristiques avec des éléments de formes différentes. Il est par exemple possible d'utiliser des pixels de formes arrondies pour créer des symétries de révolutions afin d'obtenir un comportement intéressant pour de la polarisation circulaire ou d'utiliser des pixels hexagonaux. Des exemples de possibilités de modification de la forme des éléments sont présentés sur la figure I.45.

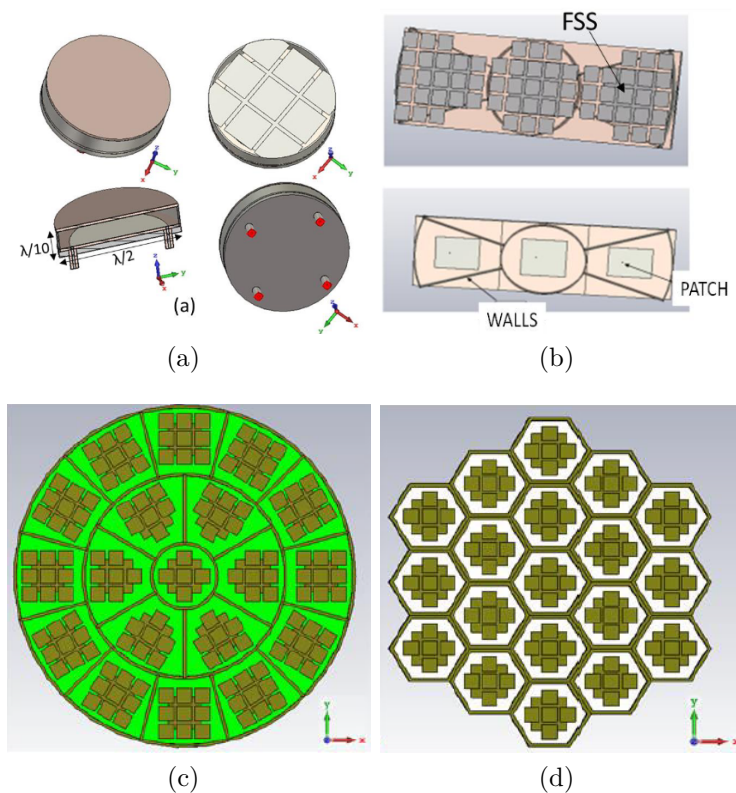


FIGURE I.45 – Exemples de structures MARPEM avec pixels non carrés :

- a.* Pixels arrondis pour polarisation circulaire [46].
- b.* Utilisation de pixels en forme de papillon pour des applications de dépointage [46].
- c.* Extension de la matrice papillon dans toutes les directions pour de la polarisation circulaire [40].
- d.* Matrice utilisant des pixels hexagonaux pour de la polarisation circulaire [40].



### 3.2.4 Performances en dépointage atteintes par la technologie

La large bande de fréquences de la technologie MARPEM tend à limiter ses capacités de dépointage. En effet, la largeur de  $0.5 * \lambda_0$  à la fréquence basse place le pixel dans la situation présentée dans la courbe I.11 : le dépointage est facilement atteignable sur les basses fréquences, mais dès que la fréquence rayonnée augmente, des lobes de réseau importants apparaissent. Il est à noter que, de par leur fonctionnement, la largeur des pixels est équivalente à la distance  $d$  dans la formule I.16.

Afin de visualiser l'impact de ces lobes, un réseau composé de cinq éléments a été simulé. Il est basé sur des pixels large bande utilisant 1 port d'alimentation dimensionnés pour un fonctionnement en bande S et sera étudié de manière plus approfondie dans le chapitre II. Le dépointage maximal atteint par la matrice pour chaque fréquence est présenté sur la figure I.46. Les angles de dépointage sont choisis comme les angles pour lesquels le gain est égal à -3 dB du maximum selon la direction principale. Il est notable que malgré la conservation du gain à -3 dB de l'axe, de forts lobes secondaires sont observables sur les diagrammes de rayonnement. Cela correspond à ce qui est constaté sur la courbe I.11.

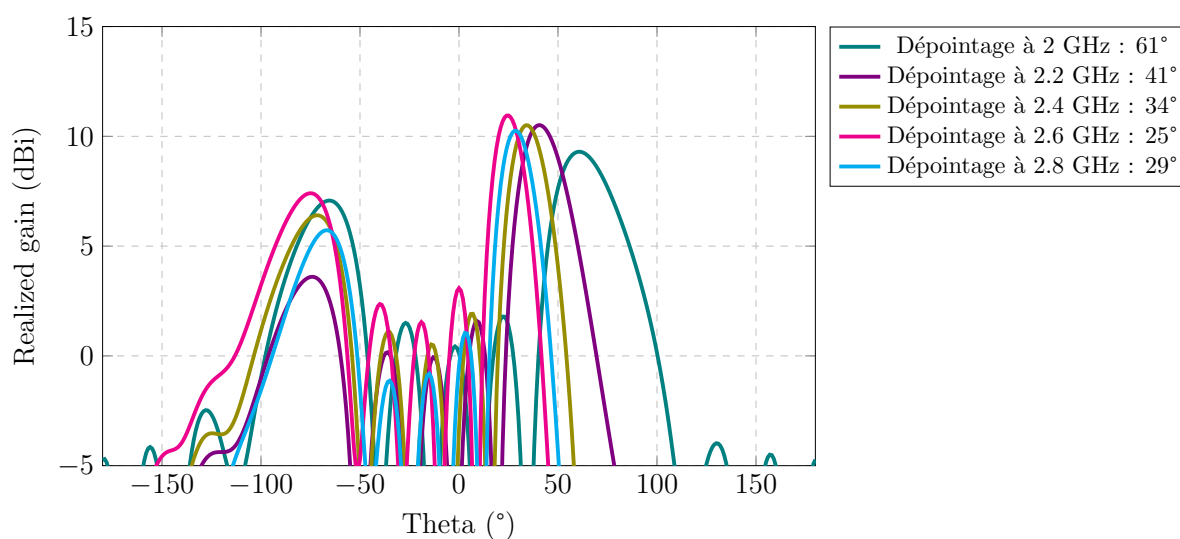


FIGURE I.46 – Dépointage maximum de la technologie MARPEM utilisant des pixels de largeur  $0.5 * \lambda_0$ .

Afin de réduire l'impact de ces lobes sur le rayonnement, il est donc nécessaire de diminuer la dimension latérale des éléments.

## 4 Limites des antennes placées en réseau : les couplages inter-éléments

Lorsque des antennes sont alimentées de manière simultanée, elles sont rapidement confrontées à des problématiques de couplage entre les éléments. Ce couplage est quantifié à l'aide des paramètres S actifs. Si la puissance couplée devient trop importante, il y a alors un risque de détérioration des chaînes d'alimentation car la dégradation des paramètres S actifs, et donc de l'énergie transmise, peut être trop importante en fonction de la consigne de dépointage.

La formule I.16 met en évidence l'intérêt pour un réseau large bande de diminuer l'espace entre les éléments rayonnants lors d'un balayage de faisceau. Cependant, la réduction de l'espace entre les éléments participe fortement à l'augmentation du couplage.

Pour mettre en évidence la différence entre un pixel classique et un pixel réduit, les couplages passifs pour deux matrices ont été simulés. La première est composée de 12 éléments de dimension  $0.5 * \lambda_0$  et la seconde de 17 éléments de dimension  $0.33 * \lambda_0$ . Ce nombre d'éléments a été choisi afin d'obtenir une surface de même largeur dans les deux cas. Seul le pixel central est alimenté dans cette simulation. Les courbes présentées figure I.47 illustrent les couplages entre cet élément et les éléments proches. La surface basée sur les pixels en  $0.5 * \lambda_0$  montrent un couplage maximal de l'ordre de -20 dB à 2 GHz alors que celle basée sur les pixels en  $0.33 * \lambda_0$  atteint quant à elle -10 dB à cette même fréquence.

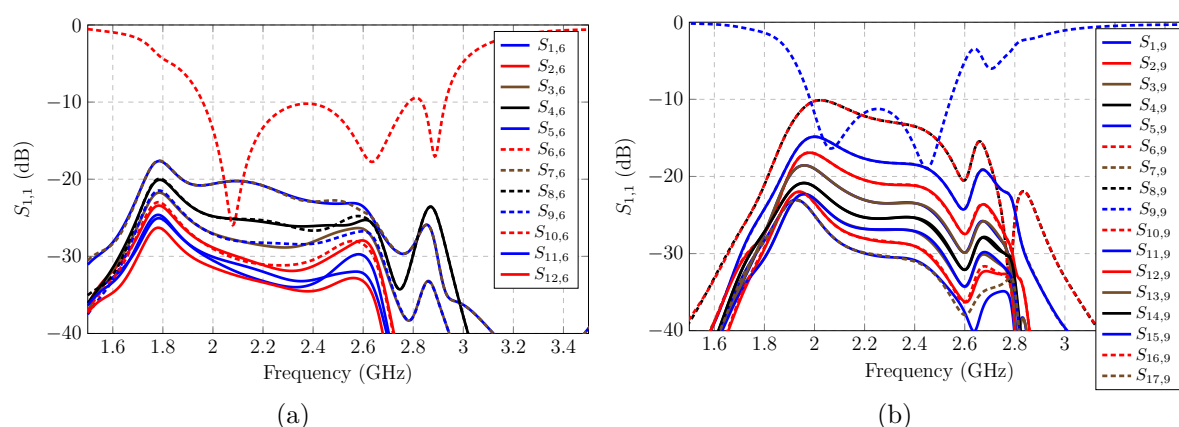


FIGURE I.47 – Comparaison entre les couplages sur les pixels centraux de matrices composées de pixels de dimensions différentes :

a. Matrice 12 éléments avec pixels en  $0.5 * \lambda_0$ .

b. Matrice 17 éléments avec pixels en  $0.33 * \lambda_0$ .

Une étude approfondie des couplages, et des différentes solutions permettant leur réduction est présentée dans la section 1 du chapitre IV.

## 5 Objectifs de l'étude

Ce manuscrit est divisé en deux parties distinctes, une première basée sur la réduction de la largeur d'un pixel MARPEM pour des applications de dépointage électronique, et une seconde visant à réduire les couplages entre les éléments renforcés par la réduction des éléments.

### 5.1 Conception d'une antenne MARPEM à forte capacité de dépointage

Les différentes bandes de fonctionnement utilisées par les drones montrent une grande disparité entre les fréquences utilisées pour la communication avec les stations au sol. De plus, la généralisation des séquences de vol pré-enregistrées, ne nécessitant donc pas de communication, rend le brouillage de ces fréquences complexe. La bande GNSS a donc été sélectionnée comme bande d'intérêt pour le contexte de l'étude.

La matrice réalisée doit également être capable d'atteindre de forts dépointages, avec un objectif de  $\pm 60^\circ$  afin de pouvoir couvrir une zone avec un nombre de matrices réduit constituées d'un nombre aussi faible que possible d'éléments.

Enfin, le gain de la matrice doit être le plus élevé possible pour permettre de bons niveaux de rayonnement lors du brouillage.

Les objectifs en termes de dépointage à atteindre sont donc les suivants :

- Une capacité de dépointage à nombre d'éléments réduits de  $\pm 60^\circ$  dans un plan.
- Une largeur de bande relative d'environ 30%.
- Un gain le plus élevé possible.

### 5.2 Réduction des couplages inter-éléments

Afin de permettre un dépointage dans de bonnes conditions, il n'est pas acceptable que les couplages perturbent de manière trop importante la matrice. Pour cela, des solutions garantissant une bonne adaptation sur toute la bande lors du dépointage doivent être développées.

Ces solutions doivent correspondre aux critères suivants :

- Ne pas réduire la capacité de dépointage de la matrice.
- Ne pas impacter la bande de fonctionnement de la matrice.
- Garantir une bonne adaptation active, définie comme une adaptation à -10 dB, lors du dépointage.



# Bibliographie chapitre 1

- [1] ONERA, *Mieux connaitre les drones*, Available at [https://www.onera.fr/sites/default/files/ressources\\_documentaires/cours-exposes-conf/mieux-connaitre-les-drones.pdf](https://www.onera.fr/sites/default/files/ressources_documentaires/cours-exposes-conf/mieux-connaitre-les-drones.pdf) (2022/07/07).
- [2] A. RODER et K.-K. R. CHOO, « Unmanned aerial vehicles (uavs) threat analysis and a routine activity theory based mitigation approach, » in *National Cyber Summit*, Springer, 2019, p. 99-115.
- [3] X. MENG, X. DING et P. GUO, « A Net-Launching Mechanism for UAV to Capture Aerial Moving Target, » in *2018 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, 2018, p. 461-468. DOI : [10.1109/ICMA.2018.8484408](https://doi.org/10.1109/ICMA.2018.8484408).
- [4] G. from ABOVE, *Intercepting hostile drones using birds of prey*, Available at <https://guardfromabove.com/> (2022/07/07).
- [5] C. A. GROUP, *High Energy Laser for Multiple Applications*, Available at [https://cilas.ariane.group/wp-content/uploads/sites/5/2021/05/HELMA-P\\_ENG.pdf](https://cilas.ariane.group/wp-content/uploads/sites/5/2021/05/HELMA-P_ENG.pdf) (2022/07/07).
- [6] ITHPP, *Multi-role, anti-UAV mobile defense system*, Available at [https://www.ithpp-alcen.com/sites/ithpp-alcen/files/ithpp/pdf/Multi-role%20anti%20UAV%20mobile%20defense%20system%20\\_%20ITHPP\\_0.pdf](https://www.ithpp-alcen.com/sites/ithpp-alcen/files/ithpp/pdf/Multi-role%20anti%20UAV%20mobile%20defense%20system%20_%20ITHPP_0.pdf) (2022/07/07).
- [7] AARONIA, *Programmable Jammer with up to 800W CW output power and up to 10 km range*, Available at [https://downloads.aaronia.com/datasheets/solutions/jammers/Aaronia\\_CMS\\_360\\_Deg\\_Smart\\_Jammer.pdf](https://downloads.aaronia.com/datasheets/solutions/jammers/Aaronia_CMS_360_Deg_Smart_Jammer.pdf) (2022/07/07).
- [8] ITHPP, *Drone Sniper Brouilleur de drone individuel*, Available at <https://www.ithpp-alcen.com/sites/ithpp-alcen/files/ithpp/pdf/DRONE%20SNIPER-ITHPP.pdf> (2022/07/07).
- [9] M. KRATKY et V. MINARIK, « The non-destructive methods of fight against UAVs, » in *2017 International Conference on Military Technologies (ICMT)*, 2017, p. 690-694. DOI : [10.1109/MILTECHS.2017.7988845](https://doi.org/10.1109/MILTECHS.2017.7988845).

- [10] P. L. LINESWALA, S. N. SHAH et R. SHAH, « Different categorization for jammer : The enemy of satellite navigation, » in *2017 2nd International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, 2017, p. 282-287. DOI : [10.1109/I2CT.2017.8226136](https://doi.org/10.1109/I2CT.2017.8226136).
- [11] R. FERREIRA, J. GASPAR, N. SOUTO et P. SEBASTIÃO, « Effective GPS Jamming Techniques for UAVs Using Low-Cost SDR Platforms, » in *2018 Global Wireless Summit (GWS)*, 2018, p. 27-32. DOI : [10.1109/GWS.2018.8686672](https://doi.org/10.1109/GWS.2018.8686672).
- [12] W. CHEN, Y. DONG et Z. DUAN, « Manipulating Drone Position Control, » in *2019 IEEE Conference on Communications and Network Security (CNS)*, 2019, p. 1-9. DOI : [10.1109/CNS.2019.8802817](https://doi.org/10.1109/CNS.2019.8802817).
- [13] J. MEAD, C. BOBDA et T. J. WHITAKER, « Defeating drone jamming with hardware sandboxing, » in *2016 IEEE Asian Hardware-Oriented Security and Trust (AsianHOST)*, 2016, p. 1-6. DOI : [10.1109/AsianHOST.2016.7835557](https://doi.org/10.1109/AsianHOST.2016.7835557).
- [14] M. P. ARTHUR, « Detecting Signal Spoofing and Jamming Attacks in UAV Networks using a Lightweight IDS, » in *2019 International Conference on Computer, Information and Telecommunication Systems (CITS)*, 2019, p. 1-5. DOI : [10.1109/CITS.2019.8862148](https://doi.org/10.1109/CITS.2019.8862148).
- [15] X. DING, Y.-F. CHENG, W. SHAO, H. LI, B.-Z. WANG et D. E. ANAGNOSTOU, « A Wide-Angle Scanning Planar Phased Array with Pattern Reconfigurable Magnetic Current Element, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, n° 3, p. 1434-1439, 2017. DOI : [10.1109/TAP.2016.2637863](https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2637863).
- [16] Z. CHEN, Z. SONG, H. LIU, X. LIU, J. YU et X. CHEN, « A compact phase-controlled pattern-reconfigurable dielectric resonator antenna for passive wide-angle beam scanning, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 69, n° 5, p. 2981-2986, 2021.
- [17] Y.-F. CHENG, X. DING, W. SHAO et B.-Z. WANG, « Planar wide-angle scanning phased array with pattern-reconfigurable windmill-shaped loop elements, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, n° 2, p. 932-936, 2017.
- [18] Z. SU, M. VASEEM, W. LI, S. YANG et A. SHAMIM, « Additively Manufactured Frequency/Radiation Pattern Reconfigurable Antenna Based on Monolithically Printed VO 2 Switch, » in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2019, p. 1-4.
- [19] G. YANG, Q. CHEN, J. LI, S. ZHOU et Z. XING, « Improving Wide-Angle Scanning Performance of Phased Array Antenna by Dielectric Sheet, » *IEEE Access*, t. 7, p. 71 897-71 906, 2019. DOI : [10.1109/ACCESS.2019.2919265](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2919265).

- [20] C. YANG, S. FENG et S. LIU, « Microstrip Aperture-Coupled Stacked Patch Antenna Array for Wide-Band Wide-Angle-Scan Applications, » in *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2018, p. 594-596. DOI : [10.23919/APMC.2018.8617397](https://doi.org/10.23919/APMC.2018.8617397).
- [21] Y. CHENG, X. DING, W. SHAO, M. YU et B. WANG, « 2-D Planar Wide-Angle Scanning-Phased Array Based on Wide-Beam Elements, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 16, p. 876-879, 2017.
- [22] S. YE, X. LIANG, J. GENG et R. JIN, « Wideband wide-slot antenna array with protrusion for wide-angle scanning, » in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, p. 1309-1310.
- [23] L. GARCIA-GAMEZ, L. BERNARD, R. SAULEAU et al., « Circularly-Polarized GNSS Metasurface Antenna with Two Feed Points in a Sub-wavelength Metallic Cavity, » in *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2022, p. 1-4. DOI : [10.23919/EuCAP53622.2022.9769030](https://doi.org/10.23919/EuCAP53622.2022.9769030).
- [24] X. ZHANG, S. XIAO, C. LIU, Z. WANG, J. DENG et X. BAI, « A Wideband and Circularly Polarized Wide-Angle Scanning Phased Array with Substrate-Integrated Cavity-Backed Patches, » in *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2018, p. 1-3. DOI : [10.1109/ICMMT.2018.8563707](https://doi.org/10.1109/ICMMT.2018.8563707).
- [25] W.-M. ZOU, S.-W. QU et S. YANG, « Wideband Wide-scanning phased array in triangular lattice with electromagnetic bandgap structures, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 18, n° 3, p. 422-426, 2019.
- [26] Y. CHENG, X. DING, W. SHAO et C. LIAO, « A High-Gain Sparse Phased Array With Wide-Angle Scanning Performance and Low Sidelobe Levels, » *IEEE Access*, t. 7, p. 31 151-31 158, 2019. DOI : [10.1109/ACCESS.2019.2901721](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2901721).
- [27] Y. WEN, B. WANG et X. DING, « Wide-Beam SIW-Slot Antenna for Wide-Angle Scanning Phased Array, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 15, p. 1638-1641, 2016.
- [28] H. ABOU TAAM, M. SALAH TOUBET, T. MONEDIERE, B. JECKO et M. RAMMAL, « A new agile radiating system called electromagnetic band gap matrix antenna, » *International Journal of Antennas and Propagation*, t. 2014, 2014.
- [29] M. 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, » thèse de doct., Université de Limoges, 2022.

- [30] L. LEGER, « Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire, » Thèse de doctorat dirigée par Monédière, Thierry Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Télécommunications Limoges 2004, thèse de doct., 2004, 296 p. adresse : <http://www.theses.fr/2004LIM00021>.
- [31] L. MERCIER, « Synthèse de propriétés d'agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants : application à la conception d'antennes à résonateur BIE configurables, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard et Thévenot, Marc Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Télécommunications Limoges 2005, thèse de doct., 2005, 1 vol. (250 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2005LIM00050>.
- [32] E. RODES, « Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques : Application aux réseaux de télécommunications, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard Électronique des hautes fréquences, optoélectronique. Télécommunications Limoges 2006, thèse de doct., 2006, 1 vol. (278 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2006LIM00071>.
- [33] M. DIBLANC, « Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire, » Thèse de doctorat dirigée par Monédière, Thierry et Thévenot, Marc Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Télécommunications Limoges 2006, thèse de doct., 2006, 1 vol. (244 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2006LIM00009>.
- [34] E. POINTEREAU, « Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard Électronique des hautes fréquences, optoélectronique. Télécommunications Limoges 2007, thèse de doct., 2007, 1 vol. (266 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2007LIM04013>.
- [35] H. CHREIM, « Etude d'antennes BIE multifaisceaux agiles : Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimut, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Télécommunications Limoges 2009, thèse de doct., 2009, 1 vol. (201 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2009LIM04005>.
- [36] M. HAJJ, « Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types d'antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour télécommunications terrestres, » Thèse de doctorat dirigée par Vaudon, Patrick Électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes. Télécommunications Limoges 2009, thèse de doct., 2009, 1 vol. (250 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2009LIM04032>.

- [37] E. ARNAUD, « Contribution à la conception d'antennes B. I. E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet, » Thèse de doctorat dirigée par Monédière, Thierry Électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes Limoges 2010, thèse de doct., 2010, 1 vol. (335 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2010LIM04063>.
- [38] M. SALAH TOUBEH, « Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard Electronique des Hautes Fréquences, photonique et systèmes. Télécommunications Limoges 2011, thèse de doct., 2011, 1 vol. (208 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2011LIM04049>.
- [39] H. ABOU TAAM, « Étude d'une matrice agile rayonnante à pixels élaborés en métamatériaux maîtrise de concepts, réalisation de prototypes et caractérisation, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard et Rammal, Mohamed Sciences physiques et ses applications Limoges 2014, thèse de doct., 2014. adresse : <http://www.theses.fr/2014LIM00058>.
- [40] A. SIBLINI, « Optimisation des antennes MARPEM (Matrice agile rayonnantes à pixel élaborés en Meta-matériaux) par l'utilisation de formes d'ondes spécifique, » Thèse de doctorat dirigée par Jecko, Bernard et Rammal, Mohamed Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes Limoges 2017, thèse de doct., 2017. adresse : <http://www.theses.fr/2017LIM00061>.
- [41] C. MENUDIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE et B. JECKO, « EBG resonator antennas : State of the art and prospects, » in *2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, 2007, p. 37-43. DOI : [10.1109/ICATT.2007.4425112](https://doi.org/10.1109/ICATT.2007.4425112).
- [42] M. RAMMAL, M. MAJED, E. ARNAUD, J. ANDRIEU et 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*, t. 2019, 2019.
- [43] A. SIBLINI, B. JECKO et E. ARNAUD, « Multimode reconfigurable nano-satellite antenna for PDTM application, » in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, p. 542-545. DOI : [10.23919/EuCAP.2017.7928184](https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928184).
- [44] M. MAJED, M. RAMMAL, H. A. TAAM, M. MAYANK, J. ANDRIEU et B. JECKO, « Narrow Band Rejection in Ultra Wideband Pixel Antennas, » in *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2022, p. 1-4. DOI : [10.23919/EuCAP53622.2022.9769672](https://doi.org/10.23919/EuCAP53622.2022.9769672).

- [45] B. JECKO, « The ARMA Concept : Comparison of AESA and ARMA technologies for agile antenna design ; FERMAT Journal 2017 vol 2., » *Fermat Journal*, fév. 2017.
- [46] B. JECKO, M. MAJED, S. AIJA et al., « Agile beam radiating surfaces, » *Source : Fermat*, t. 30, n° 2, 2018.



Chapitre **II**

Conception d'éléments large bande, grands gains et à forte couverture angulaire



## Sommaire

---

1	Réduction des dimensions du pixel par ajout de diélectrique . . . . .	<b>57</b>
1.1	Pixel d'origine de dimension $0.5 * \lambda_0$ . . . . .	57
1.1.1	Caractéristiques dimensionnelles . . . . .	57
1.1.2	Caractéristiques en rayonnement du pixel . . . . .	57
1.1.3	Fonctionnement matriciel et dépointage . . . . .	59
1.2	Réduction du pixel par ajout de diélectrique dans la cavité . .	61
1.2.1	Conséquences sur les caractéristiques de rayonnement	61
1.3	Ajout de diélectrique dans la cavité . . . . .	62
1.3.1	Caractéristiques dimensionnelles . . . . .	62
1.3.2	Caractéristiques en rayonnement . . . . .	63
1.3.3	Fonctionnement matriciel et dépointage . . . . .	64
1.4	Comparaison entre le pixel initial $0.5 * \lambda_0$ et le pixel réduit $0.39 * \lambda_0$ . . . . .	66
1.5	Conclusion sur la réduction des éléments par ajout de diélectrique	67
2	Étude de l'impédance d'entrée du pixel MARPEM . . . . .	<b>68</b>
2.1	Méthodologie utilisée . . . . .	68
2.2	Tableaux de variations . . . . .	73
2.2.1	Paramètres observés . . . . .	73
2.2.2	Paramètres utilisés dans les variations . . . . .	74
2.2.3	Tableau et explications . . . . .	75
2.2.4	Objectifs lors de la réduction . . . . .	78
2.3	Pixel réduit obtenu par l'étude des maximums locaux. . . . .	78
2.3.1	Dimensions finales . . . . .	78
2.3.2	Résultats en adaptation . . . . .	80
2.3.3	Résultats en gain . . . . .	81
2.3.4	Impact sur l'ouverture angulaire . . . . .	82
2.4	Résultats en dépointage pour la matrice 5 éléments . . . . .	83
2.4.1	Capacité de dépointage . . . . .	83
2.4.2	Mise en évidence de la contribution des lobes arrières au rayonnement . . . . .	85
2.4.3	Tableau récapitulatif . . . . .	85
2.5	Conclusion sur l'étude de l'impédance d'entrée . . . . .	86
3	Conclusion sur l'intérêt de la réduction de la dimension latérale des pixels . . . . .	<b>87</b>
3.1	Problématiques soulevées par l'étude . . . . .	88

---

Le chapitre précédent a permis de présenter l'intérêt de l'antenne MARPEM pour un fonctionnement large bande et grand gain ainsi que ses limitations dans un contexte de dépointage. Afin d'améliorer ce dernier, il est intéressant d'observer les conséquences d'une réduction de sa largeur pour correspondre à celle définie par la formule I.16.

Ce chapitre présente une telle réduction. Dans un premier temps, une étude des capacités du pixel d'origine en  $0.5 * \lambda_0$  est effectuée (1.1). Ce pixel est ensuite modifié afin d'en réduire la largeur via l'ajout d'un diélectrique dans sa cavité pour augmenter sa longueur électrique (1.3). Enfin, une étude des variations de l'impédance d'entrée de l'élément en fonction des différents paramètres géométriques est effectuée pour permettre une meilleure compréhension de leurs impacts (2). Cette méthode permet d'obtenir un pixel de dimension  $0.33 * \lambda_0$  mieux adapté au dépointage au prix d'une largeur de bande de fonctionnement réduite.

## 1 Réduction des dimensions du pixel par ajout de diélectrique

### 1.1 Pixel d'origine de dimension $0.5 * \lambda_0$

La dimension classique des pixels utilisés dans les matrices MARPEM est de l'ordre de  $0.5 * \lambda_0$ . Pour permettre d'observer correctement les effets de la réduction des dimensions latérales, il est nécessaire de simuler en premier lieu ce pixel pour obtenir un point de comparaison. Ce pixel a été développé en bande S dans le cadre des travaux de thèse de Mohamad Majed [1].

#### 1.1.1 Caractéristiques dimensionnelles

Le pixel présenté sur la figure II.1 est d'une largeur de 72.8 mm. Cela correspond à une valeur de  $0.5 * \lambda_0$  à la fréquence de 2.06 GHz. Sa hauteur est de 19.5 mm et il est alimenté par un patch rectangulaire de dimensions  $38 * 18 \text{ mm}^2$ . Le patch repose sur un substrat PEEK de permittivité 3 et de  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$  et d'une hauteur de 8 mm. La FSS est double couches avec 9 éléments espacés les uns des autres de 2.2 mm. Chaque élément est un carré de largeur 18.7 mm avec les bords arrondis d'un rayon 7 mm. Elle est fixée sur un substrat Rogers RO4003C de permittivité 3.55, de  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$  et de hauteur 1.52 mm.

#### 1.1.2 Caractéristiques en rayonnement du pixel

L'adaptation et les gains dans l'axe de ce pixel sont présentés sur la figure II.2. L'adaptation à -10 dB couvre une bande de 1.96 à 2.93 GHz, soit 39%.

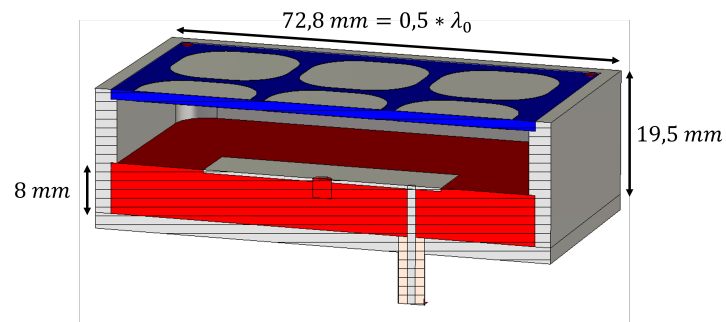


FIGURE II.1 – Pixel d'origine  $0.5 * \lambda_0$ .

Le gain augmente avec la fréquence, avec un minimum à 1.96 GHz de 5.8 dBi et un maximum à 2.66 GHz de 7.18 dBi. A partir de 2.66 GHz, le gain dans l'axe chute fortement alors que l'adaptation reste inférieure à -10 dB. Le diagramme de rayonnement dans cette bande de fréquences montre un dépointage important, rendant l'utilisation du pixel impossible pour les applications développées lors de cette thèse.

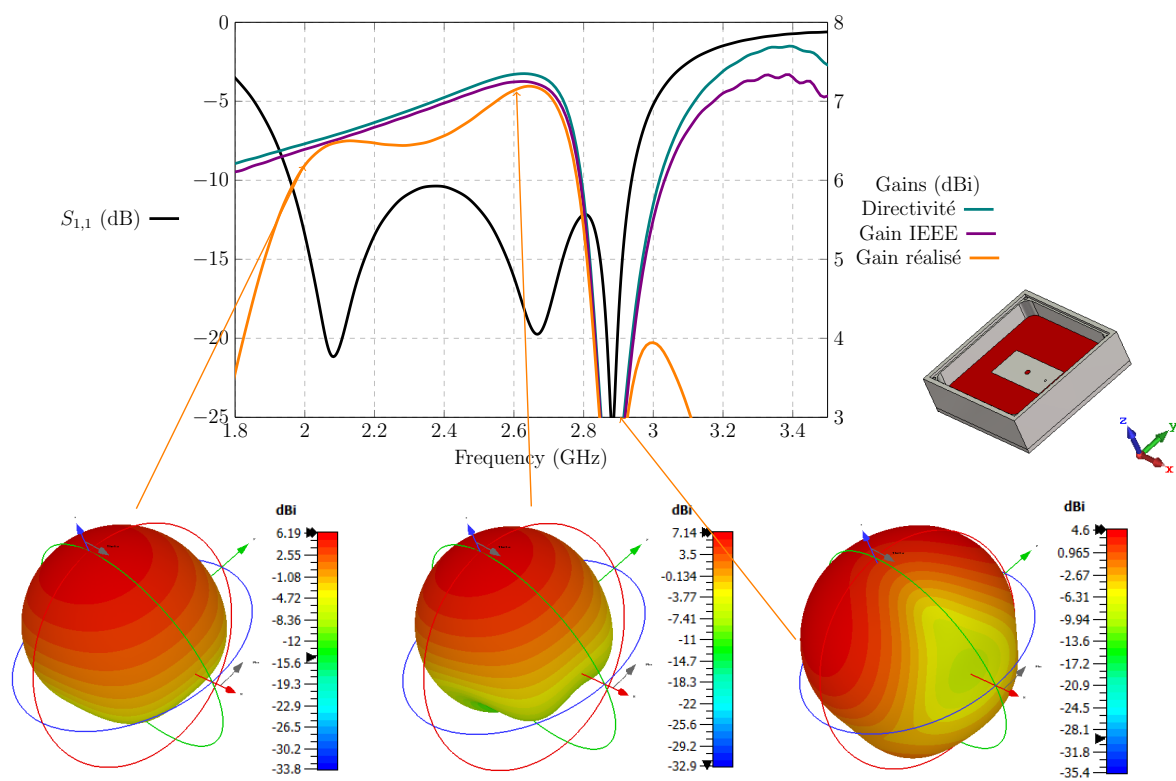


FIGURE II.2 – Caractéristiques du pixel d'origine en  $0.5 * \lambda_0$ .

### 1.1.3 Fonctionnement matriciel et dépointage

Afin d'étudier les capacités en dépointage d'une matrice composée de ces éléments, un agencement de 5 éléments a été simulé. Les résultats sont présentés sur la figure II.3 et compilés dans le tableau II.1. Les pixels sont alimentés suivant une loi de commande linéaire en phase. Les amplitudes ne sont pas modifiées lors du dépointage. Les valeurs de commande sont différentes des valeurs atteintes par la matrice. Cela est dû au faible nombre d'éléments composant la matrice simulée. Plus de pixels permettraient de mieux correspondre aux valeurs de consigne.

Les lobes de réseau sont importants dès les basses fréquences de dépointage. Il est cependant possible d'obtenir, pour 2 GHz, un dépointage à  $55^\circ$  avec des niveaux de lobes de réseau très faibles. Dès que la fréquence augmente, il n'est cependant plus possible d'éviter leur apparition. Cela est cohérent avec l'équation I.16. Dans certaines situations, les lobes de réseau dépassent en niveau les lobes principaux ; c'est par exemple le cas d'un dépointage de consigne de  $90^\circ$  à la fréquence de 2.3 GHz.

De plus, les rayonnements ne sont pas exactement symétriques. En effet, les gains, notamment à 2.6 GHz n'ont pas les mêmes valeurs suivant les deux directions. Cela provient de la non symétrie de l'alimentation du patch par un seul connecteur. Un moyen simple de corriger cette dissymétrie est d'ajouter un second connecteur symétrique au premier pour l'alimentation du pixel.

TABLE II.1 – Tableau des dépointages de la matrice d'origine.

Angle		2 GHz		2.3 GHz		2.6 GHz	
Théorique	Atteint	Gain (dBi)	SLLs (dB)	Gain (dBi)	SLLs (dB)	Gain (dBi)	SLLs (dB)
-90	-61	10.1	-3.4	8.63	0.5	10.1	-1.4
-60	-55	11.2	-10	9.39	-1	9.76	-1.2
-30	-28	11.8	-11	12.5	-11.1	9.91	-3.8
0	0	12.5	-13.3	13.3	-13.4	14.1	-15
30	28	11.7	-11	12.6	-11	10.8	-3
60	55	11.2	-9.9	9.13	-7.1	8.73	0.5
90	61	10.1	-3.5	8.3	1.1	8.76	0.6

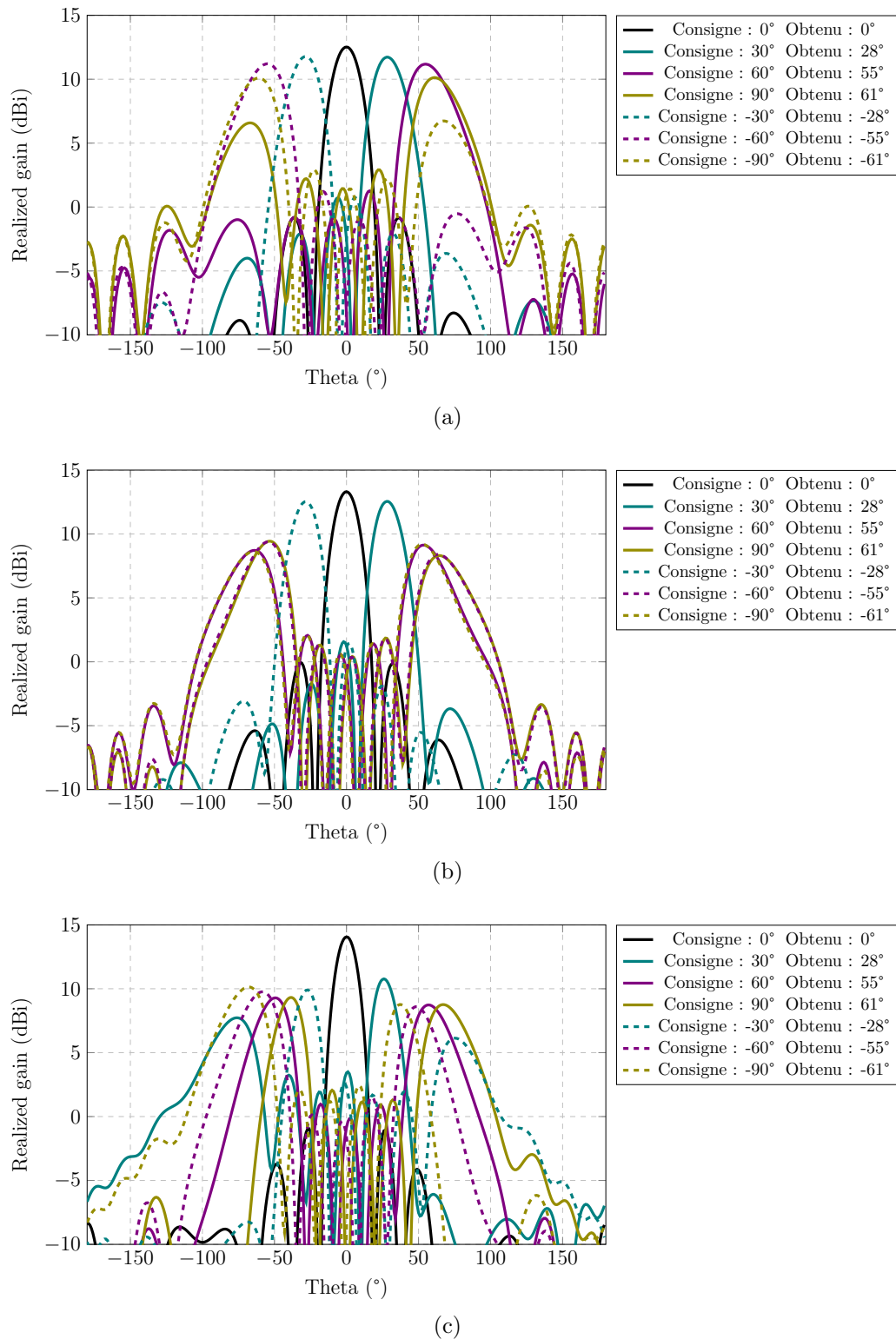


FIGURE II.3 – Dépointages de la matrice composée de 5 éléments de largeur  $0.5 * \lambda_0$  dans le plan E :

- a. Dépointage à 2 GHz.
- b. Dépointage à 2.3 GHz.
- c. Dépointage à 2.6 GHz.

## 1.2 Réduction du pixel par ajout de diélectrique dans la cavité

Dans un premier temps, le pixel a été réduit à une largeur de 58.24 mm. Cela correspond à  $0.39 * \lambda_0$  à la fréquence de 2 GHz. L'objectif de cette réduction est de se rapprocher de la dimension proposée par la formule I.16. Cette distance devrait permettre, d'après celle-ci et les courbes tracées en I.11, d'obtenir un dépointage de  $90^\circ$  sans lobes de réseau jusqu'à 2.55 GHz. Au delà de cette fréquence, ceux-ci seront visibles sur les diagrammes de rayonnement.

La largeur ainsi sélectionnée ne permettra pas d'obtenir des performances optimales sans lobes de réseaux lors du dépointage, mais devrait tout de même permettre d'obtenir des dépointages importants sur la première partie de la bande de fonctionnement, c'est à dire jusqu'à 2.55 GHz. L'intérêt est ici d'observer les avantages et les inconvénients d'une première réduction d'un pixel.

Une vue de celui-ci est présentée sur la figure II.4. Il a été obtenu en appliquant un ratio de 0.8 sur toutes les dimensions latérales du pixel  $0.5 * \lambda_0$ . Seuls les arrondis liés à la fabrication dans les coins des murs et les hauteurs ont été maintenus constants. Ce pixel possède donc une hauteur de 19.5 mm identique à celle du pixel  $0.5 * \lambda_0$ .

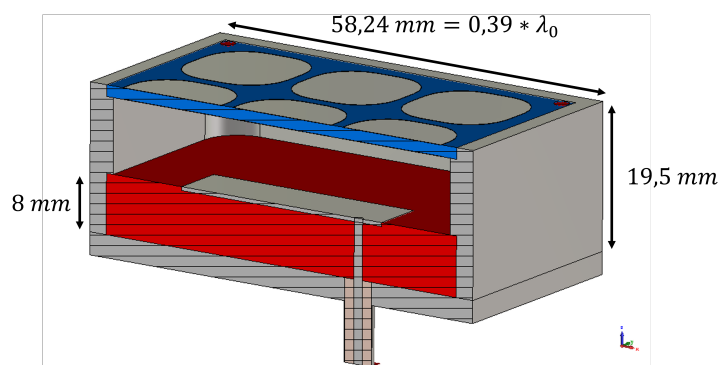


FIGURE II.4 – Pixel réduit  $0.39 * \lambda_0$ .

### 1.2.1 Conséquences sur les caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement du pixel réduit sont présentées sur la figure II.5. La principale remarque à faire est le déplacement de la bande d'adaptation vers les hautes fréquences. La bande est également réduite, avec le troisième creux, autour de 3.3 GHz qui n'est plus adapté. La nouvelle bande d'adaptation est de 2.22 à 3.06 GHz, soit 32%. En considérant sa fréquence basse d'adaptation, le pixel a en réalité une largeur de  $0.43 * \lambda$ .

Le gain de l'antenne n'a pas été grandement affecté dans les basses fréquences. Il est de 5.8 dBi à 2.22 GHz avec un maximum de 6.6 dBi à 3 GHz. Le gain maximum a été réduit de 8% par rapport à la valeur du pixel à  $0.5 * \lambda_0$ .

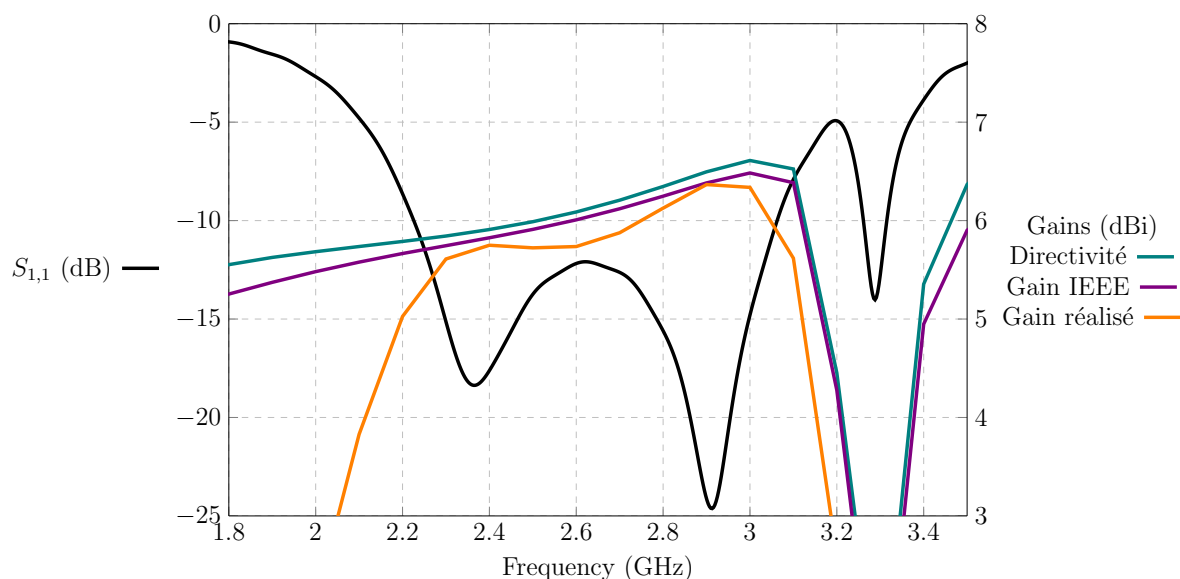


FIGURE II.5 – Caractéristiques du pixel réduit  $0.39 * \lambda_0$ .

### 1.3 Ajout de diélectrique dans la cavité

Le pixel réduit précédent ne permet donc pas d'obtenir une bande de fréquences commençant à la fréquence basse de fonctionnement initiale. Afin de permettre d'adapter le pixel pour une fréquence basse équivalente à celle du pixel de largeur  $0.5 * \lambda_0$ , un diélectrique est ajouté dans la cavité permettant d'obtenir une longueur électrique plus importante. Afin de compenser la réduction de dimension du pixel pour passer de  $0.5 * \lambda_0$  à  $0.39 * \lambda_0$  il est nécessaire d'ajouter un diélectrique de permittivité 1.64. Cela correspond à la permittivité nécessaire pour obtenir une cavité de même longueur électrique, en effet  $0.39 * \sqrt{1.64} = 0.5$ .

#### 1.3.1 Caractéristiques dimensionnelles

Afin d'améliorer l'adaptation du pixel et après optimisation des paramètres dimensionnels pour prendre en compte ces modifications, la valeur de permittivité sélectionnée pour la cavité est de 1.81. Les nouvelles dimensions du patch d'alimentation sont de  $36.2 \times 14.1 \text{ mm}^2$ . Ce dernier est alimenté par un connecteur SMA situé à 14.2 mm du centre de la cavité. Cette dernière a une hauteur totale de 19.1 mm dont 8.4 mm de substrat situé sous le patch. La permittivité de ce dernier est de 4. La valeur de  $\tan(\delta)$  a été maintenue à  $2.7 * 10^{-3}$ . Les éléments de la FSS sont toujours positionnés sur une plaque de Rogers RO4003C de permittivité 3.55 et de  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$  mais sa hauteur est limitée à 2.1 mm. Les éléments sont écartés entre eux de 1 mm et ont une largeur de 12.8 mm. Le rayon de courbure des éléments est de 3 mm. Le pixel ainsi dimensionné est présenté sur la figure II.6.

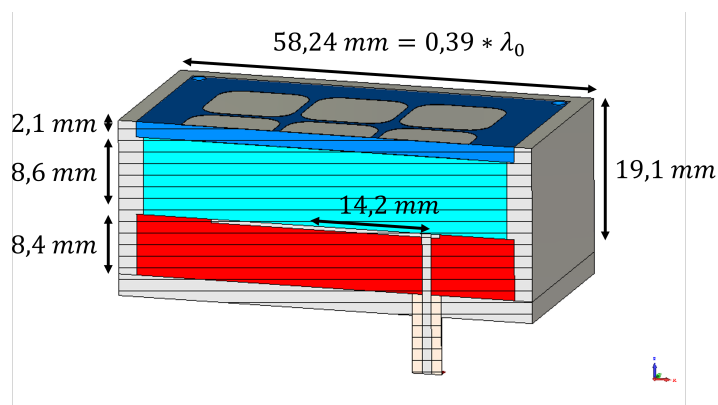


FIGURE II.6 – Pixel réduit  $0.39 * \lambda_0$  avec diélectrique dans la cavité.

### 1.3.2 Caractéristiques en rayonnement

Les caractéristiques du pixel sont tracées sur la figure II.7. L'adaptation a été ramenée vers les basses fréquences par l'ajout du diélectrique. La bande obtenue est de 2.01 à 2.75 GHz, soit 31%. Par rapport au pixel  $0.5 * \lambda_0$  le gain a été réduit : 5.09 à 2.01 GHz et un maximum de 5.78 dBi à 2.63 GHz. Cette valeur est réduite sur la bande d'en moyenne 16% par rapport à la bande du pixel  $0.5 * \lambda_0$ .

La surface du pixel a été réduite de 36% par rapport au pixel d'origine, la diminution de gain est cohérente avec cette réduction bien qu'elle soit plus faible en termes de pourcentage. Cette différence peut s'expliquer par les effets de bords qui contribuent au fonctionnement de l'antenne dans les deux cas et qui ne sont pas affectés de la même manière par la réduction des éléments.

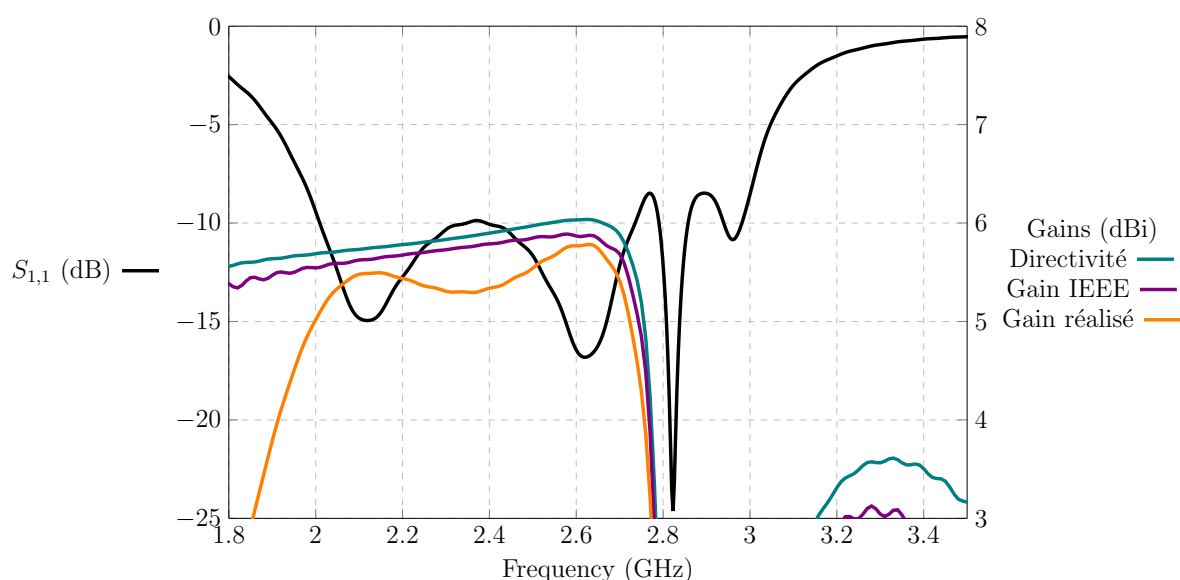


FIGURE II.7 – Caractéristiques du pixel réduit  $0.39 * \lambda_0$  avec diélectrique dans la cavité.



### 1.3.3 Fonctionnement matriciel et dépointage

Afin de valider le fonctionnement en dépointage de la matrice et le comparer avec celui de la matrice composée d'éléments  $0.5 * \lambda_0$ , une surface composée de 5 pixels a été simulée. Les résultats sont présentés sur la figure II.8 et compilés dans le tableau II.2. La matrice montre un bon comportement en dépointage pour les fréquences inférieures à 2.6 GHz. A cette fréquence, des lobes de réseau sont visibles lors du dépointage. Cela est cohérent avec la formule I.16 qui prévoit l'apparition de lobes de réseau pour les forts dépointages avec cette taille d'éléments.

Il est à noter que les lobes de réseau dépassent parfois la valeur du lobe principal, par exemple pour une consigne de dépointage de  $90^\circ$  à la fréquence de 2.6 GHz. De plus, sur cette configuration, le patch n'est pas non plus alimenté de manière symétrique, les lobes présentent donc le même type de dissymétrie observée avec le pixel  $0.5 * \lambda_0$ .

TABLE II.2 – Tableau de dépointage de la matrice réduite avec diélectrique dans la cavité.

Angle		2 GHz		2.3 GHz		2.6 GHz	
Théorique	Atteint	Gain (dBi)	SLLs (dB)	Gain (dBi)	SLLs (dB)	Gain (dBi)	SLLs (dB)
-90	-62	9.34	-8.5	9.3	-8.2	9.27	-3.2
-60	-55	9.81	-10.5	10.1	-10.7	10.2	-9.2
-30	-28	9.31	-11.4	10.7	-11.2	11.3	-10.9
0	0	9.76	-13.5	11.5	-13.9	12.4	-13.4
30	28	9.3	-11.4	10.8	-11.3	11.7	-11.1
60	55	9.82	-10.4	10.1	-10.5	9.7	-5.2
90	62	9.36	-8.5	9.35	-8.2	7.85	0.3

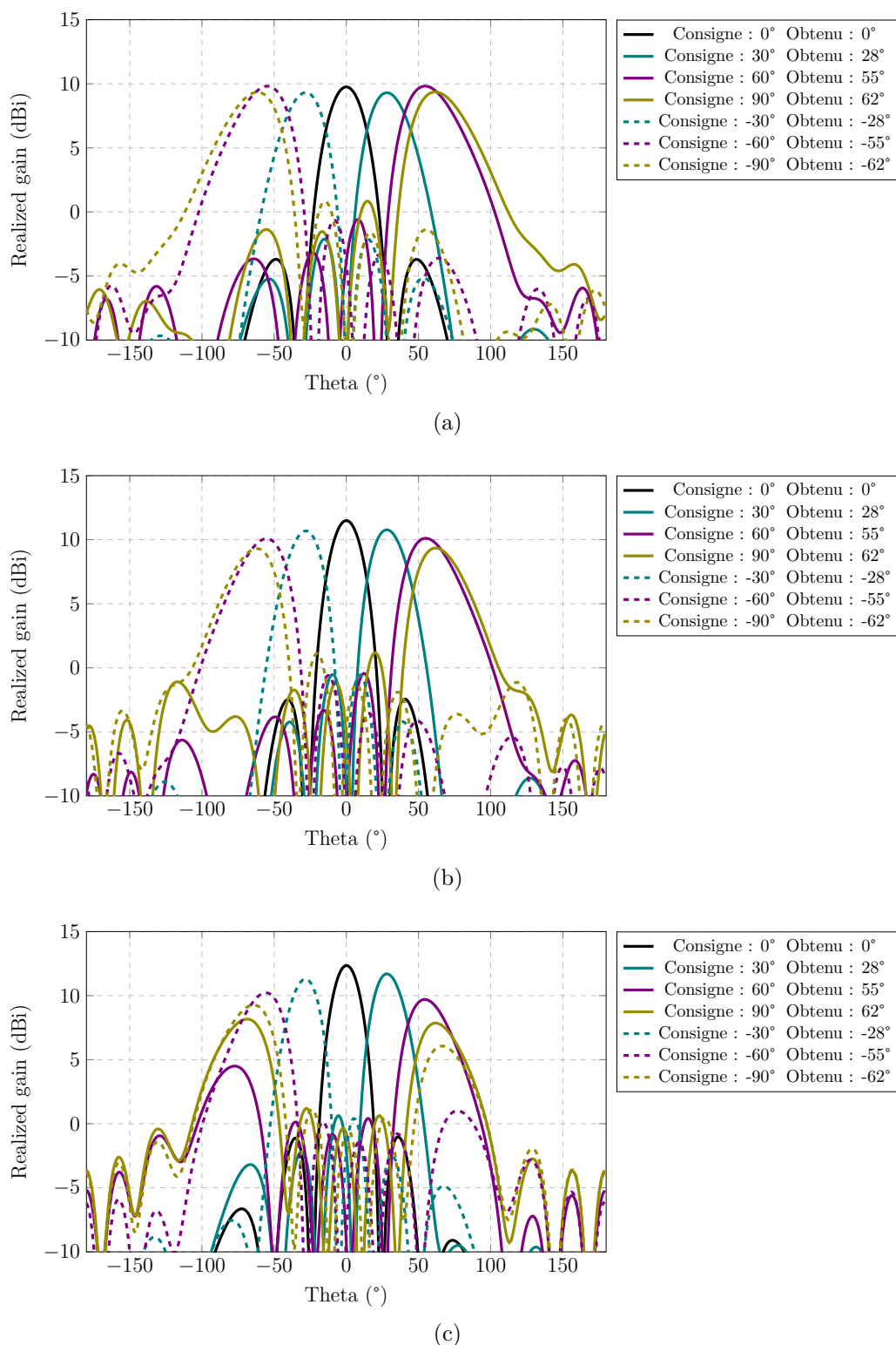


FIGURE II.8 – Dépointages de la matrice  $0.39 * \lambda_0$  avec diélectrique dans la cavité dans le plan E :

- a. Dépointage à 2 GHz.
- b. Dépointage à 2.3 GHz.
- c. Dépointage à 2.6 GHz.

## 1.4 Comparaison entre le pixel initial $0.5 * \lambda_0$ et le pixel réduit $0.39 * \lambda_0$

Pour comparer les performances et l'amélioration du dépointage liée à la réduction des éléments, les angles maximums atteints par les antennes sont présentés sur la figure II.9. Ces courbes sont normalisées à la valeur du gain dans l'axe pour chaque fréquence. Le dépointage maximum est ici considéré comme le dépointage pour lequel le gain du lobe principal est compris dans une marge de 3 dB de la direction sans dépointage.

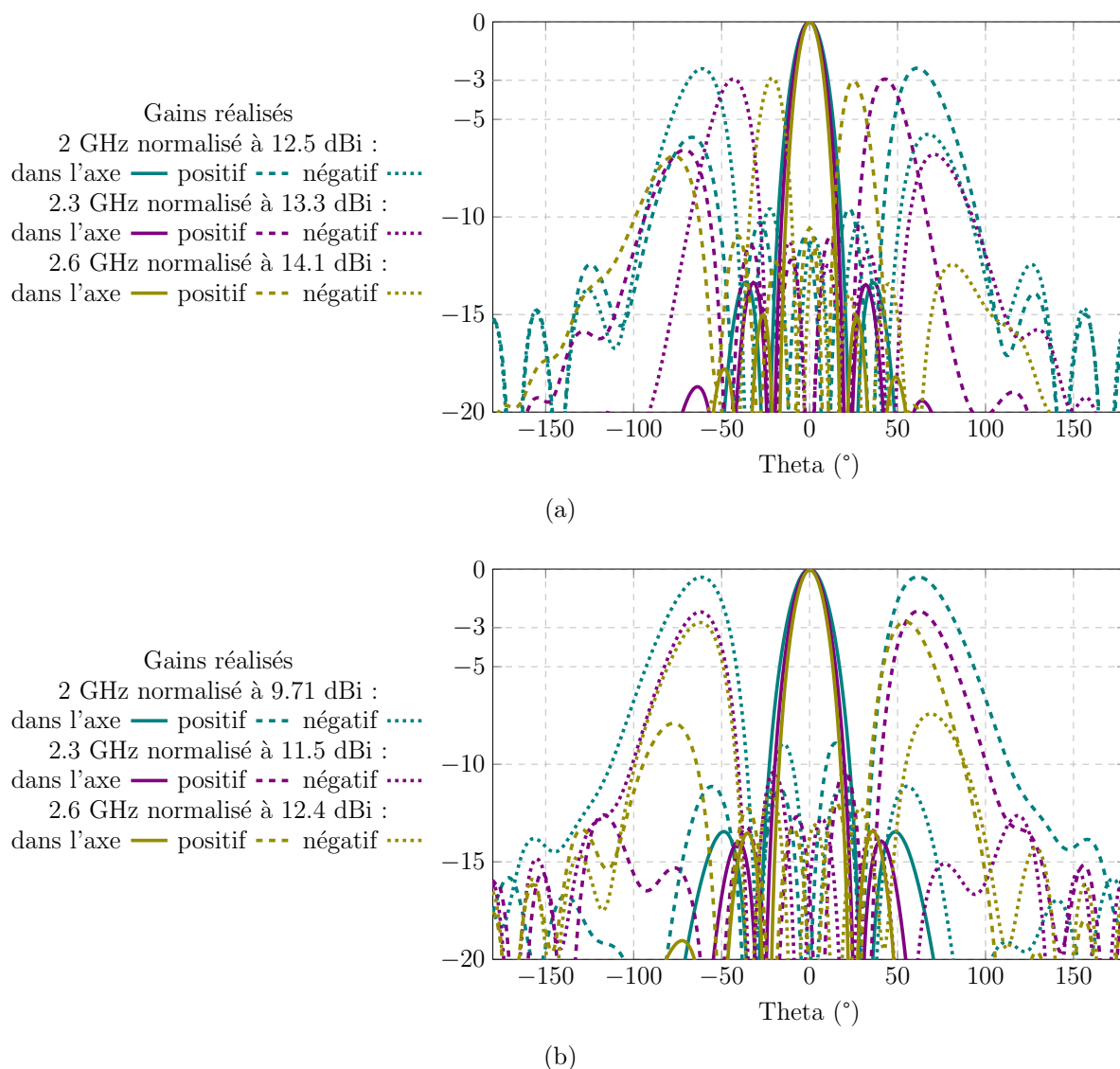


FIGURE II.9 – Dépointage maximum des deux matrices dans une marge de 3 dB :

a. Matrice d'origine  $0.5 * \lambda_0$ .

b. Matrice réduite  $0.39 * \lambda_0$  avec diélectrique dans la cavité.

Pour la matrice composée d'éléments en  $0.5 * \lambda_0$ , les maximums de dépointage diminuent rapidement avec la fréquence. Cela reste cohérent avec l'équation I.16. En effet, la fréquence augmentant, les lobes de réseau apparaissent pour des dépointages plus

faibles et le gain du lobe principal diminue plus rapidement. Les lobes restent cependant importants pour toutes les situations malgré la conservation du gain dans une marge de 3 dB du maximum.

La matrice composée d'éléments réduits en  $0.39 * \lambda_0$  avec du diélectrique dans la cavité a un gain inférieur à celui de la matrice avant réduction. Cela provient de la surface inférieure à celle de la matrice d'origine. Elle atteint cependant des angles de dépointage à 3 dB qui sont équivalents pour toutes les fréquences. Pour les hautes fréquences une augmentation des lobes de réseau est observée. Une réduction supplémentaire du pixel serait nécessaire pour ne pas la limiter.

## 1.5 Conclusion sur la réduction des éléments par ajout de diélectrique

Un pixel de dimension classique  $0.5 * \lambda_0$  a été simulé. Cette simulation a permis de mettre en évidence les limitations de cette antenne qui font apparaître de forts lobes de réseau rendant le dépointage à des angles importants impossible.

Afin de réduire l'impact de ces lobes, une réduction de la largeur du pixel jusqu'à  $0.39 * \lambda_0$  a été effectuée. Dans un premier temps, le pixel a été réduit en appliquant un coefficient multiplicateur à ses dimensions latérales. Cela a causé une augmentation de la fréquence basse d'adaptation ainsi qu'une diminution de la largeur de bande.

Un diélectrique a donc été ajouté dans la cavité du pixel. Celui-ci a pour objectif d'augmenter la longueur électrique dans la cavité. Il permet de réduire la fréquence basse d'adaptation du pixel mais ne permet pas de récupérer la largeur de bande précédemment obtenue. Le dépointage réalisé avec ce pixel montre un bien meilleur comportement en termes de lobes de réseau que le pixel en  $0.5 * \lambda_0$ . En effet, il n'en présente pas pour les fréquences basses. Les fréquences plus élevées présentent en revanche des lobes parasites et une réduction supplémentaire du pixel est donc nécessaire afin de les supprimer. Par ailleurs, le gain de la matrice ainsi réalisée est réduit par rapport à la matrice d'origine. Un compromis doit donc être trouvé entre les performances en dépointage, la largeur de bande et le gain de la structure. La méthode et les conséquences de la réduction sur l'adaptation sont résumées sur la figure II.10.

Une réduction supplémentaire du pixel est donc nécessaire afin de limiter l'importance des lobes de réseaux présents pour les plus hautes fréquence. Cependant une telle réduction n'est pas aisément réalisable avec la méthode de réduction présentée ici. Pour permettre une réduction plus importante du pixel, il faut analyser finement l'importance de chaque paramètre dans l'adaptation de l'antenne.

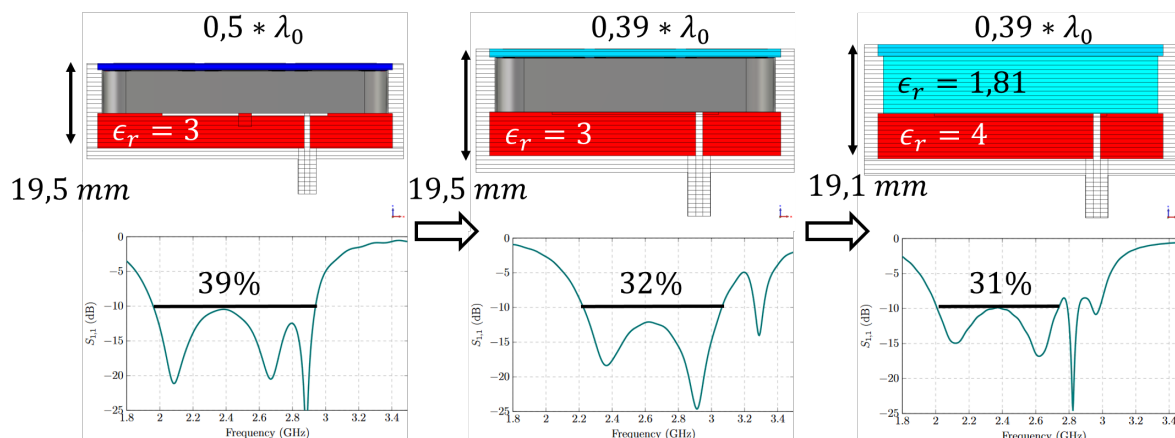


FIGURE II.10 – Dimensions des éléments et conséquences sur l'adaptation.

## 2 Étude de l'impédance d'entrée du pixel MARPEM

### 2.1 Méthodologie utilisée

Dans un pixel classique, lorsqu'il est adapté, l'impédance d'entrée est située autour de  $50 \Omega$  pour la valeur réelle et de  $0 \Omega$  pour la partie imaginaire. La figure II.11 présente l'impédance d'entrée et son lien avec l'adaptation pour un pixel de largeur  $0.5 * \lambda_0$ .

La partie réelle de l'antenne en  $0.5 * \lambda_0$  reste proche de  $50 \Omega$  et oscille entre 40 et  $75 \Omega$  sur l'entièreté de la bande de fonctionnement. De même, la partie imaginaire ne s'écarte pas de plus de  $30 \Omega$  de la valeur cible. Ces valeurs permettent d'obtenir la large bande d'adaptation observée. Il est notable que chaque pic d'adaptation est corrélé à un rapprochement à  $50 \Omega$  de la partie réelle ou à un passage de la partie imaginaire à 0.

Dans un premier temps l'étude a cherché à déterminer le rôle de chaque élément composant le pixel lors de la variation de la courbe d'impédance. L'objectif est de déterminer si un élément est prépondérant dans le fonctionnement du pixel et représenterait donc le principal levier permettant de conserver l'adaptation lors de la réduction du pixel. Les courbes d'impédance ont donc été tracées suivant différentes configurations :

- uniquement le patch et son substrat,
- le patch, son substrat et les murs,
- le patch, son substrat et la FSS,
- le pixel complet sans substrat dans la cavité,
- le pixel complet avec le substrat dans la cavité.

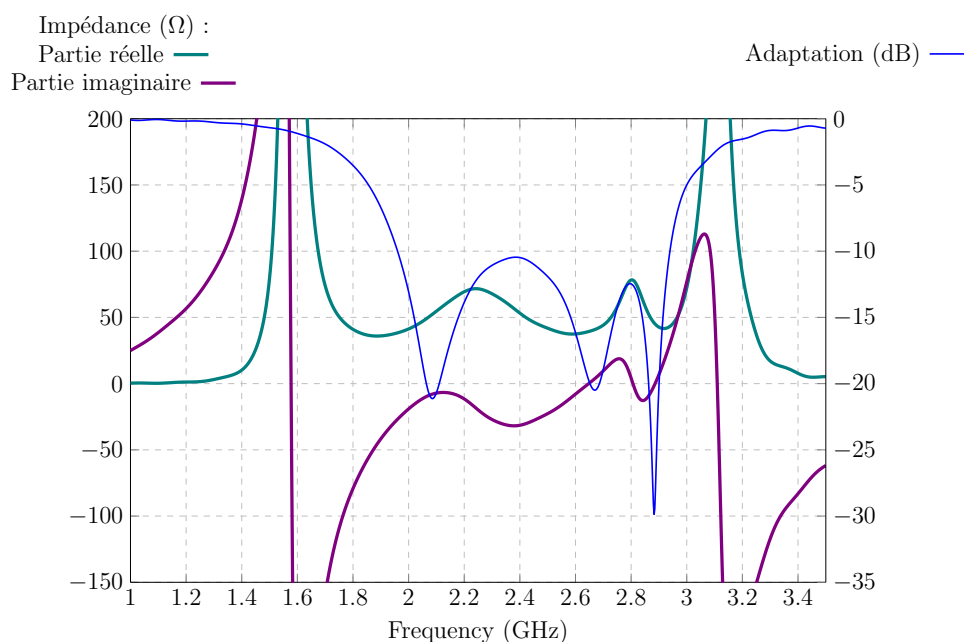


FIGURE II.11 – Illustration de la relation entre l'impédance d'entrée et l'adaptation d'un pixel en  $0.5 * \lambda_0$

Chaque courbe a été tracée en se basant sur les dimensions du pixel complet en  $0.39 * \lambda_0$  développé dans la section 1.3 : elles ne visent donc pas à adapter chaque élément considéré seul. Le but étant ici d'évaluer l'impact de chaque paramètre sur l'adaptation et l'impédance d'entrée.

Ces différentes configurations ainsi que les courbes d'impédance d'entrée résultantes sont présentées sur les figures II.12 à II.16.

La courbe d'impédance du patch, présentée sur la figure II.12, montre deux maximums locaux bien visibles. Ces dernières sont liées aux dimensions du patch tel qu'il a été simulé. Le résultat en paramètre S montre une forte désadaptation du pixel, mais il permet de mettre en évidence la contribution du patch comme sonde d'excitation dans le fonctionnement du pixel.

L'ajout de murs, qui peut être observé sur la figure II.13, ne permet pas d'obtenir d'amélioration notable du fonctionnement du patch seul. Leur influence reste faible sur l'ensemble de la bande. Les maximums locaux ont lieu aux mêmes fréquences et les valeurs sont très proches qu'il s'agisse des valeurs réelles ou imaginaires. Il est cependant notable que la partie imaginaire possède des niveaux plus élevés dans le cas de l'utilisation de murs.

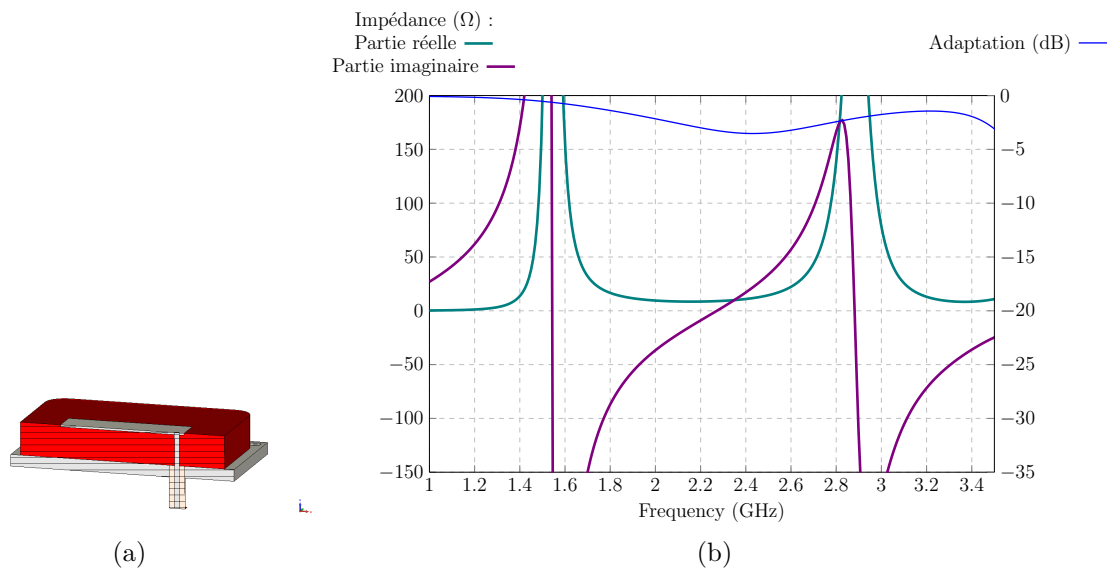


FIGURE II.12 – Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel :  
 a. Vue du patch seul.  
 b. Impédance d'entrée et adaptation patch seul.

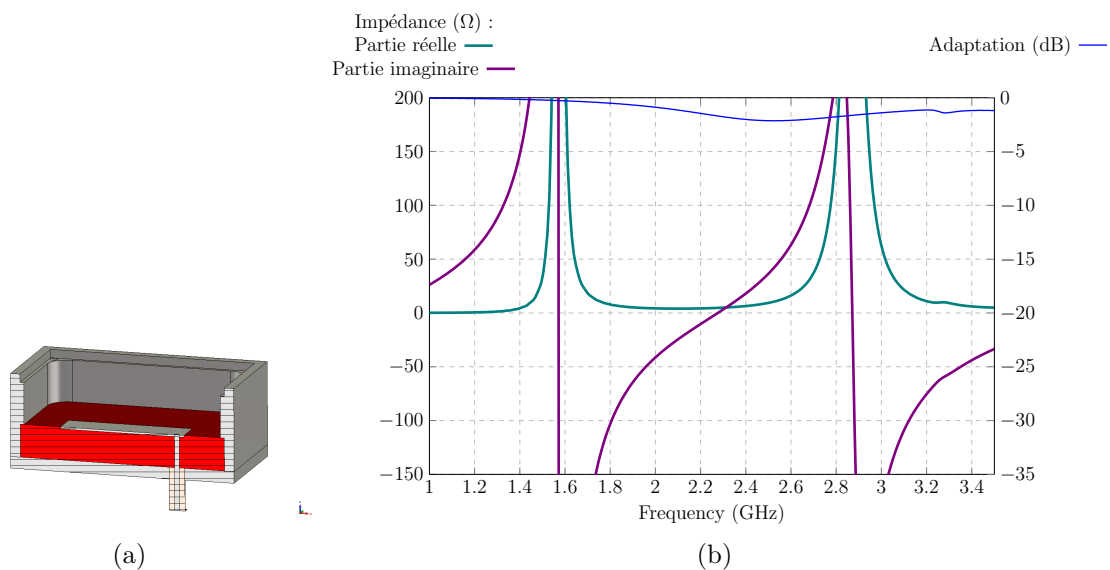


FIGURE II.13 – Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel :  
 a. Vue du patch avec les murs.  
 b. Impédance d'entrée et adaptation du patch avec les murs.

L'utilisation de la FSS seule n'influence pas les fréquences de maximums locaux. Les courbes présentées sur la figure II.14 montrent cependant un effet sur le second pic assez important, avec une diminution de sa valeur tant en partie réelle qu'imaginaire en rapprochant cette dernière de 0.

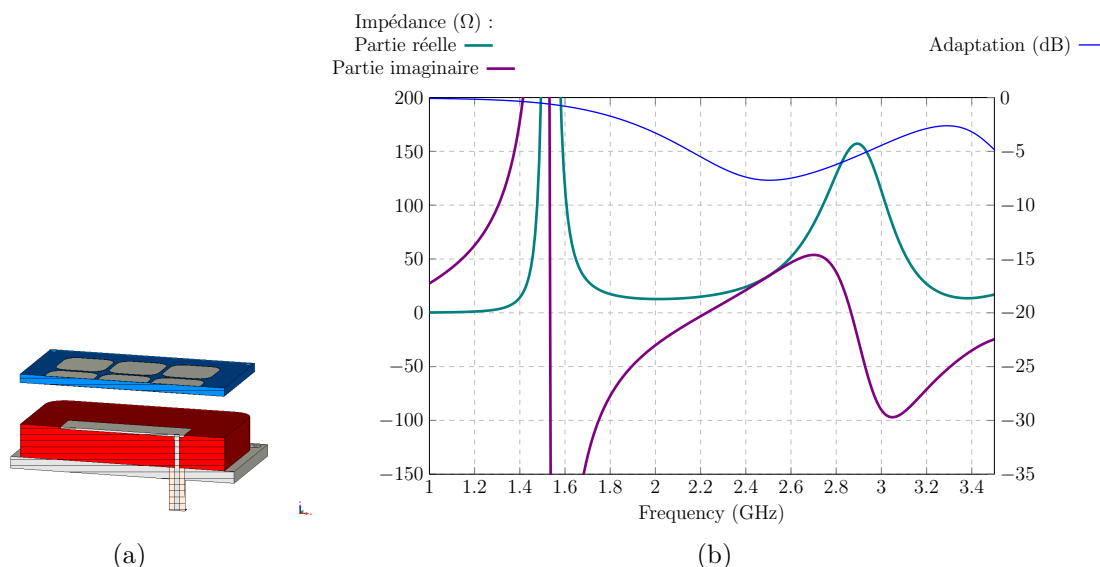


FIGURE II.14 – Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel :

a. Vue du patch avec seulement la FSS.

b. Impédance d'entrée et adaptation du patch avec seulement la FSS.

Dans le cas suivant, tous les éléments ont été placés ensemble afin d'analyser l'effet de leur interaction globale. Ces résultats sont présentés sur la figure II.15. Un troisième pic apparaît autour de 2.6 GHz dans la partie réelle et un quatrième autour de 3.2 GHz. Cela suppose que le pixel ne peut être adapté en se basant sur les effets seuls d'un des éléments. En outre, seul le premier pic d'adaptation n'est pas impacté par la présence des multiples éléments.

La figure II.16 présente le pixel complet présenté dans la section 1. Dans ce pixel, quatre maximums locaux sont présentes sur la partie réelle. Ces pics sont également présents dans la courbe II.15 mais à des fréquences plus élevées et à des valeurs différentes, ce qui confirme l'effet du diélectrique. En effet il a pour intérêt principal de modifier la longueur électrique dans la cavité. Il affecte donc les interactions entre les éléments. L'un de ces effets est de réduire la fréquence des maximums locaux dans la cavité. Il ne permet cependant pas de réduire d'un facteur égal à  $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ . En effet le second pic de résonance de la figure II.15 se trouve à la fréquence de 2.6 GHz. Avec un diélectrique possédant un  $\epsilon_r = 2$ , il devrait être déplacé à une fréquence de 1.84 GHz environ, ce qui n'est pas le cas.

L'ajout des divers éléments seuls ne permet donc pas de déterminer l'utilité de chacun dans le fonctionnement de la matrice. Les murs et la FSS n'ont qu'un effet réduit sur l'impédance d'entrée du patch pris seul. Ce n'est que lorsqu'ils sont placés ensemble dans le pixel complet que la complexité des effets est mise en évidence.

La présence de diélectrique permet également de diminuer les fréquences des



maximums locaux, mais pas d'un facteur aussi important que ce qui pouvait être supposé lors du calcul préliminaire. Les interactions entre les éléments sont en effet également modifiées par la longueur électrique plus courte dans la cavité du pixel.

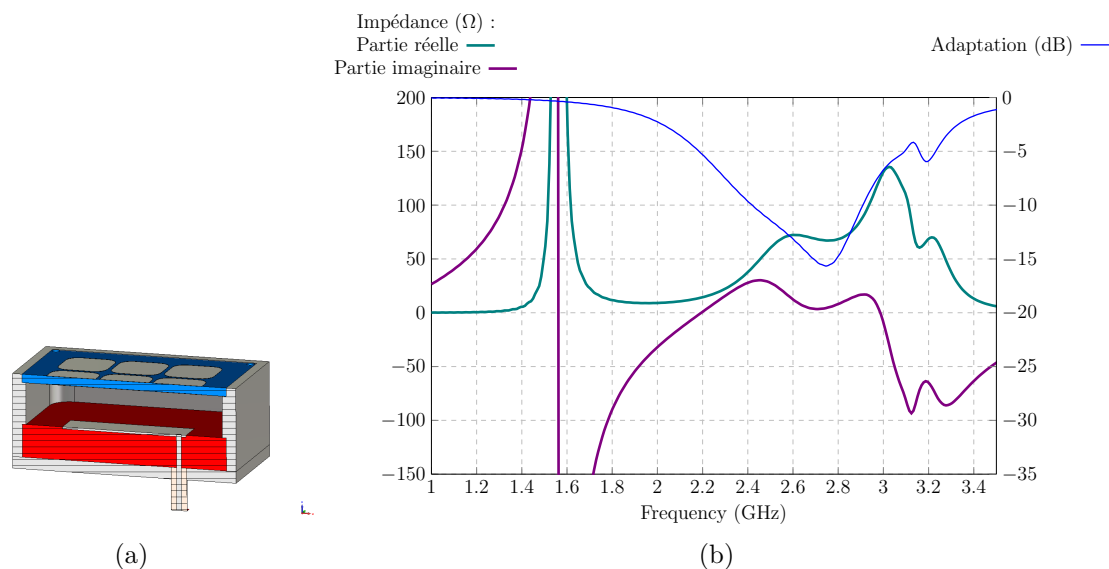


FIGURE II.15 – Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel :

- a. Vue du pixel sans diélectrique dans la cavité.
- b. Impédance d'entrée et adaptation du pixel sans diélectrique dans la cavité.

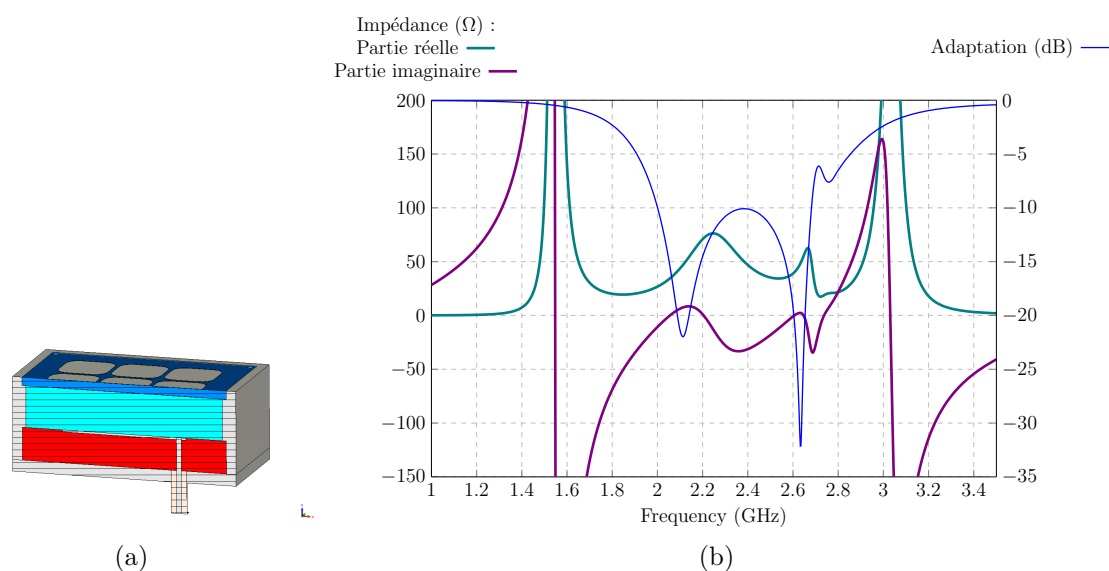


FIGURE II.16 – Étude des impédances d'entrée en fonction des éléments présents dans la composition du pixel :

- a. Vue du pixel complet.
- b. Impédance d'entrée et adaptation du pixel complet.

## 2.2 Tableaux de variations

La nature complexe de l'adaptation de cette structure décrite précédemment conduit à considérer, pour la suite de l'étude, une variation dimensionnelle d'un élément dans son contexte opérationnel, c'est à dire dans le pixel complet. Il s'agit ici de comprendre comment une modification impacte l'impédance d'entrée du pixel. Par exemple, la réduction de la largeur de la cavité implique des changements qui doivent être compensés par les autres éléments constitutifs du pixel. Les caractéristiques dimensionnelles des éléments ont donc été paramétrées une à une et l'impact de leurs variations sur l'impédance d'entrée a été observé systématiquement.

### 2.2.1 Paramètres observés

Les paramètres qui ont été observés l'ont principalement été sur la partie réelle de l'impédance. En effet, une forte corrélation entre les variations de la partie réelle et celles de la partie imaginaire a été relevée. Lorsqu'un maximum local est atteint pour la partie réelle (nommé "pic" dans la suite de l'étude) une nette inflexion de la courbe de la partie imaginaire peut être observée.

La figure II.17 présente un exemple de courbe avec les pics d'impédance numérotés. Lors de l'étude, la fréquence et la valeur absolue de l'amplitude de ces pics ont été observées. Leurs variations sont symptomatiques d'une modification du comportement dans la zone de fréquence désirée avec pour objectif d'obtenir une impédance réelle autour de  $50\Omega$  sur la bande et une impédance imaginaire aussi proche de  $0\Omega$  que possible.

Il est également à noter que la zone fréquentielle située entre le troisième et le quatrième pic est liée à une forte déformation du rayonnement de l'antenne. Dès lors, même si le pixel était adapté correctement dans cette zone, il ne pourrait rayonner correctement.

Une étude sur la directivité générale du pixel lors des variations a également été effectuée, elle permet d'observer l'impact de ces variations sur le gain de l'antenne. Pour simplifier la syntaxe, l'ouverture angulaire à 3 dB n'a pas été ajoutée. En effet elle augmente lorsque la directivité diminue et inversement.

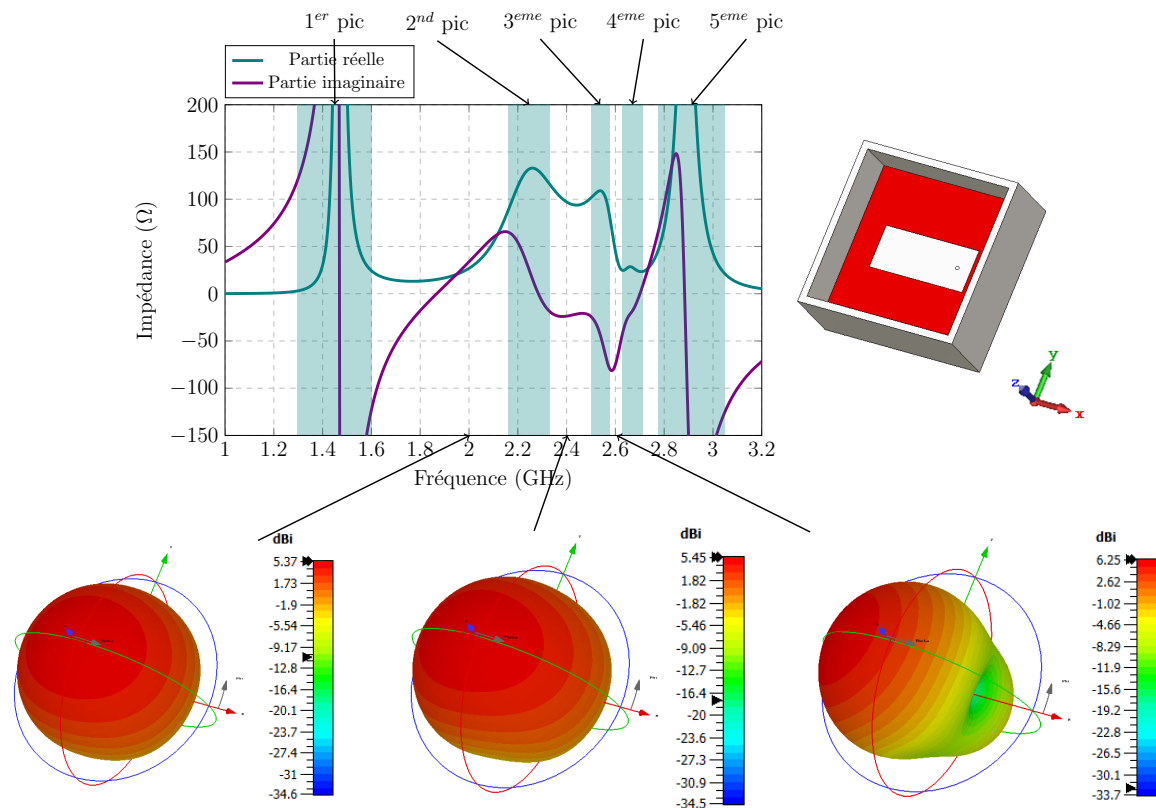


FIGURE II.17 – Exemple de tracé d'impédance de l'antenne, les cinq pics d'impédance sont ici visibles.

### 2.2.2 Paramètres utilisés dans les variations

Les différents paramètres observés lors des variations sont présentés sur la figure II.18. Chaque élément a été modifié indépendamment des autres variables. La principale exception à cette règle concerne les différentes dimensions liées au patch. Lorsque sa longueur a été modifiée, la position du connecteur a été maintenu à 1/3 de la longueur totale. De plus, lorsque la position du patch a été modifiée dans la cavité, et donc lorsque la symétrie dans cette dernière n'a pas été maintenue, la sonde d'alimentation a conservé la même position relativement au patch.

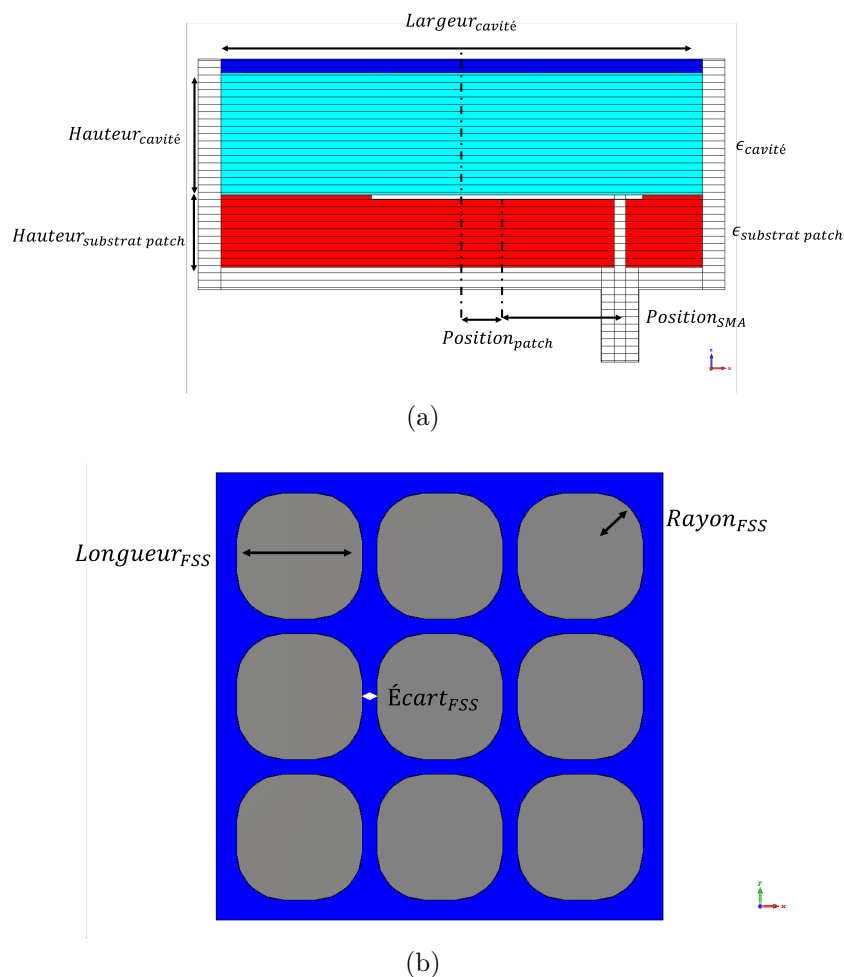


FIGURE II.18 – Paramètres modifiés lors des variations des dimensions pour l'étude de l'impédance d'entrée :

- a. Vue en coupe.
- b. Vue de la FSS seule.

### 2.2.3 Tableau et explications

Les résultats des différentes variations ont été compilés dans le tableau II.3. Pour simplifier la présentation, seuls les trois pics centraux et la directivité sont présentés. Une version complète est disponible dans l'annexe A. De par leur position, les trois pics centraux sont ceux qui ont le plus d'effets sur l'adaptation de l'antenne.

La première colonne présente les paramètres étudiés et les suivantes les évolutions des différents pics en termes de niveau et de fréquence. La dernière colonne donne l'évolution de la directivité en termes de niveau. Les paramètres peuvent, soit ne pas subir d'évolution majeure, auquel cas la case est vide, soit avoir une évolution. Celle-ci est présentée par la présence d'un + ou d'un - en fonction de son sens d'évolution. Dans le cas où la valeur diminue puis augmente, l'évolution est présentée par un -+ ou inversement +- si la valeur augmente puis diminue. Ce dernier type d'évolution laisse supposer la présence d'un optimum de valeur pour cette variation de paramètre.

TABLE II.3 – Tableau de variation des paramètres sur le pixel et effets sur l'impédance

Variation (augmentation de la variable) [Valeurs]	Second pic		Troisième pic		Quatrième pic		Directivité
	Fréquence (GHz)	Valeur	Fréquence (GHz)	Valeur	Fréquence (GHz)	Valeur	Valeur
Largeur cavité [50mm ;70mm]	-	+ -	-	-			+
Hauteur cavité [6m ;16mm]	-	-		+		-	-
Hauteur substrat patch [5mm ;11mm]	-	+	-	-	-		-
$\epsilon_r$ substrat cavité [1 ;3.2]	-	+	-	-+		-	-
$\epsilon_r$ substrat patch [1 ;7]		-+	-	+	-	+	+ -
Écart FSS [0.5mm ;2.25mm]	+	-		-		-	-
Longueur FSS [12mm ;16mm]	-	-+	-	+	-	-	-
Rayon FSS [4mm ;7mm]	+	-		-		+	-+
Largeur patch [10mm ;40mm]	-+	+	-	-+			+ -
Longueur patch [20mm ;50mm]	+	-+	-	+	-	+	+ -
Position SMA [10mm ;15.5mm]	+	-	+			+	+
Position patch [ $\pm 10$ mm]	+	+		+	-	-	+ -

La principale remarque est le faible nombre de paramètres permettant d'influer sur la fréquence du quatrième pic de résonance. Elle n'est modifiée que par cinq éléments dans la totalité de ceux possibles. Quatre des cinq paramètres provoquent également des modifications dans la valeur du maximum de cette résonance avec deux d'entre-eux qui l'augmentent et deux qui la diminuent. Seule la hauteur du substrat du patch n'influe pas sur la valeur de cette résonance. Parmi ces paramètres, quatre ont également un effet sur la fréquence du troisième pic de résonance. Seule l'une de ces valeurs, la position du patch, permet de modifier la fréquence du quatrième pic de résonance sans altérer la fréquence du troisième pic. Cette variation altère cependant la valeur du pic.

Ces problématiques sont présentes pour chaque pic de résonance et posent des problèmes importants dans le cas de l'adaptation de l'antenne. En effet aucun paramètre n'a d'effet que sur un seul des pics de résonance. Chaque modification apporte donc une variation qui doit être compensée par d'autres.

La hauteur de la cavité a cependant une particularité intéressante, partagée avec le  $\epsilon_r$  de la cavité qui, est de ne pas impacter les fréquences des pics 3 et 4. Cette particularité rend la variation de ces valeurs particulièrement intéressante pour compenser celles des autres éléments. Cette variation amène cependant à introduire une forte augmentation de la hauteur de l'antenne, qui dépasse alors  $\lambda/10$ .

La largeur de la cavité, qui est l'élément principal permettant la réduction des lobes de réseau lors du dépointage, a également un impact non négligeable. Ce dernier est principalement visible sur le cinquième pic de variation, qui diminue grandement en fréquence lorsque la largeur du pixel est réduite. Couplé à la forte valeur de cette résonance, il est alors difficile de conserver la bande de fonctionnement de l'antenne.

Un exemple de variation sur la largeur du patch est présenté sur la figure II.19. Sur ces courbes, la variation est réalisée par pas de 5 mm. La courbe présente une nette augmentation de l'impédance du second pic de résonance observable lorsque la largeur du patch augmente. La fréquence de cette résonance varie cependant peu.

Le troisième pic de résonance a quand à lui un maximum qui n'est ni pour la valeur la plus faible, ni pour la plus élevée. En revanche sa fréquence diminue fortement lorsque la largeur du patch augmente.

Le quatrième pic de résonance n'apparaît pas du tout dans la modification de la largeur du patch, il n'est donc pas renseigné dans le tableau de variations précédent.

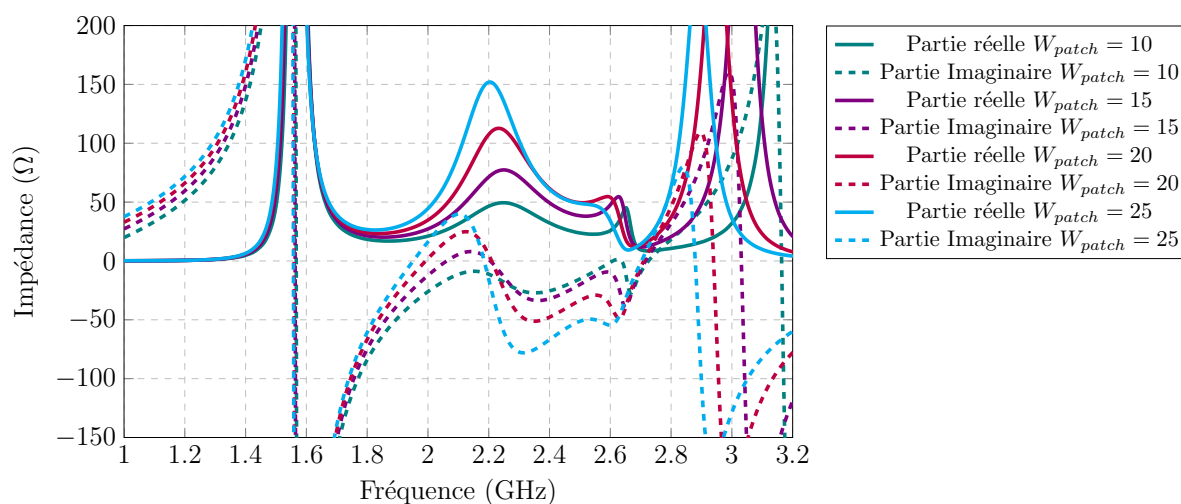


FIGURE II.19 – Exemple d'impédance d'entrée lors de la variation de la largeur du patch.

Un autre exemple, qui consiste en la variation de la largeur du pixel, est présenté sur la figure II.20. Il est notable sur la courbe que les valeurs des impédances d'entrée réelles des pics 2 et 3 augmentent avec la réduction de la largeur du pixel. La fréquence du troisième pic augmente également. Les autres pics d'impédance ne sont pas nettement impactés par la modification de la largeur.

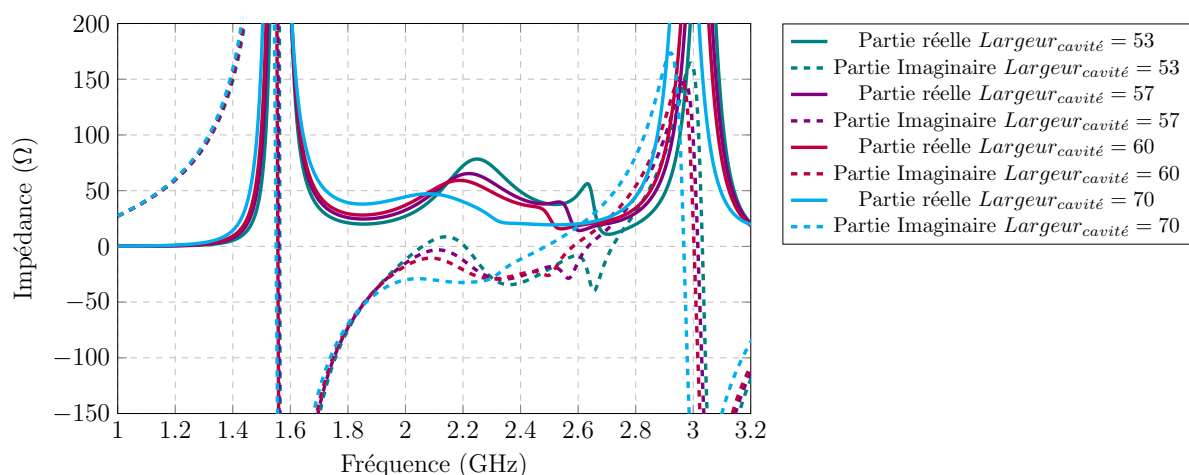


FIGURE II.20 – Exemple d'impédance d'entrée lors de la variation de la largeur de la cavité.

### 2.2.4 Objectifs lors de la réduction

Le principal objectif lors de la réduction du pixel est d'obtenir une capacité de dépointage sans apparition de lobes de réseaux sur l'ensemble de la bande de fonctionnement. Cette distance est donnée par l'équation I.16 avec un dépointage fixé à  $90^\circ$ .

Avec une bande de fréquences de 2 à 2.95 GHz, la distance maximale est d'environ 50 mm, soit  $\frac{1}{3}\lambda_0$ . Cette valeur a donc été sélectionnée afin de permettre un dépointage optimal sur l'ensemble de la bande. Le fait de fixer cette largeur provoque, de manière naturelle une modification de l'impédance d'entrée de l'antenne. Cette modification n'est pas aisément compensable à cause du rapprochement vers le centre de la bande de la forte résonance du cinquième pic.

## 2.3 Pixel réduit obtenu par l'étude des maximums locaux.

### 2.3.1 Dimensions finales

En utilisant le tableau de variations précédent, un pixel a été conçu en simulation. Ce dernier est présenté sur la figure II.21. Les dimensions sont détaillées dans le tableau II.4. Les substrats utilisés dans la simulation n'ont pas comme objectifs de posséder des valeurs disponibles sur étagère. L'objectif est en effet de démontrer le bénéfice de la réduction des dimensions du pixel et non pas de concevoir une antenne réalisable dans un premier temps.

La FSS est positionnée sur un substrat de  $\epsilon_r = 3.55$  et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ . La cavité est remplie d'un substrat de  $\epsilon_r = 3.2$  qui est, pour l'étude, considéré sans pertes diélectriques. Enfin le substrat du patch a comme caractéristiques diélectriques :  $\epsilon_r = 4.2$

et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ .

Le pixel a été optimisé afin d'améliorer sa bande d'adaptation en utilisant les constatations précédentes. Parmi les modifications qui ont eu lieu pour l'adaptation du pixel, il faut noter que le patch et son connecteur sont nettement décentrés. Cela a une légère influence sur le rayonnement du pixel, qui dépointe naturellement de  $2^\circ$  en moyenne sur sa bande de fréquences. La hauteur de la cavité a également été grandement augmentée pour permettre une adaptation correcte. Les éléments de la FSS, bien que quasiment circulaires, sont légèrement oblongs.

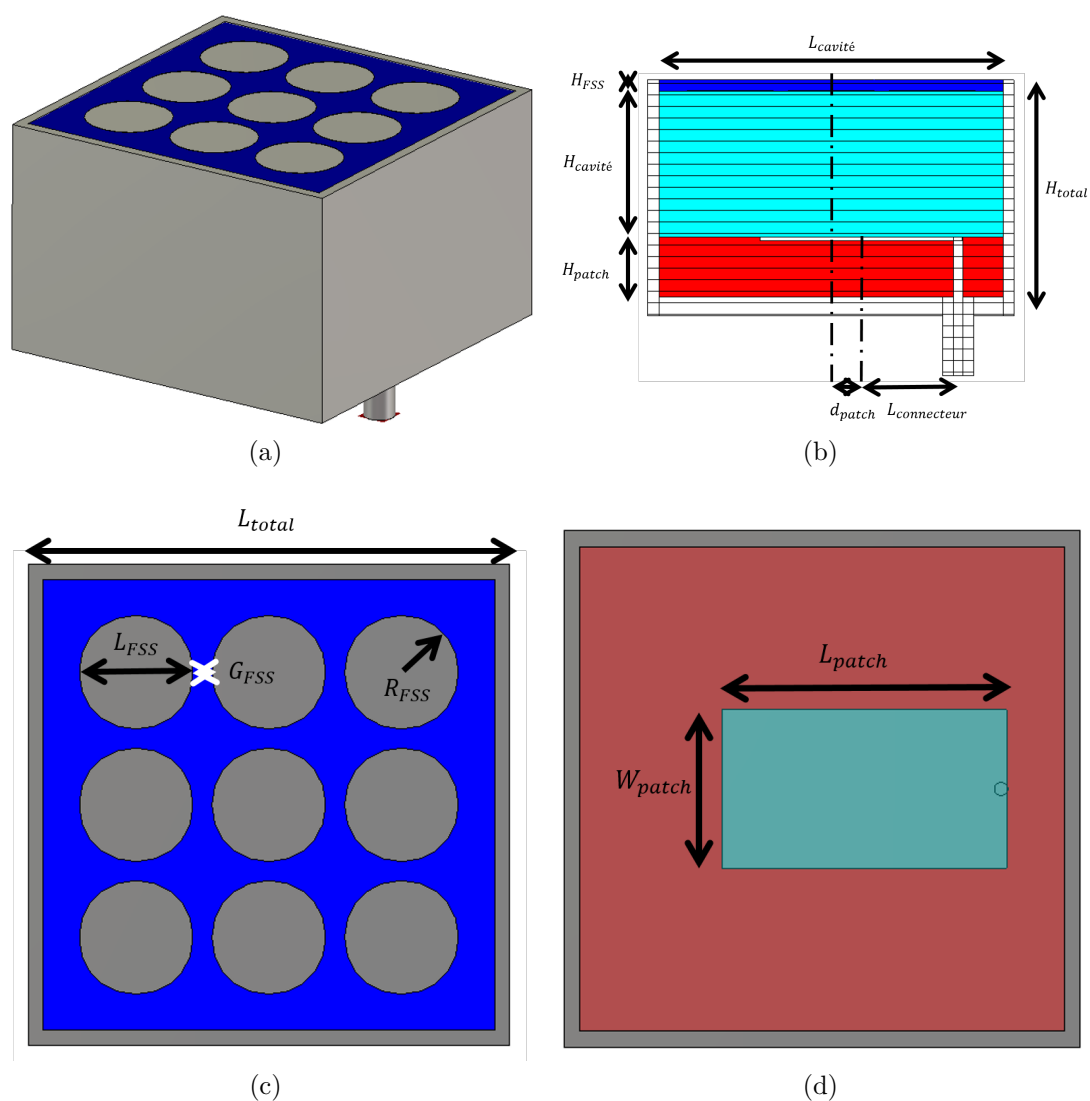


FIGURE II.21 – Dimensions du pixel obtenu par l'étude des maximums locaux :

- a. Vue du pixel complet.
- b. Vue en coupe.
- b. Vue de la FSS.
- b. Vue du patch.



TABLE II.4 – Dimensions du pixel obtenu par l'étude des maximums locaux

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
$H_{total}$	29.02	$H_{FSS}$	1.52
$H_{cavité}$	19.5	$H_{patch}$	8
$L_{total}$	48.96	$L_{cavité}$	45.96
$L_{connecteur}$	13	$d_{patch}$	4
$L_{patch}$	27	$W_{patch}$	15
$L_{FSS}$	11.5	$G_{FSS}$	2
$R_{FSS}$	5.5		

### 2.3.2 Résultats en adaptation

Comme le tableau de variations l'a montré, il est difficile de concilier toutes les variations de fréquences et de valeurs des maximums locaux entre elles. L'une des principales difficultés est le rapprochement des fréquences des pics de maximums 2 et 3. Cette dernière est liée à l'augmentation de la fréquence du pic 2 lors de la réduction de la largeur de la cavité. Le pic 3, dont la fréquence augmente également, a une augmentation qui est relativement plus faible, ce qui provoque un rapprochement des fréquences. Ces augmentations de fréquence sont liées à une augmentation de la valeur des pics et limitent grandement la bande d'adaptation de l'antenne car il est complexe de conserver une valeur réelle de  $50 \Omega$  sur la bande. La réduction de la largeur de la cavité provoque donc une réduction de la largeur de la bande d'adaptation.

Les courbes d'adaptation et d'impédance du pixel simulé sont présentées sur les figures II.22. La comparaison avec le pixel d'origine  $0.5 * \lambda_0$  montre que la réduction en  $0.33 * \lambda_0$  a eu pour effet principal d'augmenter l'amplitude des variations de l'impédance. De plus, les pics d'impédance situés dans les hautes fréquences pour le pixel en  $0.5 * \lambda_0$  se retrouvent dans des fréquences plus basses pour le pixel réduit. Ces modifications sont notamment visibles sur la bande d'adaptation de l'antenne qui est fortement réduite. La bande actuelle d'adaptation à -10 dB s'étend de 2 à 2.53 GHz, soit 23%.

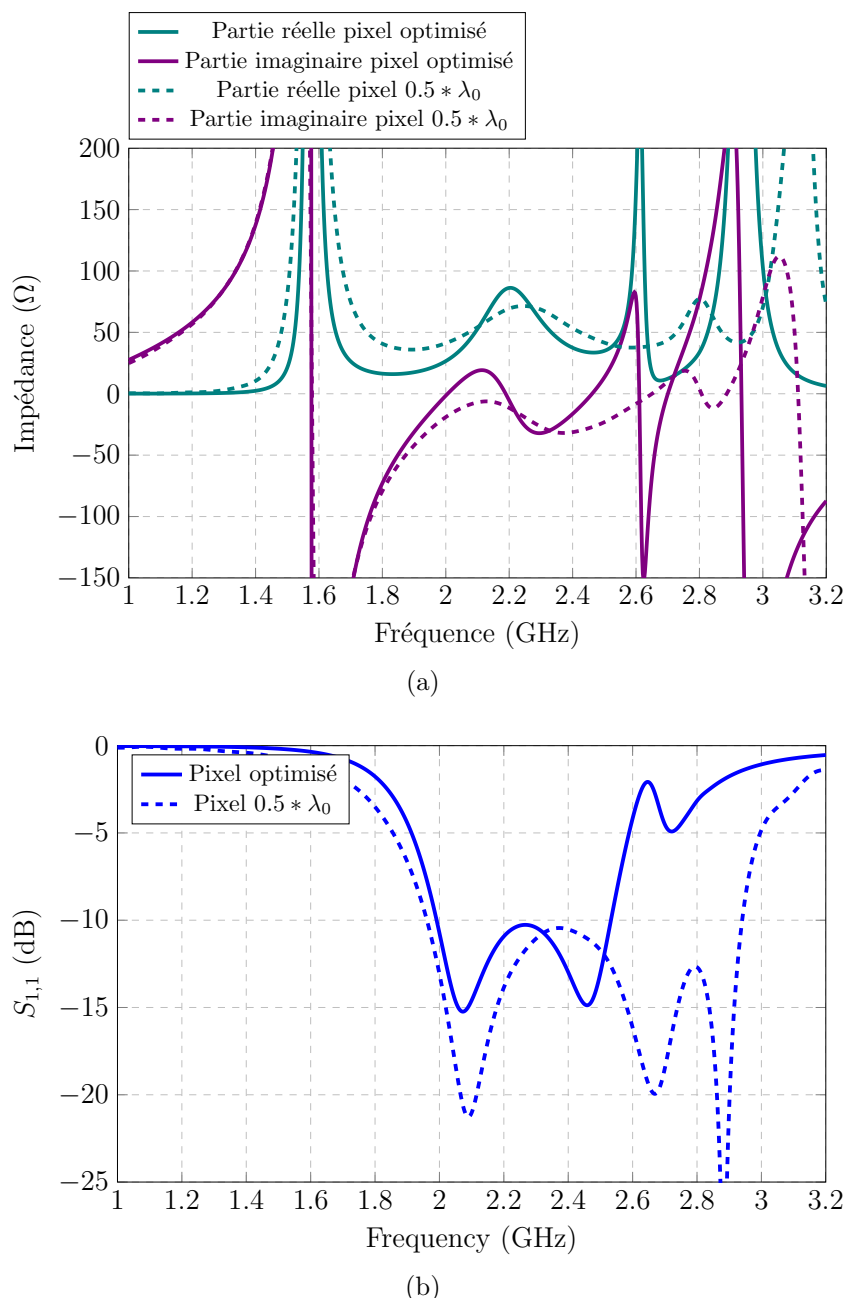


FIGURE II.22 – Comparaison de l'impédance et de l'adaptation des pixels  $0.5 * \lambda_0$  et de dimensions réduites  $0.33 * \lambda_0$  :

- a. Impédance d'entrée.
- b. Bande d'adaptation.

### 2.3.3 Résultats en gain

Les gains de l'antenne simulée sont présentés sur la figure II.23. La valeur de directivité est diminuée par la réduction de la surface du pixel. La forte réduction des gains à la fréquence de 2.65 GHz correspond au gap présent entre les pics 3 et 4 de l'impédance d'entrée. De manière générale, le comportement du gain réalisé du pixel est très proche de celui obtenu pour le pixel  $0.5 * \lambda_0$ .

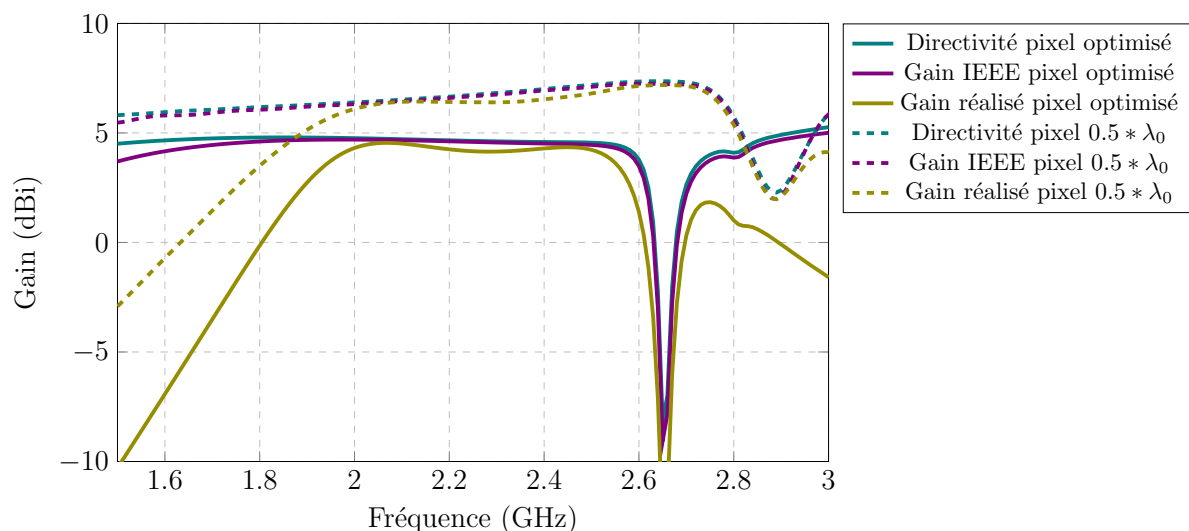


FIGURE II.23 – Gains du pixel obtenu après optimisation.

### 2.3.4 Impact sur l'ouverture angulaire

L'ouverture angulaire du pixel a été nettement améliorée par la réduction de sa surface. Une comparaison de ce pixel et du pixel en  $0.5 * \lambda_0$  est présentée sur la figure II.24. La valeur de l'ouverture angulaire est supérieure à  $120^\circ$  pour toutes les fréquences de travail. Cette bonne ouverture devrait permettre d'obtenir un dépointage performant sans perte de gain notable.

En comparaison, le pixel  $0.5 * \lambda_0$  a une ouverture angulaire qui diminue avec la fréquence, ce qui rend complexe son utilisation pour des applications de dépointage.

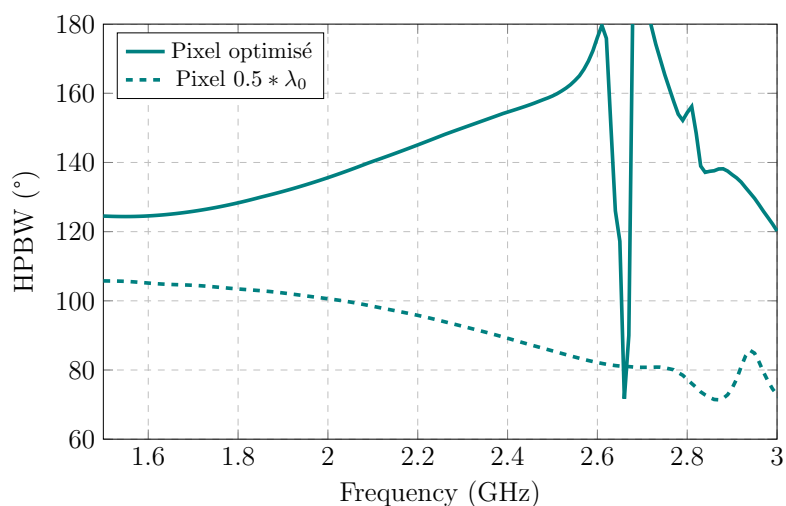


FIGURE II.24 – Ouverture angulaire du pixel obtenu par l'étude des maximums.

## 2.4 Résultats en dépointage pour la matrice 5 éléments

Pour observer les capacités en dépointage du pixel présenté, une matrice, présentée sur la figure II.25, a été simulée en utilisant 5 éléments.

Elle est alimentée par une loi de commande en phase définie par la formule I.1. Les amplitudes sont maintenues constantes entre les éléments. Les angles de consigne peuvent dépasser les capacités de dépointage réelles de la matrice, mais ils permettent d'obtenir le dépointage maximal atteignable par cette dernière.

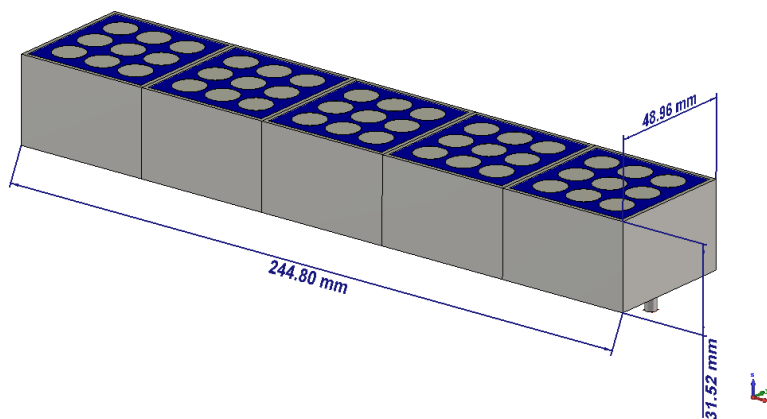


FIGURE II.25 – Matrice utilisée pour le dépointage.

### 2.4.1 Capacité de dépointage

Les résultats de dépointage sont présentés sur la figure II.26. La matrice est donc capable d'atteindre un dépointage dépassant  $60^\circ$  avec seulement 5 éléments. Lors de ce dépointage, il n'y a pas de lobes de réseaux observables.

Pour tous les angles de dépointage, la matrice conserve un gain compris selon une marge de 3 dB du gain dans l'axe. Cela est en partie dû à la grande ouverture angulaire des pixels unitaires, mais également à la participation des lobes arrière au rayonnement.

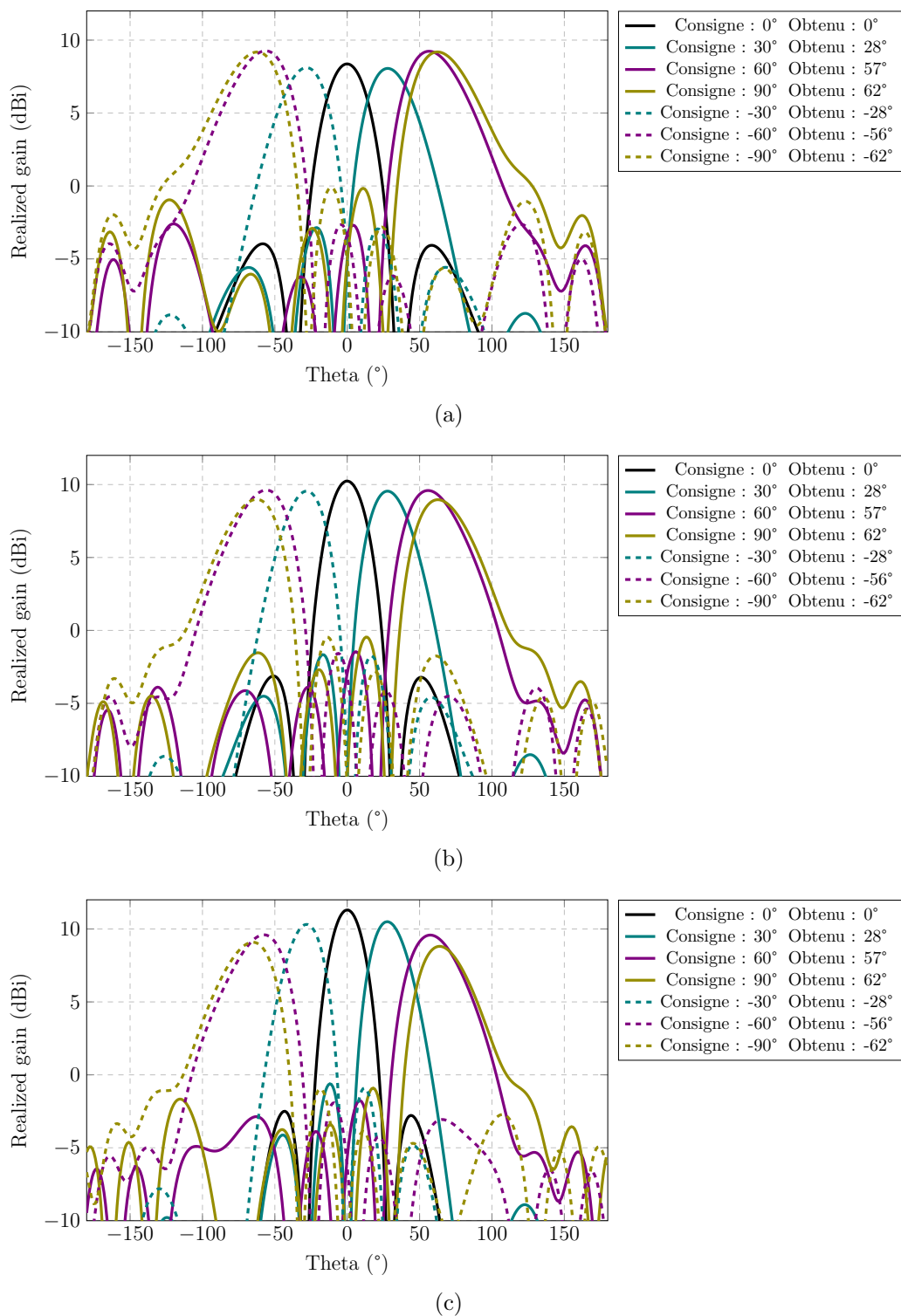


FIGURE II.26 – Dépointages de la matrice simulée dans le plan E :

- a. Dépointage à 2 GHz.
- b. Dépointage à 2.25 GHz.
- c. Dépointage à 2.5 GHz.

### 2.4.2 Mise en évidence de la contribution des lobes arrière au rayonnement

L'un des principaux points d'intérêts observables lors du dépointage est l'augmentation du gain à 2 GHz lors du dépointage. Bien que cela ne soit pas cohérent avec la théorie classique du dépointage, une explication de cette augmentation provient de l'importance des lobes arrière dans le fonctionnement de la matrice.

Ces lobes sont notamment visibles lors d'une représentation en coordonnées polaires du dépointage. La figure II.27 présente le dépointage de la matrice à la fréquence de 2 GHz pour les dépointages négatifs. Le dépointage à la consigne de  $-30^\circ$  montre bien le lobe arrière qui est visible à  $240^\circ$ . Lors du dépointage à la consigne de  $-60^\circ$ , le lobe arrière disparaît dans le lobe principal qui est alors fortement élargi. Cet élargissement du lobe s'accompagne d'une augmentation de sa valeur, qui permet à l'antenne de conserver un gain compris selon une marge de 3 dB du gain dans l'axe.

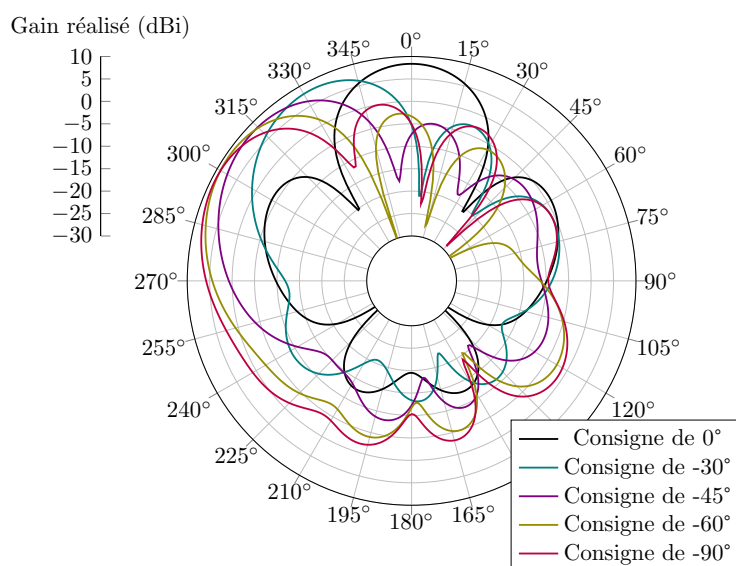


FIGURE II.27 – Mise en évidence de l'influence des lobes arrière lors du dépointage.

### 2.4.3 Tableau récapitulatif

Le tableau II.5 résume les capacités de dépointage de l'antenne simulée. Dans ce tableau sont présentés les gains réalisés de la matrice ainsi que les niveaux de lobes secondaires (SLL) pour chaque angle. L'antenne possède des niveaux de lobes secondaires intéressants sur toute sa plage de fonctionnement en fréquence et en dépointage. Les niveaux ne sont jamais supérieurs à -9.3 dB du lobe principal. Les gains sont stables sur les plages de dépointage, restant compris dans une marge de 3 dB du gain dans l'axe.

TABLE II.5 – Tableau de dépointage de la matrice dimensionnée via l'étude des maximums locaux.

Angle		2 GHz		2.25 GHz		2.5 GHz	
Théorique	Atteint	Gain (dBi)	SLLs (dB)	Gain (dBi)	SLLs (dB)	Gain (dBi)	SLLs (dB)
-90	-62	9.18	-9.3	8.99	-9.5	9.09	-10.1
-60	-56	9.26	-11.9	9.62	-11.2	9.6	-11.5
-30	-28	8.11	-11.1	9.55	-11.3	10.3	-11.2
0	0	8.37	-12.3	10.2	-13.4	11.3	-13.8
30	28	8.06	-10.9	9.55	-11.2	10.5	-11.1
60	57	9.24	-11.8	9.59	-11.1	9.58	-11.3
90	62	9.19	-9.3	8.96	-9.4	8.81	-9.7

## 2.5 Conclusion sur l'étude de l'impédance d'entrée

L'étude de l'impédance d'entrée du pixel a permis de mieux comprendre le fonctionnement interne de ce dernier. Une première étape a été d'observer le fonctionnement de chaque partie du pixel prise séparément, pour tenter d'identifier les composants importants influant sur son impédance. Cependant, aucun composant ne permet seul d'impacter complètement le comportement du pixel. Ce n'est que lorsque le pixel est considéré dans son ensemble que son fonctionnement peut être observé et analysé.

Une seconde étape a donc été d'analyser la réponse du pixel lors de variations dimensionnelles et de permittivité de ses éléments. Chaque élément a été modifié pour en observer les conséquences sur l'impédance d'entrée du pixel. Ces variations ont été consignées dans un tableau et ont permis de développer une méthodologie d'optimisation du pixel lors de sa réduction.

Cette méthodologie a mené à la conception d'un pixel de dimension latérale réduite à environ  $\frac{1}{3}\lambda_0$  pour une fréquence de 2 GHz. L'une des principales conséquences physiques de cette optimisation est la nette augmentation de la hauteur du pixel. Le pixel a également vu sa bande d'adaptation réduite à 23%. Il permet cependant d'obtenir une matrice atteignant 60° de dépointage en utilisant seulement 5 éléments. Lors de ce dépointage, les lobes secondaires ont également été limités (avec une valeur maximale inférieure à -9.3 dB).

Les bons résultats de la matrice simulés permettent de valider l'intérêt de la réduction de la matrice dans un contexte de limitation des lobes de réseau. Les problématiques de réduction de bande et d'augmentation de la hauteur font néanmoins apparaître le besoin d'un compromis entre les différents paramètres de la matrice en fonction de l'application visée.

### 3 Conclusion sur l'intérêt de la réduction de la dimension latérale des pixels

Lors de ce chapitre, une étude des limitations de la technologie MARPEM dans un contexte de dépointage a été effectuée. Pour la mener à bien, un pixel de dimension  $0.5 * \lambda_0$  a été simulé. Celui-ci possède une large bande d'adaptation de l'ordre de 39%. Il ne permet cependant pas d'obtenir un dépointage important sur toute cette bande de fréquences en raison de sa largeur. En effet de nombreux lobes de réseaux apparaissent lors du dépointage.

Afin de corriger cela, une réduction de la surface du pixel a été réalisée pour obtenir une largeur de  $0.39 * \lambda_0$ . Cette dernière a été rendue possible par l'ajout dans la cavité d'un diélectrique visant à augmenter la longueur électrique à l'intérieur du pixel. La réduction de la largeur et l'ajout du diélectrique ont pour conséquence une réduction du gain du pixel et de sa bande d'adaptation, qui atteint ici 31%. Cette dimension réduite permet toutefois d'améliorer les capacités de dépointage de l'antenne.

Pour réduire encore la largeur de l'élément, une compréhension approfondie du fonctionnement du pixel a été nécessaire. Une étude de l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction des variations dimensionnelles des éléments du pixel a donc été réalisée. Cette étude a permis de concevoir un pixel de largeur  $0.33 * \lambda_0$ . La nouvelle réduction du pixel a cependant eu pour effet de réduire la bande d'adaptation, qui atteint 23%, et le gain du pixel. La matrice composée de ces éléments ne présente cependant aucun lobe de réseau sur toute la largeur de sa bande de fonctionnement. De plus, elle est capable d'atteindre des dépointages de  $\pm 60^\circ$  en conservant son gain dans une marge de 3 dB de sa valeur axiale.

Ces réductions ont permis de mettre en valeur la nécessité d'un compromis entre les différentes performances attendues :

- le niveau de gain,
- la largeur de bande d'adaptation,
- les niveaux de lobes de réseau lors du dépointage,
- les angles de dépointage atteignables.



### 3.1 Problématiques soulevées par l'étude

La réduction des pixels se heurte donc à une problématique importante de réduction de la bande d'adaptation de l'antenne. Cette réduction ne semble pas compensable via l'utilisation d'une alimentation par patch. D'autres travaux menés sur la technologie ont montré que le changement de sources d'alimentation peut permettre d'augmenter la largeur de la bande d'adaptation de l'antenne [1]. L'utilisation de sources d'alimentation différentes pourrait permettre de bénéficier pleinement de la réduction des pixels en termes de réduction des lobes de réseau.

La réduction de la surface des éléments s'accompagne également d'une problématique d'augmentation des couplages inter-éléments. Cette notion fera l'objet du chapitre IV. Ces couplages sont un frein supplémentaire à la réduction de la dimension des éléments dans un contexte opérationnel.

## Bibliographie chapitre 2

- [1] M. 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, » thèse de doct., Université de Limoges, 2022.



Conception d'un démonstrateur pour le  
balayage de faisceau

## Sommaire

---

1	Réalisation d'un prototype fonctionnel . . . . .	<b>93</b>
1.1	Conception du pixel . . . . .	93
1.1.1	Sélection des matériaux . . . . .	93
1.1.2	Adaptation des dimensions de l'antenne . . . . .	94
1.1.3	Variations des dimensions des éléments . . . . .	96
1.2	Résultats de la matrice simulée en dépointage . . . . .	103
1.2.1	Dépointage dans le plan E . . . . .	103
1.2.2	Dépointage dans le plan H . . . . .	105
1.3	Choix mécaniques concernant la matrice . . . . .	107
1.4	Matrice réalisée . . . . .	108
2	Mesure des pixels en chambre . . . . .	<b>109</b>
2.1	Présentation du dispositif mis en place . . . . .	109
2.2	Résultats en adaptation et en gain et comparaison aux simulations . . . . .	109
2.2.1	Résultats en gain suivant les deux plans et comparaisons aux simulations . . . . .	111
2.3	Mesures de la matrice . . . . .	114
2.3.1	Présentation du dispositif mis en place . . . . .	114
2.3.2	Résultats et comparaisons aux simulations . . . . .	115
2.3.3	Résultats en dépointage et comparaisons aux simulations . . . . .	118
2.3.4	Tableaux récapitulatifs des résultats . . . . .	120
2.4	Conclusion sur les résultats de la matrice fabriquée . . . . .	120
2.5	Comparaison de l'antenne réalisée à l'état de l'art . . . . .	122

---

# 1 Réalisation d'un prototype fonctionnel

La partie précédente a permis de mettre en évidence que la réduction des pixels composant la matrice améliore grandement ses performances en dépointage.

Afin de valider le design spécifique de ces pixels, un prototype a été réalisé. Pour rappel, ce dernier se positionne dans une optique de lutte anti-drones et vise la bande de fréquences GNSS, soit entre 1.2 GHz et 1.6 GHz. L'antenne doit également être capable d'atteindre un dépointage d'au moins 60° avec un nombre d'éléments aussi faible que possible.

Une matrice composée de 5 éléments permet d'atteindre de telles performances, ainsi seuls 5 pixels ont été réalisés. Les matériaux ont été sélectionnés de manière à être relativement peu onéreux.

## 1.1 Conception du pixel

Afin de préparer la réalisation de l'antenne, des modifications ont été apportées au design théorique pour le rendre compatible avec les propriétés physiques des matériaux utilisés et au système de fixation de la base de mesure.

Ces modifications tirent parti de la méthode présentée dans le chapitre II afin d'obtenir un pixel de dimensions réduites et répondant aux pré-requis du brouillage anti-drones.

### 1.1.1 Sélection des matériaux

Les matériaux constituant le pixel ont été sélectionnés de manière à réduire le coût de fabrication. Cela implique des performances moindres à cause des pertes diélectriques présentes mais permet tout de même de démontrer la capacité en dépointage du dispositif.

La FSS a été imprimée sur un substrat FR-4 de permittivité 4,6, de  $\tan(\delta) = 0.025$  et d'épaisseur 1 mm. Ce substrat a des pertes élevées mais possède l'avantage de pouvoir imprimer la FSS en double faces et avec une grande précision. Ce procédé évite d'avoir à coller des patches métalliques sur la couche diélectrique par la suite.

La cavité utilise un substrat HPDE de permittivité 2,25 et de  $\tan(\delta) = 2 * 10^{-4}$ . Ce substrat a été sélectionné pour son faible coût et sa permittivité proche de celle présente dans les simulations précédentes. Cette proximité a permis de réduire le nombre de modifications dimensionnelles à effectuer lors de l'optimisation. Un substrat PTFE (permittivité 2.1 et  $\tan(\delta) = 2 * 10^{-4}$ ) a également été envisagé mais a été mis de côté pour des raisons de disponibilité et de coût.

Le substrat du patch est en PEEK de permittivité 3 et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ . Ce dernier est utilisé communément dans la réalisation des antennes MARPEM [1].

Afin de réduire la masse de l'antenne, la structure métallique est composée d'aluminium.

### 1.1.2 Adaptation des dimensions de l'antenne

Une fois les matériaux sélectionnés, une optimisation du pixel basée sur l'application de la méthode présentée dans le chapitre II a été réalisée. Le pixel obtenu a une dimension latérale de  $0.31 * \lambda_0$  avec une fréquence basse d'adaptation de 1.2 GHz.

La principale modification par rapport aux pixels présentés précédemment est un contact entre les éléments inférieurs de la FSS et le corps métallique du pixel relié au plan de masse, illustré par la figure III.1. Ce contact électrique est effectué aux quatre coins du pixel et permet d'obtenir des possibilités de réglage de l'impédance supplémentaires, ce qui conduit à obtenir une bonne bande d'adaptation.

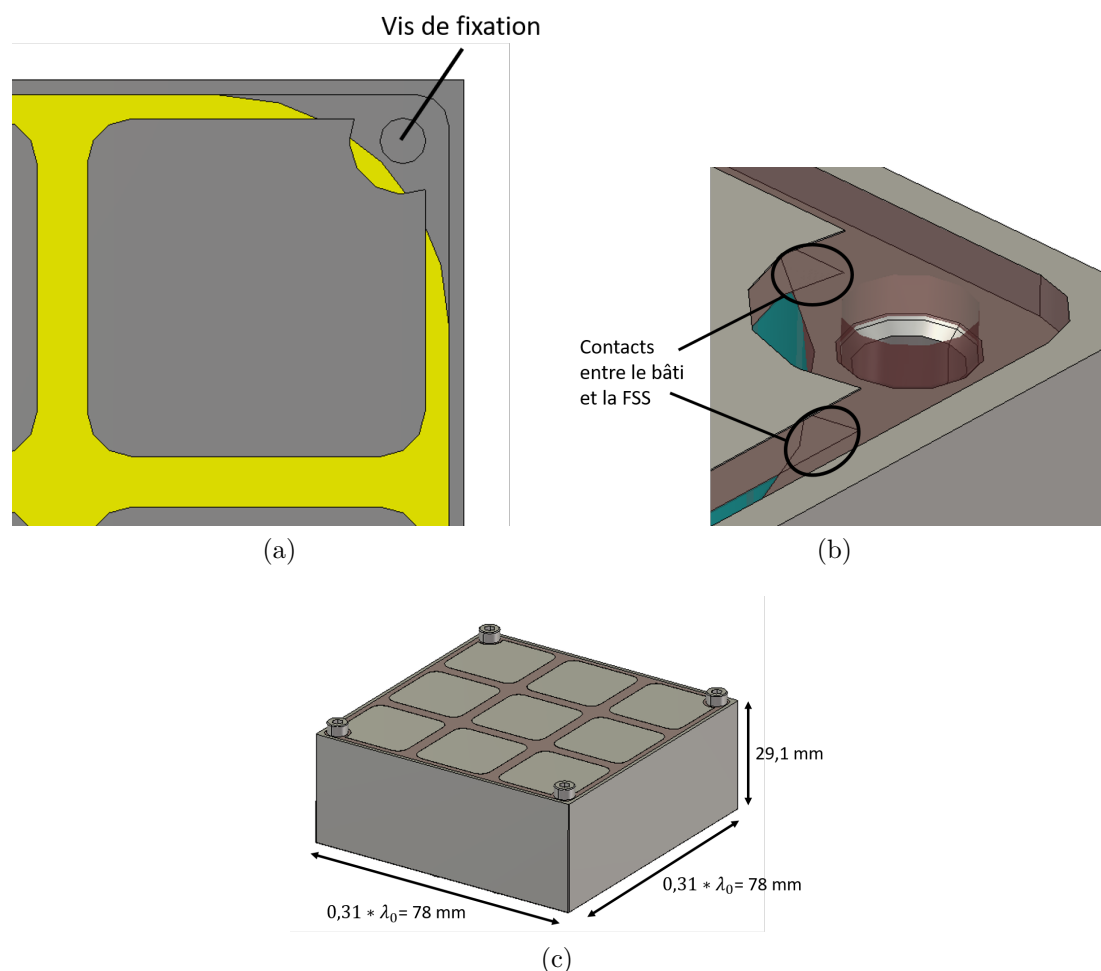


FIGURE III.1 – Vue du coin du pixel et dimensions globales :  
 a. Vue du coin du pixel avec le substrat de la FSS masqué.  
 b. Vue du coin du pixel avec visualisation des contacts métalliques réalisés.  
 c. Dimensions globales du pixel.

L'adaptation et le gain en fonction de la fréquence du pixel simulé sont présentés dans la figure III.2. La figure III.3 présente l'impédance du pixel.

La bande d'adaptation à -10 dB est comprise entre 1.21 et 1.6 GHz. Cela correspond à une bande relative de 27.7%. Cette large bande est cohérente avec l'évolution observée dans le chapitre II. Elle permet de couvrir la majorité de la bande de fonctionnement GNSS. Le gain est également cohérent avec les évolutions observées, atteignant 4.21 dBi au minimum et est relativement stable en fréquence avec un maximum de 4.8 dBi à 1.55 GHz

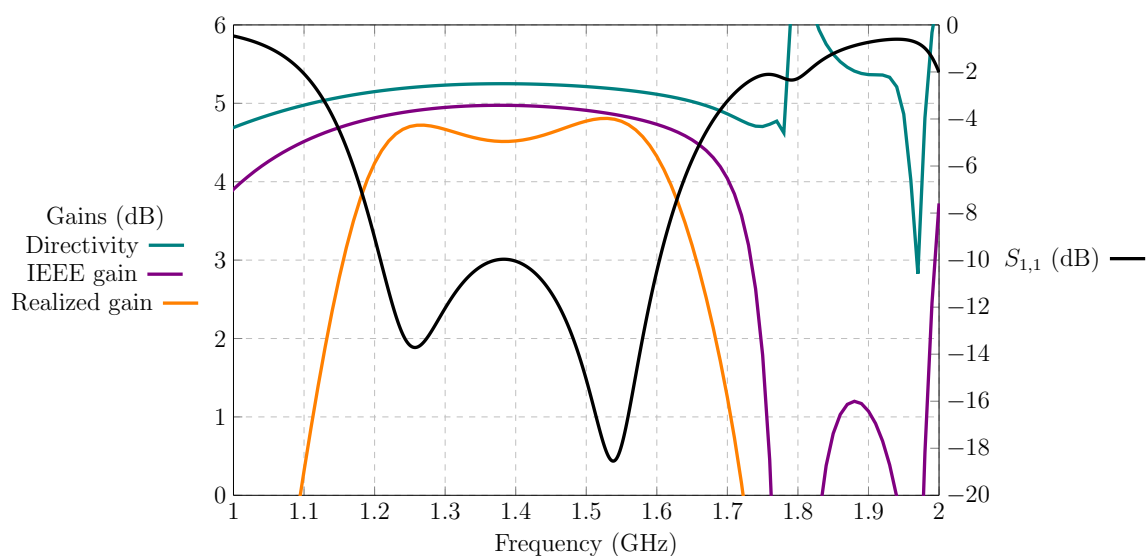


FIGURE III.2 – Adaptation et gains du pixel simulé.

La présence des contacts permet également d'obtenir une impédance dont la partie réelle est proche de  $50\Omega$  et la partie imaginaire proche de  $0\Omega$ . Une optimisation supplémentaire pourrait être envisagée pour les fréquences basses. Elles sont en effet plus éloignées de ces valeurs et des modifications géométriques pourraient permettre de les en rapprocher, améliorant ainsi l'adaptation finale de l'antenne.



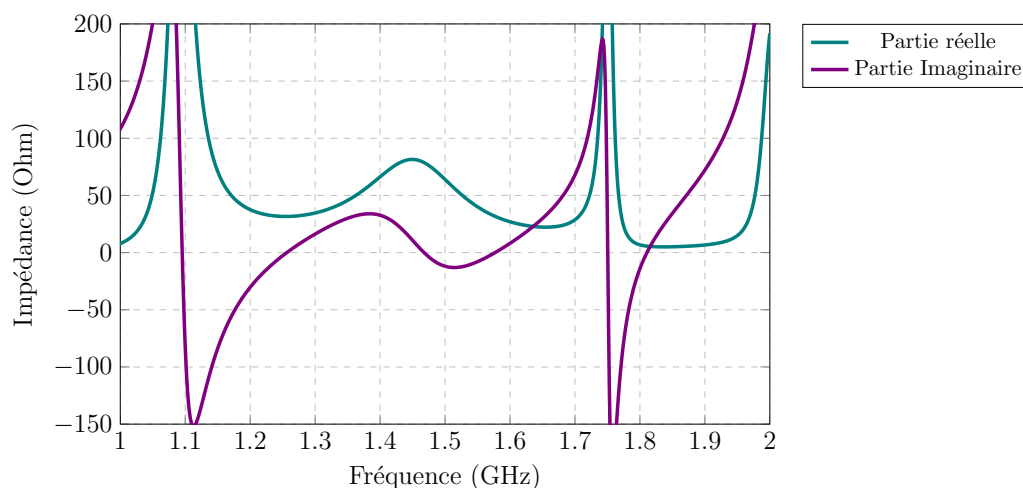


FIGURE III.3 – Impédance d'entrée du pixel simulé.

### 1.1.3 Variations des dimensions des éléments

Afin de valider les tolérances acceptables sur les parties mécaniques, une étude paramétrique portant sur les cotes mécaniques des différents matériaux a été menée. L'objectif est ici d'observer l'influence de chaque paramètre pour déterminer les zones critiques de la réalisation.

Pour tenir compte de possibles erreurs dans la fabrication, différentes variations des dimensions sont présentées sur la figure III.4. Sur cette figure, les espaces sont fortement augmentés par rapport à leurs dimensions réelles pour des raisons de lisibilité. La figure III.5 donne des exemples de situation qui pourraient se présenter suite à l'ajout de gaps lors de la fabrication.

Les variations consistent principalement en des ajouts d'espaces modélisés par des modifications des dimensions des diélectriques dans les cavités. La seule exception est la variation FSS qui correspond à une élévation de l'ensemble de la plaque FSS. Cette variation a été réalisée en deux temps : une variante avec le contact maintenu entre les métallisations et les murs, et une variante sans le maintien de ce contact.

Les variations Sc et Sp correspondent à la réduction de la dimension latérale des substrats de la cavité et du substrat sous le patch respectivement. Ces espaces créés servent à refléter les jeux de fabrication permettant d'assembler le montage complet.

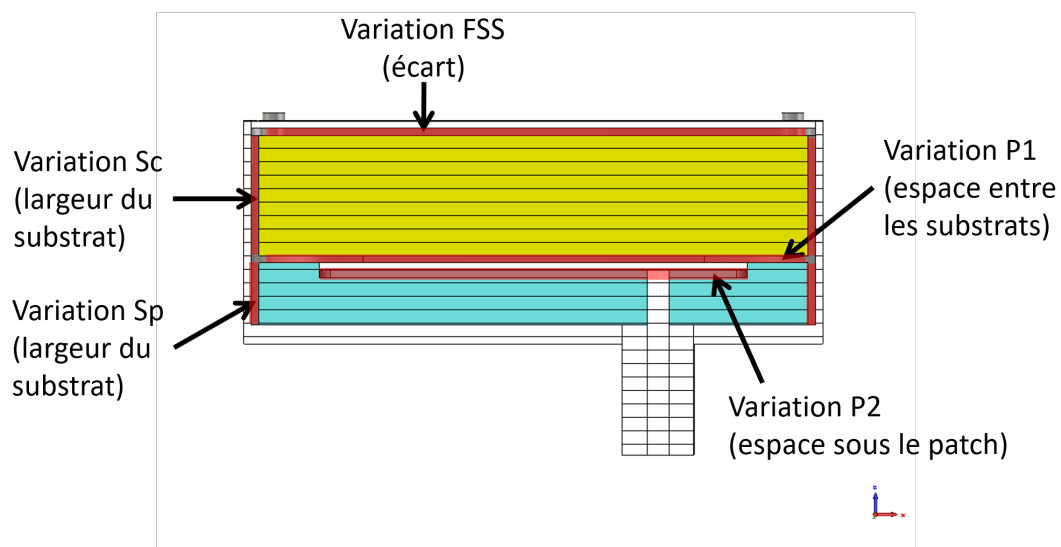


FIGURE III.4 – Variations des dimensions pour pixel pour la fabrication.

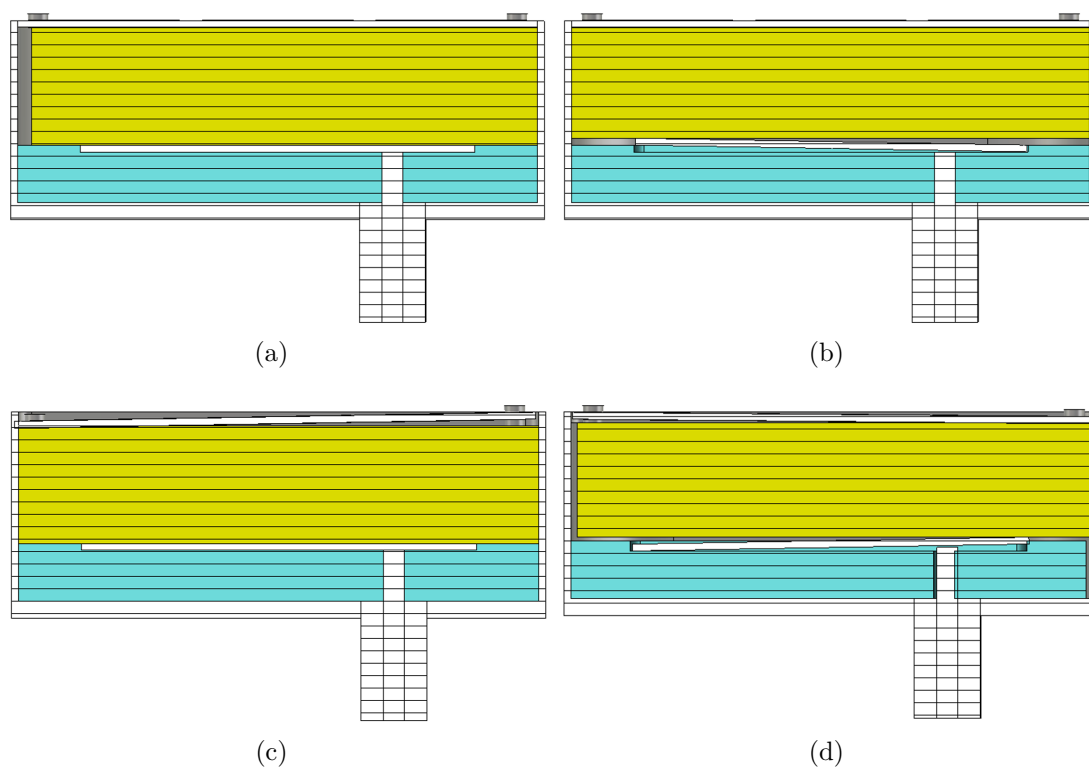


FIGURE III.5 – Exemples d'erreurs possibles lors de la fabrication :  
*a.* Mauvais alignement du substrat dans la cavité, gap d'air important sur la gauche.  
*b.* Patch mal positionné dans son emplacement causant une élévation du substrat de la cavité.  
*c.* FSS mal fixée, contacts mal effectués sur tous les angles.  
*d.* Multiples erreurs de positionnement sur toutes les pièces simultanément.

Les variations P1 et P2 correspondent à des variations de l'écart entre le patch et les substrats. Pour la variation P2, la cavité permettant de le positionner a été augmentée en profondeur tandis que pour la variation P1, tout le substrat a été soulevé ; cela crée également un jeu entre les deux substrats qui n'est pas présent dans la variation P1. Ces simulations permettent de vérifier l'importance des jeux au niveau du patch. En effet si la cavité de placement n'est pas de taille suffisante ou si le patch est positionné de travers, il est possible que les substrats ne soient pas complètement alignés entre eux. Ce mauvais positionnement du patch peut provenir d'une mauvaise soudure de ce dernier à l'âme centrale du connecteur.

La variation FSS consiste à ajouter un écart entre le substrat de la cavité et la FSS. Lorsque le contact est maintenu, les métallisations situées aux coins de la FSS continuent de toucher la cavité. Cela permet de simuler une flexion de la FSS lors de la fixation. Lorsque le contact n'est pas maintenu, il existe un gap d'air entre les métallisations et les fixations des vis. Cela permet de simuler un mauvais vissage ou un dépassement du substrat de la cavité qui rend le contact impossible.

Les résultats de ces différentes variations sur l'adaptation et l'ouverture angulaire sont présentés sur les figures III.6 et III.7.

Il peut être noté que la variation de la largeur des substrats dans la cavité conduit à un effet très réduit sur les performances de l'antenne. Ces résultats sont présentés sur les figures III.6a à III.6d.

De même, la hauteur des substrats qu'ils soient au dessus ou en dessous du patch n'influent pas de manière importante sur les performances. L'adaptation est légèrement perturbée, mais la largeur de la bande n'est pas affectée par ces modifications. Ces résultats sont présentés sur les figures III.6e à III.7b.

Les principaux effets sont observés lors de l'ajout d'écarts sous la FSS. Lorsqu'un gap d'air est présent mais que le contact électrique est maintenu au quatre coins de la structure, la bande d'adaptation est légèrement déplacée vers les hautes fréquences. Cela est présenté sur les figure III.7c et III.7d.

Dans le cas où ce contact n'est pas maintenu, l'effet est beaucoup plus important. L'adaptation comme l'ouverture angulaire sont fortement perturbées par l'absence de contact. Ces variations sont présentées sur les figures III.7e et III.7f.

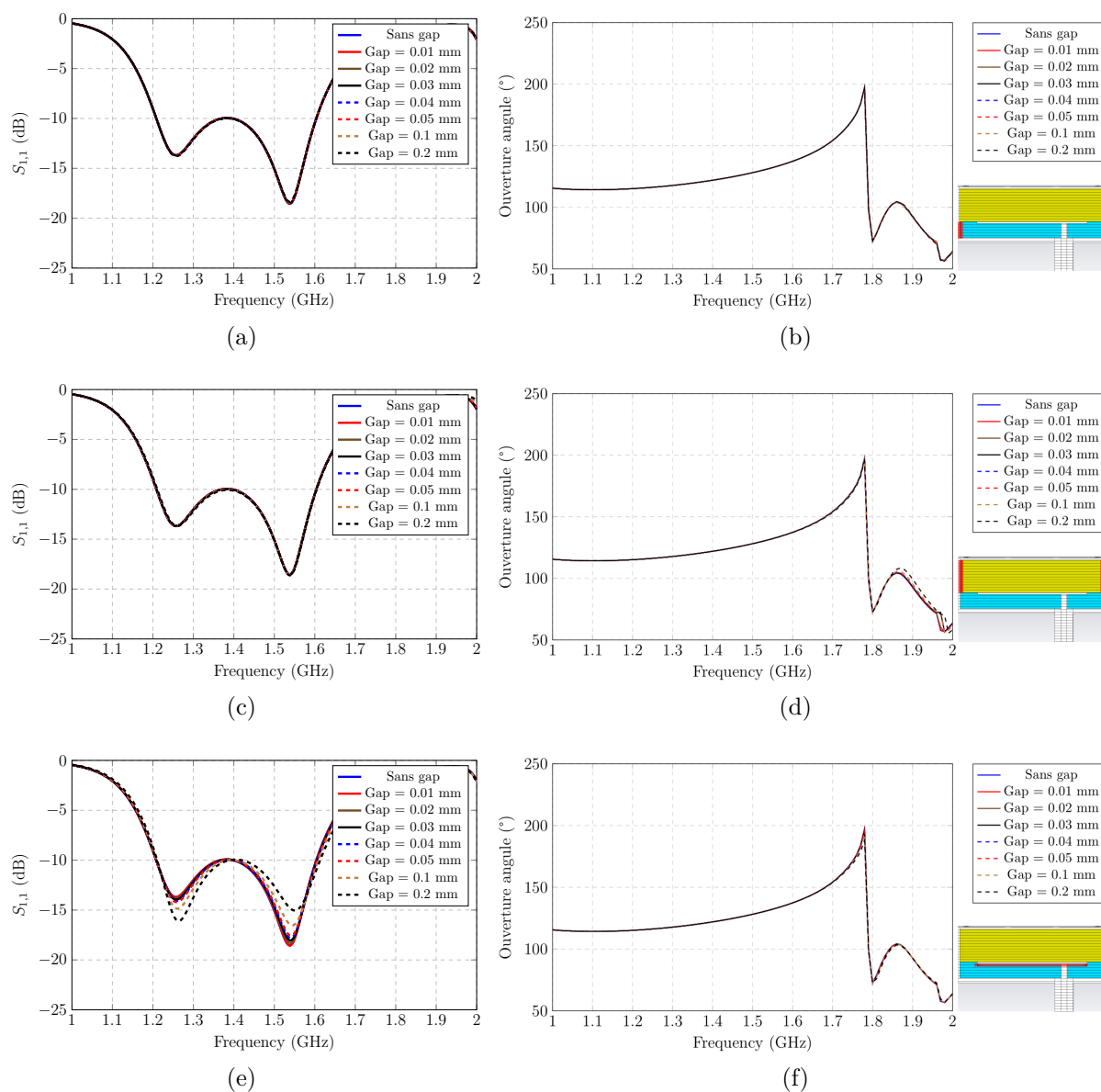


FIGURE III.6 – Variations des jeux dans le pixel :

- Adaptation avec variation  $S_p$  : Variation de la largeur du substrat du patch.
- Ouverture angulaire avec variation  $S_p$  : Variation de la largeur du substrat du patch.
- Adaptation avec variation  $S_c$  : Variation de la largeur du substrat de la cavité.
- Ouverture angulaire avec  $S_c$  : Variation de la largeur du substrat de la cavité.
- Adaptation avec variation  $P_2$  : Variation de l'espace sous le patch.
- Ouverture angulaire avec variation  $P_2$  : Variation de l'espace sous le patch.

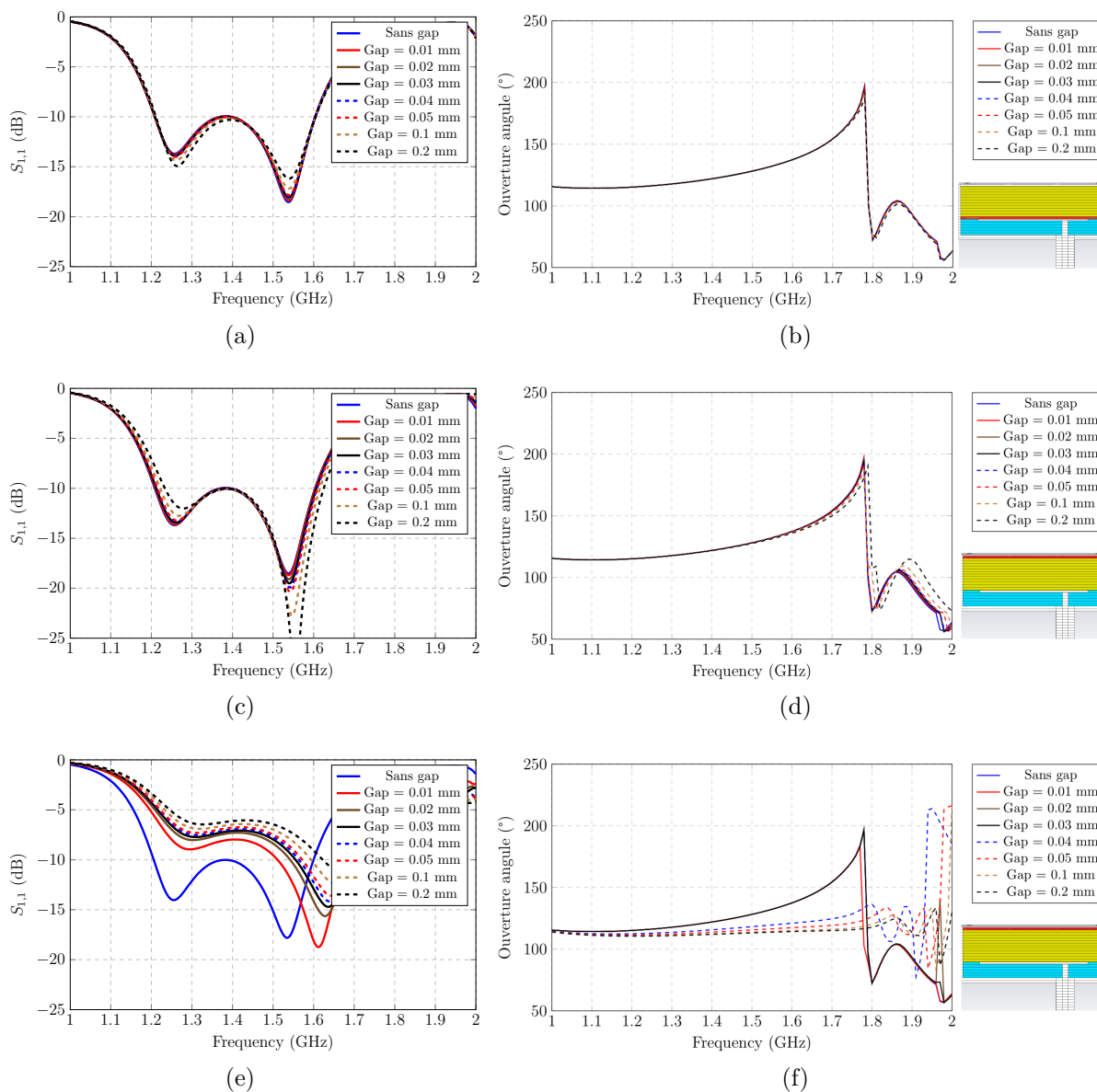


FIGURE III.7 – Variations des jeux dans le pixel :

- a. Adaptation avec variation P1 : Variation de l'espace entre les substrats.
- b. Ouverture angulaire avec variation P1 : Variation de l'espace entre les substrats.
- c. Adaptation avec variation FSS avec contact.
- d. Ouverture angulaire avec variation FSS avec contact.
- e. Adaptation avec variation FSS sans contact.
- f. Ouverture angulaire avec variation FSS sans contact.

Afin de simuler l'influence d'un mauvais serrage sur un ou plusieurs coins du pixel, une autre simulation a été effectuée en modifiant les contacts. Cela peut être la conséquence d'un jeu lié à l'épaisseur du substrat de la cavité. Il est également possible qu'un mauvais contact se produise lors de l'utilisation de vis plastiques pour la fixation de la plaque FSS. Bien que ces vis aient une influence moindre sur le comportement de l'antenne, elles sont aisément déformables et peuvent ne pas maintenir correctement la plaque.

Les résultats de ces variations sont présentés sur la figure III.8. Pour simplifier la compréhension, les contacts sont numérotés dans l'ordre présenté sur la figure III.8a selon un code binaire. Ainsi, la référence 0-0-0-0 présente les résultats en l'absence de contact sur tous les coins de la FSS et la référence 1-0-0-1 présente des contacts uniquement sur les coins de numéro 1 et 4.

Parmi ces courbes, certaines semblent toutefois se démarquer. La courbe 0-0-0-0 est celle correspondant à l'absence de contact. Elle décrit l'adaptation à -10 dB la plus dégradée parmi toutes les courbes, comprise entre 1.58 et 1.7 GHz. L'absence de contact conduit également à l'ouverture angulaire la plus faible. A l'inverse, la courbe 1-1-1-0 montre la plus grande bande d'adaptation [1.23 , 1.7] GHz correspondant à une bonne ouverture angulaire sur l'ensemble de la bande atteignant les 150° à 1.6 GHz.

De manière notable, certaines combinaisons de contacts se comportent de façon similaire. Cela est lié à la symétrie du pixel suivant la longueur du patch. Ainsi la combinaison 0-0-0-1 se comporte de la même façon que la combinaison 1-0-0-0. Cette symétrie se traduit, dans le cadre de l'écriture des contacts, par une symétrie centrale. Seuls les combinaisons 0-0-0-0, 0-1-1-0, 1-0-0-1 et 1-1-1-1 n'ont pas de cas symétrique suivant ce plan. Pour alléger les courbes de la figure III.8, une seule combinaison a été tracée lorsque deux se comportent de manière identique.

Les résultats de ces simulations montrent qu'il est important d'obtenir un contact en toute circonstance. Bien qu'il soit possible d'obtenir de meilleurs résultats en adaptation que sur le pixel possédant tous ses contacts, l'ouverture angulaire peut être altérée de manière non prévisible. Dans certaines condition les performances de l'antenne pourraient être améliorées par l'absence de contacts à des points précis mais cela ne peut être effectué via la vis de fixation seule. Il faudrait alors altérer la forme de la FSS pour retirer les contacts à ces points particuliers. Pour des raisons de simplicité de la structure et de reproductibilité de la fabrication, cette solution n'a pas été étudiée plus en détails.

Ces simulations ont permis de mettre en évidence l'importance du contact de tous les coins de la FSS aux murs de la matrice. A cet effet, des vis métalliques ont été sélectionnées. Elles ne perturbent ni les champs rayonnés, ni l'adaptation et permettent d'effectuer un serrage complet de la FSS. Les autres jeux ont été définis à une valeur maximale de 0.1 mm dans une optique de minimisation du coût de fabrication.

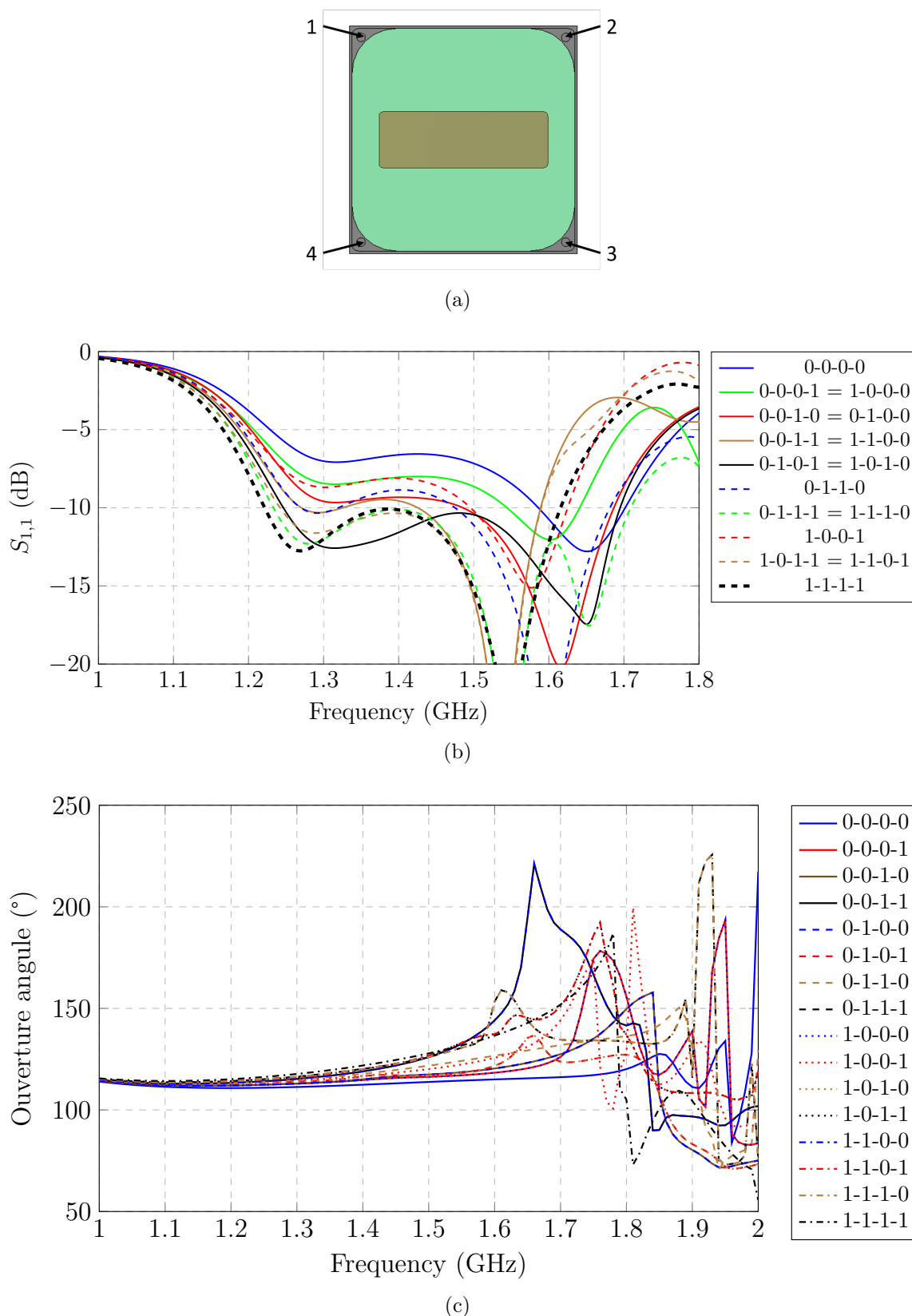


FIGURE III.8 – Variation des contacts entre la FSS et le pixel :

- a. Schéma de numérotation des contacts.
- b. Variation de l'adaptation.
- c. Variation de l'ouverture angulaire.

## 1.2 Résultats de la matrice simulée en dépointage

Afin de vérifier les performances en dépointage de la matrice, deux configurations de simulation ont été réalisées.

### 1.2.1 Dépointage dans le plan E

La matrice a tout d'abord été simulée dans le plan E, qui est le plan dans lequel le diagramme de rayonnement des éléments a été optimisé. Les éléments sont disposés dans une matrice de cinq éléments comme présenté sur la figure III.9.

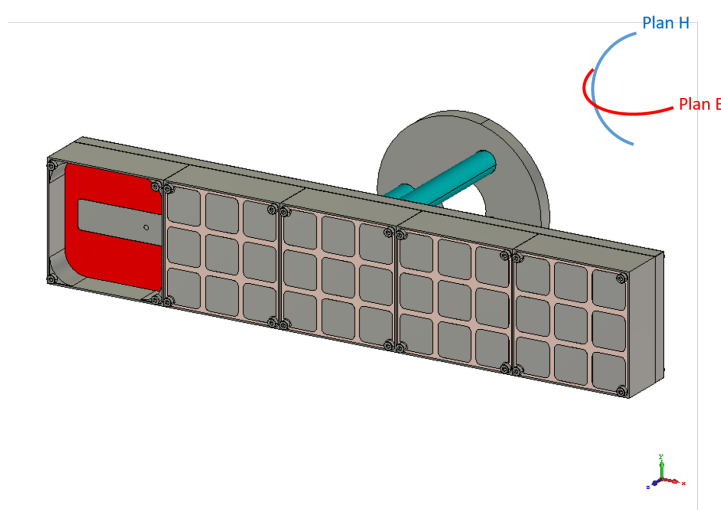


FIGURE III.9 – Position des éléments pour le dépointage dans le plan E.

Les résultats de dépointage sont présentés sur la figure III.10 pour les fréquences de 1.2, 1.4 et 1.6 GHz. Les valeurs d'angles indiquées dans la légende correspondent ici aux valeurs de consigne. L'antenne n'est pas capable de dépointer jusqu'aux valeurs désirées mais atteint tout de même un dépointage de  $60^\circ$  dans les deux directions avec des lobes de réseau relativement réduits. Ces résultats sont encourageants pour la fabrication.

Le gain réalisé dans l'axe est de 7.1, 9.6 et 11.1 dBi à 1.2, 1.4 et 1.6 GHz respectivement. La variation de gain est inférieure à 3 dB et les niveaux de lobes secondaires sont inférieurs à -9.1 dB pour l'ensemble des dépointages.

Comme présenté dans le chapitre II, pour certaines fréquences le niveau de gain maximal n'est pas obtenu dans l'axe mais pour des valeurs de dépointage plus élevées. C'est ici le cas des fréquences 1.2 GHz et 1.4 GHz. Cette particularité s'explique par l'apport du lobe arrière au lobe principal dans la direction visée.



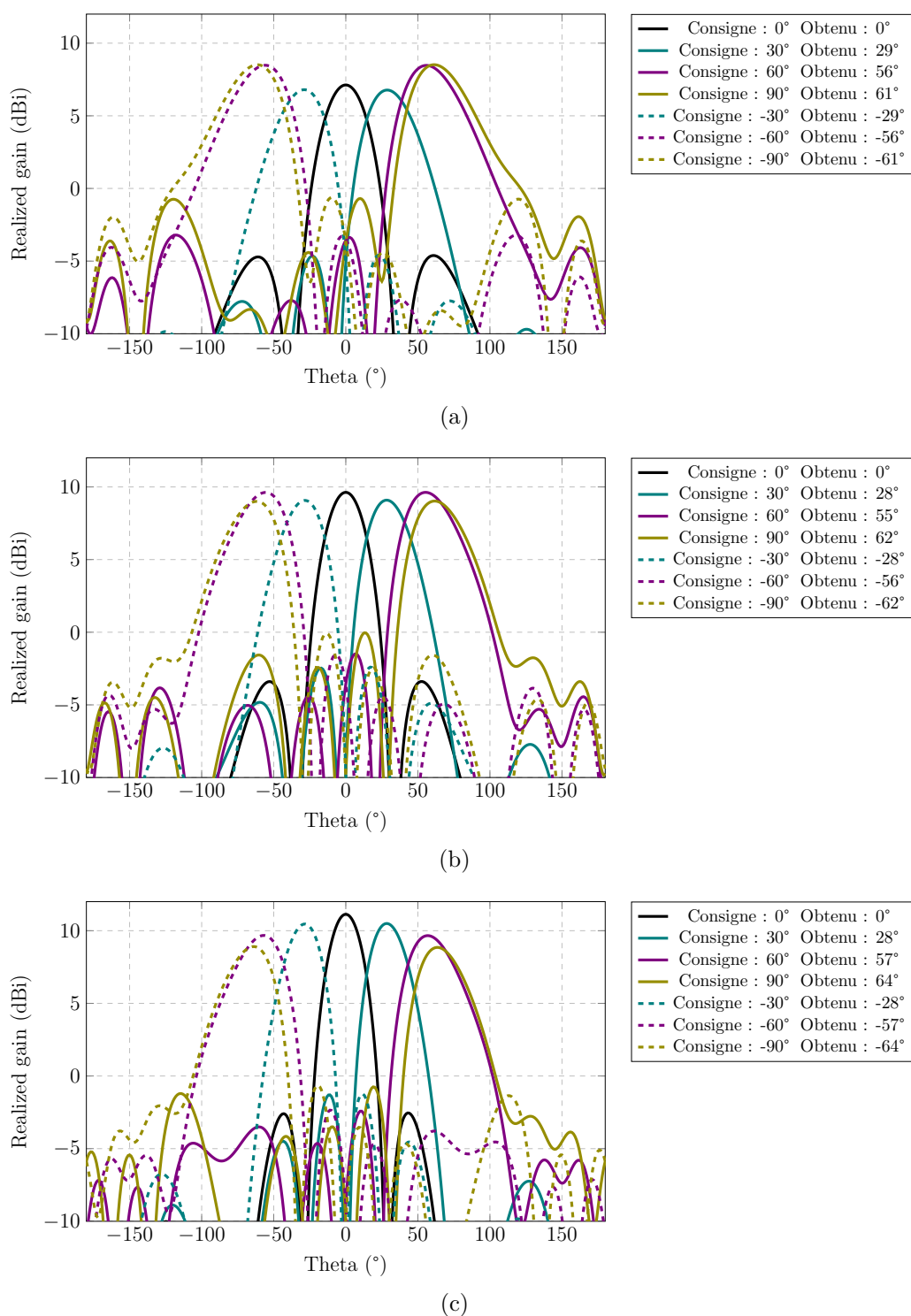


FIGURE III.10 – Dépointages de la matrice simulée dans le plan E :

a. Dépointage à 1.2 GHz.

b. Dépointage à 1.4 GHz.

c. Dépointage à 1.6 GHz.

### 1.2.2 Dépointage dans le plan H

Bien qu'il ne soit pas prévu de valider par l'expérience les dépointages de la matrice dans ce plan, les simulations ont tout de même été effectuées. Les éléments ont été orientés à  $90^\circ$  dans la matrice par rapport à l'étude dans le plan E comme le montre la figure III.11.

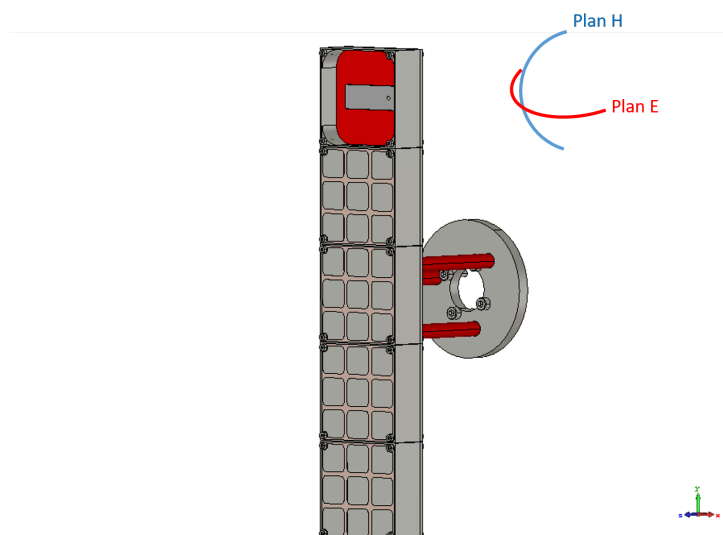


FIGURE III.11 – Position des éléments pour le dépointage dans le plan H.

Les résultats de dépointage pour les trois fréquences sont présentés sur la figure III.12. Ils montrent que l'antenne est capable d'atteindre un dépointage de l'ordre d'au moins  $30^\circ$  pour toutes les fréquences. Il est également à noter que des lobes secondaires plus importants que dans le plan E sont présents. L'antenne n'ayant pas été optimisée dans l'optique d'un dépointage dans ce plan, de tels résultats sont cohérents.

Le gain réalisé dans l'axe est de 8.9, 9.0 et 9.6 dBi pour les fréquences de 1.2, 1.4 et 1.6 GHz respectivement. Elle conserve ce gain dans une marge de 3 dB pour des dépointages allant jusqu'à une valeur réelle de  $45^\circ$  dans les deux directions à 1.2 GHz. Cette valeur passe à  $55^\circ$  à 1.4 GHz et à  $40^\circ$  à 1.6 GHz. En respectant le critère de -3 dB de variation maximale du gain, les lobes secondaires sont à un niveau atteignant les -4.7 dB dans les pires cas.

Afin d'améliorer les capacités de l'antenne dans ce plan, il faut optimiser la forme de l'alimentation. L'utilisation d'un patch carré à plusieurs entrées pourrait par exemple permettre de rayonner correctement selon les différents plans.

Ce point en particulier est l'une des perspectives futures de ces travaux. Une telle optimisation permettrait de proposer une antenne possédant un bon dépointage dans les deux plans ainsi que de faibles niveaux de lobes.

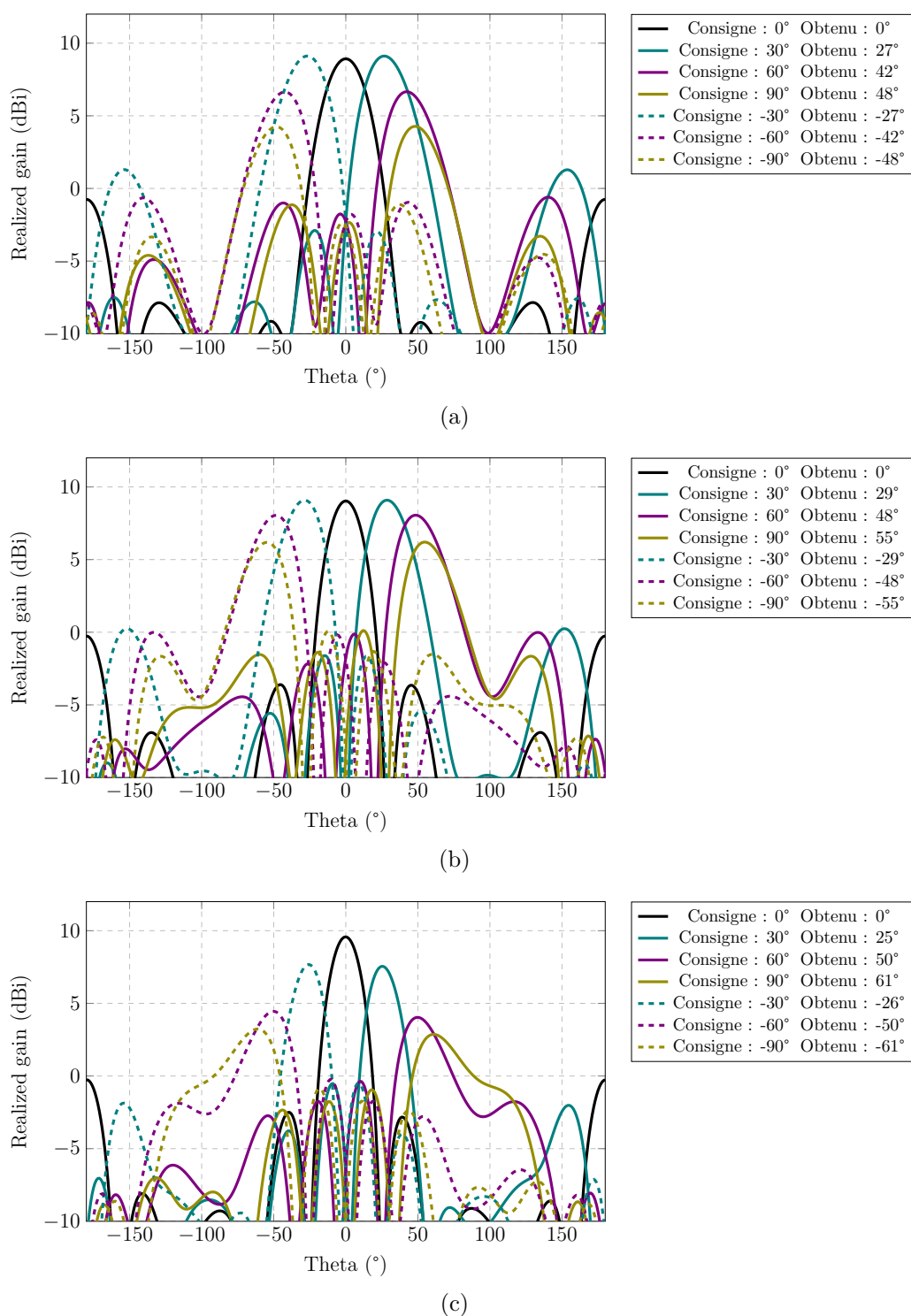


FIGURE III.12 – Dépointages de la matrice simulée dans le plan H :

a. Dépointage à 1.2 GHz.

b. Dépointage à 1.4 GHz.

c. Dépointage à 1.6 GHz.

### 1.3 Choix mécaniques concernant la matrice

Pour permettre de valider au mieux les capacités de la matrice, celle-ci a été réalisée à partir de 5 pixels indépendants. Ils sont fixés à une plaque métallique reliant la masse des pixels. Cela permet d'une part de les mesurer de façon unitaire sans la présence d'éléments parasites et d'autre part d'envisager un espacement des éléments pour des dispositifs de filtrage (présentés dans le chapitre IV).

Pour réaliser la fixation au dispositif de mesure, un pied et des entretoises ont également été ajoutés. Ces dernières sont fixées soit sur la plaque reliant entre eux les pixels formant la matrice, soit au pixel seul.

La figure III.13 présente les fichiers ayant servi de base à la fabrication. Le principal point d'intérêt est le contact entre les coins intérieurs de la FSS et la partie métallique de la cavité. Ce contact permet au pixel, comme présenté précédemment, d'avoir une large bande d'adaptation tout en restant relativement de faible hauteur par rapport à la longueur d'onde.

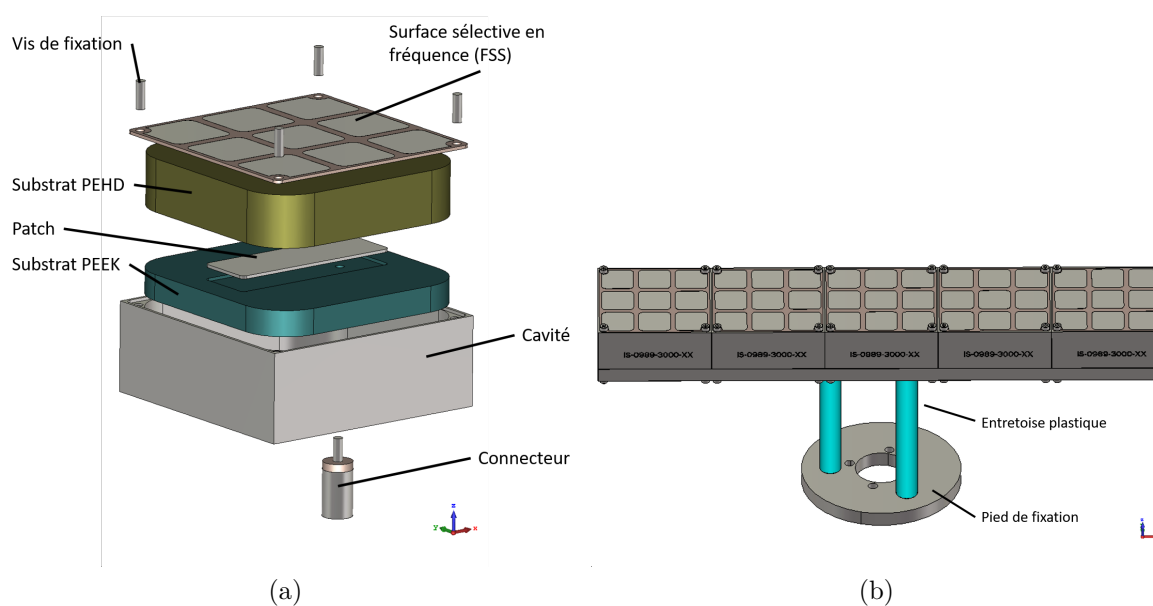


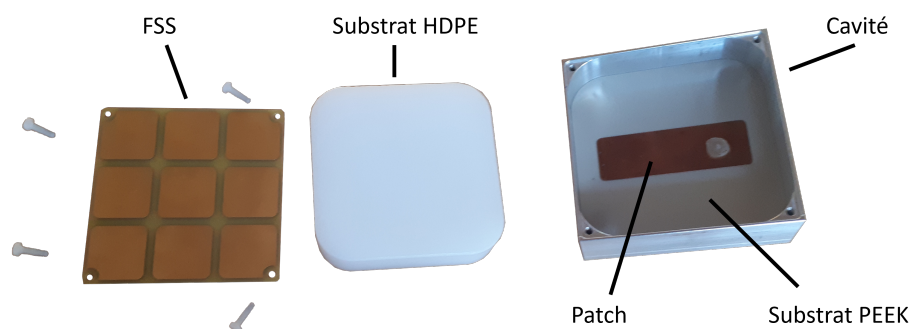
FIGURE III.13 – Pixel et matrice simulés :

- a.* Vue éclatée du pixel.  
*b.* Vue de côté de la matrice.

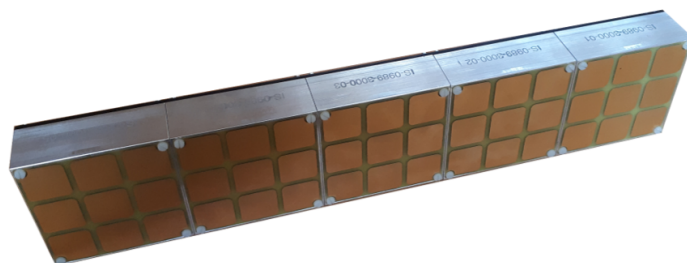
## 1.4 Matrice réalisée

Les dimensions finales de la matrice fabriquée sont présentés dans l'annexe B.

Le prototype a été réalisé par la société ITHPP et les divers éléments le constituant sont présentés sur la figure III.14.



(a)



(b)

FIGURE III.14 – Prototype de la matrice :

a. Pixel démonté.

b. Matrice complète sans le pied de fixation.

## 2 Mesure des pixels en chambre

### 2.1 Présentation du dispositif mis en place

Une fois fabriqué, le prototype a été mesuré dans la chambre anéchoïque de la plateforme PLATINOM du laboratoire Xlim à Limoges [2]. Cette base possède une précision lors de la mesure du gain de l'ordre de 0.45 dB à prendre en compte lors de la lecture des résultats. Une photo du dispositif monté sur le banc de mesure est présentée sur la figure III.15. Une mousse absorbante a été ajoutée sur le support moteur afin de tenter de réduire son effet lors de la caractérisation du pixel.

Les mesures du pixel ont été comparées à deux cas simulés : avec et sans pied métallique. En effet, bien que la mousse absorbante réduise l'effet du support, elle ne remplit pas parfaitement son rôle.

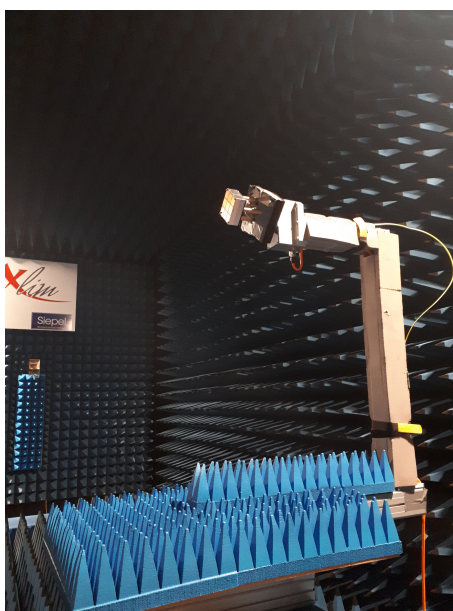


FIGURE III.15 – Dispositif de mesure du pixel.

### 2.2 Résultats en adaptation et en gain et comparaison aux simulations

Dans un premier temps l'adaptation et le gain en fonction de la fréquence de chaque pixel ont été mesurés. Les résultats sont présentés sur la figure III.17.

Dans les deux cas les performances des pixels sont très proches les unes des autres. Il est notable que le support a un effet important sur les pixels malgré la présence des mousses absorbantes. Cela est principalement dû à la très large ouverture angulaire du pixel et aux dimensions de la plaque de fixation. Comme le montre la figure III.16, la dimension de ce dernier par rapport au pixel est très importante.

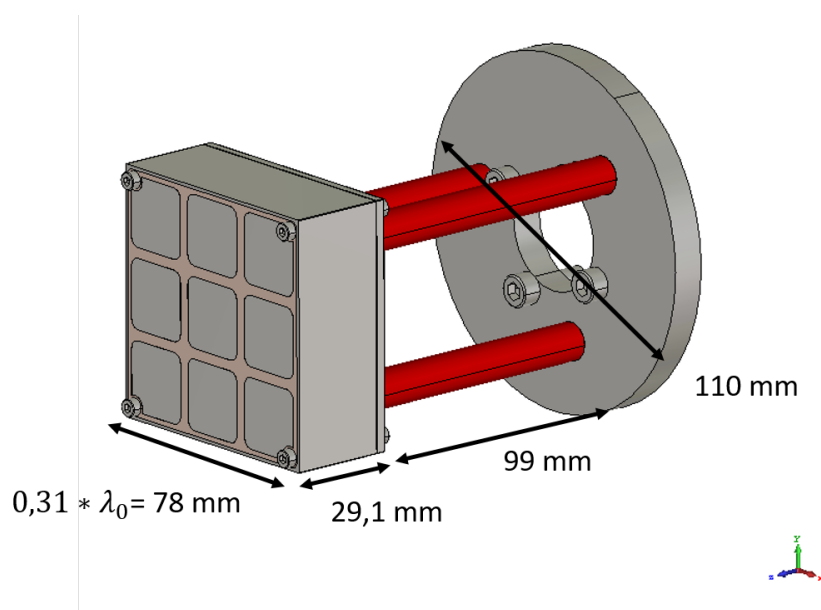


FIGURE III.16 – Pixel avec support de fixation.

Par rapport aux courbes théoriques, la bande d'adaptation est légèrement décalée vers les hautes fréquences et bien plus adaptée sur le second pic. Cette différence peut s'expliquer par un léger gap entre la FSS et le centre de la cavité. Cet écart est lié à la fixation via l'utilisation des vis, qui courbe très légèrement la surface de la plaque de la FSS en son centre.

La variation d'adaptation à 1.4 GHz est comprise dans un écart de 1 dB pour tous les pixels. Cet intervalle est constant sur l'ensemble de la bande d'adaptation. De manière générale, l'effet du support implique une variation de l'ordre de 0.5 dB de l'adaptation par rapport à la cellule obtenue sans le support.

Les mesures de gains réalisés sont proches, avec une variation de moins de 0.1 dBi sur l'ensemble des éléments. La présence du support a pour conséquence une réduction importante du gain, de l'ordre de 1 dBi. Il est à noter que la valeur plus importante du gain à 1.6 GHz est liée à la meilleure adaptation à cette fréquence par rapport à la théorie.

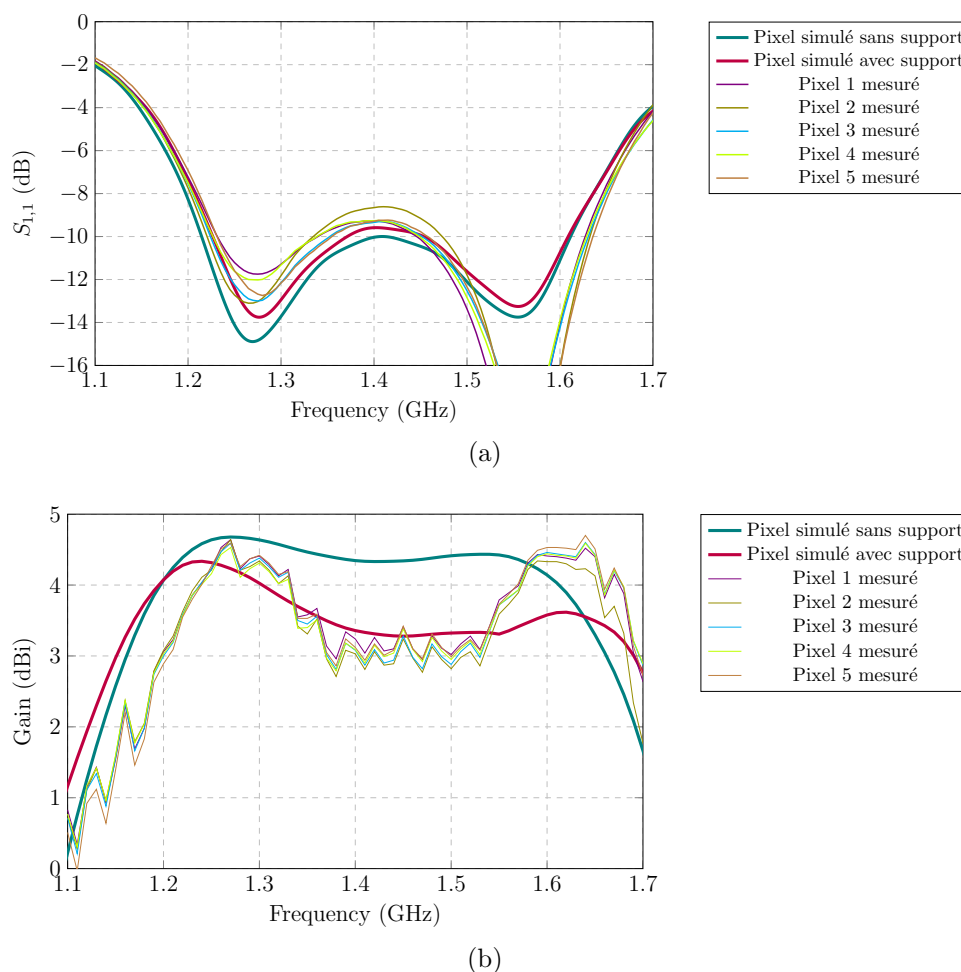


FIGURE III.17 – Caractéristiques des pixels mesurés :

*a.* Adaptation.

*b.* Gain en fonction de la fréquence.

### 2.2.1 Résultats en gain suivant les deux plans et comparaisons aux simulations

Les pixels ont ensuite été mesurés en gain réalisé afin de vérifier leurs capacités en rayonnement. Les mesures ont été effectuées suivant les plans E et H des pixels. Elles sont présentées sur la figure III.18. Les polarisations principales et croisées du pixel central positionné dans la matrice sont présentées sur la figure III.19. Les pixels possédant des comportements proches, seul un pixel est présenté dans ces courbes.

Les résultats montrent une bonne corrélation avec la simulation dans le cas où le pied est pris en compte. Leurs ouvertures angulaires sont également proches de celles simulées. Dans les plus hautes fréquences le diagramme est cependant perturbé.



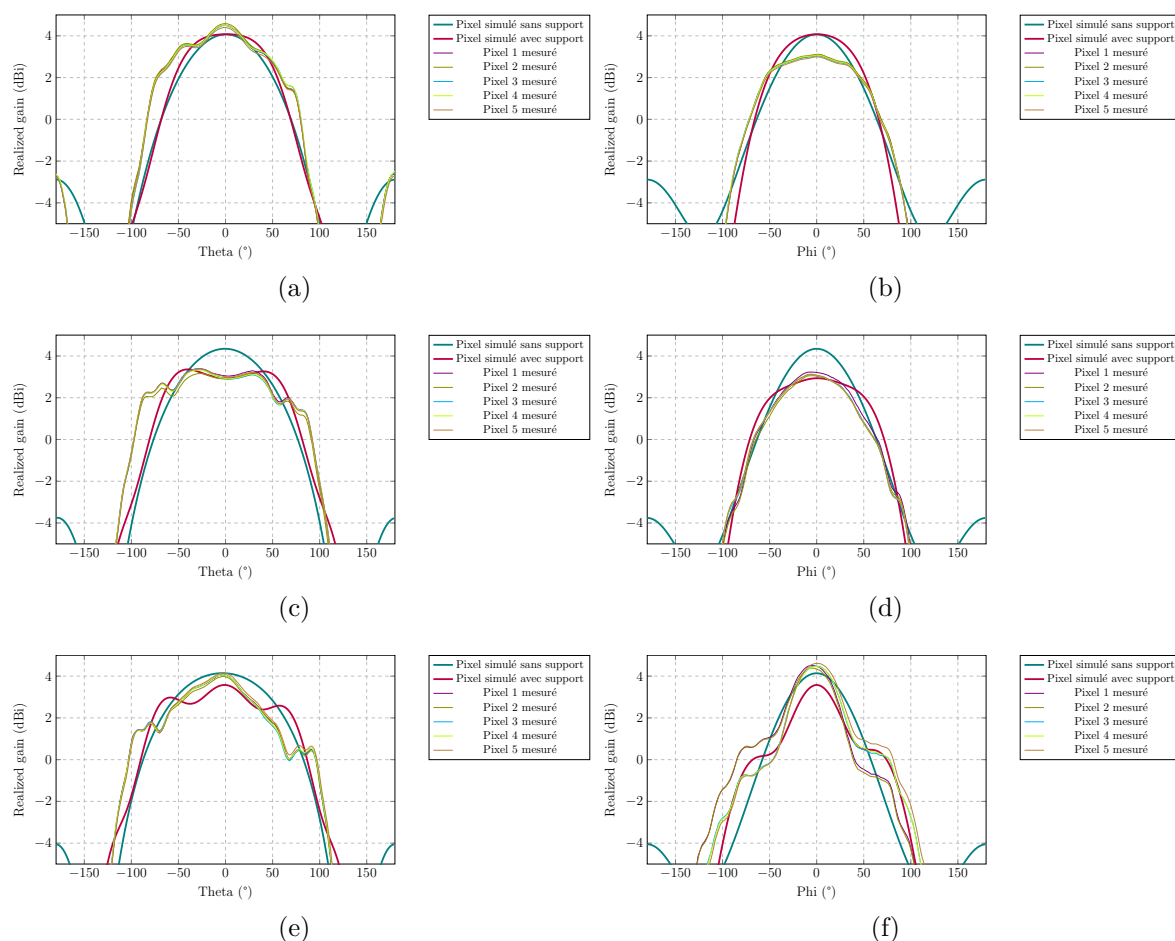


FIGURE III.18 – Diagrammes de rayonnement des pixels mesurés :

- a. Dans le plan E à 1.2 GHz.
- b. Dans le plan H à 1.2 GHz.
- c. Dans le plan E à 1.4 GHz.
- d. Dans le plan H à 1.4 GHz.
- e. Dans le plan E à 1.6 GHz.
- f. Dans le plan H à 1.6 GHz.

Les polarisations croisées sont inférieure de 15 dB à la valeur de polarisation principale sur la plage utile. La différence d'ouverture angulaire entre les deux éléments est également très visible et permet d'expliquer les différences de dépointages qui sont observées lors de la simulation de dépointage dans les plans E et H sur les figure III.9 et III.11.

Les résultats restent dans une marge de 0.5 dBi de cette valeur pour les angles tels que  $|\theta| < 50^\circ$ . Les différences entre les simulations et les résultats peuvent être imputées à la présence du moteur et de son support métallique, qui sont visibles sur la figure III.20. En effet leur présence n'est pas prise en compte lors de la simulation.

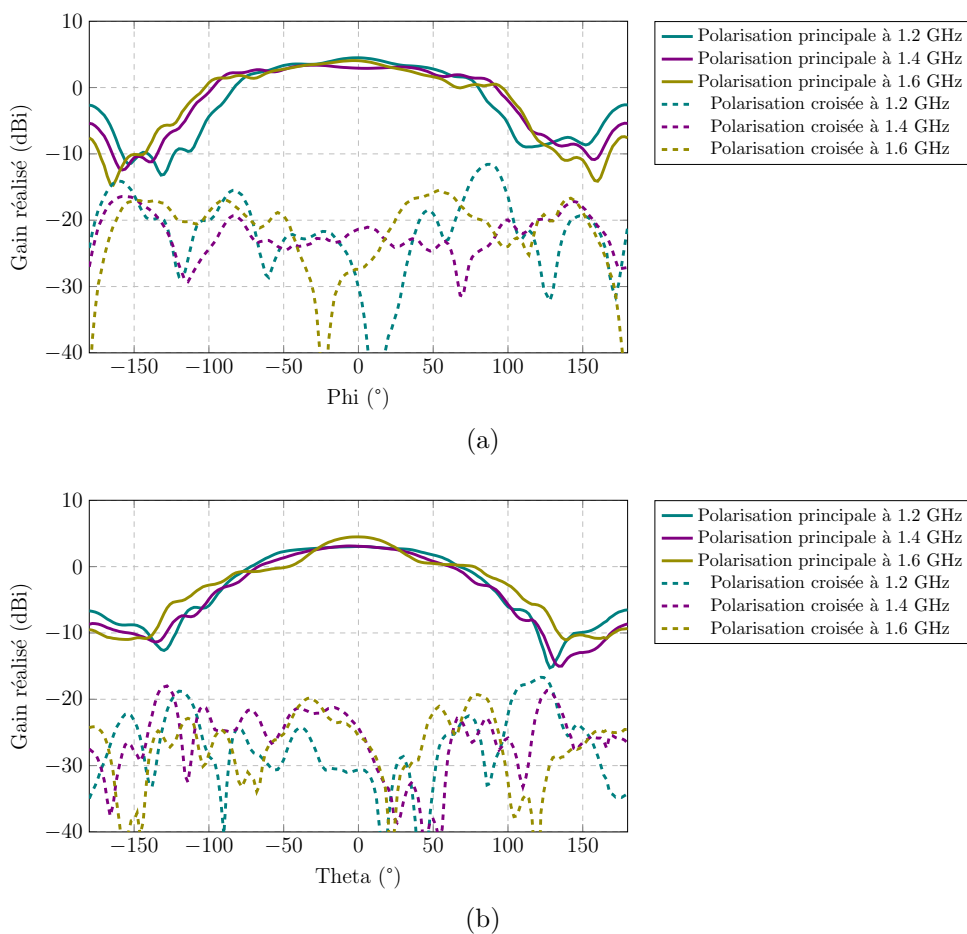


FIGURE III.19 – Polarisations principales et croisées d'un pixel :  
*a.* Dans le plan E.  
*b.* Dans le plan H.

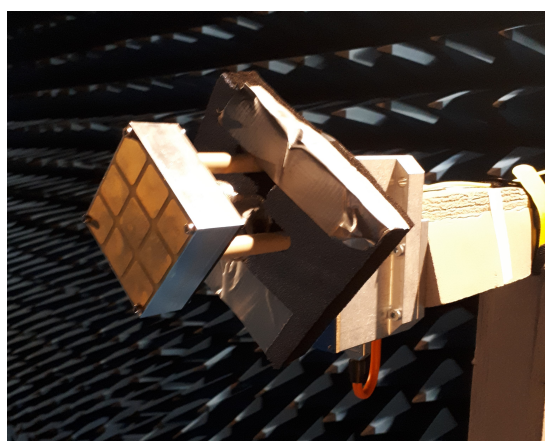


FIGURE III.20 – Vue rapprochée du pixel et du support moteur.

## 2.3 Mesures de la matrice

### 2.3.1 Présentation du dispositif mis en place

Afin de mesurer les capacités en dépointage de la matrice, un déphasage réglable des différentes voies a été réalisé avec des lignes à retard Qualwave QMPS 180-4-S-D et des déphaseurs Weinschel 980-2k. Toutes les lignes et déphaseurs ont été caractérisés indépendamment pour déterminer leurs paramètres en fonction de la fréquence et du déphasage souhaité.

Seuls cinq déphaseurs et cinq lignes à retards étaient disponibles pour effectuer la manipulation. Or il n'est pas possible, étant donné les caractéristiques de chacun, d'obtenir un dépointage au delà de  $60^\circ$  en positionnant seulement un déphaseur à la suite de chaque ligne. Pour cette raison, il a été nécessaire de brancher les déphaseurs de manière non symétrique sur la matrice. La première ligne n'a ainsi pas de déphaseur, alors que la cinquième en possède deux. Cette configuration permet d'obtenir tous les dépointages positifs. Il est nécessaire d'inverser les deux lignes pour obtenir les déphasages négatifs. Il est de plus primordial de compenser l'apport de déphasage des déphaseurs sur la ligne 1. En effet, chaque déphaseur apporte un déphasage d'environ  $250^\circ$  à 1.2 GHz. La non symétrie de l'ensemble de ces éléments implique de devoir rattraper ces déphasages par l'utilisation de câbles de longueur définie précédemment. La longueur de chaque câble est de 12.08 cm pour apporter la phase nécessaire. Ces câbles ont été commandés à la société Atem.

Le schéma présenté à la figure III.21 montre les différents branchements.

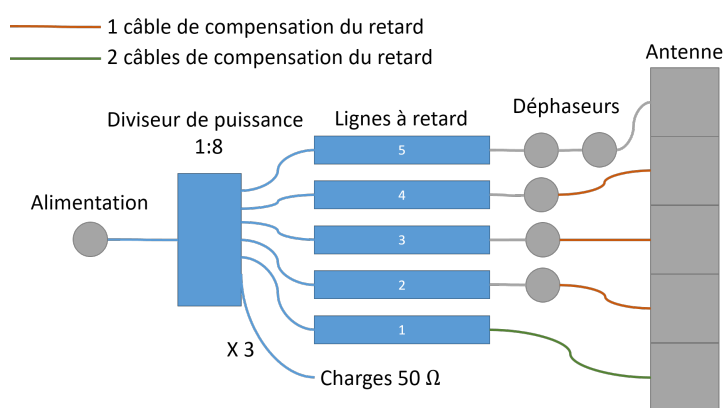
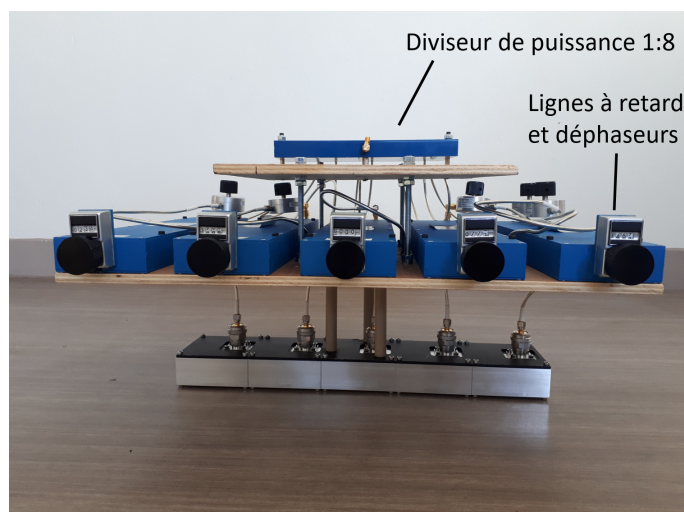


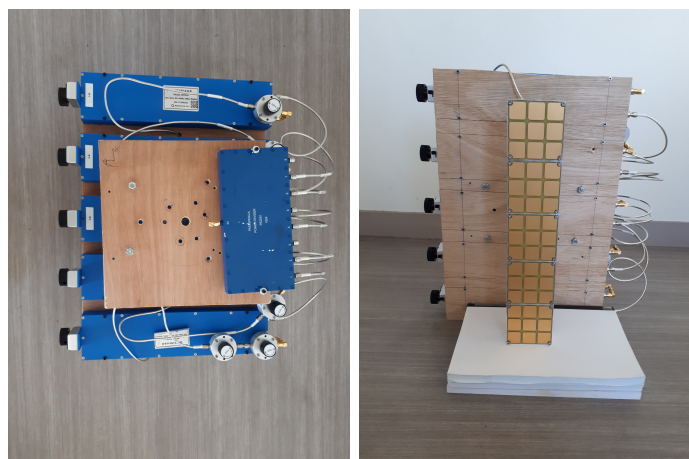
FIGURE III.21 – Schéma de branchement de la matrice pour le dépointage.

La matrice a été fixée sur une plaque permettant de positionner des mousses absorbantes ainsi que les différents déphaseurs et lignes à retards. Les photos de la réalisation (sans les mousses) sont présentées sur la figure III.22. Afin de ne pas introduire de retards supplémentaires, les déphaseurs sont positionnés immédiatement à la sortie des lignes. Des câbles souples ont été utilisés pour faciliter l'installation des mousses

absorbantes et les manipulations.



(a)



(b)

(c)

FIGURE III.22 – Photos de la matrice et des déphaseurs :

*a.* Vue de coté.

*b.* Vue de l'arrière de la fixation.

*c.* Vue du coté de la matrice.

### 2.3.2 Résultats et comparaisons aux simulations

La matrice et ses déphaseurs ont été caractérisés en chambre anéchoïque au laboratoire Xlim. Le dispositif est présenté sur la photo III.23.

La différence de structure de déphasage entre les lignes 1 et 5 induit une modification de la consigne en entrée qui est prise en compte lors de la simulation à partir de la caractérisation de chaque ligne.

Dans un premier temps, le gain et les polarisations principales et croisées ont été mesurés sans dépointage. Le gain réalisé et la directivité présentés figure III.24 montrent une bonne concordance avec les courbes simulées. Il est à noter que la forte diminution du

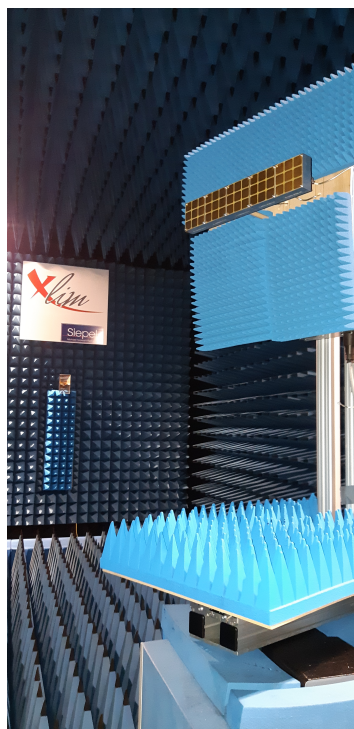


FIGURE III.23 – Dispositif de mesure de la matrice réalisée.

gain réalisé par rapport à la directivité provient de la chaîne d'alimentation, notamment du diviseur de puissance. Le gain réalisé oscille entre 3 et 6 dBi sur la bande d'adaptation. Il est proche de sa valeur théorique avec environ 1 dB de variation.

La figure III.25 présente les polarisations principales et croisées de la matrice. La polarisation croisée est relativement faible mais son niveau peut tout de même être une cause de différences de gain par rapport à la théorie lors du dépointage. Il atteint une valeur maximale proche de -20 dB. En termes de comparaisons, les polarisations croisées dans l'axe en simulation sont inférieures à -40 dB. Ces différences peuvent provenir de légères variations de cotes lors de la fabrication des pixels et lors de leur alignement sur le support lors de la constitution de la matrice.

Les câbles, positionnés à l'arrière de la matrice et qui sont particulièrement visibles sur la figure III.22c, peuvent également être une source de différences. En effet, leur modélisation complète est complexe à mettre en place en raison de leur position non maîtrisable lors de la manipulation.

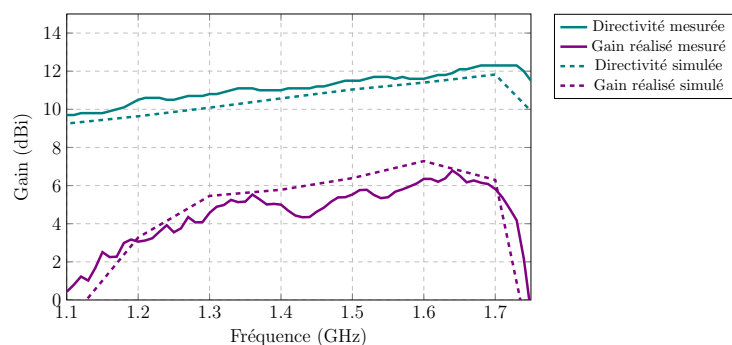


FIGURE III.24 – Comparaisons de la directivité et du gain réalisé de la matrice réalisée dans l'axe.

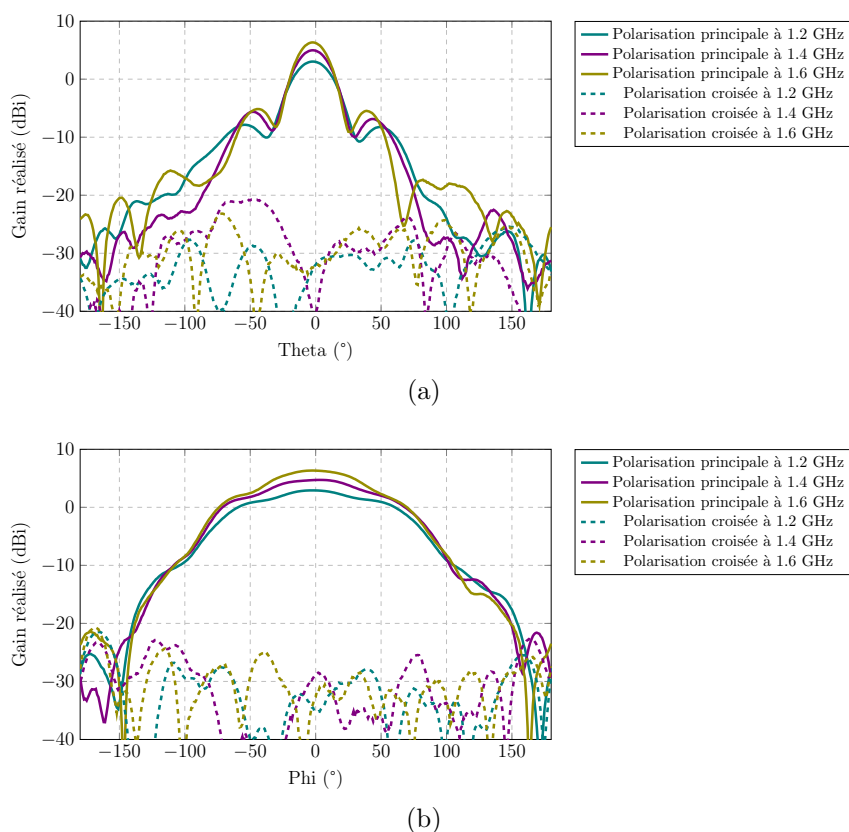


FIGURE III.25 – Polarisations principales et croisées de la matrice dans l'axe :  
 a. Dans le plan E.  
 b. Dans le plan H.

### 2.3.3 Résultats en dépointage et comparaisons aux simulations

Afin d'observer le rayonnement sur la plus grande plage angulaire possible, les déphaseurs ont été réglés en consigne pour effectuer un dépointage correspondant à des valeurs de  $-90^\circ$ ,  $-60^\circ$ ,  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  et  $90^\circ$ . Les valeurs extrêmes ne sont pas réellement atteignables par l'antenne, mais elles permettent de montrer les performances maximales pour chaque fréquence. Afin d'effectuer une comparaison à la théorie, chaque chaîne d'alimentation a été caractérisée.

Les résultats sont présentés sur la figure III.26. Les valeurs indiquées en légendes correspondent aux angles atteints par chaque maximum. Il y a une bonne corrélation entre simulations et mesures malgré une différence sur les angles obtenus en simulation et en mesure.

Certaines différences sont cependant observables et peuvent provenir de l'influence de la structure à l'arrière de la matrice qui n'est pas parfaitement prise en compte lors de la simulation, notamment les déphaseurs et les lignes métalliques.

L'antenne atteint des dépointages compris entre  $-56$  et  $53^\circ$  à 1.2 GHz,  $-56$  et  $55^\circ$  à 1.4 GHz et  $-62$  et  $59^\circ$  à 1.6 GHz. Ces valeurs sont indiquées pour une évolution du gain dans une variation de 3 dB. Le gain dans l'axe est de 3.1, 4.9 et 6.4 dBi pour les fréquences de 1.2, 1.4 et 1.6 GHz respectivement. Ces dépointages sont obtenus avec des niveaux de lobes secondaires qui ne dépassent pas  $-8.1$  dB par rapport au lobe principal quelque soit l'angle de pointage ou la fréquence considérée.



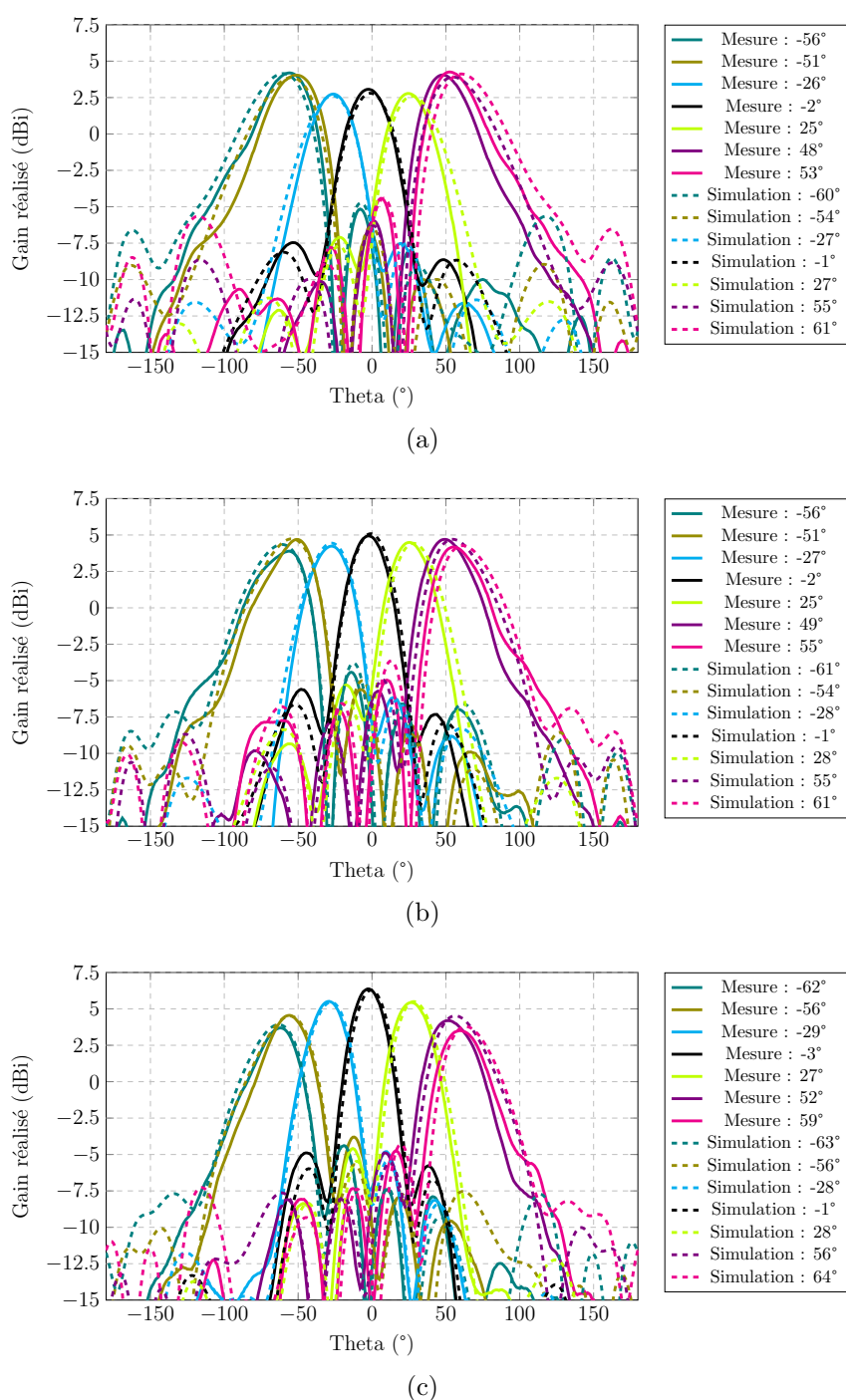


FIGURE III.26 – Comparaison entre les dépointages simulés et mesurés de la matrice :

a. À 1.2 GHz.

b. À 1.4 GHz.

b. À 1.6 GHz.



### 2.3.4 Tableaux récapitulatifs des résultats

Les tableaux III.1, III.2 et III.3 synthétisent les résultats en termes d'angles de dépointage atteints, de gain et de niveaux de lobes secondaires pour les trois fréquences présentées précédemment.

Les niveaux de gains mesurés sont proches des niveaux obtenus en simulation. Les différences peuvent s'expliquer par des erreurs de mesure ou par l'influence du support.

Malgré la dissymétrie d'alimentation, les valeurs suivant les deux directions de pointage sont relativement similaires en termes d'angles atteints.

Les niveaux des lobes secondaires sont similaires aux niveaux obtenus en simulation. Cela témoigne du bon fonctionnement de la matrice et de l'intérêt de la réduction des éléments pour la diminution des lobes de réseau.

TABLE III.1 – Tableau de comparaison entre les résultats en simulation et les résultats de mesure à 1.2 GHz

Angle théorique (°)	Matrice simulée			Matrice réalisée		
	Angle atteint (°)	Gain (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain (dBi)	SLL (dB)
-90	-60	4.14	-8.9	-56	4.2	-9.3
-60	-54	3.88	-10.3	-51	4.0	-10.8
-30	-27	2.63	-10.2	-26	2.7	-10.3
0	-1	2.79	-10.9	-2	3.1	-10.5
30	27	2.6	-10.3	25	2.8	-9.9
60	55	3.91	-10.2	48	4.1	-10.0
90	61	4.12	-8.5	53	4.3	-9.4

TABLE III.2 – Tableau de comparaison entre les résultats en simulation et les résultats de mesure à 1.4 GHz

Angle théorique (°)	Matrice simulée			Matrice réalisée		
	Angle atteint (°)	Gain (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain (dBi)	SLL (dB)
-90	-61	4.35	-8.1	-56	3.9	-8.3
-60	-54	4.74	-9.8	-51	4.7	-10.3
-30	-28	4.44	-10.8	-27	4.2	-10.4
0	-1	5.09	-11.7	-2	4.9	-10.5
30	28	4.43	-10.9	25	4.4	-9.8
60	55	4.7	-9.6	49	4.7	-10.6
90	61	4.27	-7.9	55	4.2	-9.1

## 2.4 Conclusion sur les résultats de la matrice fabriquée

Dans cette partie, une matrice composée de cinq éléments fonctionnant dans la bande L entre 1.2 et 1.6 GHz a été réalisée. L'objectif de cette fabrication était de démontrer

TABLE III.3 – Tableau de comparaison entre les résultats en simulation et les résultats de mesure à 1.6 GHz

Angle théorique (°)	Matrice simulée			Matrice réalisée		
	Angle atteint (°)	Gain (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain (dBi)	SLL (dB)
-90	-63	3.92	-8.3	-62	3.7	-8.1
-60	-56	4.51	-10.2	-56	4.6	-8.4
-30	-28	5.47	-10.8	-29	5.5	-10.3
0	-1	6.29	-12.3	-3	6.4	-11.3
30	28	5.5	-11.0	27	5.4	-10.0
60	56	4.52	-10.1	52	4.2	-9.1
90	64	3.79	-8.1	59	3.5	-8.3

l'intérêt d'une réduction des éléments dans un contexte de dépointage électronique.

Dans un premier temps, un pixel a été dimensionné conformément aux besoins de l'étude. La réduction de ce pixel se base sur les techniques présentées lors du chapitre II. La principale différence est le contact d'une partie de la FSS avec les murs métalliques des pixels. Cette modification permet, dans ce cas de figure, d'obtenir de meilleurs résultats en termes d'adaptation sans affecter le rayonnement.

La matrice a été mesurée en chambre anéchoïque, ce qui a permis de montrer une bonne corrélation entre les résultats simulés et les mesures. Les différences observées peuvent majoritairement être attribuées à des différences géométriques liées à la fabrication et à la structure à l'arrière de l'antenne permettant le déphasage des éléments. En effet l'alimentation des pixels dans la matrice n'étant pas symétrique, cela cause une différence de niveaux de pertes entre les différentes chaînes d'alimentation.

Les résultats expérimentaux valident néanmoins le protocole de réduction du pixel pour une application de dépointage. La matrice composée de 5 éléments arrivant à obtenir un dépointage important sans présence de lobes de réseau et sur une large bande de fonctionnement de l'ordre de 28%.

## 2.5 Comparaison de l'antenne réalisée à l'état de l'art

La table III.4 présente les résultats de la matrice comparés à d'autres solutions de la littérature. Afin d'obtenir les meilleures comparaisons possibles, seules les références bibliographiques présentant les niveaux de lobes secondaires et le nombre d'éléments ont été sélectionnées. La table présente la technologie utilisée, la bande relative de fonctionnement, les niveaux de lobes secondaires et la plage de dépointage relative au nombre d'éléments. Il faut également noter que ces solutions n'ont pas toutes vocation à être utilisées sur une large bande de fréquences. Elles n'ont donc pas toutes été optimisées pour respecter ce critère.

Il est notable que les solutions reconfigurables peuvent atteindre de grandes plages de dépointage avec un nombre d'éléments très faible. Cela est dû à la possibilité d'obtenir des diagrammes de rayonnements différents selon différentes configurations. Ces solutions présentent cependant des bandes d'adaptation relativement faibles. En effet ces solutions sont dépendantes de la technologie utilisée : une antenne utilisant un patch comme élément rayonnant ne possède pas forcément de large bande d'adaptation.

Parmi les autres solutions, il apparaît évident qu'en fonction du critère optimisé, les résultats des différents réseaux varient grandement. C'est notamment le cas pour les guides d'ondes intégrés au substrat qui peuvent posséder une large bande relative mais des niveaux élevés de lobes secondaires, comme dans [3]. Ils peuvent également au contraire posséder des niveaux réduits de lobes mais une bande très réduite, c'est notamment le cas de [4]. Cette différence dans les résultats en fonction des paramètres d'optimisation se retrouve également dans la technologie MARPEM, comme le montrent les trois dernières lignes du tableau III.4. Il est donc évident que des compromis doivent être effectués en fonction du besoin de l'application.

Bien que la solution présentée dans ce chapitre ne soit pas optimale dans aucun domaine, elle permet d'obtenir une large bande relative avec des niveaux de lobes secondaires convenables. Elle atteint en simulation une plage de dépointage de  $120^\circ$  avec seulement 5 éléments et  $109^\circ$  en réalisation. Cette plage n'est pas atteinte par la matrice fabriquée, mais peut être atteinte via l'augmentation du nombre d'éléments. De manière générale, cette matrice propose un bon compromis dans un contexte de dépointage large bande et place les travaux décrits dans ce manuscrit à l'état de l'art.

TABLE III.4 – Comparaison de l'antenne réduite à l'état de l'art.

Référence	Technologie	Bande relative	Lobes secondaires	Plage de dépointage	Nombre d'éléments
[5]	Patch reconfigurable	5%	-7.8 dB	150°	4
[6]	Boucle reconfigurable	2%	-10.1 dB	144°	5
[7]	Résonateur reconfigurable	3.3%	-8.8 dB	162°	4
[8]	Antenne à pixel parasites	3%	-10 dB	150°	8
[3]	Guide d'onde intégré au substrat	18%	-4.9 dB	144°	8
[4]	Guide d'onde intégré au substrat	3°	-15 dB	140°	16
[9]	Patch alimenté par ouverture	17%	-3 dB	180°	9
[10]	MARPEM	4%	-11 dB	140°	17
[11]	MARPEM	25%	-10 dB	120°	14
<b>Ces travaux</b>	<b>MARPEM réduit</b>	<b>28%</b>	<b>-8.1 dB</b>	<b>109°</b>	<b>5</b>

## Bibliographie chapitre 3

- [1] B. JECKO, M. MAJED, J. ANDRIEU et al., « Overcoming Limitations of Agile Electronically Scanned Array (AESA) Using a Radiating Surface Antenna called Agile Radiating Matrix Antenna (ARMA), » in *2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, 2021, p. 1-4. DOI : [10.23919/URSIGASS51995.2021.9560395](https://doi.org/10.23919/URSIGASS51995.2021.9560395).
- [2] XLIM, *Presentation of the PLATINOM Platform*, Available at <https://www.unilim.fr/platin=om/> (2022/08/29).
- [3] Y. WEN, B. WANG et X. DING, « Wide-Beam SIW-Slot Antenna for Wide-Angle Scanning Phased Array, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 15, p. 1638-1641, 2016.
- [4] Y. CHENG, X. DING, W. SHAO et C. LIAO, « A High-Gain Sparse Phased Array With Wide-Angle Scanning Performance and Low Sidelobe Levels, » *IEEE Access*, t. 7, p. 31 151-31 158, 2019. DOI : [10.1109/ACCESS.2019.2901721](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2901721).
- [5] X. DING, Y. CHENG, W. SHAO et B. WANG, « A Wide-Angle Scanning Phased Array With Microstrip Patch Mode Reconfiguration Technique, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, n° 9, p. 4548-4555, 2017.
- [6] Y. CHENG, X. DING, W. SHAO, M. YU et B. WANG, « 2-D Planar Wide-Angle Scanning-Phased Array Based on Wide-Beam Elements, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 16, p. 876-879, 2017.
- [7] Z. CHEN, Z. SONG, H. LIU, X. LIU, J. YU et X. CHEN, « A compact phase-controlled pattern-reconfigurable dielectric resonator antenna for passive wide-angle beam scanning, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 69, n° 5, p. 2981-2986, 2021.
- [8] Y.-F. CHENG, X. DING, W. SHAO et B.-Z. WANG, « Planar wide-angle scanning phased array with pattern-reconfigurable windmill-shaped loop elements, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, n° 2, p. 932-936, 2017.

- [9] G. YANG, Q. CHEN, J. LI, S. ZHOU et Z. XING, « Improving Wide-Angle Scanning Performance of Phased Array Antenna by Dielectric Sheet, » *IEEE Access*, t. 7, p. 71 897-71 906, 2019. DOI : [10.1109/ACCESS.2019.2919265](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2919265).
- [10] H. ABOU TAAM, M. SALAH TOUBET, T. MONEDIERE, B. JECKO et M. RAMMAL, « A new agile radiating system called electromagnetic band gap matrix antenna, » *International Journal of Antennas and Propagation*, t. 2014, 2014.
- [11] M. 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, » thèse de doct., Université de Limoges, 2022.



Chapitre **IV**

Contribution à la réduction des couplages  
inter-éléments



## Sommaire

---

1	État de l'art et contexte d'application . . . . .	<b>129</b>
1.1	État de l'art . . . . .	129
1.1.1	Introduction sur les couplages inter-éléments . . . . .	129
1.1.2	Étude bibliographique concernant la réduction des couplages . . . . .	131
1.1.3	Présentation de la méthodologie de l'étude . . . . .	136
1.2	Analyse du couplage : matrice en bande S avec pixels $0.33 * \lambda_0$	137
1.2.1	Effets de l'écartement des éléments sur les lobes de réseau. . . . .	142
1.2.2	Effet de l'écartement des pixels . . . . .	143
1.2.3	Pixel de taille équivalente . . . . .	150
2	Techniques de réduction des couplages . . . . .	<b>155</b>
2.1	Corrugations . . . . .	155
2.1.1	Dimensionnement et résultats . . . . .	155
2.1.2	Paramétrage de la zone fréquentielle d'influence . . . . .	160
2.2	Surfaces douces . . . . .	162
2.2.1	Variations des dimensions . . . . .	165
2.2.2	Analyse avec deux diélectriques . . . . .	166
2.3	Conclusion sur les différentes méthodes de réduction des couplages . . . . .	168
2.3.1	Tableau récapitulatif des résultats . . . . .	168
3	Applications et limitations de l'approche adoptée . . . . .	<b>170</b>
3.1	Étude de la réduction des couplages sur la matrice bande L . . . . .	170
3.1.1	Mise en évidence des différences concernant les interactions entre les pixels en $0.31 * \lambda_0$ (bande L) et $0.33 * \lambda_0$ (bande S) . . . . .	170
3.1.2	Conclusions sur les différences entre les pixels $0.31 * \lambda_0$ et $0.33 * \lambda_0$ . . . . .	177
3.2	Conception d'un pixel en vue de la réalisation d'un prototype fonctionnel . . . . .	178
3.2.1	Conception et simulation du pixel . . . . .	178
3.2.2	Choix de la méthode de réduction des couplages . . . . .	180
3.2.3	Résultats de la matrice simulée en dépointage . . . . .	181
3.2.4	Conclusion sur la matrice simulée . . . . .	189
4	Conclusion et perspectives sur la réduction des couplages inter-éléments	<b>191</b>

---

# 1 État de l'art et contexte d'application

## 1.1 État de l'art

### 1.1.1 Introduction sur les couplages inter-éléments

La réduction des dimensions des pixels favorise l'augmentation des interactions entre antennes. Lorsqu'ils sont alimentés simultanément afin de produire un dépointage éventuel, ce couplage est quantifié à l'aide des paramètres S actifs. Si la puissance couplée augmente, il existe alors un risque de détérioration des chaînes d'alimentation car la dégradation des paramètres S actifs, et donc de l'énergie transmise d'un pixel à l'autre, peut être trop importante en fonction de la consigne de dépointage.

Pour mettre en évidence la différence entre un pixel classique et un pixel réduit, la figure IV.1 présente les couplages passifs pour deux matrices. La première est composée de 12 éléments de dimension  $0.5 * \lambda_0$  et la seconde de 17 éléments de dimension  $0.33 * \lambda_0$ . Ces matrices sont celles présentées au chapitre II : celle de dimension  $0.5 * \lambda_0$  correspond à la matrice d'origine et celle de dimension  $0.33 * \lambda_0$  correspond à la matrice avec réduction via l'ajout de diélectrique dans la cavité. Ce nombre d'éléments a été choisi pour permettre d'obtenir une surface de même largeur dans les deux cas. Seul le pixel central est alimenté. Les courbes présentées figure IV.1 présentent les couplages entre cet élément et les éléments proches. Pour le cas  $0.5 * \lambda_0$  le couplage maximal est de l'ordre de -20 dB à 2 GHz alors que dans le cas  $0.33 * \lambda_0$ , il atteint -10 dB à cette même fréquence.

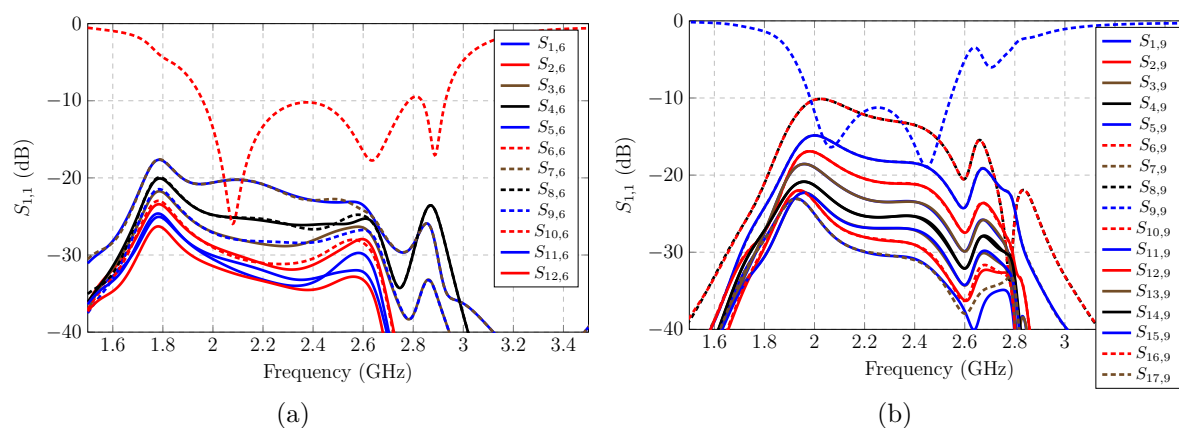


FIGURE IV.1 – Comparaison entre les couplages sur les pixels centraux de matrices composées de pixels de dimensions différentes :

a. Matrice 12 éléments avec pixels en  $0.5 * \lambda_0$ .

b. Matrice 17 éléments avec pixels en  $0.33 * \lambda_0$ .

La variation des paramètres S actif ne dépend pas uniquement du dépointage, mais également de la fréquence, comme le montre la figure IV.2a. Celle-ci présente le paramètre S actif moyen des pixels d'une matrice composée de 11 éléments de dimension  $0.33 * \lambda_0$

pour différents angles de dépointage et différentes fréquences. Il peut être observé que les paramètres S actifs sont très dégradés à 2 GHz mais restent inférieurs à -10 dB pour les fréquences supérieures. Il faut cependant considérer cette courbe avec du recul, en effet elle constitue une moyenne et n'est donc pas forcément représentative du comportement de chaque pixel comme le montre la figure IV.2b. Dans ce cas, il est notable que bien que le paramètre S du pixel le plus proche de la direction visée soit amélioré lors du dépointage, il se passe l'inverse pour le pixel le plus éloigné.

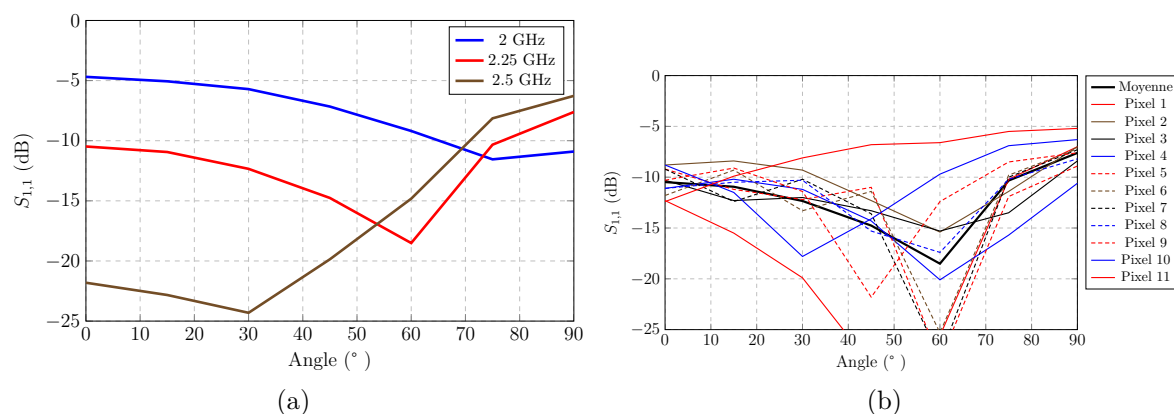


FIGURE IV.2 – Paramètres S actif d'une antenne 11\*1 éléments en fonction de l'angle de dépointage :

- Valeur moyenne pour trois fréquences.
- Valeur pour 2.25 GHz et chaque pixel.

Afin de faciliter la lecture et la compréhension des différentes courbes, tous les pixels composant les antennes de ce chapitre sont numérotés en suivant l'ordre de la figure IV.3. Seuls cinq pixels sont représentés mais le principe peut s'étendre à  $n$  pixels. Le pixel numéroté 1 sera toujours positionné à gauche suivant la direction de pointage  $\theta$  lorsque ce dernier est positif.

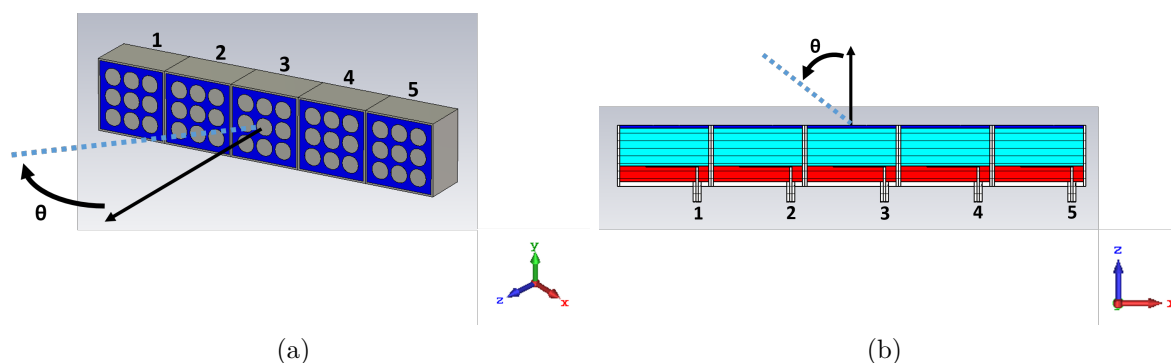


FIGURE IV.3 – Placement des pixels par rapport à la direction de pointage :

- Vue de côté.
- Vue en coupe.

L'objectif de ce chapitre est de contribuer à l'étude de structures inter-éléments permettant d'atténuer les niveaux de couplages ( $S_{i,j}$  actifs).

### 1.1.2 Étude bibliographique concernant la réduction des couplages

L'importance du couplage dans le fonctionnement des réseaux d'antennes a conduit à mener de nombreux travaux sur le sujet. Ils ont mis en lumière l'existence de plusieurs phénomènes liés aux interactions entre les éléments.

Dans les années 60, des travaux sur l'étude de la variation d'impédance des antennes lors du dépointage [1], montre que celle-ci est due à un changement de la résistance et de la réactance des éléments. Les auteurs ont proposé différentes approches pour la compenser ou la réduire. La méthode principale consiste à ajouter une feuille diélectrique de haute impédance au dessus des éléments rayonnants [2] permettant d'augmenter le dépointage possible. Le positionnement de cette surface est présenté sur la figure IV.4. Cette méthode a mené, au cours des années, à différentes approches visant à augmenter les performances en fréquences et en dépointage angulaire de ces structures. Il est par exemple possible d'ajouter plusieurs couches de diélectrique afin de couvrir une bande de fréquences plus large [3] et ainsi de permettre le fonctionnement d'une antenne large bande. D'autres travaux se basent sur l'utilisation de métasurfaces afin de remplacer le diélectrique [4]. Dans [5] et [6] les auteurs mettent en avant les avantages à utiliser plusieurs couches de métasurfaces afin d'augmenter le découplage ou la largeur de la bande.

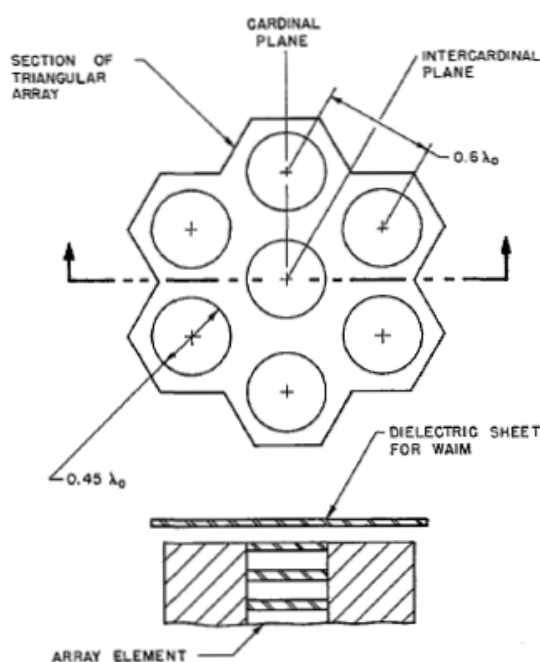


FIGURE IV.4 – Exemple de positionnement de surface à haute impédance pour la réduction des couplages [2].

Certains dispositifs, également placés dans la partie supérieure de l'antenne, sont composés d'éléments métalliques qui permettent de ne pas exciter les ondes de surfaces [7] qui contribuent au phénomène. Ces ondes sont également génératrices de couplages

entre éléments, leur absence améliore donc grandement le fonctionnement de la structure. L'influence de ces surfaces peut être très large bande et permettre un dépointage de l'ordre de  $60^\circ$  sur une bande relative de 150% [8]. Un exemple de ces éléments est présenté sur la figure IV.5.

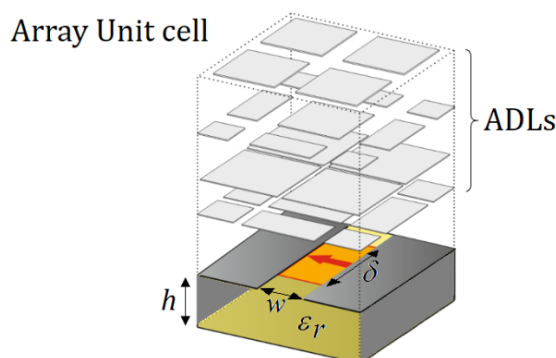


FIGURE IV.5 – Exemple de surface électrique artificielle (ADL) composée d'éléments métalliques non-homogènes [8].

Ces solutions, bien qu'efficaces tant en termes de bande fréquentielle qu'angulaire, ne sont pas aisément adaptables à la technologie MARPEM car elles demandent de positionner des dispositifs supplémentaires au dessus de la FSS ce qui modifie significativement non seulement les propriétés réfléchives de cette dernière, mais aussi la hauteur du pixel. Afin de résoudre ce problème, une solution consiste à positionner la surface diélectrique permettant l'adaptation sous les éléments rayonnants [9]. Cette approche nécessiterait dans notre cas une modification de la source d'alimentation de la cavité afin de permettre l'ajout d'une feuille diélectrique sous le patch.

Un autre moyen de limiter le couplage consiste simplement à espacer les éléments rayonnants. Cependant cela expose à des problématiques de lobes de réseaux ainsi qu'une rupture du fonctionnement surfacique de la matrice. Il est également possible d'ajouter des murs métalliques entre les différents éléments pour les "blinder" vis à vis du champ proche qui se couple alors avec ces murs [10]. Dans ce cas, présenté sur la figure IV.6, la séparation des substrats entre les patches permet également de supprimer la circulation des courants de surfaces. Cette technique présente l'intérêt de ne pas nécessairement demander d'écarter les éléments entre eux. Elle peut donc présenter un intérêt pour une utilisation dans la matrice. En effet ces murs peuvent permettre d'augmenter l'ouverture angulaire d'une antenne, et donc d'obtenir un dépointage plus important sans nécessiter de réductions supplémentaires des dimensions des éléments [11].

Afin de compenser la détérioration des paramètres  $S_{i,j}$  actifs des différentes antennes, il est également possible d'ajouter des circuits affectant directement les alimentations.

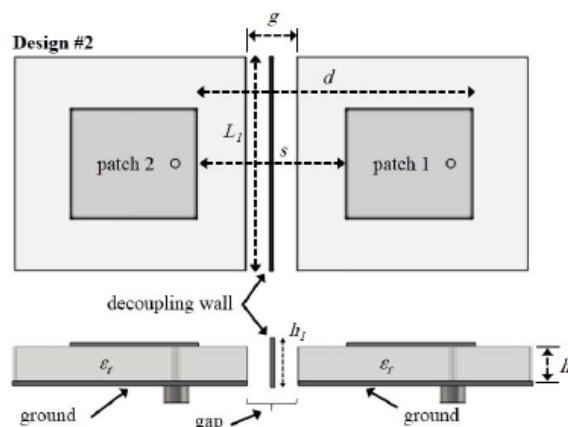


FIGURE IV.6 – Exemples de murs inter-éléments pour la réduction des couplages [10].

Une partie de l'énergie servant à l'alimentation est dirigée vers les pixels proches, au lieu du pixel d'alimentation [12], [13]. Cela nécessite un grand travail d'optimisation du circuit d'alimentation en amont mais permet d'apporter une bonne amélioration de l'adaptation active. Néanmoins, les effets demeurent bande étroite car ces circuits reposent sur l'utilisation de lignes couplées pour transmettre l'énergie, comme présentées sur la figure IV.7. Ces procédés ne sont donc pas adaptés pour un fonctionnement optimal sur des largeurs de bande telles que celles utilisées avec MARPEM. Les changements dans le circuit d'adaptation peuvent également rendre complexe l'intégration des éléments effectuant le déphasage, voire modifier plus profondément le fonctionnement du système d'une manière non prévisible.

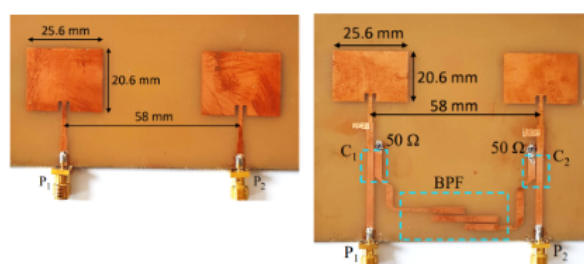


FIGURE IV.7 – Exemple de circuits de découplage sur l'alimentation [12].

Enfin, l'origine du phénomène de couplage repose également sur l'existence de courants de surface qui transitent entre les différentes antennes. Ces courants causent des modifications du rayonnement lorsqu'ils atteignent les angles et les arrêtes et perturbent grandement le fonctionnement des antennes. Ils sont présents dans MARPEM en raison de sa structure planaire contiguë. Pour réduire leur impact, il est notamment possible d'écartier les éléments, diminuant ainsi leur influence [10].

Il est également possible de remplacer le plan de masse des antennes par une surface à haute impédance faisant office de guide d'onde et évitant les effets négatifs liés aux

courants [14], [15]. Ces techniques reposent sur le principe des bandes électroniques interdites (EBG) pour empêcher les courants de se propager à certaines fréquences. Ces techniques sont également utilisées entre les éléments pour structurer leur surface comme présentées sur la figure IV.8. Les éléments les plus classiques utilisés pour ce type de filtrage sont appelés des champignons, à cause de leur forme. D'autres structures existent cependant, permettant notamment de filtrer plusieurs fréquences simultanément [16]. Elles ont l'avantage de pouvoir se positionner directement entre les éléments et de ne pas nécessiter un espacement important. Elles permettent également de conserver une structure plane dans la matrice.

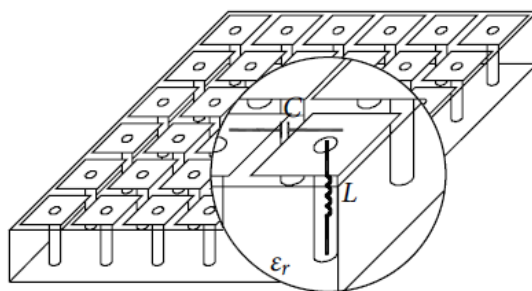


FIGURE IV.8 – Exemple de structures à bande électromagnétique interdite [17].

D'autres dispositifs peuvent également se placer de la même manière pour produire un effet similaire sur les couplages. C'est notamment le cas des corrugations [18] ou des surfaces douces électroniques [19]. Ces éléments fonctionnent suivant un principe similaire. Dans le cas des corrugations, comme présentées sur la figure IV.9, des murs métalliques reliés à un plan de masse commun créent, de par leur longueur de  $\lambda/4$ , un court circuit au niveau du plan de propagation des ondes de surface. Ces corrugations sont communément rencontrées pour filtrer les lobes arrières de niveaux élevés sur des antennes [20]. Elles sont aisément adaptables à la matrice MARPEM et peuvent se positionner entre les pixels. Les principaux inconvénients sont liés à leur géométrie qui rend difficile le design pour de multiples bandes de fonctionnement. Il est également complexe de trouver des solutions permettant leur fabrication lorsqu'un diélectrique est utilisé, en raison de la finesse et des propriétés diélectriques des lamelles à utiliser.

Les surfaces douces permettent, en partie, de répondre à cette problématique de fabrication. En effet, elles sont constituées de lignes métalliques placées sur un substrat de même profondeur que les corrugations comme le présente la figure IV.10. Elles peuvent donc être imprimées ou collées directement sur un substrat diélectrique. Elles offrent également de plus grandes possibilités de modifications concernant leur design. Il est en effet possible d'altérer les formes des lignes pour en changer les longueurs d'onde de travail [21], [22].

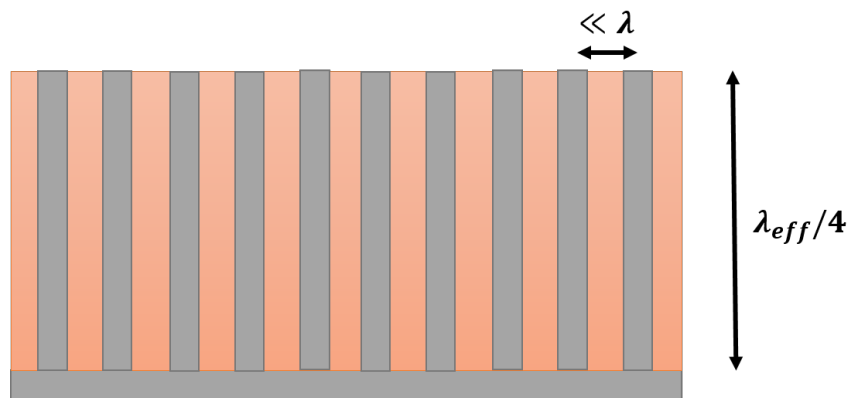


FIGURE IV.9 – Dimensions et formes classiques des corrugations.

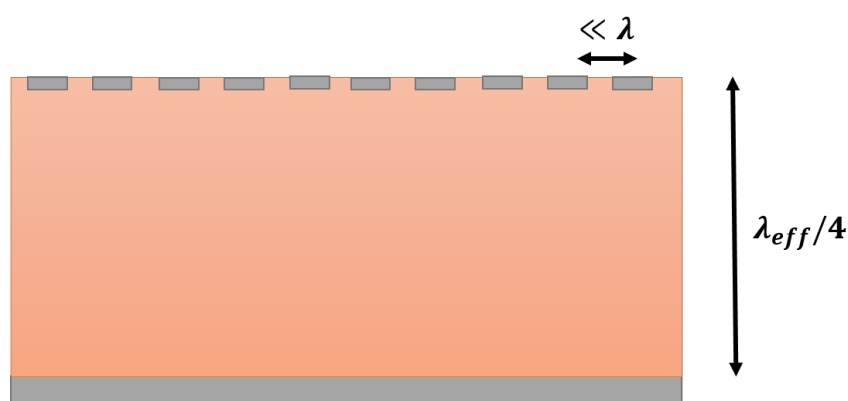


FIGURE IV.10 – Dimensions et formes classiques des surfaces douces.

Il est également possible de relier ces surfaces au plan de masse via l'utilisation de pins métalliques. La dimension principale est constituée par la largeur de la surface, comme présentée sur la figure IV.11. Ces structures permettent d'envisager la possibilité d'un fonctionnement multi-bandes [23]. Elles sont généralement trouvées dans les dispositifs utilisant des antennes patch afin de limiter les courants de surface entre ces derniers [24]. Sous cette forme, les surfaces douces tendent à rappeler les structures de type EBG champignon présentées précédemment. Elles en diffèrent cependant par leur fonctionnement interne. Les structures EBG fonctionnent en effet sur un principe de résonance et présentent généralement de bonnes performances dans les deux plans. Les surfaces douces présentent en revanche une meilleure compacité lorsqu'un seul plan est nécessaire pour le filtrage [23], comme c'est le cas pour les matrices développées lors de ces travaux.



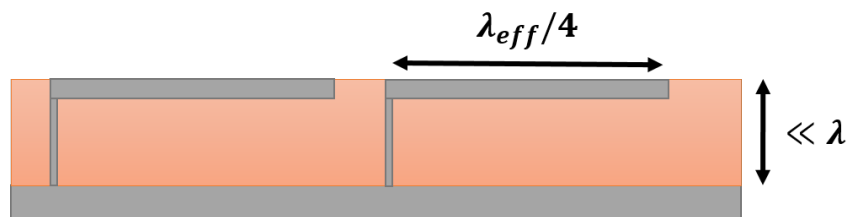


FIGURE IV.11 – Dimensions et formes des surfaces douces utilisant des vias métalliques pour réduire la hauteur du substrat.

### 1.1.3 Présentation de la méthodologie de l'étude

Afin de réduire les couplages entre les éléments, plusieurs techniques présentées précédemment ont été examinées. Dans un premier temps, une étude du pixel en  $0.33 * \lambda_0$ , dont le design est développé dans le chapitre II, a été menée. La majorité des solutions nécessite un écartement des éléments afin de placer les différentes structures de filtrage. Une étude de l'impact de l'écartement des éléments sur l'apparition des lobes secondaires a donc été menée. Elle permet de prendre en compte les diffractions provenant des arêtes des pixels qui ne sont pas liées à la formule d'apparition des lobes de réseaux I.16 présentée dans le chapitre I. Cette étude permet d'obtenir un optimal de distance d'écartement sans lobe. Afin d'obtenir un point de comparaison, un pixel a également été simulé avec cette nouvelle largeur. Cela permet de valider l'intérêt des structures de découplage par rapport à un pixel de dimensions supérieures, tant en termes de lobes que de capacité à dépointer.

L'étude sur la réduction des couplages est effectuée en deux parties : une première détaillée sur les pixels en bande S de dimension  $0.33 * \lambda_0$  et une seconde plus succincte sur les pixels en bande L de dimension  $0.31 * \lambda_0$ . Ces deux études ont été menées suivant la même méthodologie et mettent en évidence que la forme du pixel affecte les types de couplages présents entre les éléments. Une courte comparaison entre les deux pixels est effectuée et les résultats plus complets sont présentés dans les annexes C et F pour le pixel de dimension  $0.33 * \lambda_0$  et  $0.31 * \lambda_0$  respectivement.

Pour des raisons de complexité, aucune structure placée au dessus de l'antenne n'a été envisagée dans cette étude. Cela pourrait faire l'objet d'une recherche approfondie qui se baserait sur l'interaction de ces dispositifs et de la FSS déjà présente. Les solutions techniques modifiant l'alimentation des éléments n'ont également pas été étudiées. Ils pourraient également l'être, en perspectives à ce travail, en prenant en compte la présence des déphasages entre alimentations.

Une analyse portant sur l'ajout de corrugations et de surfaces douces entre les éléments a été menée. Ces dispositifs présentent des propriétés intéressantes en termes de réduction des couplages par courants de surface.

Dans la suite de ce chapitre les champs E à l'intérieur des éléments sont étudiés. Ces derniers sont obtenus lors de la simulation sur CST Microwave Studio en ajoutant un

moniteur de champ à la fréquence désirée. La fréquence choisie pour le tracé est 2 GHz, en effet cette fréquence correspond au maximum des couplages entre les éléments pour la matrice en bande S.

Cette étude se concentre sur la composante  $\vec{x}$  à l'intérieur du pixel, observée dans le plan de coupe  $(\vec{x}, \vec{z})$ . Ce plan par rapport à la matrice est présenté sur la figure IV.12a. La composante  $E_{\vec{x}}$  est observée via une représentation en contours et seule sa valeur maximale est observée. Cette représentation ne prend donc pas en compte la valeur à un instant  $t$  du champ ou sa direction.

La valeur des champs est comprise dans une échelle logarithmique de 0 à 4000 V/m. Toute valeur supérieure à 4000 V/m est présentée dans les courbes de la même couleur que ce maximum. Ce choix a été effectué afin de permettre une meilleure visibilité. En effet, les champs dépassent régulièrement la valeur maximale imposée par l'échelle et leur représentation provoquerait une minimisation des autres effets préjudiciable à l'analyse. L'échelle de couleur est présentée sur la figure IV.12b.

Pour faciliter la lecture des cartographies de champs, des cadres numérotés indiquent les zones d'intérêt qui sont discutées dans le manuscrit. Ils ne présentent pas les seuls effets influant dans les pixels, mais permettent d'attirer l'attention sur les zones discutées.

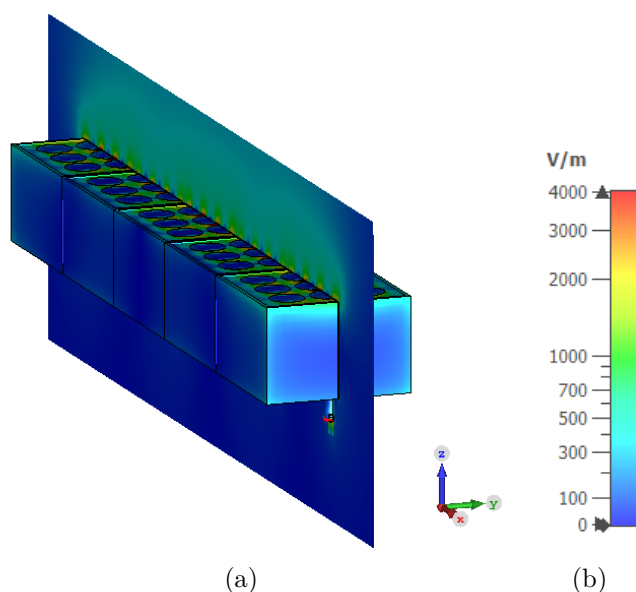


FIGURE IV.12 – Présentation de l'obtention des champs  $E_x$  maximums dans la matrice :  
*a.* Plan de coupe utilisé.  
*b.* Échelle utilisée.

## 1.2 Analyse du couplage : matrice en bande S avec pixels $0.33 * \lambda_0$

Pour permettre une bonne évaluation des améliorations apportées par les dispositifs, la matrice basée sur les pixels en  $0.33 * \lambda_0$  a été simulée. L'objectif est d'étudier les couplages

inter-éléments et l'adaptation active. La figure IV.13 présente la répartition du champ  $E_x$  à 2 GHz dans cette matrice pour deux configurations. La première sans dépointage est présentée sur la figure IV.13a. Elle permet d'observer une densité de champ E plus importante dans le pixel central au niveau du cadre A. Les champs sont également plus faibles dans les pixels 2 et 4 au niveau des cadres B et C.

La seconde configuration, présentée figure IV.13b, est celle d'un pointage à  $60^\circ$ . Il est notable que les pixels 1 et 5 se comportent de manière visiblement différente de leurs voisins. En effet le pixel 5 présente une densité de champ plus importante à l'intérieur de sa cavité que les autres, au niveau du cadre D. De son côté, le pixel 1 montre une forte densité de champ au niveau de son connecteur, présentée dans le cadre E.

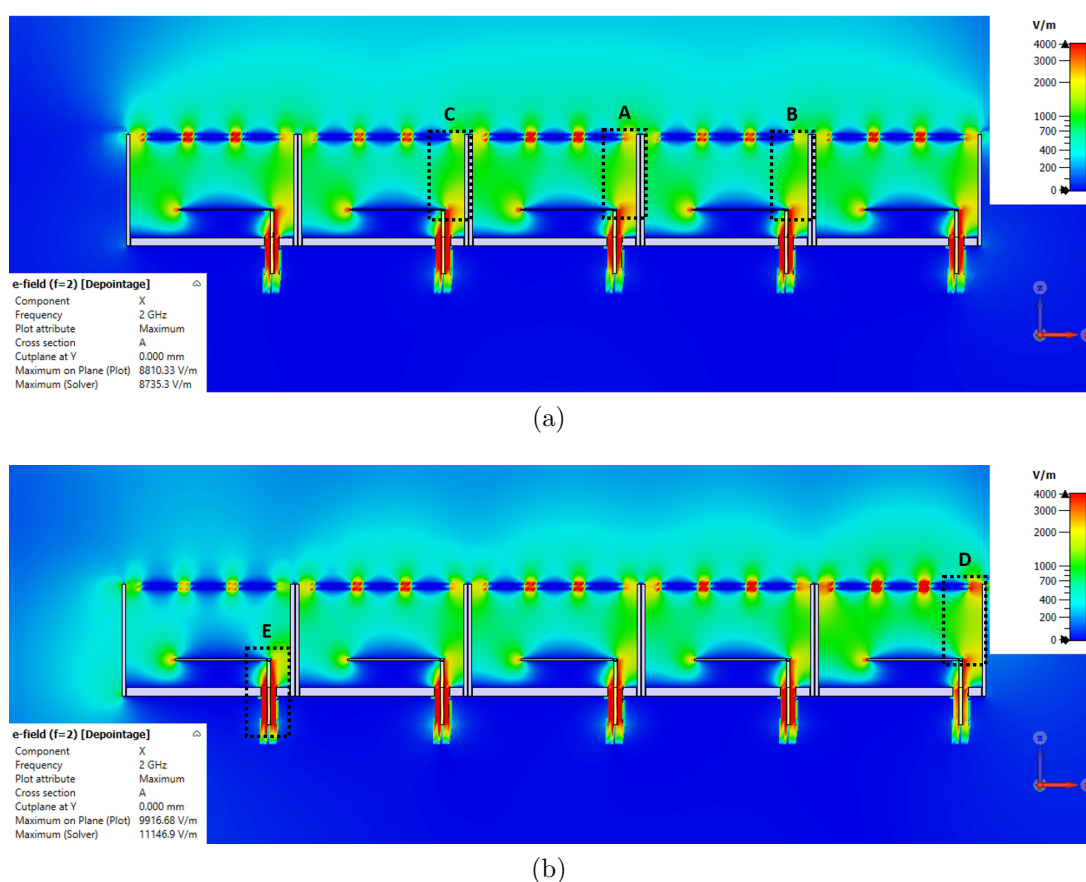


FIGURE IV.13 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice  $0.33 * \lambda_0$  :  
 a. Pour un dépointage dans l'axe.  
 b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Ces résultats sont également visibles, dans une certaine mesure, sur les courbes d'adaptation présentées sur la figure IV.14. En effet, on peut observer qu'à 2 GHz et  $60^\circ$  de dépointage, les pixels 1 et 5 ont une adaptation plus mauvaise que les autres en bas de bande. Cela peut être mis en lien avec les densités des champs importantes observées sur la figure précédente.

Les disparités observées dans la répartition des champs à  $0^\circ$  sont également présentes

sur les courbes d'adaptation. En effet, à 2 GHz, les pixels 2 et 4 sont nettement désadaptés par rapport aux pixels 1 et 5. Le pixel central, qui possède une densité de champ plus importante pour cette configuration, montre également une forte désadaptation. Il y a également une réduction de la bande d'adaptation à -10 dB, qui s'étend de 2.4 à 2.55 GHz.

Pour les autres valeurs de dépointage, l'adaptation est principalement donnée afin de permettre une meilleure comparaison avec les améliorations proposées dans la suite du chapitre. Il est néanmoins notable que la bande d'adaptation est très détériorée à partir de  $30^\circ$  et que l'adaptation est légèrement inférieure à -5 dB pour une consigne de dépointage de  $90^\circ$ .

Le gain réalisé est quant à lui également affecté. Il montre, pour  $\theta = 0^\circ$ , une variation cohérente avec celui des pixels seuls, à savoir une augmentation avec la fréquence. Ce phénomène ne se conserve cependant pas pour les forts dépointages, pour lesquels la mauvaise adaptation à 2.25 et 2.5 GHz perturbe le rayonnement de la matrice. Le gain ne suit donc pas l'augmentation prévue avec la fréquence pour les forts dépointages. Cela est également dû à l'effet des lobes arrières comme observé précédemment lors de la simulation de la matrice à la section 2.4.2.

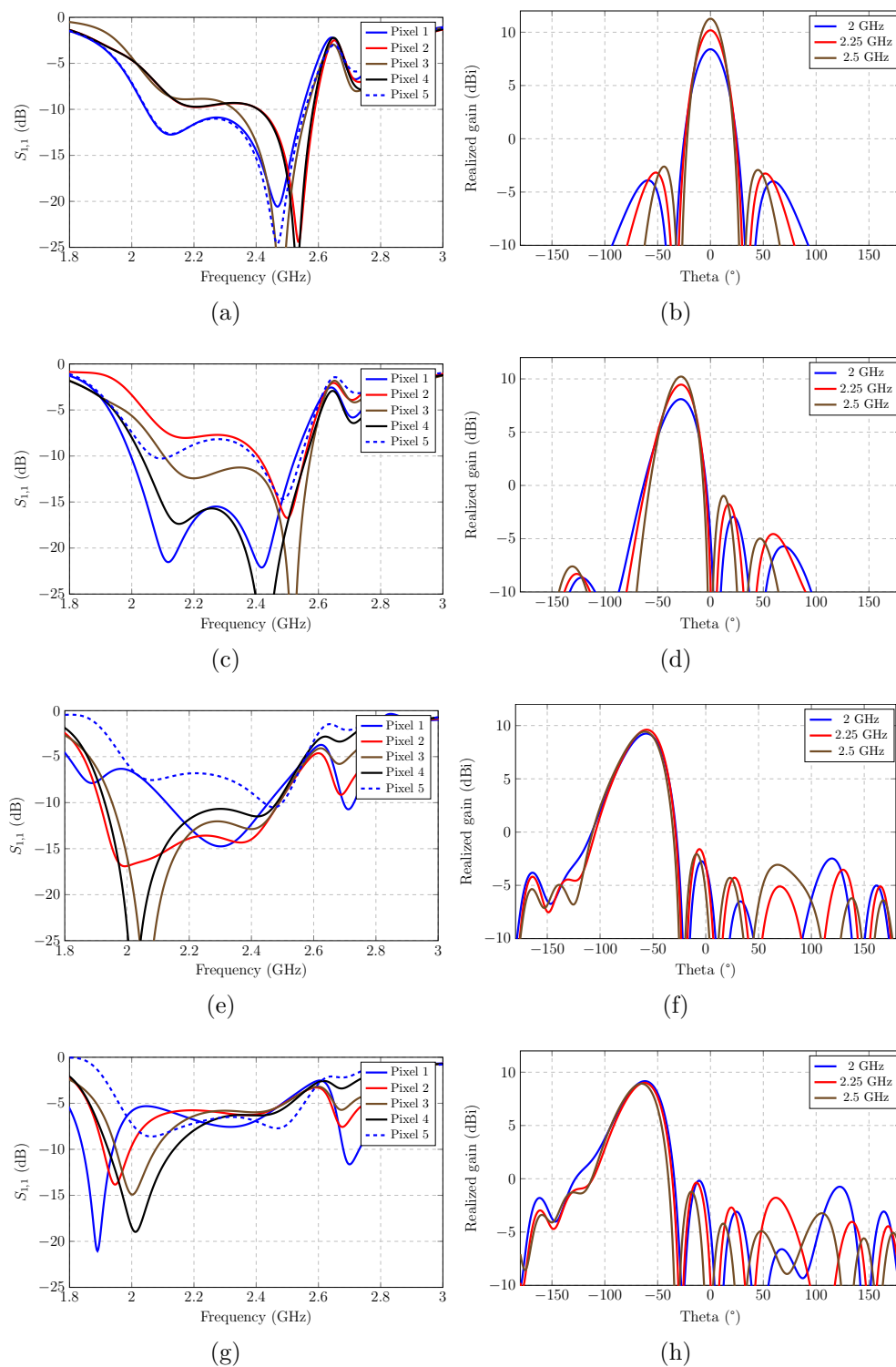


FIGURE IV.14 –  $S_{i,i}$  actifs et gain réalisé d'une matrice 5 éléments  $0.33 * \lambda_0$  :  
*a et b.* Sans dépointage.  
*c et d.* Avec une consigne de  $30^\circ$ .  
*e et f.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .  
*g et h.* Avec une consigne de  $90^\circ$ .

Les couplages de la matrice ont été tracés sur la figure IV.15. Ces couplages sont observés en excitant un pixel  $x$  seul et en observant les paramètres  $S_{y,x}$  sur les autres éléments. La figure présente les couplages liés au pixel 3 et, à titre de comparaison, les couplages liés au pixel 1.

Comme attendu, la valeur de couplage en basses fréquences est très importante, atteignant les -9.3 dB à 2.02 GHz. Elle est de -9.4 à 2 GHz. Les  $S_{2,3}$  et  $S_{4,3}$  sont similaires entre eux confirmant la symétrie des couplages dans la matrice. Les interactions avec le pixel 1 montrent l'influence majoritaire du pixel 2 mais le couplage reste contenu à des valeurs inférieures à -10 dB.

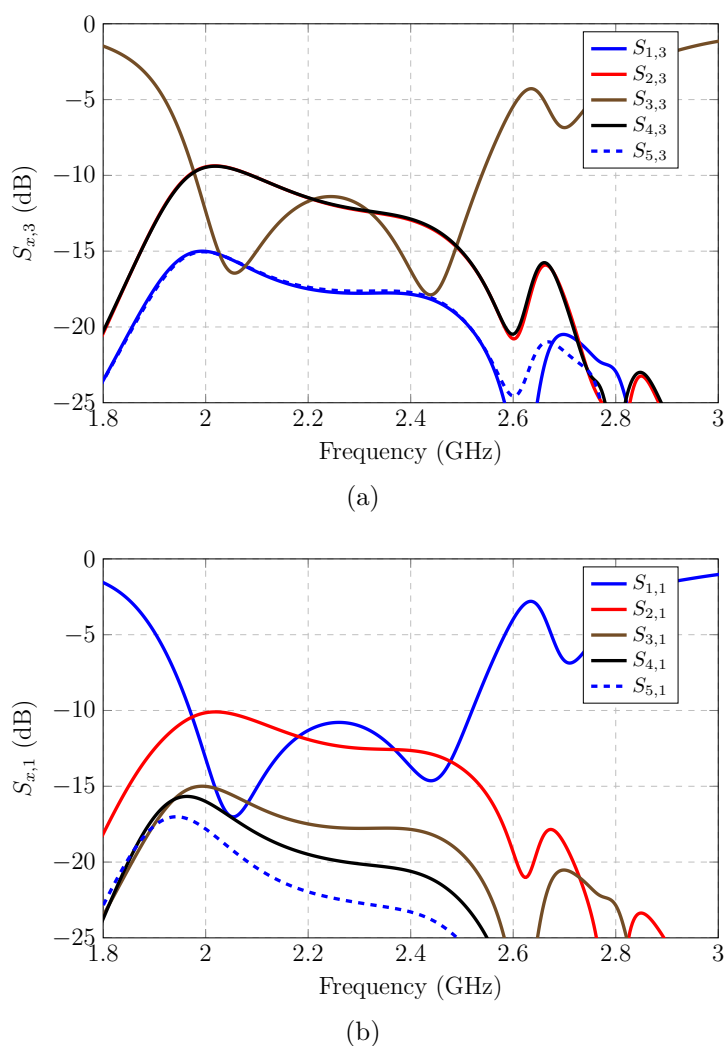


FIGURE IV.15 – Couplages entre les éléments de la matrice :

a. Pixel numéro 3 excité.

b. Pixel numéro 1 excité.

## 1.2.1 Effets de l'écartement des éléments sur les lobes de réseau.

### 1.2.1.1 Explication de l'étude

La plupart des dispositifs de réduction du couplage présentés précédemment, et utilisés dans la suite de ce chapitre, nécessitent l'espacement des différents éléments de la matrice. Cela implique plusieurs choses : une suppression du fonctionnement surfacique de la matrice d'une part, et une augmentation d'un niveau des lobes de réseau et secondaires d'autre part.

Cette étude vise à quantifier les effets de l'écartement sur les niveaux des lobes secondaires et de réseau. Pour ce faire, les éléments de la matrice ont été écartés comme présentés sur la figure IV.16. Ces écarts sont étagés afin d'obtenir une distance maximale de 11.04 mm entre deux éléments successifs. Cette distance correspond en effet à la distance maximale sans apparition de lobes de réseau à la fréquence de 2.5 GHz pour une consigne de dépointage de 90°.

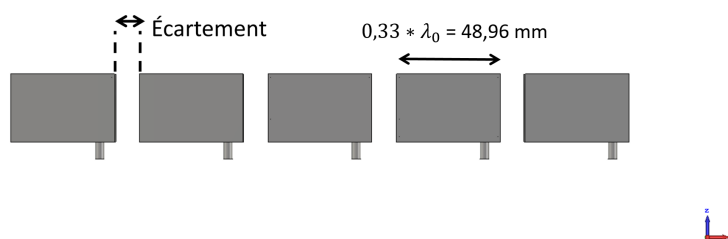


FIGURE IV.16 – Visualisation de l'écartement mesuré.

### 1.2.1.2 Résultats en dépointage et limite d'espacement

Les niveaux des lobes de réseaux obtenus sont tracés sur la figure IV.17. Il est à noter que les lobes ont des niveaux légèrement différents lorsque des dispositifs inter-éléments, tels que des corrugations, sont ajoutés. Leurs formes globales restent cependant similaires. Ces allures permettent donc d'obtenir une bonne approximation en première approche.

Il peut être remarqué que lorsque les pixels sont éloignés les uns des autres, la valeur des lobes secondaires augmente à partir de 2 GHz de manière relativement linéaire jusqu'à 2.6 GHz. En revanche, pour les écartements les plus importants des sauts, sont observables autour de 2.2 GHz. Ces valeurs ne sont pas adaptées à des applications en dépointage.

Ces courbes démontrent donc que l'écart choisi entre les éléments doit être issu d'un compromis. En effet, le pixel utilisé sans dispositif de filtrage a une adaptation active qui peut ne pas être compatible avec l'électronique placée en amont. L'ajout

d'éléments de filtrage peut aider à résoudre en partie ce problème mais provoque également l'augmentation des lobes secondaires en rayonnement, dégradant ainsi la qualité du dépointage du faisceau.

En première approche, et afin de valider le fonctionnement de ces éléments, il a été décidé de baser les performances attendues sur un niveau maximum de lobes secondaires acceptable de -8 dB. Cette valeur correspond, pour la fréquence haute de 2.5 GHz, à un écartement de 5.04 mm, soit une distance entre deux centres de phase de 54 mm. La distance entre deux centres de phase passe alors à  $0.36 * \lambda_0$ .

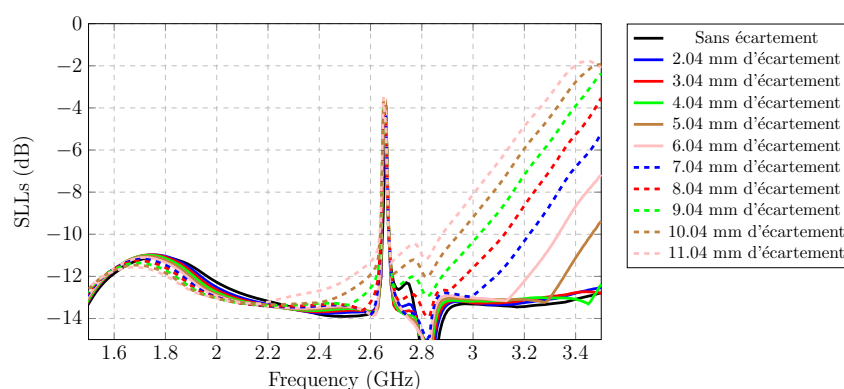


FIGURE IV.17 – Variation des lobes secondaires en fonction de la distance entre les éléments.

### 1.2.2 Effet de l'écartement des pixels

L'écartement des pixels est une solution simple permettant de limiter l'impact des couplages sur la matrice. Elle est contraire à son fonctionnement surfacique mais peut participer à une amélioration des niveaux de couplage. Afin de vérifier cette affirmation, les pixels ont été écartés les uns des autres suivant deux configurations présentées sur la figure IV.18.

Dans un premier temps, les pixels ont été écartés sans utiliser de plan de masse. Une seconde simulation a été effectuée en reliant les plans de masse, au moyen d'une plaque métallique.



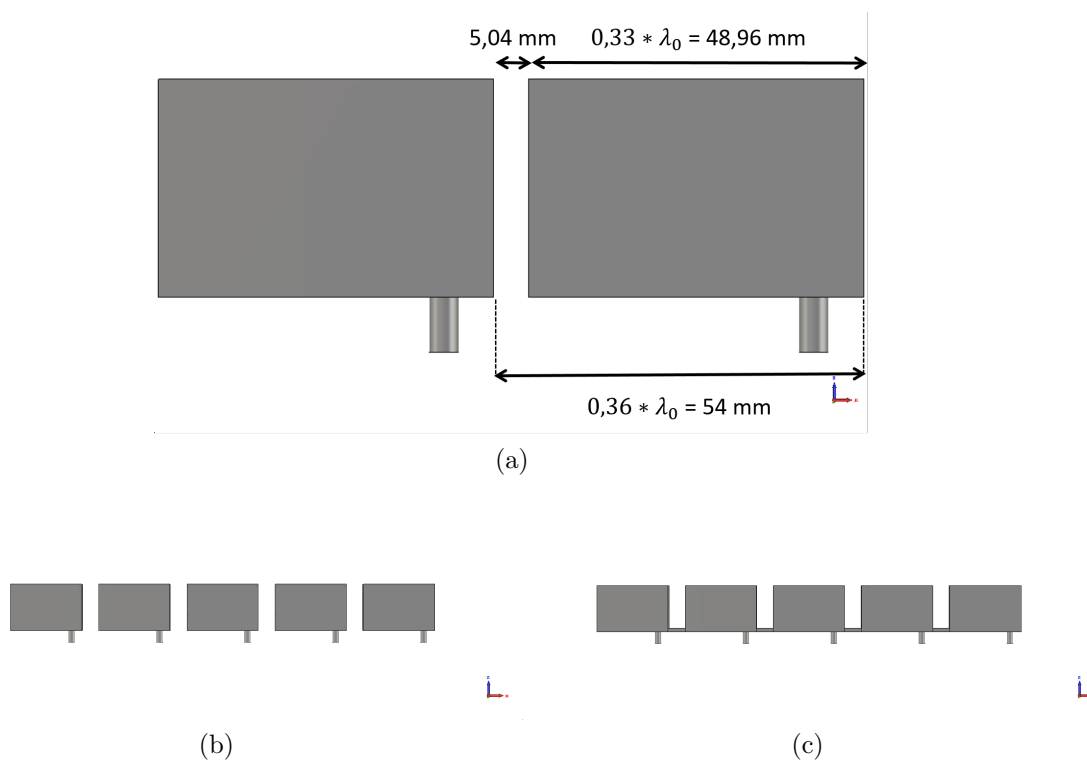


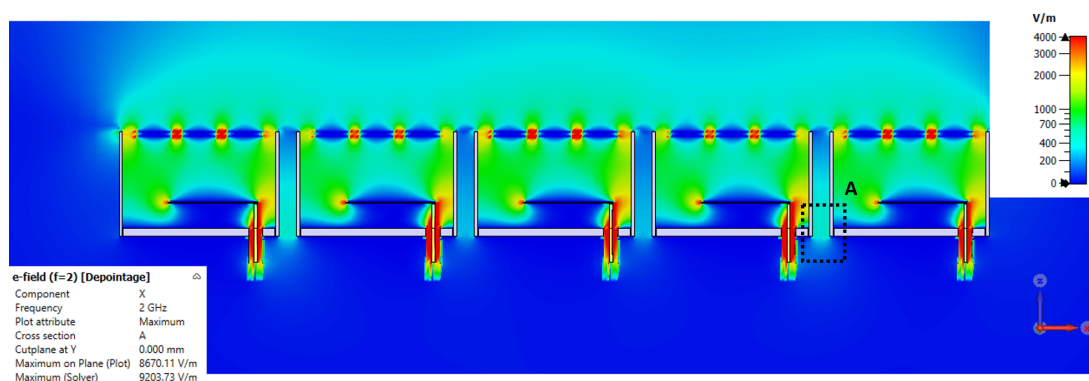
FIGURE IV.18 – Différentes configurations de la matrice avec écartement :

- a. Mesure de l'espace entre les éléments.
- b. Matrice espacée.
- c. Matrice espacée avec masse commune.

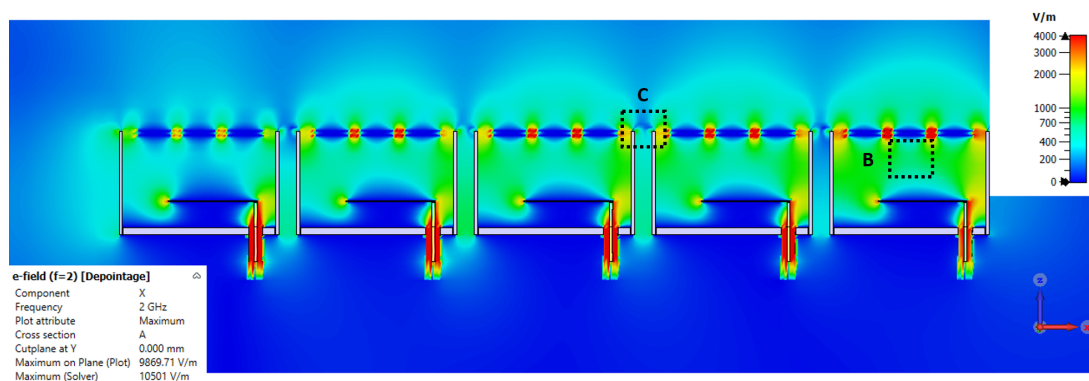
### 1.2.2.1 Matrice sans masse commune

La première étape concerne donc l'utilisation d'une matrice sans masse commune entre les éléments. Les champs  $E_x$  à 2 GHz de cette matrice sont présentés sur la figure IV.19. Sans dépointage, ceux-ci sont comparables dans leurs répartitions à ceux de la matrice sans espacement présentée figure IV.13. Cependant une concentration en partie basse de la séparation entre les éléments est observable, visualisé dans le cadre A.

Lors du dépointage, les champs sont également très similaires à ceux d'une matrice sans espacement. La densité de champ dans le pixel 5 est ici légèrement plus faible dans le cadre B, ce qui se traduit par une meilleure adaptation à cette fréquence. Les champs situés en dehors des pixels sont évidemment moins uniformes que dans le cas d'un fonctionnement surfacique, ce qui est notamment visible dans le cadre C.



(a)



(b)

FIGURE IV.19 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec écartement :  
*a.* Pour un dépointage dans l'axe.  
*b.* Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les similarités dans la répartition des champs entre cette matrice et la matrice sans espacement se traduisent par des courbes d'adaptation similaires. Elles sont présentées, avec les courbes de gain, sur la figure IV.20. L'adaptation n'est pas fortement affectée pour la majorité des éléments. Seuls les pixels 2 et 4 le sont suivant l'axe, avec une détérioration qui réduit la bande d'adaptation à -10 dB pour des fréquences s'étendant de 2.45 à 2.55 GHz. Cette modification n'est pas visible sur les cartographies de champ car elle n'a pas lieu à la fréquence observée. Lors du dépointage, le comportement du pixel 5 est légèrement amélioré en basses fréquences mais celui des pixels 3 et 4 est détérioré par cette modification. Globalement, les  $S_{i,i}$  actifs ne sont donc pas améliorés.

Le rayonnement suivant l'axe est très proche de celui observé pour la matrice sans écartement, mais des lobes arrières plus importants sont visibles. Cela provient des concentrations de champ qui se forment entre les éléments de la matrice. L'impact de ces lobes est très visible lors du dépointage, pour lequel le lobe principal est fortement déformé par leur présence.

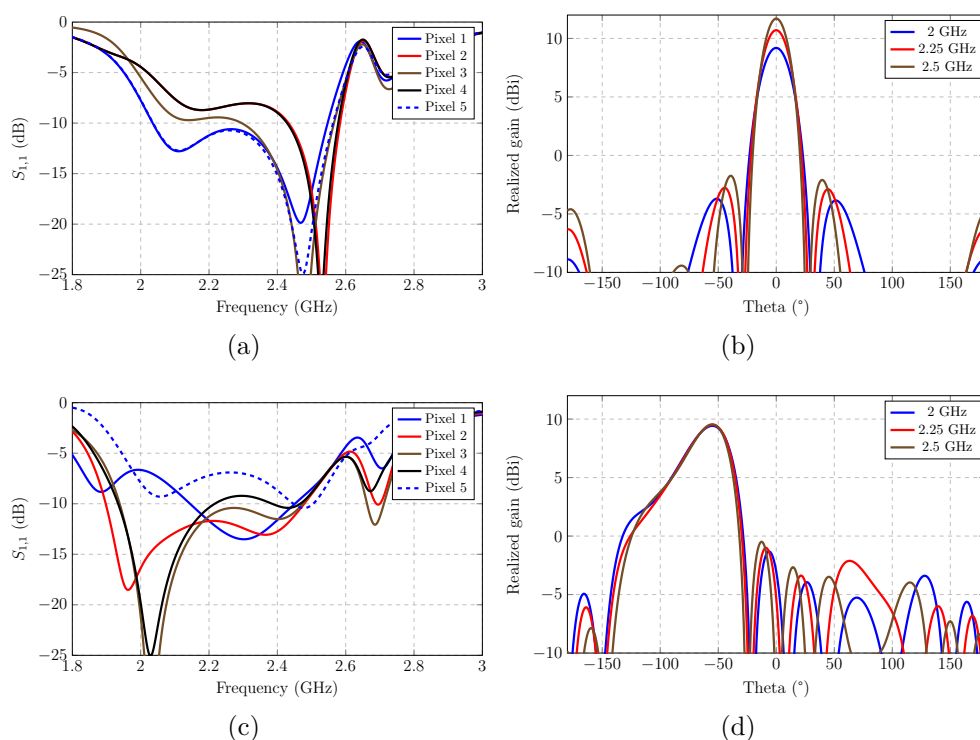


FIGURE IV.20 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.33 * \lambda_0$  avec écartement :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Pour quantifier la réduction des couplages de cette structure, les paramètres  $S_{x,3}$  ont été tracés sur la figure IV.21. La valeur du  $S_{2,3}$  à 2 GHz est de -9.9 dB. Cette valeur correspond également au maximum de couplage atteint pour cette configuration.

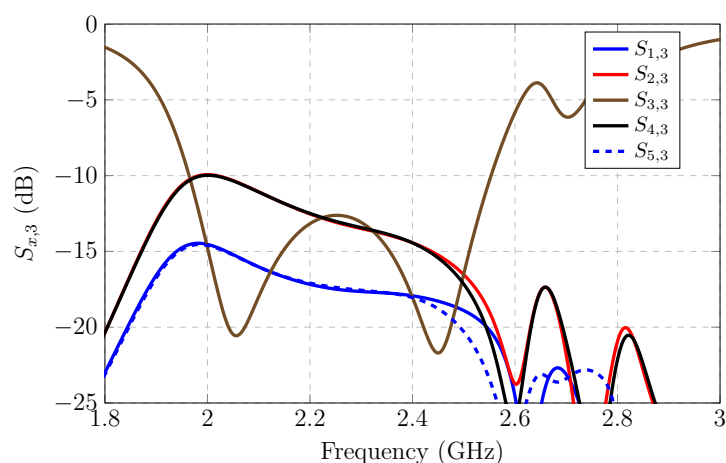


FIGURE IV.21 – Couplages dans la matrice avec écartement.

L'écartement seul des éléments ne permet donc pas d'obtenir d'améliorations en termes d'adaptation active. De plus, la réduction des couplages s'accompagne d'une augmentation des lobes arrière et d'une forte déformation des lobes de rayonnement.

### 1.2.2.2 Matrice avec masse commune

Afin d'observer les possibles effets de l'ajout d'un plan de masse commun, cette configuration a été simulée.

Les résultats en champ  $E_x$  sont présentés sur la figure IV.22. Ils montrent une forte différence avec ceux de la matrice d'origine. Les champs des pixels 2 et 4 sont notamment très affectés par l'ajout du plan de masse. Il est notable que les espaces situés entre les éléments sont le lieu d'une concentration importante de champ, présentée dans le cadre A. Cela provient du fait que ces surfaces agissent comme des corrugations. Leurs dimensions ne sont pas adaptées pour la fréquence de fonctionnement de la matrice. En effet, puisque les corrugations sont ici dans l'air, leurs dimensions correspondent à une fréquence de 2.37 GHz. Il est à noter que les pixels 1 et 5 sont moins affectés par la présence de ces corrugations. En effet ces éléments n'en possèdent qu'une seule à leur voisinage.

Lors du dépointage, l'effet est encore une fois très visible, notamment autour du pixel central dans le cadre B. Contrairement à la configuration sans masse commune, tous les éléments sont affectés par la présence de ces structures. Les densités de champs sont augmentées dans les cavités. Cela est notamment visible pour le pixel 1 et mis en évidence par le cadre C.

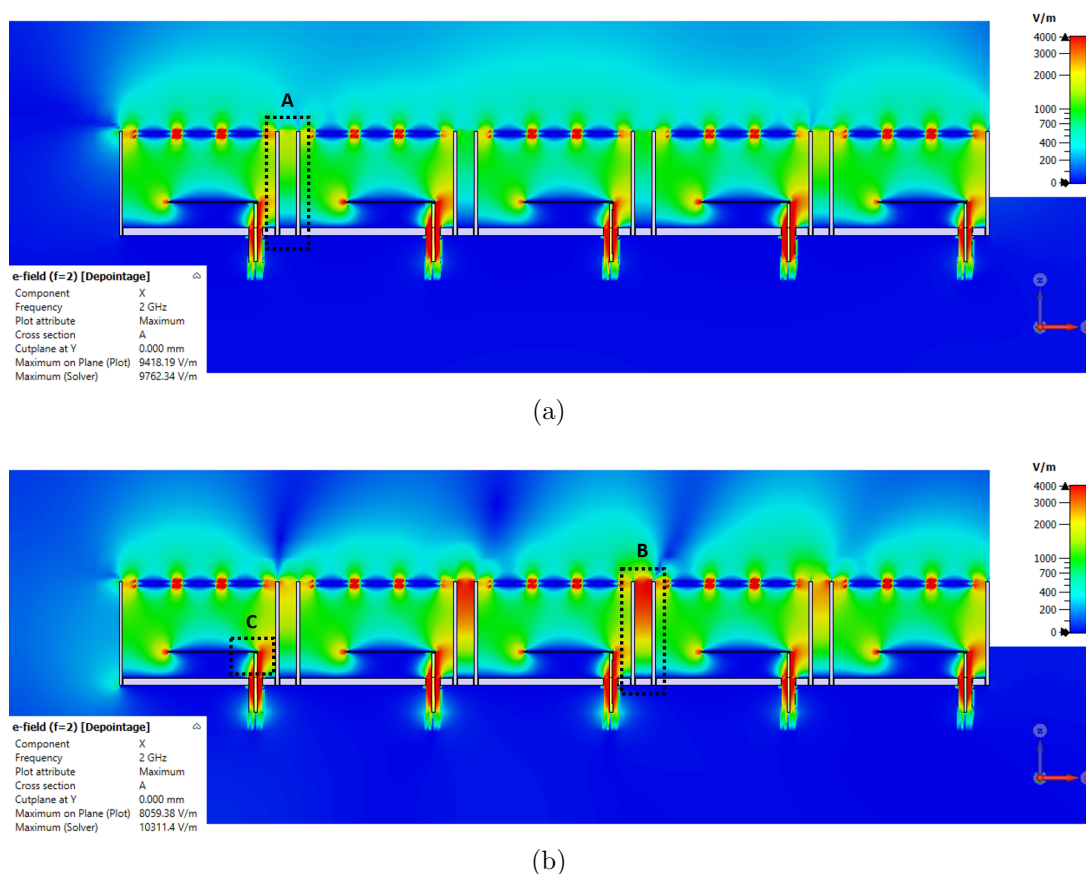


FIGURE IV.22 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec écartement et masse commune :

- a. Pour un dépointage dans l'axe.
- b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Ces effets sont très visibles sur les courbes d'adaptation active et de gains présentées sur la figure IV.23. L'adaptation suivant l'axe présente une forte dégradation pour tous les éléments et à toutes les fréquences. Comme noté précédemment, les pixels 1 et 5 sont moins impactés par la présence de ces corrugations, mais le changement est tout de même notable. Dans le cas du dépointage, les résultats sont également impactés. Seul le pixel 1 semble avoir été légèrement amélioré mais cela ne compense pas les désadaptations importantes observées sur tous les autres éléments.

Malgré la présence d'éléments se comportant comme des corrugations, les résultats en adaptation active ne sont pas améliorés à la fréquence pour laquelle ils sont dimensionnés.

Le gain réalisé est affecté par l'ajout de la masse commune sur l'ensemble de la bande. Le gain dans l'axe est fortement diminué par les désadaptations observées à 2 et 2.25 GHz. A la fréquence de 2.5 GHz, le gain est cependant amélioré. Cela peut être attribué à une contribution des corrugations au rayonnement suite à une concentration importante de champ  $E$  à cette fréquence. Les lobes arrière sont, comme dans le cas de la matrice sans masse commune, très visibles. Les mêmes phénomènes sont présents lors du dépointage,

mais les corrugations ne permettent pas ici d'amélioration du gain à 2.5 GHz.

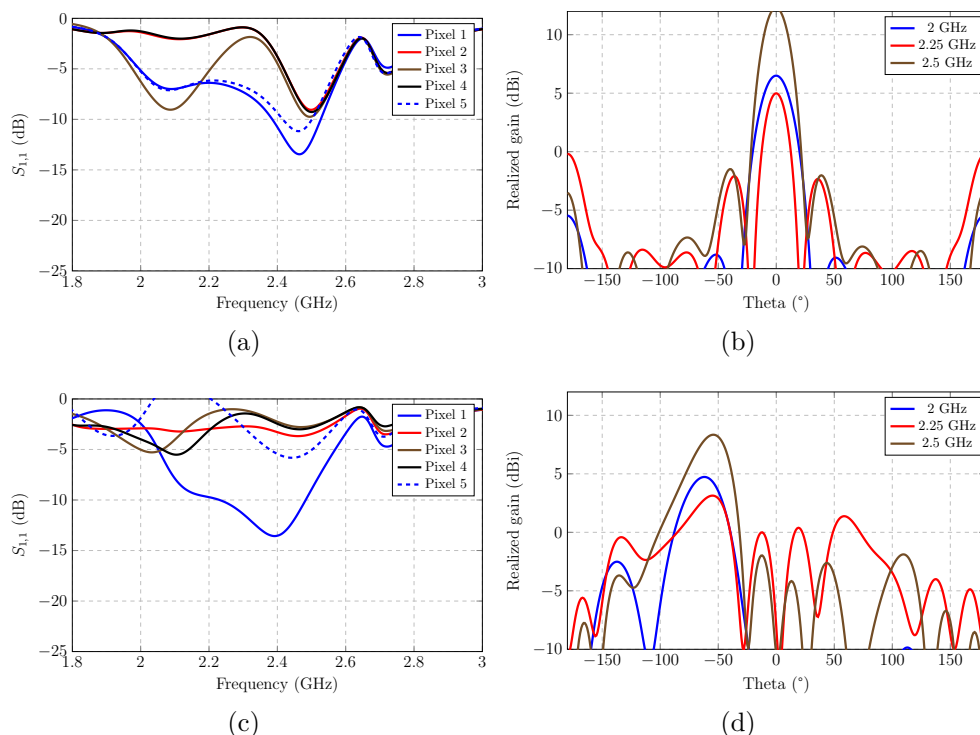


FIGURE IV.23 –  $S_{i,i}$  actifs et gain réalisé d'une matrice 5 éléments  $0.33 * \lambda_0$  avec écartement et masse commune :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Les couplages au sein de cette matrice ont également été tracés figure IV.24.

Il est notable que les couplages des éléments 2 et 3 sont réduits dans cette configuration, passant à -12.4 dB. Les couplages des éléments 4 et 5 sont cependant plus élevés. A la fréquence de 2.3 GHz, ces observations sont inverses : les couplages des pixels proches sont plus importants et ceux des pixels éloignés sont fortement réduits.

L'adaptation du pixel central est cependant fortement détériorée par l'ajout de cet écartement des surfaces.

L'ajout d'un écartement entre les pixels joints par un plan de masse ne semble donc pas être une piste qui permette d'améliorer le comportement de la matrice. En effet l'ajout de l'écartement a un impact négligeable sur la réduction des couplages et l'ajout d'une masse commune a un effet fortement négatif sur les performances de la matrice.

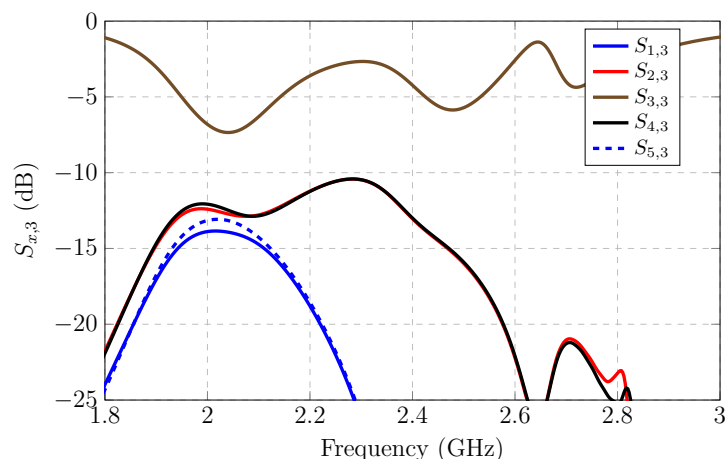


FIGURE IV.24 – Couplages dans la matrice avec écartement et masse commune.

### 1.2.3 Pixel de taille équivalente

Dans la section 1.2.1, l'espacement choisi pour placer les structures permettant de minimiser les couplages donne la possibilité de concevoir un pixel de dimension  $0.36 * \lambda_0$ . Il s'agit donc ici de comparer les performances d'une matrice constituée à partir de tels pixels avec le futur réseau conçu à partir de pixels en  $0.33 * \lambda_0$  complété par des structures ayant pour objet de minimiser le couplage.

Le pixel utilisé pour la comparaison est de largeur 54 mm. Il est présenté sur la figure IV.25. Sa conception est basée sur le pixel  $0.33 * \lambda_0$ . Seules les dimensions de la FSS, les permittivités des matériaux et les dimensions du patch ont été modifiées pour optimiser les performances.

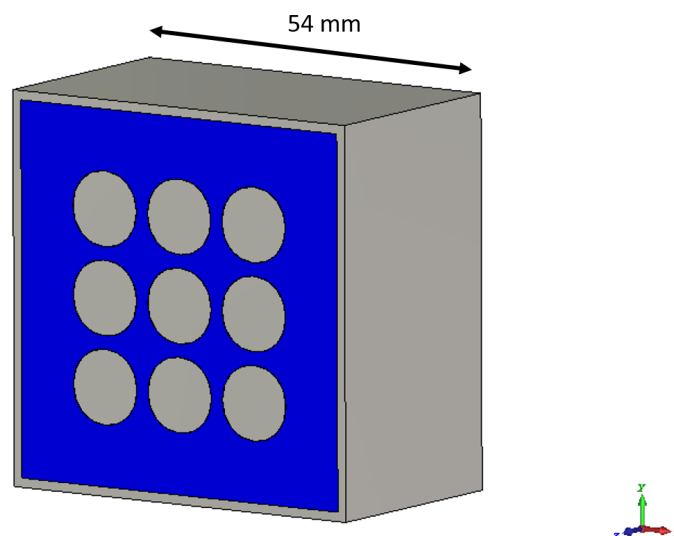


FIGURE IV.25 – Pixel de large dimension.

Les performances de ce pixel sont présentées sur la figure IV.26. En comparaison avec le pixel  $0.33 * \lambda_0$ , il a une meilleure adaptation uniquement dans les basses fréquences. Les gains sont également légèrement plus élevés à cause de la dimension supérieure de l'élément. Les différences en termes de performances restent cependant relativement minimes.

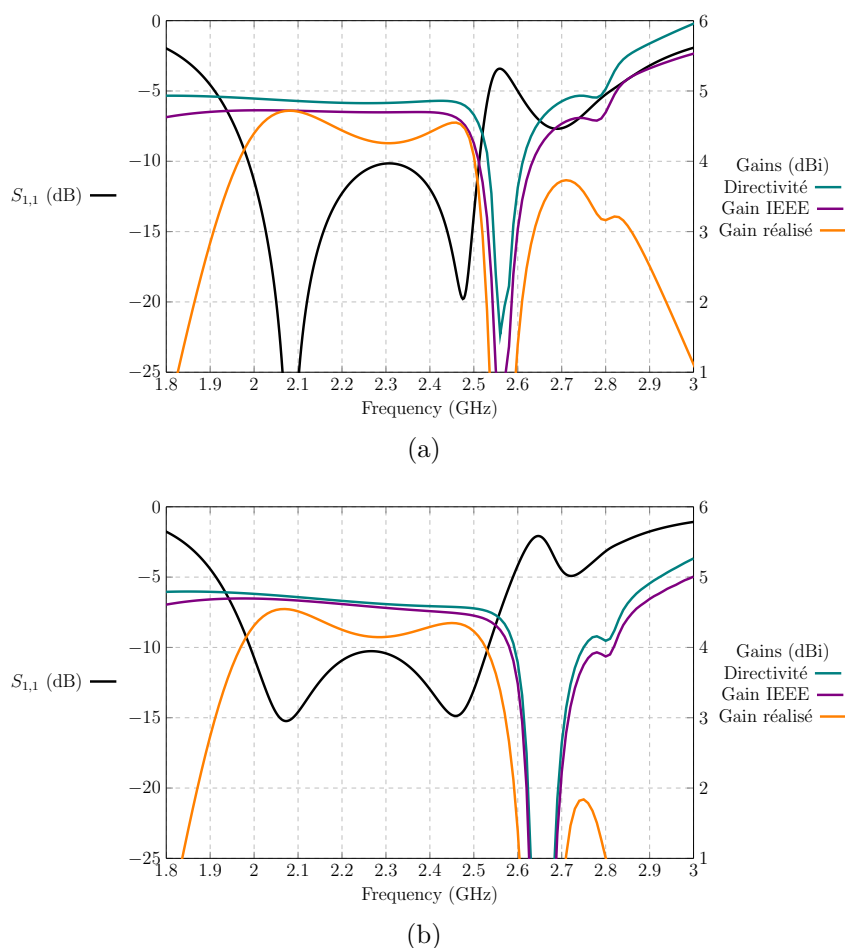


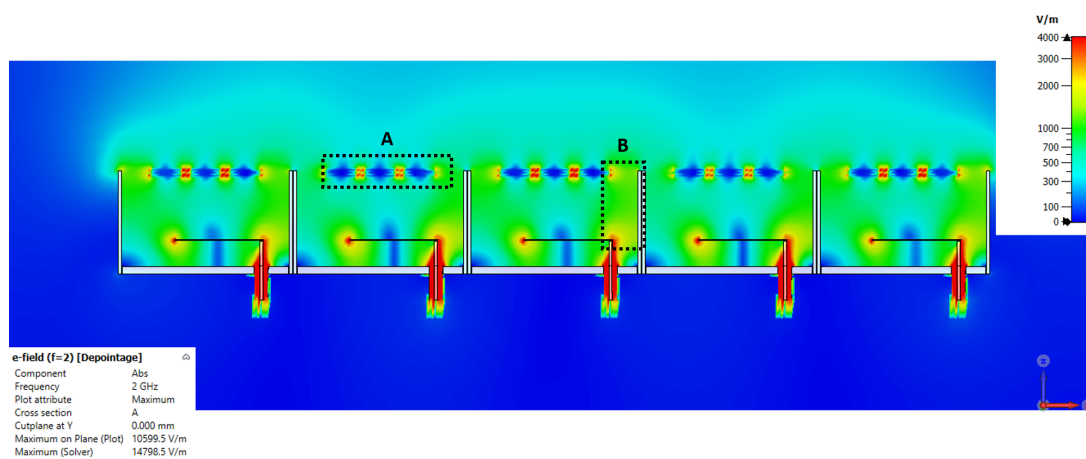
FIGURE IV.26 – Adaptation et gains des pixels de dimension  $0.36 * \lambda_0$  et  $0.33 * \lambda_0$  :  
 a. Caractéristiques du pixel large  $0.36 * \lambda_0$ .  
 b. Caractéristiques du pixel de référence  $0.33 * \lambda_0$ .



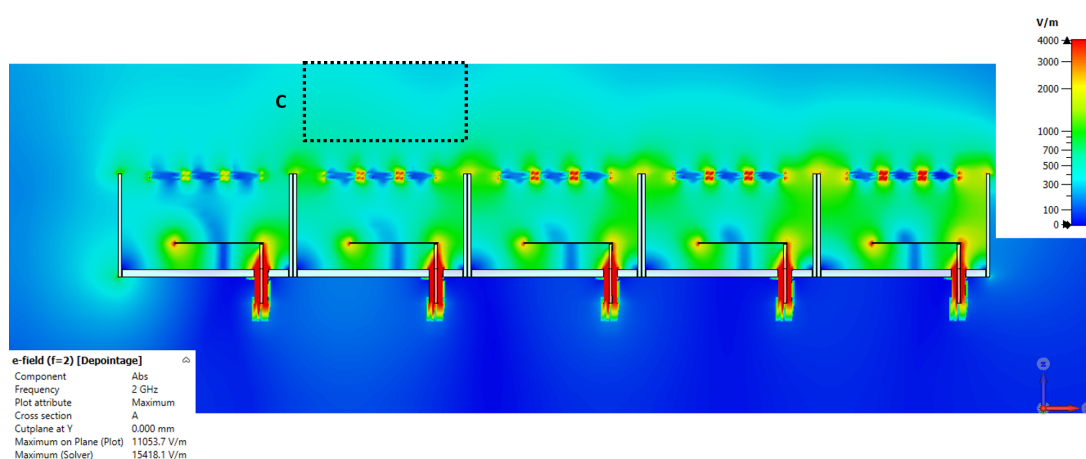
### 1.2.3.1 Résultats du pixel de taille équivalente ( $0.36 * \lambda_0$ ) en dépointage

Ce pixel a été placé dans une matrice de cinq éléments. Les champs  $E$  au sein de cette matrice sont visibles sur la figure IV.27. Les répartitions ont les mêmes caractéristiques que dans le cas du pixel de largeur  $0.33 * \lambda_0$ . En effet, les cartographies de champ des pixels 2 et 4 montrent une densité de champ  $E$  moins importante par rapport aux trois autres éléments dans l'axe, ce qui est visible dans le cadre A. Le pixel 3 montre également une plus grande concentration de champ que ses voisins, mise en évidence par le cadre B.

Lors du dépointage, la matrice se comporte également de manière similaire. Les champs sont cependant légèrement moins uniformes dans cette configuration. De plus, le pixel 2 a une densité de champ au dessus de la FSS réduite par rapport aux pixels 3 et 4, ce qui est visualisée dans le cadre C. Le fonctionnement de ce pixel est donc similaire à celui simulé précédemment.



(a)



(b)

FIGURE IV.27 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec pixels  $0.36 * \lambda_0$  :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les caractéristiques actives de la matrice sont tracées sur la figure IV.28. L'adaptation suivant l'axe montre une structure différente de celle de la matrice  $0.33 * \lambda_0$ . Cela provient de la différence d'adaptation du pixel seul. La matrice est mieux adaptée dans les basses fréquences que dans les hautes fréquences, ce qui contraste avec le cas précédent. Elle montre cependant un comportement similaire, les éléments 2 et 4 étant également moins bien adaptés dans cette configuration.

Pour illustrer le comportement de la matrice lors du dépointage, les courbes à  $60^\circ$  ont été privilégiées. En basse fréquence, le pixel 1 subit une forte détérioration alors que les pixels 3,4 et 5 sont davantage impactés au delà de 2.1 GHz. Le pixel 2 quant à lui conserve, pour cet angle, des performances acceptables. Ces résultats sont similaires à ceux de la figure IV.14f qui montrent également un impact important sur les pixels 1 et 5. En revanche, les remontées des paramètres  $S_{i,i}$  actifs des pixels 3 et 4 sont plus marquées avec le pixel  $0.33 * \lambda_0$ .

Les gains ne montrent pas de grandes variations avec ceux qui sont observés pour la matrice de référence. A 2.5 GHz le pixel subit un très léger dépointage de  $2^\circ$  lié à la position décentrée du patch dans le pixel. Cela provoque une réduction de la valeur de gain et l'apparition de lobes secondaires, de l'ordre de -11 dB à  $60^\circ$ .

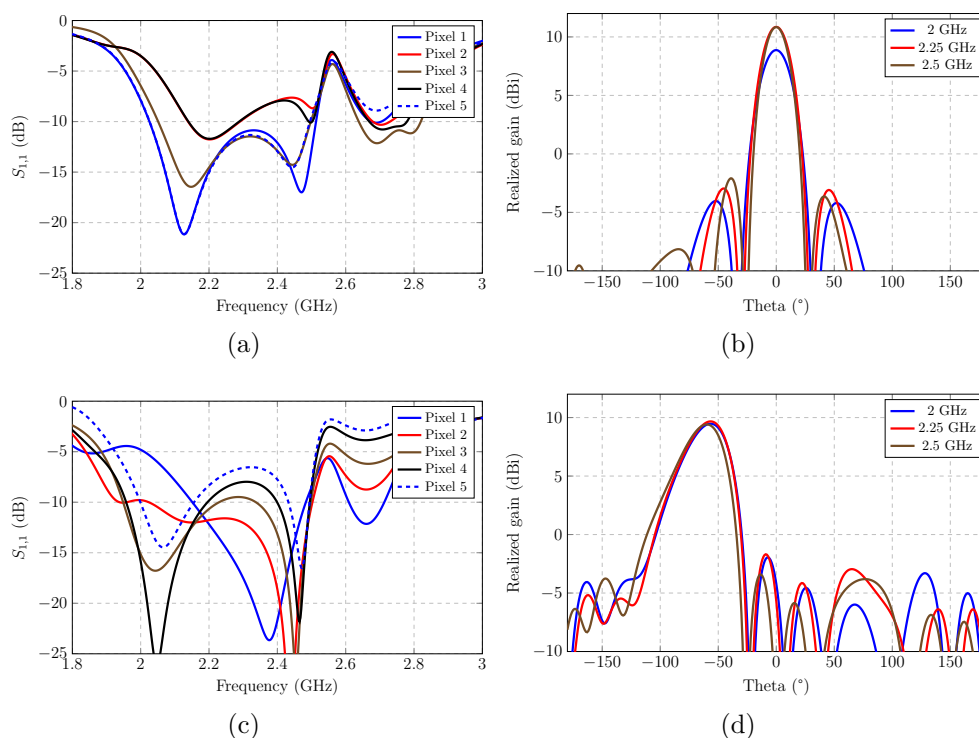


FIGURE IV.28 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.36 * \lambda_0$  :  
 a et b. Sans dépointage.  
 c et d. Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Les couplages ont été tracés sur la figure IV.29. Le  $S_{3,3}$  présente, comme pour le pixel seul, une meilleure adaptation dans les basses fréquences que pour l'antenne  $0.33 * \lambda_0$ . Les niveaux de couplage ne sont en revanche pas grandement affectés, avec un maximum à 2 GHz de -9.5 dB.

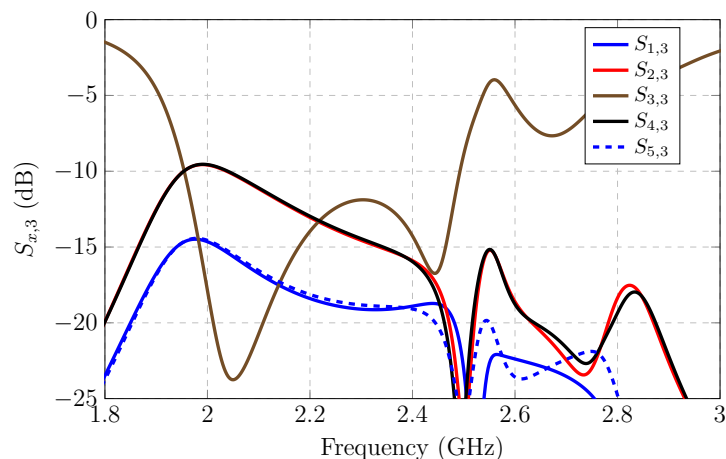


FIGURE IV.29 – Couplage entre les éléments de la matrice avec pixels larges.

L'utilisation d'un pixel de dimensions supérieures ne semble donc pas permettre d'apporter de meilleures performances par rapport à un pixel de dimension  $0.33 * \lambda_0$ . Un pixel de dimension supérieure peut cependant permettre d'obtenir une bande de fonctionnement plus large si la capacité de dépointage n'est pas nécessaire. Par leur fonctionnement, les éléments plus larges sont moins affectés par les couplages, comme le montre la figure IV.1.

Il existe donc un compromis à trouver en fonction du besoin entre les différents critères de largeur de bande, gain réalisé et capacité de dépointage.

La suite de ce chapitre se focalise sur l'apport de structures "anti-couplage" pour améliorer la qualité de l'adaptation active ainsi que des performances en dépointage et en gain réalisé. L'objectif est d'obtenir des performances au moins équivalentes à la fois à la matrice  $0.33 * \lambda_0$  et à celle de dimension  $0.36 * \lambda_0$ .

Seuls les dispositifs de corrugations et de surfaces douces seront présentés dans ce chapitre. Les autres dispositifs étudiés sont présentés dans l'annexe C. Cette dernière annexe présente l'utilisation d'éléments parasites ainsi que l'ajout de murs entre les éléments.

## 2 Techniques de réduction des couplages

### 2.1 Corrugations

#### 2.1.1 Dimensionnement et résultats

La partie précédente a établi qu'un écart de 5.04 mm entre les pixels permet de conserver les performances théoriques d'angle de dépointage égales à  $60^\circ$  au prix d'une détérioration du gain. Par ailleurs, la section 1.2.2.2 a montré que l'ajout d'un plan de masse entre les éléments introduit une corrugation de dimensions non maîtrisées provoquant des modifications substantielles des paramètres S actifs et du gain. En effet, ses dimensions la rendent active au milieu de la bande de fonctionnement du pixel.

Afin d'obtenir un filtrage de bonne qualité, les corrugations sont maintenant dimensionnées pour filtrer une fréquence de 2 GHz. En effet, c'est à cette fréquence que les effets du couplage sont les plus importants. Pour cette étude, le substrat utilisé est le FR-4 avec  $\epsilon_r = 4.3$ . La profondeur de corrugation doit donc être de  $\lambda_{eff}/4 = 18.08mm$ . En raison de l'espacement limité entre les pixels, seules trois corrugations ont été disposées.

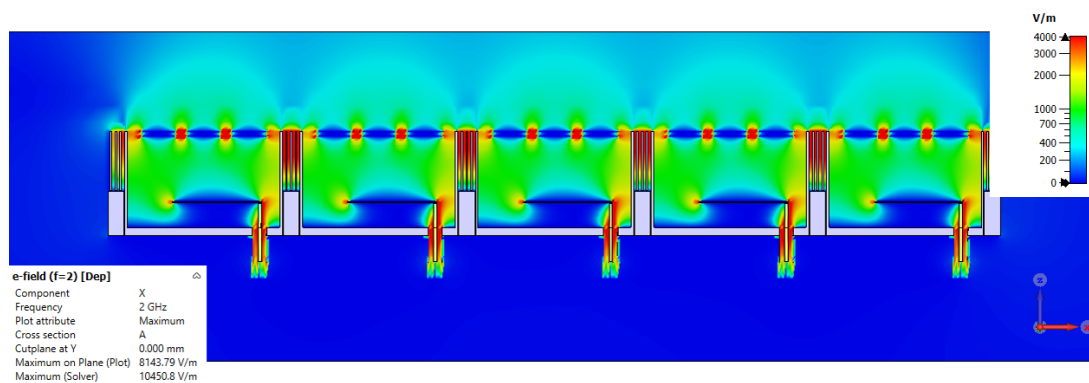
Les champs E sont tracés sur la figure IV.30. Suivant l'axe, les éléments montrent une bonne similarité les uns par rapport aux autres. Les valeurs de densité dans les éléments sont proches les unes des autres, ce qui est confirmé par la similarité en termes d'adaptation pour tous les éléments.

Dans le cas du dépointage, les éléments sont également proches les uns des autres en termes de champ. Il est toutefois notable que la densité de champ dans le pixel 1 est nettement plus faible que pour les autres éléments. Cela est particulièrement visible au niveau des interactions entre la zone d'alimentation du patch et la paroi du pixel dans le cadre A. Le champ du pixel 1 y est moins prononcé que sur les autres. Il devrait avoir une meilleure adaptation à 2 GHz que ses voisins.

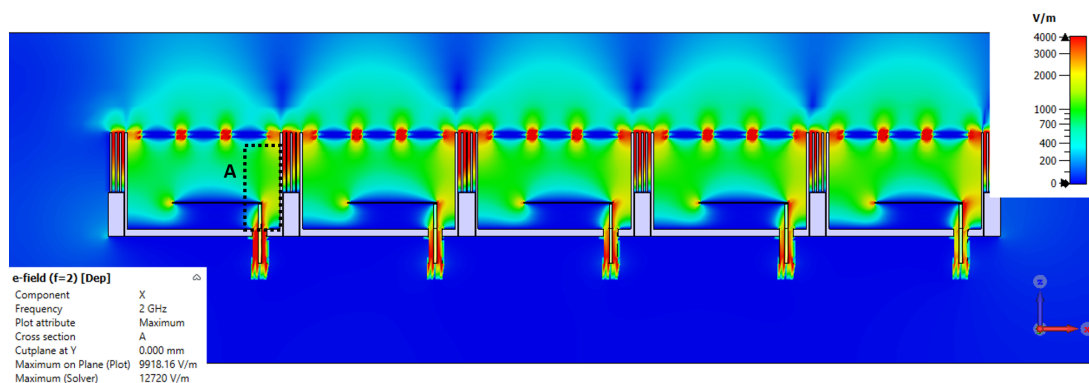
Il est également notable que les champs sont très élevés au sein des corrugations. Cela est dû à la fréquence observée de 2 GHz qui est la fréquence de dimensionnement. La figure IV.31 permet d'observer l'évolution du champ dans une corrugation en fonction de la fréquence.

A la fréquence de 2 GHz, les champs sont très élevés dans la corrugation et diminuent lorsque la fréquence augmente. Cela est lié à son comportement faisant office de court circuit à cette fréquence.

L'effet est encore faiblement visible à la fréquence de 2.1 GHz. Il est quasi-négligeable à la fréquence de 2.2 GHz.



(a)



(b)

FIGURE IV.30 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec corrugations :

- a. Pour un dépointage dans l'axe.
- b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

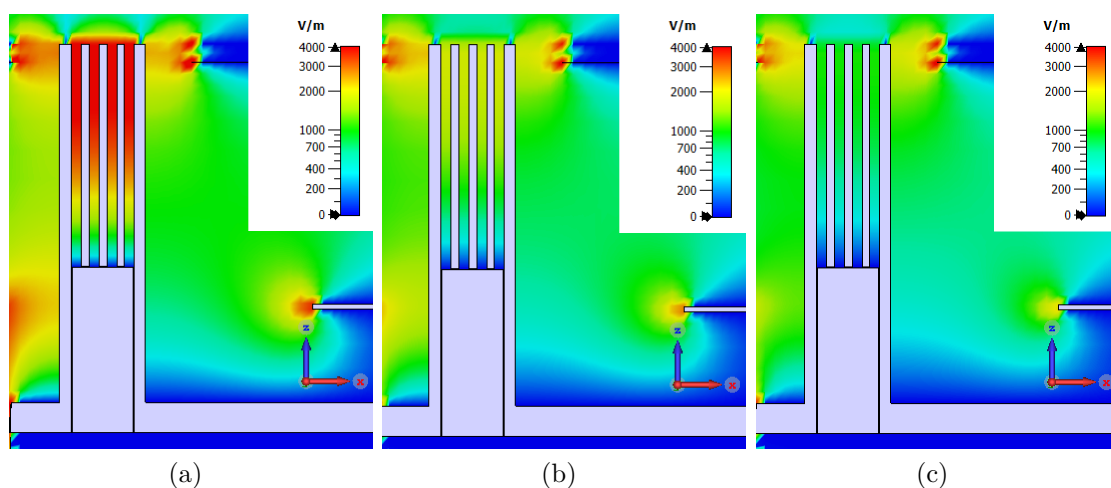


FIGURE IV.31 – Évolution du champ  $E_x$  à l'intérieur d'une corrugation en fonction de la fréquence :

- a. Pour une fréquence de 2 GHz.
- b. Pour une fréquence de 2.1 GHz.
- c. Pour une fréquence de 2.2 GHz.

Les résultats en termes d'adaptation et de gain réalisés sont tracés sur la figure IV.32. La présence des corrugations présente un effet bénéfique en termes d'adaptation. Dans le cas de l'absence de dépointage, la matrice possède une bande d'adaptation proche de celle avec les éléments seuls. Le principal avantage de cette solution est une bonne découpe de la bande de fonctionnement, qui commence nettement à la fréquence de 2.05 GHz. Comme observé avec les champs E, les  $S_{i,i}$  actifs des pixels sont très similaires à la fréquence de 2 GHz. Leurs comportements sont également nettement améliorés sur les fréquences plus élevées avec uniquement les pixels 2 et 4 passant au dessus des -10 dB. Ces résultats sont moins performants que ceux de la matrice utilisant des murs et un plan de masse commun sans dépointage, présentés annexe C.3.2, mais cette solution est plus performante sur le dépointage.

Une bonne adaptation est obtenue pour l'angle de 30°. Seuls les pixels 5 et 2 ne respectent pas l'adaptation à -10 dB mais la matrice est adaptée à -8 dB de 2.05 à 2.55 GHz. Ces résultats sont notablement plus performants que pour l'antenne initiale pour cet angle de dépointage.

Les résultats à 60° sont comparables à ceux du pixel de base. Bien qu'ils soient moins bien adaptés pris un à un, les pixels ont un comportement plus proches les uns des autres. Le pixel 1 est également bien mieux adapté à la fréquence de 2 GHz que les autres éléments. Il est le seul qui se démarque en termes d'adaptation.

Pour le dernier angle de dépointage de 90° les résultats sont cependant moins intéressants que pour la matrice sans corrugations. L'adaptation est en effet environ 2 dB supérieure à ce qui peut être obtenu sans l'ajout de ces structures.

En termes de gain, on observe le même phénomène qui était présent lors de l'utilisation de murs et de la masse commune pour un pointage dans l'axe : la meilleure adaptation permet d'atteindre un gain réalisé supérieur.

Un point notable est la forte réduction du gain à la fréquence de 2 GHz. Cette réduction est une conséquence du dimensionnement des corrugations. L'influence de la dimension des éléments sur le gain et l'adaptation est étudiée dans la section 2.1.2. Cette étude met en évidence que de faibles variations dans les dimensions des corrugations peuvent avoir de grands effets sur les performances en termes de filtrage. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre la capacité de la matrice à rayonner à des niveaux acceptables et la réduction des couplages.

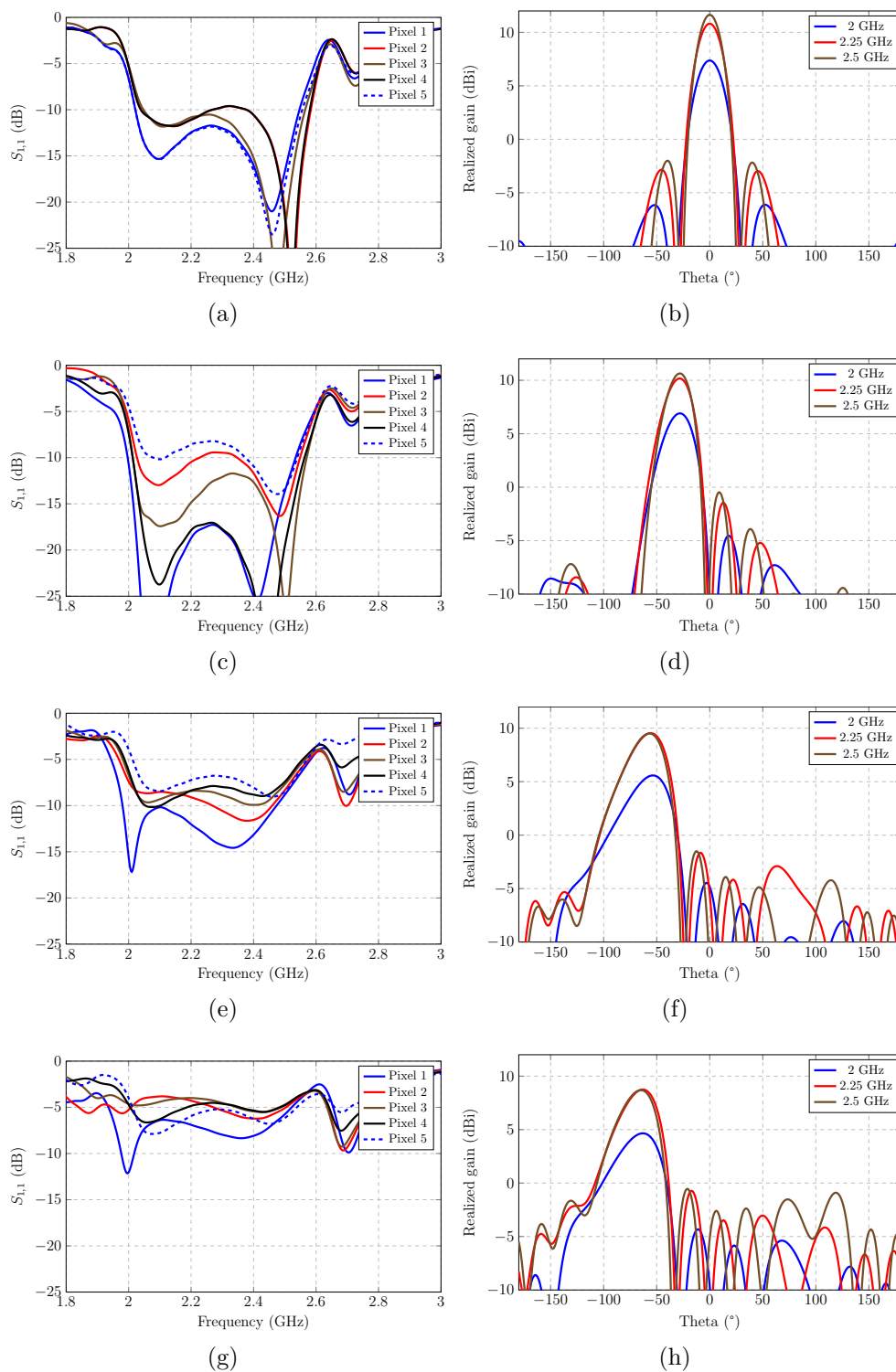


FIGURE IV.32 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.33 * \lambda_0$  avec corrugations :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $30^\circ$ .

*e et f.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

*g et h.* Avec une consigne de  $90^\circ$ .



Les couplages tracés sur la figure IV.33 montrent une nette amélioration par rapport à la matrice d'origine.

A la fréquence filtrée, les couplages sont de -12.3 dB mais ils présentent un maximum à 2.06 GHz avec une valeur de -10.9 dB. Seul l'écart avec masse commune, présentée section 1.2.2.2 permet une meilleure réduction des couplages mais s'accompagne d'une forte modification de l'adaptation. Les couplages après 2.1 GHz sont très similaires de ceux obtenus avec la matrice d'origine.

Il est également notable que le  $S_{1,3}$  et le  $S_{5,3}$  sont fortement réduits à 2 GHz et restent plus faibles sur l'ensemble de la bande de fonctionnement.

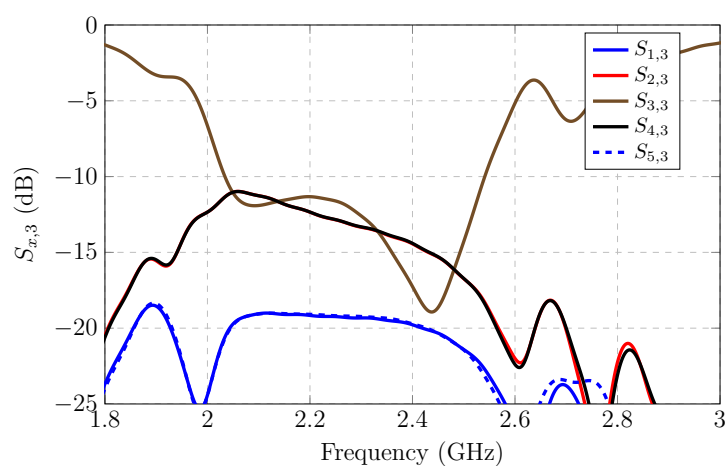


FIGURE IV.33 – Couplages dans la matrice avec corrugations.

La présence de corrugations permet donc d'améliorer les résultats en termes de couplage par rapport à d'autres solutions évoquées en annexes et aux solutions présentées précédemment. Cette technique permet notamment d'obtenir un dépointage jusqu'à  $60^\circ$  avec des valeurs équivalentes ou meilleures que la matrice de base. Les valeurs d'adaptation sont fortement améliorées pour les angles inférieurs à  $30^\circ$ .

La perte de gain est cependant un problème important lié à l'utilisation de cette technologie, de même que la difficulté de fabrication. En effet, les corrugations sont formées par une succession de couches métalliques et diélectriques qui doivent être en contact avec une masse à leur extrémité basse. L'épaisseur et la nécessité de ce contact rendent leur réalisation complexe.



### 2.1.2 Paramétrage de la zone fréquentielle d'influence

La figure IV.32 a montré une forte diminution du gain lié à l'ajout des corrugations dans la structure. Une étude a été menée afin de quantifier l'impact des variations des divers paramètres structurels des corrugations et leur influence sur le comportement fréquentiel. La seule dimension laissée fixe est la largeur de 5.04 mm. Il n'est présenté dans la suite que les modifications ayant un impact notable, les autres résultats sont présentés dans l'annexe D.

Les travaux présentés dans [25] montrent l'impact des pertes diélectriques dans le filtrage des couplages. De faibles pertes permettent d'améliorer la fonction de filtrage des éléments. Une variation des pertes dans le diélectrique des corrugations a donc été effectuée. Les résultats, présentés sur la figure IV.34 montrent qu'en effet, un matériau très faible pertes est à privilégier afin d'améliorer le filtrage. Il est également à noter que les pentes en début de bande sont beaucoup plus raides avec un matériau faibles pertes.

Inversement, plus les pertes sont élevées, moins la pente est raide. Cela peut permettre de compenser certaines incertitudes sur les premiers MHz de la bande via l'utilisation d'un tel matériau. La présence de cette pente explique également la raison de la perte de gain observée dans la matrice présentée sur la figure IV.32 car le matériau utilisé est du FR-4 avec un  $\tan(\delta) = 2.5 * 10^{-3}$ .

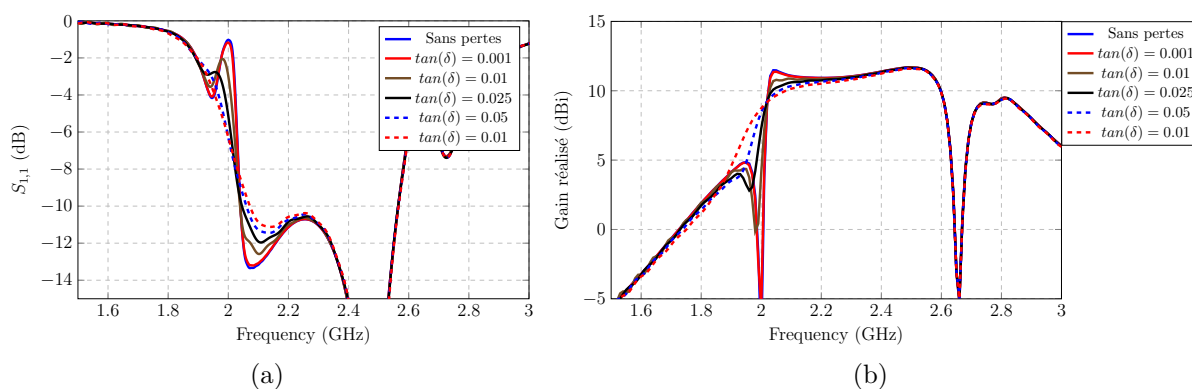


FIGURE IV.34 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation :

- Paramètres S lors de la variation des pertes diélectriques.
- Gains réalisés lors de la variation des pertes diélectriques.

Enfin, une étude sur la hauteur des corrugations a été effectuée. Cette simulation permet d'observer la précision nécessaire lors d'une fabrication pour filtrer correctement sans perturber le système. Les résultats sont présentés sur la figure IV.35. La hauteur des corrugations étant liée à la valeur  $\epsilon_r$  du matériau, ici 4.3, une variation sur ce paramètre donne des résultats similaires. Ils ne sont donc pas représentés.

Les courbes de gain montrent qu'un écart apparaît entre les courbes aux fréquences inférieures à 2 GHz, fréquence pour laquelle la corrugation a été dimensionnée. La position fréquentielle de ce gap varie de manière importante avec une faible variation de la hauteur. Cela peut avoir un impact fort sur le gain à la fréquence basse en cas de mauvais dimensionnement ou d'imprécisions. En effet, à 2 GHz, la variation de gain entre une hauteur de corrugation de 17.5 mm et une hauteur de 18.5 mm est de 4.3 dB. Cela rend essentielle la précision sur la hauteur et la connaissance du  $\epsilon_r$  du matériau utilisé.

Dans ce contexte, l'utilisation d'un matériau à pertes peut être intéressante. En effet il adoucit cette pente et permet d'obtenir une évolution de gain plus avantageuse qu'un matériau faibles pertes.

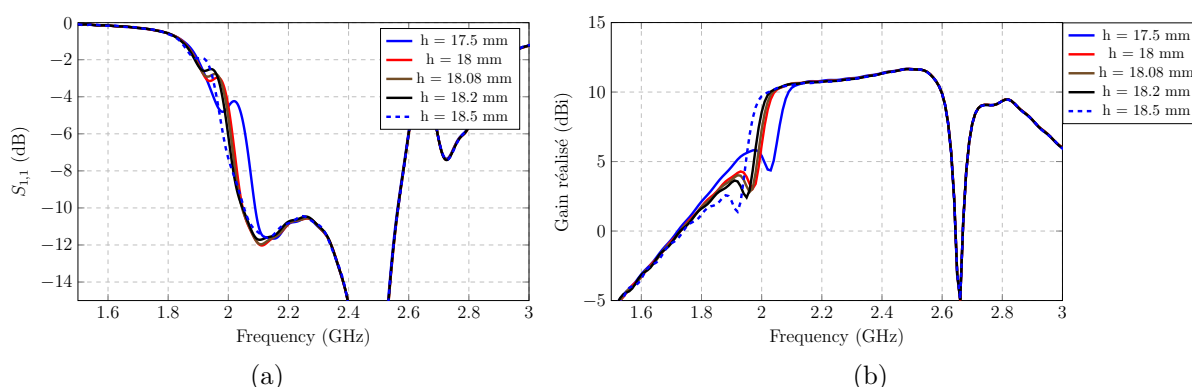


FIGURE IV.35 – Paramètres S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation :

- Paramètre S lors de la variation de la hauteur.
- Gain réalisé lors de la variation de la hauteur.

## 2.2 Surfaces douces

Afin de permettre une fabrication plus aisée du système, une possibilité est l'utilisation de surfaces douces. Ces dernières sont réalisées via l'impression de lignes métalliques sur un substrat de profondeur  $\lambda_{eff}/4$ . Cette structure présente l'avantage de pouvoir être imprimée sur le substrat et ainsi de réduire les usinages nécessaires. La profondeur reste cependant ici élevée car le substrat utilisé est un substrat FR-4 de permittivité 4.3. La profondeur du substrat est donc, comme pour les corrugations, de 18.08 mm, afin de filtrer la fréquence de 2 GHz.

Dans cette partie, trois lignes ont été simulées avec un ratio métallisation / substrat de 1. Les lignes sont positionnées en surface et ont une épaisseur de 0.035 mm, qui est une épaisseur classique de métallisation lors de la production de PCB.

Les résultats en champ E à 2 GHz, présentés sur la figure IV.36, présentent la même structure générale que celle observée avec les corrugations. Les niveaux de champ dans le substrat des surfaces douces sont cependant plus faibles qu'avec l'utilisation des corrugations, ce qui est visible dans les cadres A et B. Ces niveaux ne sont pas identiques en fonction de l'emplacement de la surface. Par exemple, sans consigne de dépointage, le substrat situé entre les pixels 1 et 2 dans le cadre A est le lieu d'un champ de niveau plus faible que celui situé entre les pixels 2 et 3 dans le cadre B.

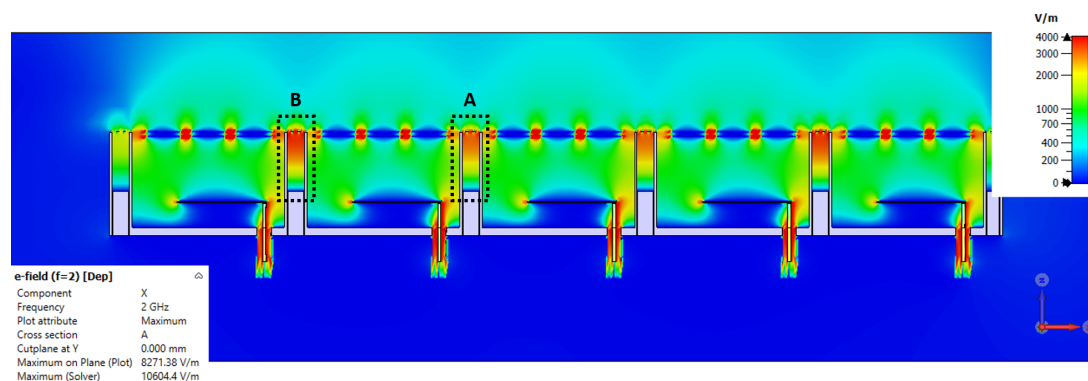
Les résultats des simulations en paramètre S et de gain suivant l'angle sont présentés sur la figure IV.37.

Les adaptations sont globalement améliorées par rapport à l'utilisation de corrugations. En effet, dans l'axe, la totalité des pixels est maintenant adaptée à -10 dB sur la bande de fonctionnement. Celle-ci est également mieux définie dans les basses fréquences. Les pixels principalement affectés par ce changement sont les numéros 2 et 4, qui ont leur adaptation améliorée de presque 1 dB sur la bande de fonctionnement.

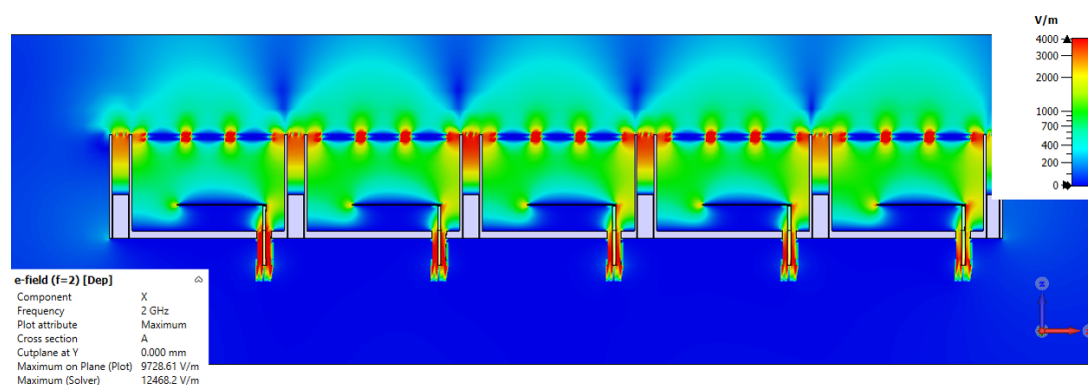
Lors d'un dépointage à 30°, la bande d'adaptation reste relativement la même qu'avec l'utilisation des corrugations. Le pixel 2 est cependant mieux adapté sur la bande. Le pixel 1 n'est quasiment pas affecté par ce changement et pour le pixel 5 le résultat est équivalent.

A 60°, la valeur d'adaptation est cependant moins bonne que ce qui peut être obtenu par l'utilisation de corrugations. La même observation peut être effectuée en comparant avec la matrice jointive : les adaptations actives des pixels sont ici plus proches les unes des autres, mais elles sont plus perturbées. La même conclusion peut être effectuée pour le dépointage de 90° de consigne.

Pour tous les dépointages, la matrice utilisant des surfaces douces montre une adaptation active proche de celle utilisant des corrugations. L'écart maximal entre les deux solutions ne dépasse pas 1 dB.



(a)



(b)

FIGURE IV.36 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec surfaces douces :

- a. Pour un dépointage dans l'axe.
- b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Pour le gain, la valeur est également plus élevée que dans le cas de la matrice jointive et, contrairement à la matrice utilisant des corrugations, la valeur du gain à 2 GHz est comparable lors de l'utilisation de dispositifs fonctionnant à 2 GHz. Cela peut être dû aux mêmes phénomènes observés lors de la variation des caractéristiques des corrugations. Les surfaces douces n'ayant pas de métallisation interne au substrat, cette solution présente des caractéristiques légèrement différentes.

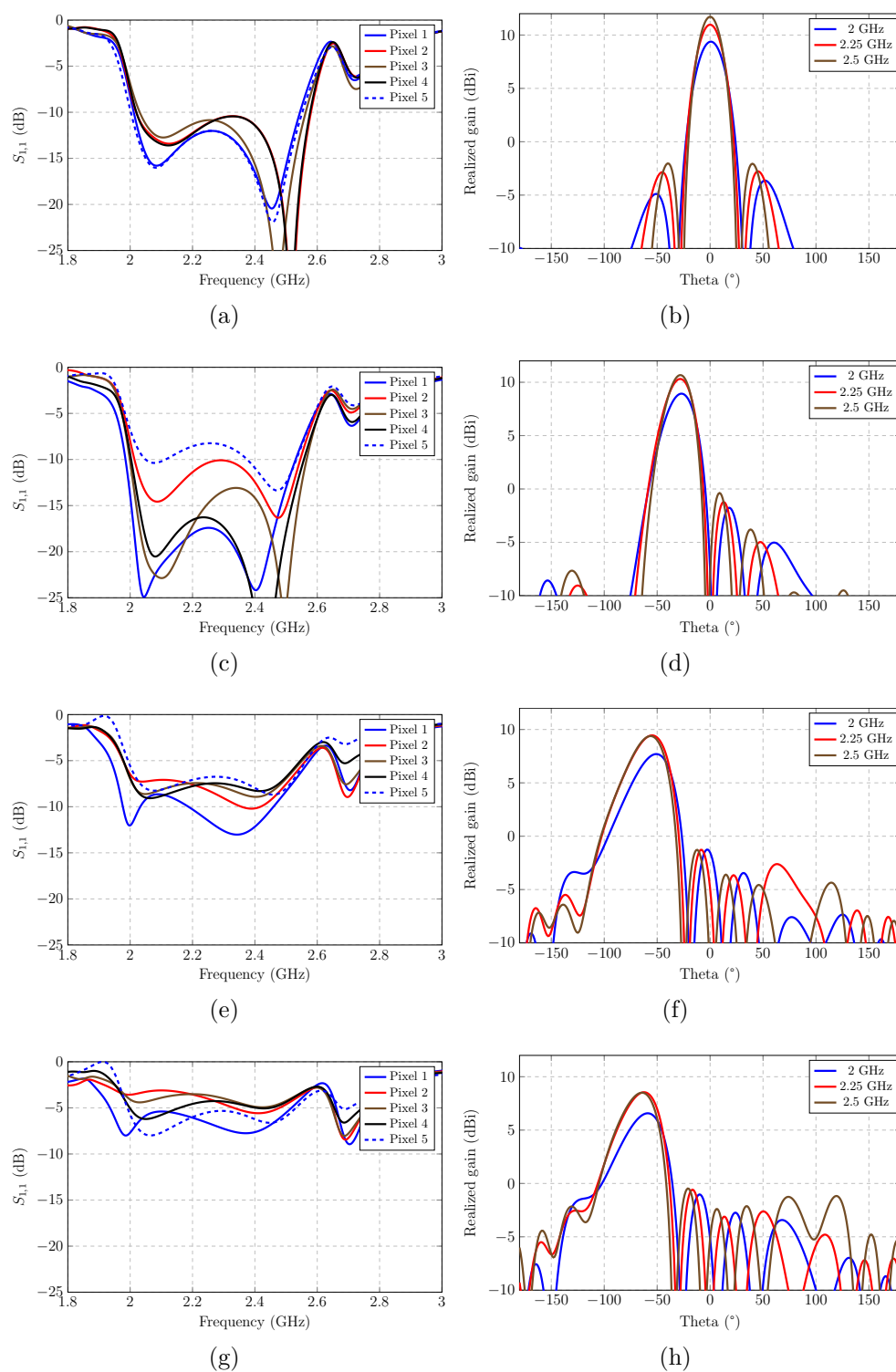


FIGURE IV.37 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.33 \times \lambda_0$  avec surfaces douces :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $30^\circ$ .

*e et f.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

*g et h.* Avec une consigne de  $90^\circ$ .

Pour quantifier les différences entre les corrugations et les surfaces douces, les couplages de cette dernière matrice ont été tracés sur la figure IV.38.

Comme dans le cas des corrugations, le  $S_{3,3}$  est très affecté par l'ajout de ces surfaces. L'effet est ici encore plus visible dans les basses fréquences.

Les principales différences dans les couplages se situent dans les fréquences inférieures à 2 GHz, pour lesquelles les niveaux sont beaucoup plus faibles avec l'utilisation de surfaces douces.

La valeur du couplage à 2 GHz est de -12 dB, ce qui est plus élevé que pour les corrugations. Le maximum atteint est ici de -11.1 dB à la fréquence de 2.05 GHz, ce qui est inférieur aux corrugations.

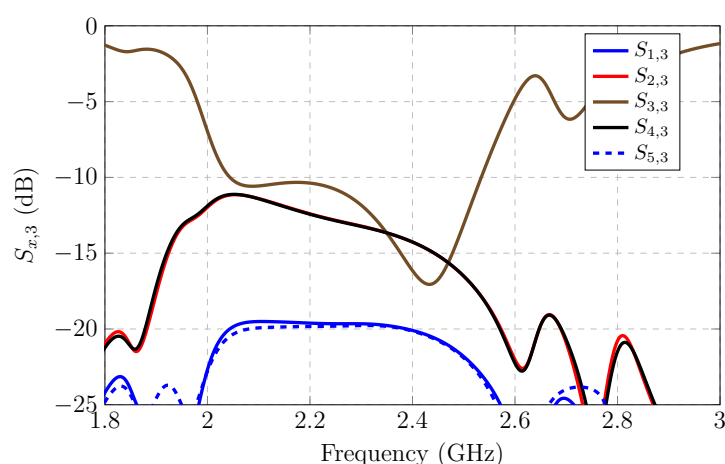


FIGURE IV.38 – Couplages dans la matrice avec surfaces douces.

Les surfaces douces montrent donc de bons résultats jusqu'à un dépointage de  $60^\circ$ . Ces surfaces permettent d'améliorer la définition de la bande d'adaptation ainsi que sa valeur. De plus elles n'affectent pas fortement le gain, contrairement aux corrugations étudiées précédemment.

### 2.2.1 Variations des dimensions

Une étude a été menée concernant les variations possibles sur les dimensions en suivant la même méthodologie que pour les corrugations. Ces résultats peuvent être trouvés dans l'annexe E.

Comme pour les corrugations, de faibles variations peuvent fortement impacter les performances. La connaissance et la maîtrise exactes du  $\epsilon_r$  et de la hauteur des substrats sont donc également essentielle. Les conclusions sont identiques à celles des corrugations.

### 2.2.2 Analyse avec deux diélectriques

L'une des principales problématiques liée à l'utilisation de surfaces douces de ce type provient de la nécessité d'avoir un substrat de grande profondeur. En effet, la plupart des substrats imprimables ne permettent pas d'atteindre de telles dimensions.

Une solution serait d'imprimer les lignes sur une plaque de FR-4 d'épaisseur classique 1 mm puis de placer cette dernière sur un bloc de substrat de profondeur 17.08 mm. Le principal inconvénient de cette méthode est d'assurer un contact entre la plaque et le bloc.

La figure IV.39 présente la structure étudiée. La couche supérieure du substrat est le FR-4 utilisé précédemment. La couche inférieure est un substrat Arlon AD 600 de permittivité 6.15 et de  $\tan(\delta) = 3 * 10^{-3}$ . Étant donné sa permittivité différente, la profondeur du substrat inférieur est ici de 14.3 mm. Cela amène à une structure de hauteur de 15.3 mm.

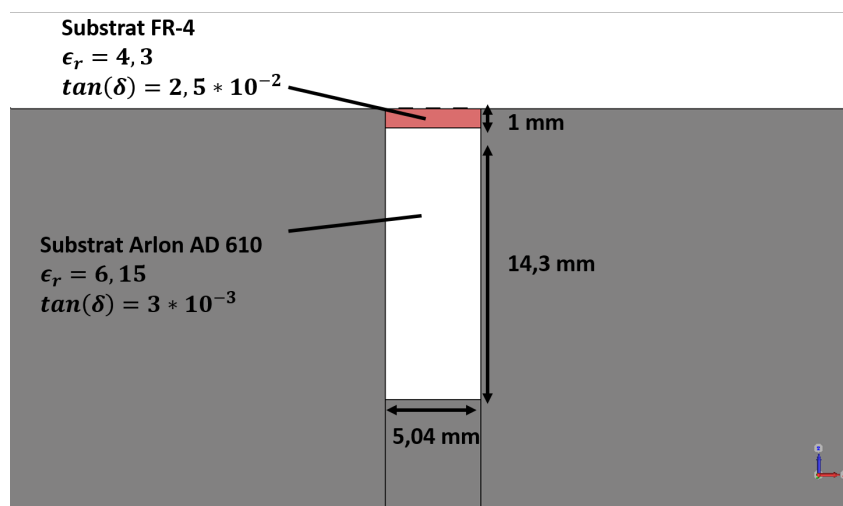


FIGURE IV.39 – Vue d'une matrice utilisant deux couches pour les surfaces douces.

Les courbes d'adaptation et de gain sont présentées figure IV.40. Elles permettent d'observer un comportement similaire en gain avec les résultats obtenus pour les surfaces composées d'un seul diélectrique. En termes d'adaptation, les valeurs sont également similaires à ce qui a pu être observé précédemment. De légères variations peuvent être observées aux alentours de 2.1 GHz. Elles sont attribuées à l'interface entre les diélectriques mais ne perturbent pas le fonctionnement global de la structure. Pour les pixels 1 et 5, l'adaptation est légèrement améliorée à ces fréquences. L'adaptation des pixels 2 et 4 est quelque peu réduite par la présence de ces deux diélectriques. La bande totale est toujours comprise entre 2.05 GHz et 2.55 GHz.

Le gain dans l'axe est similaire à celui observé avec les surfaces douces précédentes. Il ne présente cependant pas de diminution à 2 GHz. Cela est dû à la meilleure adaptation observée avec cette solution à 2 GHz.

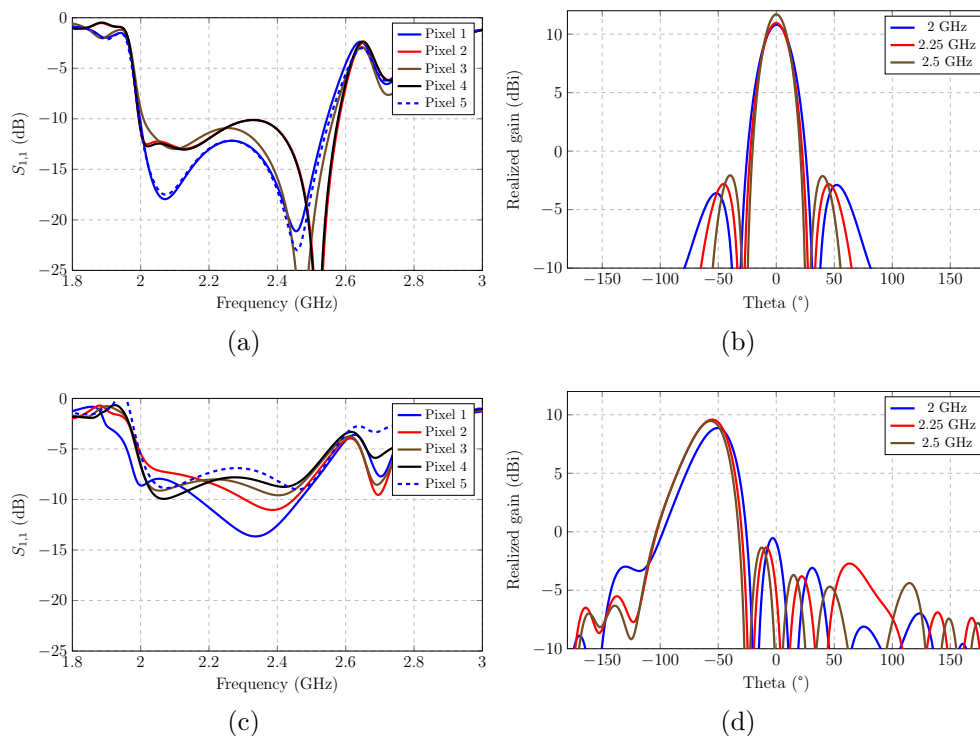


FIGURE IV.40 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.33*\lambda_0$  avec surfaces douces composées de 2 épaisseurs :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Cette technique permet donc d'allier les bonnes performances des surfaces douces à la facilité de fabrication avec l'utilisation de PCB. Il y a cependant une réduction légère de l'adaptation de l'antenne, liée à l'interface entre les diélectriques.



## 2.3 Conclusion sur les différentes méthodes de réduction des couplages

Dans cette partie, plusieurs méthodes de réduction des couplages ont été étudiées.

La plus simple a consisté en un simple écartement des différents éléments, avec l'utilisation ou non de plans de masse les reliant. Cette méthode n'apporte pas de grands bénéfices sur la réduction des couplages. Elle apporte de plus une augmentation du niveau des lobes de réseau dû à l'écartement des éléments. La présence de cet écart réduit également la contribution des lobes arrière au lobe principal, diminuant le gain final de l'antenne.

Les corrugations étudiées dans un second temps ont permis d'obtenir un effet positif important sur l'adaptation active pour les faibles dépointages. Elles ont néanmoins un effet négatif sur le gain de l'antenne à basse fréquence qui peut être minimisé par l'optimisation de la hauteur du diélectrique choisi. Les lobes de réseau présents lors de l'écartement des antennes sont également présents pour les forts dépointages. De plus ces structures posent des problèmes en termes de réalisations. Pour cette raison, l'étude s'est orientée vers l'utilisation de surfaces douces.

Ces surfaces permettent d'obtenir des performances semblables aux corrugations. La matrice ne perd pas en gain dans les basses fréquences. La fabrication des surfaces douces présente également une problématique liée à la profondeur du substrat utilisé. Cela peut être réglé en séparant ce substrat en deux couches. La première soutient les lignes. La seconde apporte la permittivité nécessaire à la profondeur des surfaces. Cette solution permet d'obtenir des résultats équivalents à des surfaces douces traditionnelles tout en minimisant la principale difficulté de fabrication.

Dans le cas des corrugations comme des surfaces douces, l'étude a également mis en évidence la nécessité de connaître et de contrôler précisément les paramètres dimensionnels et diélectriques des substrats. En effet de faibles variations peuvent conduire à de grandes modifications sur le fonctionnement de ces dispositifs de filtrage.

### 2.3.1 Tableau récapitulatif des résultats

Le tableau IV.1 présente les différentes performances des méthodes présentées dans ce chapitre.

Le principal critère observé est la largeur de la bande passante à -10 dB lors d'un fonctionnement dans l'axe. En effet, les différentes simulations présentées dans ce chapitre ont montré que les antennes qui sont adaptées sur une large bande dans l'axe permettent d'obtenir des résultats plus satisfaisants en dépointage que celles qui ne respectent pas ce critère.

L'impact sur le gain a également été relevé. Un impact est considéré négatif si les

niveaux de gains de l'antenne après ajout des dispositifs de réduction des couplages sont inférieurs de plus de 0.5 dBi aux valeurs de gain de l'antenne d'origine. L'apparition de lobes arrière ou de lobes de réseau importants lors d'un dépointage de  $60^\circ$  est également considéré comme un impact négatif.

L'écartement avec masse commune, alors qu'il s'agit de la structure permettant d'obtenir la meilleure réduction des couplages, ne permet pas d'être adaptée dans la bande. En effet, la présence de cette structure provoque une forte désadaptation des pixels qui n'est pas compensée par la réduction des couplages.

De manière générale, les surfaces douces permettent d'obtenir des résultats concluant en termes de réduction des couplages. La bande passante atteinte est réduite lors du dépointage, mais les niveaux d'adaptation restent plus intéressants que la matrice jointive pour des angles allant jusqu'à  $60^\circ$ . Cette solution est donc la solution privilégiée pour la suite des travaux présentés dans ce chapitre.

TABLE IV.1 – Comparaison des différentes technologies de réduction de couplage étudiées.

Solution	Couplages à 2 GHz	Couplages max / fréquence	Bande passante à -10 dB dans l'axe	Effet négatif sur le gain
Pixel d'origine $0.33 * \lambda_0$	-9.4 dB	-9.3 dB / 2.02 GHz	2.4 - 2.55 GHz 6%	/
Pixel large $0.36 * \lambda_0$	-9.5 dB	-9.5 dB / 2 GHz	2.15 - 2.3 GHz	Non
Écartement	-9.9 dB	-9.9 dB / 2 GHz	2.43 - 2.55 GHz 4.8%	Oui
Écartement avec masse commune	-12.4 dB	-10.4 dB / 2.28 GHz	/	Oui
Corrugations	-12.3 dB	-10.9 dB / 2.06 GHz	2.05 - 2.26 GHz 2.37 - 2.55 GHz 9.7% et 7.3%	Oui
Surfaces douces	-12 dB	-11.1 dB / 2.05 GHz	2.03 - 2.55 GHz 22.7%	Non
Surfaces deux couches	-12 dB	-10.7 dB / 2.05 GHz	2.01 - 2.54 GHz 23.3%	Non

### 3 Applications et limitations de l'approche adoptée

#### 3.1 Étude de la réduction des couplages sur la matrice bande L

Afin de vérifier le bon fonctionnement et la généralité des conclusions concernant la réduction du couplage, une étude a été menée sur la matrice conçue lors du chapitre III à partir de pixels de dimension  $0.31 * \lambda_0$ .

La même méthodologie que celle de la partie précédente a été employée et les mêmes cas ont été étudiés. Les résultats complets sont présentés dans l'annexe F, cette section se concentrant sur les principaux résultats.

La variation des niveaux de lobes secondaires liés à l'espacement, présenté figure IV.41, montre que les éléments en  $0.31 * \lambda_0$  peuvent être espacés d'une distance de 6 mm en conservant des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -8 dB. Cela correspond à un écartement total de 84 mm, soit  $0.34 * \lambda_0$ .

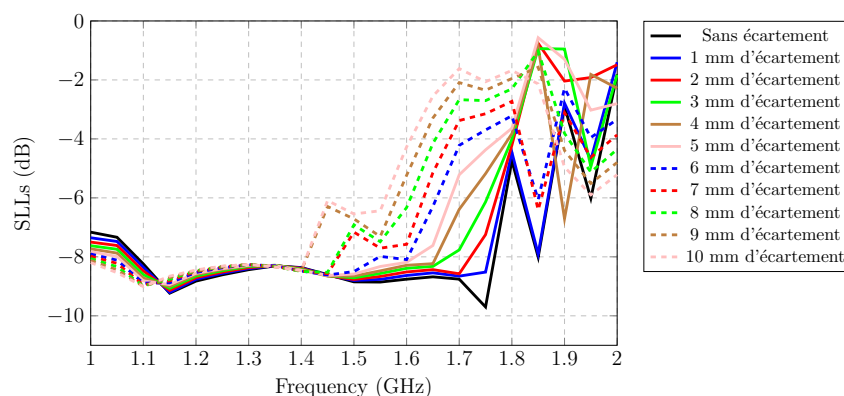
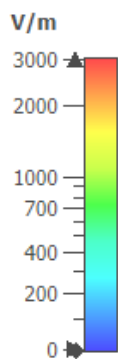


FIGURE IV.41 – Variation des lobes secondaires en fonction de la distance entre les éléments.

##### 3.1.1 Mise en évidence des différences concernant les interactions entre les pixels en $0.31 * \lambda_0$ (bande L) et $0.33 * \lambda_0$ (bande S)

Les deux principaux résultats qui sont présentés dans cette partie sont les rayonnements de l'antenne sans surface de réduction des couplages, et avec ces surfaces douces. En effet, ces dernières apparaissent être le meilleur compromis en termes de fabrication et de performances dans le cas des pixels  $0.33 * \lambda_0$ .

Lors de cette étude, les champs sont obtenus selon la même méthode que pour le pixel de largeur  $0.33 * \lambda_0$ . Cependant l'échelle du champ E considérée est différente. Celle-ci est toujours logarithmique, mais sa valeur haute est de 3000 V/m pour des raisons de lisibilité des cartographies. Elle est présentée sur la figure IV.42. Comme pour l'étude précédente, des cadres sont insérés dans les cartographies de champ afin de faciliter la compréhension des points soulevés.

FIGURE IV.42 – Échelle utilisée pour l'étude du pixel de largeur  $0.31 * \lambda_0$ 

### 3.1.1.1 Cas d'une matrice jointive à 5 éléments

Tout d'abord, la matrice a été simulée sans ajouter de dispositifs supplémentaires afin d'observer les différences entre la matrice en bande S ( $0.33 * \lambda_0$ ) et la matrice bande L. Une vue de la matrice utilisée dans cette simulation est présentée sur la figure IV.43. Les résultats des champs  $E_x$  à 1.2 GHz dans la matrice sont également présentés sur cette figure.

La répartition des champs dans l'axe est ici très proche dans les différents éléments, synonyme d'une bonne proximité d'adaptation. Le pixel central présente cependant une densité de champ plus importante que les autres, notamment dans le cadre A. Cette proximité dans les champs différencie cette matrice de celle utilisant des pixels en  $0.33 * \lambda_0$ . En effet, les pixels 2 et 4 n'ont pas un comportement différent par rapport aux pixels 1 et 5.

Lors du dépointage, les trois pixels centraux ont également une répartition des champs similaire. Le pixel 4 montre cependant une densité de champ moins importante au niveau de son connecteur par rapport aux autres, cela est visible dans le cadre B. Le pixel 5, comme dans le cas de la matrice en  $0.33 * \lambda_0$ , présente une densité de champ plus importante dans la cavité, particulièrement au niveau du cadre C. Le pixel 3 possède quant à lui une densité de champ plus faible dans la zone supérieure à la FSS dans le cadre D. Le pixel 1 semble avoir un comportement différent par rapport à ce qui pouvait être observé sur la précédente dimension, notamment au niveau de son connecteur, dans le cadre E. En effet, pour le pixel de dimension  $0.33 * \lambda_0$ , le connecteur montrait une densité de courant plus faible, ce qui ne se vérifie pas ici.

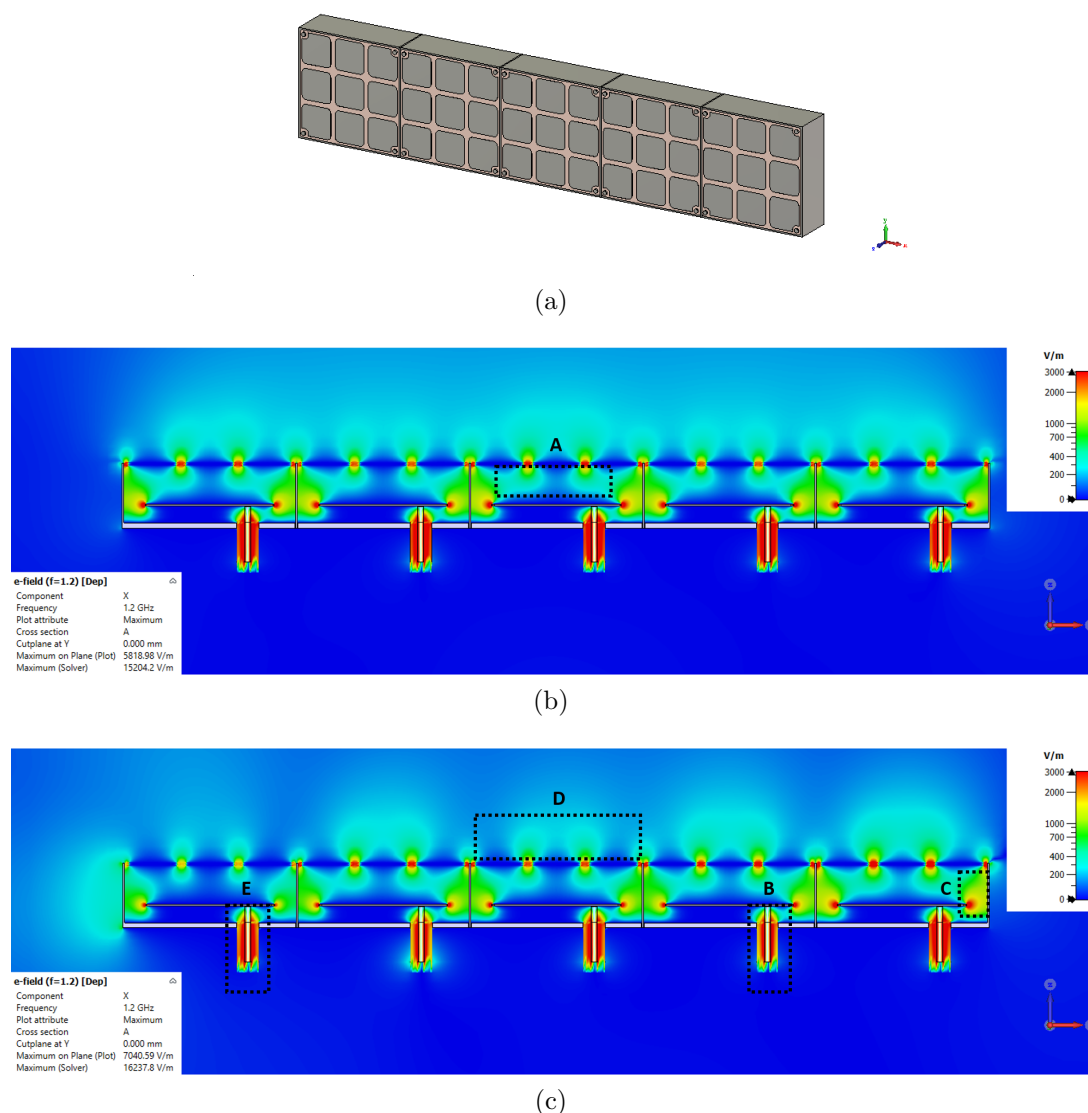


FIGURE IV.43 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice de base :  
 b. Vue de la matrice.  
 b. Champ E pour un dépointage dans l'axe.  
 c. Champ E pour un dépointage de consigne de 60°.

L'adaptation et le gain de cette structure sont présentés sur la figure IV.44. Dans l'axe, la matrice montre une grande différence liée principalement aux niveaux d'adaptation active. En effet, aucun élément n'est adapté à -10 dB dans le bas de la bande. La valeur d'adaptation dans l'axe est supérieure de près de 3 dB pour tous les éléments par rapport à ce qui pouvait être observé pour la matrice en  $0.33 * \lambda_0$ .

Lors du dépointage, la matrice présente des gains qui sont cohérents par rapport à ceux qui pouvaient être observés sur la matrice  $0.33 * \lambda_0$ . Seul le pixel 5 présente une dégradation très importante de la valeur de son adaptation sur toute la bande de fonctionnement.

Les gains réalisés ont une évolution similaire à ceux de la matrice utilisant des éléments

de dimension  $0.33 * \lambda_0$ . La seule différence notable est liée aux niveaux de ces gains, qui dépendent de la surface.

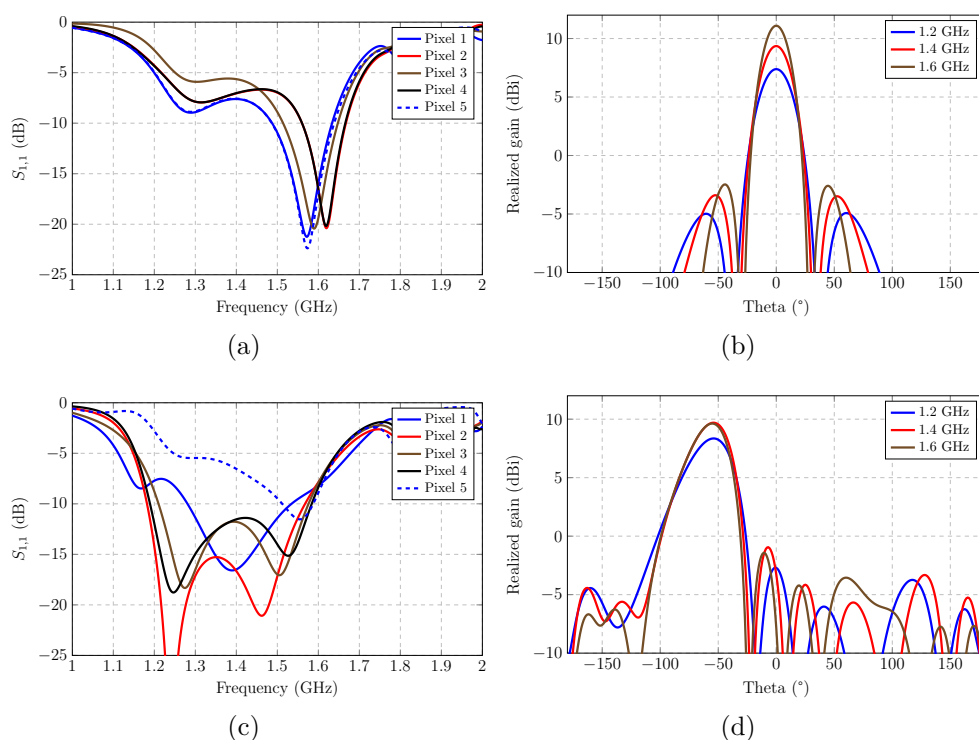
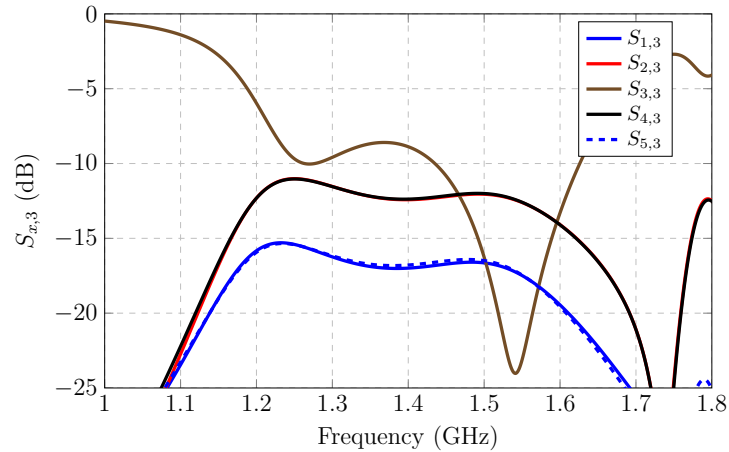


FIGURE IV.44 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  :  
*a et b.* Sans dépointage.  
*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Pour observer au mieux les différences en termes de couplage entre les éléments, ceux-ci ont été tracés sur la figure IV.45. Par rapport à la matrice  $0.33 * \lambda_0$  présentée sur la figure IV.15, le  $S_{3,3}$  montre une forte déformation avec une valeur de -6 dB à 1.2 GHz. Les valeurs de couplage sont plus faibles, notamment à 1.2 GHz mais sont plus constantes sur toute la bande d'adaptation. La valeur de couplage à 1.2 GHz est de -12.3 dB et le maximum, situé à 12.5 GHz est de -11 dB.

FIGURE IV.45 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$ .

### 3.1.1.2 Utilisation de surfaces douces

Les surfaces douces présentées dans l'étude précédente permettent de réduire de manière conséquente les couplages inter-éléments. Afin d'observer leur impact sur la matrice composée d'éléments  $0.31 * \lambda_0$ , ils ont été dimensionnés pour une fréquence légèrement inférieure à la fréquence basse d'adaptation de cette matrice afin de prendre en compte les variations du gain présentées dans la section 2.1.2. Une optimisation a permis de montrer que la fréquence permettant de ne pas trop impacter le gain est de concevoir des surfaces douces pour une fréquence de 1.18 GHz. La surface est réalisée via 3 lignes métalliques avec un ratio métallisation / substrat de 1 et un substrat FR-4 de permittivité 4.3 impliquant une profondeur de substrat de 30.62 mm.

Une première remarque est le fait que ce substrat a une profondeur légèrement plus importante que la hauteur du pixel comme présenté sur la figure IV.46. Cela peut-être corrigé en utilisant un substrat de permittivité plus importante mais n'a pas été simulé ici afin de conserver les mêmes pertes diélectriques qu'auparavant.

Les champs  $E_x$ , présentés sur la figure IV.47, montrent des répartitions très proches les unes des autres dans l'axe. Cela indique que les adaptations à 1.2 GHz sont similaires. Par rapport à la matrice d'éléments  $0.33 * \lambda_0$  les surfaces douces ont des niveaux de champ relativement faibles comme cela peut être observé dans le cadre A. Cela provient des niveaux moins importants de couplages observés à cette fréquence.

Lors du dépointage, l'espace entre les éléments 2 et 3 montrent une densité de champ accrue, cet effet est visible dans le cadre B. Les cinq pixels présentent tous des densités proches les unes des autres.

Cette proximité de comportement du champ est confirmée par les courbes d'adaptation actives et de gain présentées sur la figure IV.48. En effet les pixels sans consigne de dépointage présentent tous une très bonne proximité de la valeur à 1.2 GHz. Les pixels

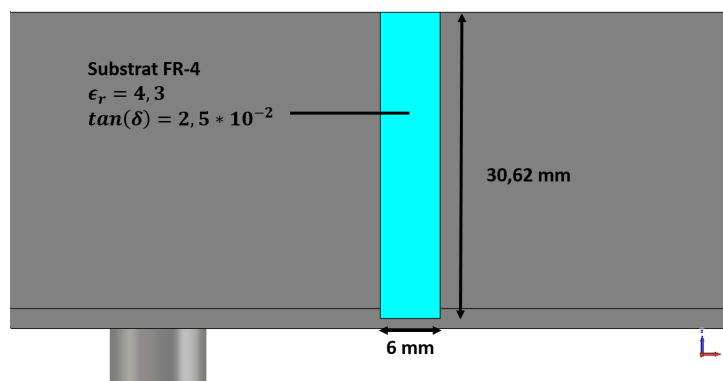
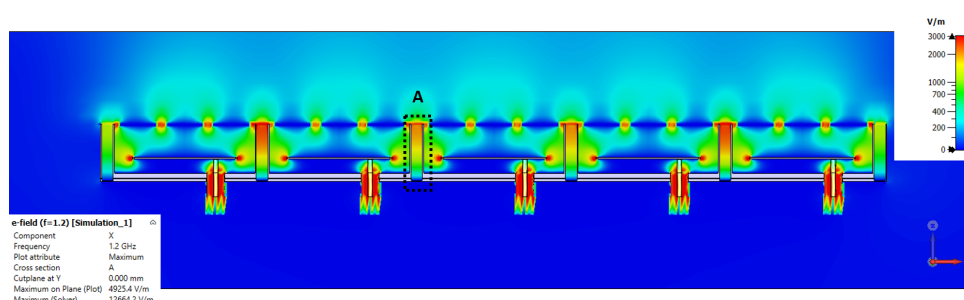
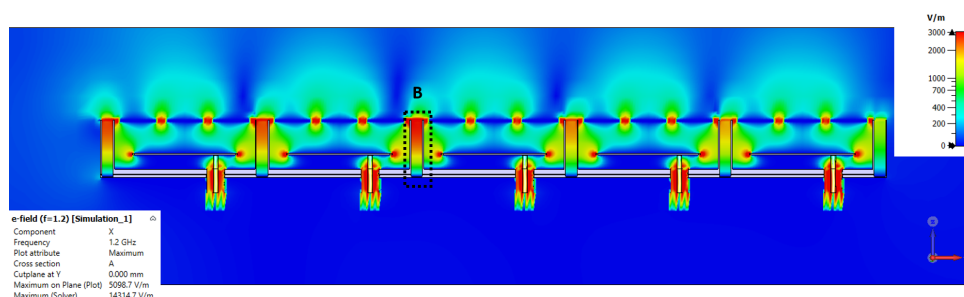


FIGURE IV.46 – Illustration de la profondeur nécessaire à l’emploi des surfaces douces à la fréquence de 1.18 GHz.



(a)



(b)

FIGURE IV.47 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec surfaces douces :

b. Pour un dépointage dans l’axe.

c. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

2 à 5 ont également un comportement proche en termes de champ lors du dépointage, contrairement au pixel 1.

Dans l’axe, les performances n’atteignent pas les résultats de la matrice  $0,33 * \lambda_0$ , les adaptations restant toutes supérieures à -10 dB. Elles sont néanmoins mieux définies en termes de bande, constat qui était également présent sur l’autre dimension de matrice. Les adaptations des pixels 2 à 4 sont tout de même améliorées d’environ 2 dB dans les fréquences basses.



Lors du dépointage, les comportements des pixels 1 et 5 sont tous deux nettement améliorés par rapport à la matrice jointive. Le pixel 5 n'est cependant toujours pas correctement adapté et la matrice n'atteint pas les -10 dB d'adaptation. Les autres pixels subissent l'effet inverse, leur adaptation passant au dessus des -10 dB alors que ce n'était pas le cas précédemment. Il y a une progression linéaire de la dégradation d'adaptation entre les éléments en fonction de leur position dans la matrice : le pixel 1 est le mieux adapté, et le 5 est le moins bien adapté.

En termes de gain, il est notable que des lobes arrière sont plus visibles avec cette matrice qu'avec la précédente. Cela est notamment problématique lors du dépointage, car le gain en est affecté à 1.2 GHz. Le lobe est très clairement visible et une partie de l'énergie y est perdue.

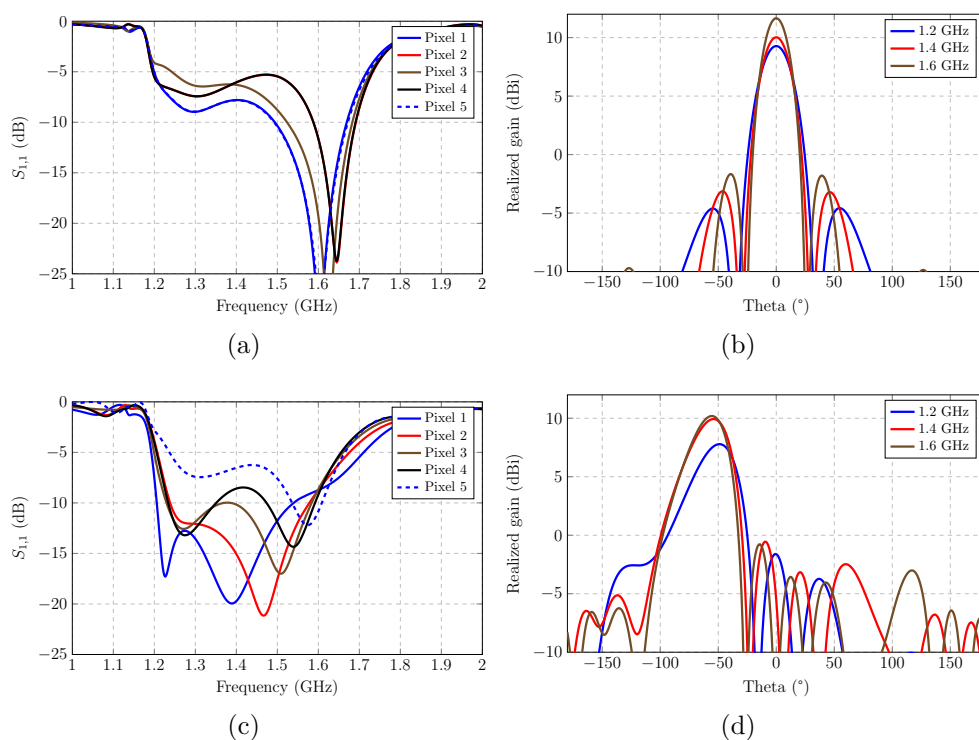


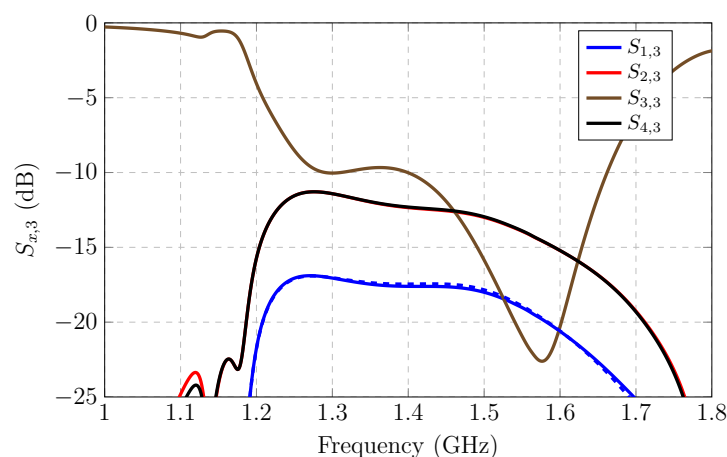
FIGURE IV.48 –  $S_{i,i}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec surfaces douces :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

La réduction des couplages, qui est présentée figure IV.49 montre une très bonne amélioration à la fréquence filtrée, les couplages passant à -19.7 dB. La valeur maximale n'est cependant pas grandement améliorée, avec une valeur de -11.5 dB à 1.28 GHz, et le reste de la bande d'adaptation conserve un niveau de couplage à peu près identique.

Le  $S_{3,3}$  est légèrement amélioré par la présence des dispositifs de réduction des couplages, notamment à 1.4 GHz. Cela ne permet cependant pas à la matrice d'avoir une adaptation active acceptable.

FIGURE IV.49 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$  utilisant des surfaces douces.

La structure du pixel  $0.31 * \lambda_0$  ne semble donc pas convenir à la réduction des couplages. En effet ces derniers sont trop élevés dans la structure de départ pour permettre une réduction suffisante.

Les solutions étudiées dans le chapitre permettent d'obtenir des résultats intéressants en termes de découpage de la bande d'adaptation, mais sa valeur active n'est pas significativement améliorée.

### 3.1.2 Conclusions sur les différences entre les pixels $0.31 * \lambda_0$ et $0.33 * \lambda_0$

Les méthodes de couplages présentés dans les deux études permettent de tirer des conclusions relativement similaires. La présence de corrugations ou de surfaces douces permet, dans les deux cas, d'améliorer le découpage de la bande d'adaptation et de réduire les couplages entre éléments de manière non négligeable.

Dans le cas du pixel  $0.31 * \lambda_0$  les couplages ont cependant des valeurs plus élevées que dans le pixel  $0.33 * \lambda_0$ . Les pixels  $0.31 * \lambda_0$  présentent également un couplage diminuant moins efficacement avec la fréquence. Les dispositifs étudiés, ne filtrant qu'une fréquence, ne permettent donc pas d'obtenir un résultat aussi net que pour les pixels  $0.33 * \lambda_0$ .

Il apparaît donc que pour être efficace, il faut que les paramètres de réflexions initiaux de chaque pixel de la matrice reflètent une bonne adaptation avec une marge de quelques décibels. La section suivante est donc dédiée à la conception d'un pixel permettant de mettre en évidence l'utilité des structures de découplage à travers la conception d'un pixel qui conserve une adaptation performante lors de la mise en réseau.

## 3.2 Conception d'un pixel en vue de la réalisation d'un prototype fonctionnel

Afin de valider le fonctionnement des dispositifs de réduction des couplages, un prototype a été modélisé. Pour permettre une mesure de ses  $S_{i,i}$  actifs il a dû être adapté aux appareils de mesure existants dans le laboratoire. La base de mesure équipée de déphaseurs électroniques possède une fréquence basse de 2.3 GHz. Pour cette raison, le pixel a été conçu pour avoir une bande de fonctionnement supérieure à cette fréquence. Afin d'assurer la capacité de mesure sur l'ensemble de la bande et pour parer à d'éventuelles imprécisions de fabrication, la fréquence basse de fonctionnement du pixel a été fixée à 2.5 GHz.

### 3.2.1 Conception et simulation du pixel

Le pixel simulé se base sur le pixel bande S de dimension  $0.33 * \lambda_0$  étudié dans ce chapitre. Sa largeur a été modifiée pour correspondre à celle d'un pixel de cette dimension fonctionnant à partir de 2.5 GHz. Elle est donc de 40 mm. Les matériaux utilisés dans le pixel visent à réduire au maximum les coûts de fabrication de ce dernier. La FSS est donc imprimée sur un substrat FR-4, de  $\epsilon_r = 4.7$  et  $\tan(\delta) = 1.9 * 10^{-2}$  et deux variétés de PEEK différentes sont utilisées dans la cavité : un PEEK non fibré, de  $\epsilon_r = 3.4$  et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ , remplit la cavité et un PEEK fibré, de  $\epsilon_r = 3.7$  et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ , est utilisé en substrat du patch. Le pixel ainsi obtenu est présenté dans la vue éclatée sur la figure IV.50.

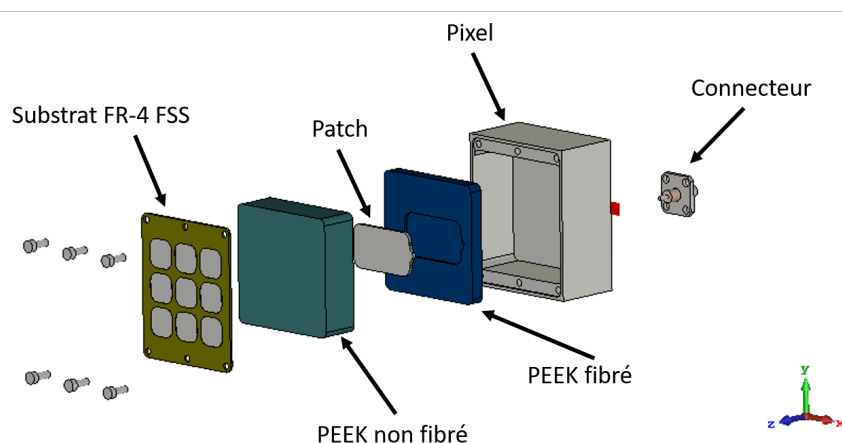


FIGURE IV.50 – Vue éclatée du pixel dimensionné.

La principale modification structurelle effectuée afin de concevoir ce pixel est un allongement du substrat de la FSS. En effet, la solution présentée dans le chapitre III consistant à placer des congés dans les angles de la cavité du pixel pour permettre la

fixation n'est pas compatible avec la faible dimension de la cavité. La partie métallique du pixel a donc été modifiée et allongée pour permettre l'ajout de vis de fixations qui maintiennent en place le substrat de la FSS et, par extension, le substrat remplissant la cavité. Cette solution est présentée sur la figure IV.51. Les dimensions extérieures finales du pixel sont donc de  $40 \times 48 \times 21.8 \text{ mm}^3$ . Les dimensions complètes du pixels peuvent être trouvées dans l'annexe G.

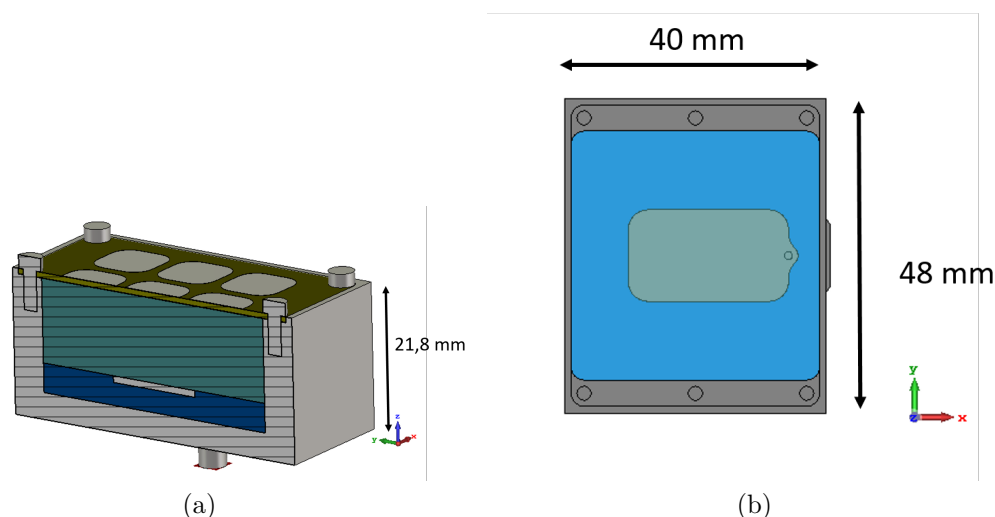


FIGURE IV.51 – Vues du pixel et de l'extension du substrat de la FSS :

a. Vue du pixel en coupe, la FSS dépasse sur les cotés de la cavité.

b. Vue de dessus du pixel avec FSS masquée et substrat de la cavité transparent.

Comme présenté dans la figure IV.51b, le patch utilisé dans le pixel est arrondi sur la partie proche du connecteur. Cette modification permet d'assurer un contact entre le connecteur et le patch. Ce dernier a également été décalé sur l'axe  $\vec{x}$  afin d'améliorer l'adaptation du pixel selon la méthode présentée dans le chapitre II.

L'adaptation et le gain en fonction de la fréquence du pixel simulé sont présentés sur la figure IV.52. Celui-ci possède une bande d'adaptation à -10 dB comprise entre 2.46 et 2.74 GHz, soit 21%. La principale remarque à effectuer sur cette adaptation est sa valeur inférieure à -13 dB sur la majorité de la bande. Cette bonne adaptation permet de garantir une marge d'adaptation en cas d'imprécisions lors de la fabrication.

Les gains montrent une forte diminution entre le gain IEEE et la directivité, cela est dû à la grande quantité de pertes diélectriques dans les matériaux sélectionnés pour la conception. Le gain réalisé est très linéaire sur la bande d'adaptation, avec une valeur comprise entre 4.59 dBi et 4.88 dBi.

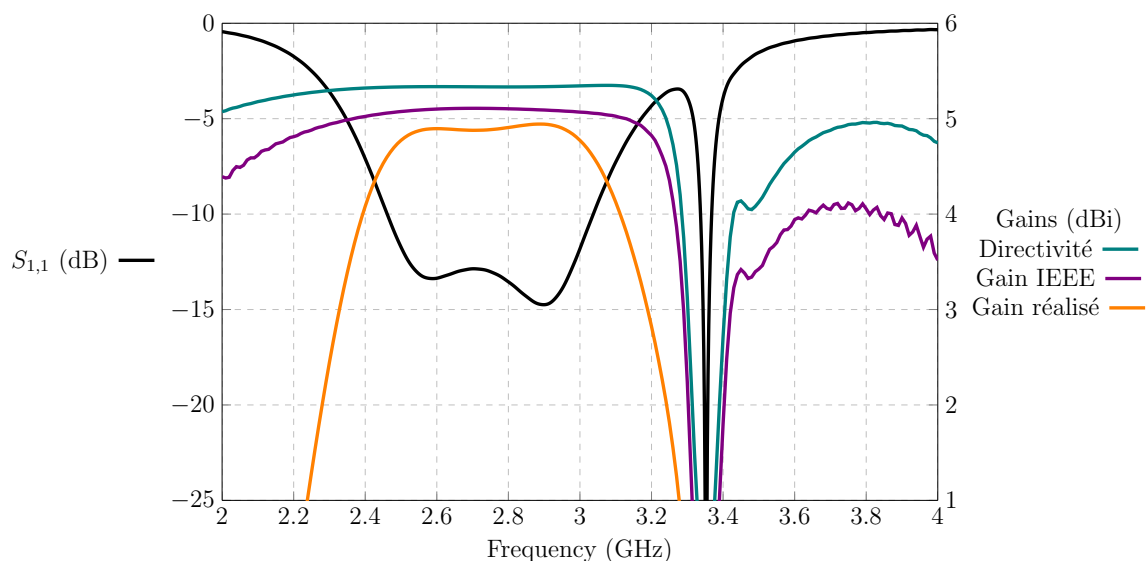


FIGURE IV.52 – Adaptation et gains du pixel simulé.

### 3.2.2 Choix de la méthode de réduction des couplages

Afin de permettre une bonne réduction des couplages pour le pixel, les surfaces douces ont été sélectionnées. En effet elle permettent d'obtenir, parmi les solutions étudiées, le meilleur compromis entre les performances de filtrage et l'espace disponible. Elles sont de plus réalisables via l'utilisation de deux substrats distincts. La métallisation, constituée de 2 lignes métalliques, est imprimée sur une plaque de FR-4 d'épaisseur 0.8 mm qui est collée sur un substrat PEEK non fibré de profondeur 15.7 mm. Les caractéristiques des substrats utilisés pour cette surface douce sont les mêmes que celles utilisées dans le pixel. Cela permet aux surfaces douces de filtrer la fréquence de 2.45 GHz. Cette fréquence a été choisie afin d'impacter le gain de la matrice le moins possible tout en garantissant une réduction des couplages maximale. L'étude de l'espace disponible pour écarter les pixels sans apparition de lobes de réseau a permis de déterminer une largeur de 3 mm pour y positionner les surfaces douces.

Afin d'assurer la fixation des surfaces sur le plan de masse commun, la solution sélectionnée est de les visser par le dessous pour assurer leur maintien. Cette solution est présentée sur la figure IV.53. Les vis ont été choisies métalliques en raison de leur plus grande variété de longueur, facilitant ainsi la fabrication. Elles ont été positionnées aux extrémités du substrat pour influencer le moins possible sur le fonctionnement des surfaces.

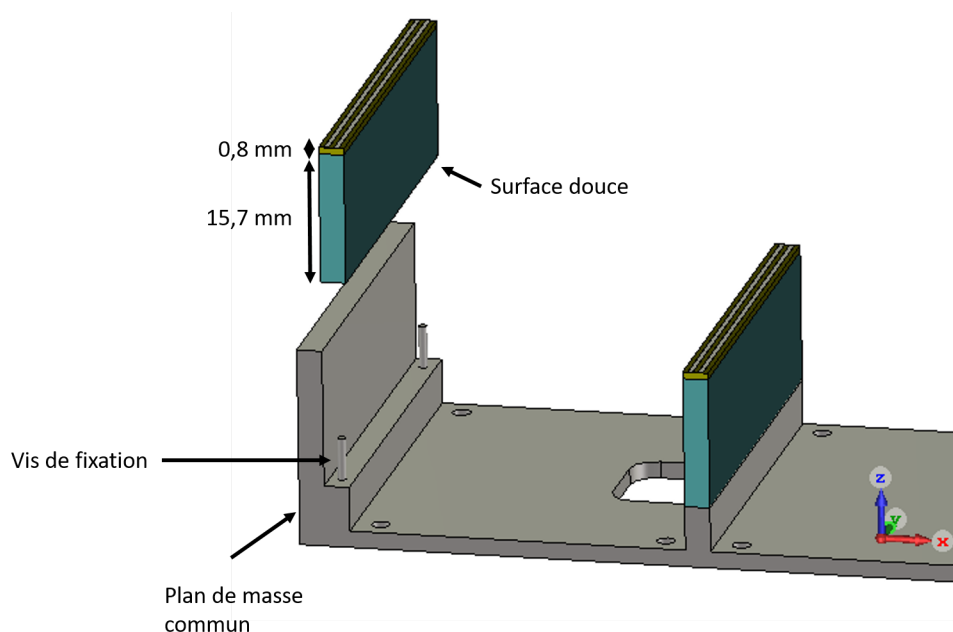


FIGURE IV.53 – Vue des surfaces douces et de leur méthode de fixation.

### 3.2.3 Résultats de la matrice simulée en dépointage

La matrice a été simulée selon deux situations : une matrice utilisant des pixels jointifs, permettant d’obtenir une base de comparaison, et une matrice intégrant les surfaces douces. Les deux matrices sont fixées sur des plaques métalliques maintenant les pixels en place via des vis métalliques. Ces plans de masse ont une épaisseur de 5 mm afin de pouvoir noyer les vis de fixations permettant de les relier à la base de mesure. Des murs de 3 mm d’épaisseurs ont également été positionnés aux extrémités des plans de masse.

Afin de permettre une comparaison avec les travaux présentés dans ce chapitre, les cartographies de champ sont tracées. Elles utilisent une échelle comprise entre 0 et 4000 V/m comme présenté sur la figure IV.12b. La fréquence sélectionnée pour le tracé est de 2.5 GHz car elle correspond à la fréquence basse visée pour l’adaptation.

### 3.2.3.1 Matrice jointive

La matrice jointive, qui est présentée figure IV.54, possède des centres de phases espacés de 40 mm, qui est la largeur des éléments. Sa surface totale avec le plan de masse est de  $48 * 206 \text{ mm}^2$ .

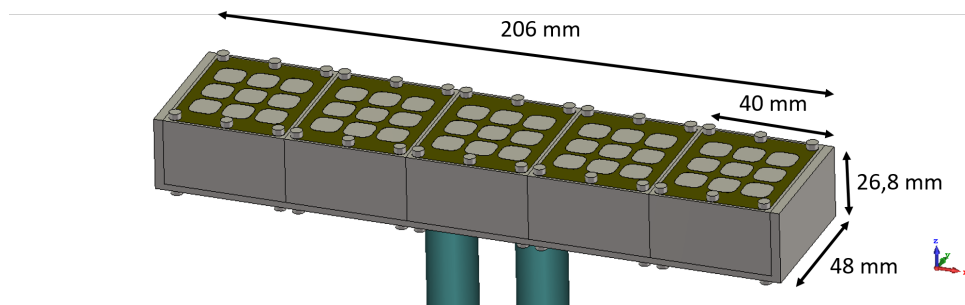


FIGURE IV.54 – Vue de la matrice jointive.

Les cartographies du champ  $E_x$  sont présentées sur la figure IV.55. Dans l'axe, la matrice a une répartition de champ entre les éléments proches. La densité de champ dans la cavité du pixel 3, dans le cadre A, est cependant supérieure à celle observée dans les pixels 2 et 4, comme le montre le cadre B. La bonne proximité des densités de champ indique que les courbes d'adaptation ont, à la fréquence étudiée, un comportement semblable.

Il est également important de noter que les vues en coupe montrent une cavité dans les pixels qui n'est pas présente dans ce plan, au niveau du cadre C. Il s'agit de l'affichage des vis de fixation qui se trouvent dans la partie métallique du pixel et non pas dans la cavité. Elles n'ont donc aucun impact sur les champs dans cette dernière.

Lors du dépointage, le pixel 1 a une densité de champ dans la cavité fortement réduite par rapport à ses voisins, comme le montre le cadre D. A l'inverse, le cadre E présente le champ du pixel 5 qui est beaucoup plus important que pour les autres éléments. Le champ au niveau de son connecteur, dans le cadre F, est également réduit. Les différences notables entre les comportements de ces deux pixels par rapport aux autres indiquent une forte différence entre leur comportement et ceux des pixels 2, 3 et 4 qui devraient avoir une adaptation similaire.

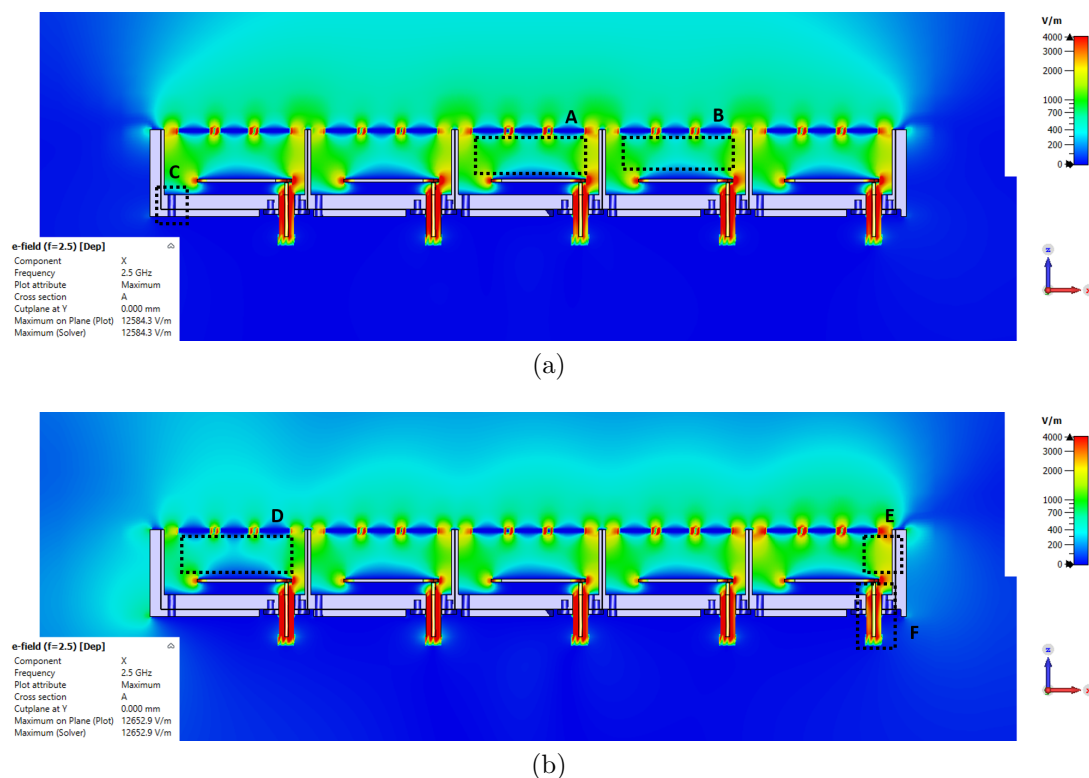


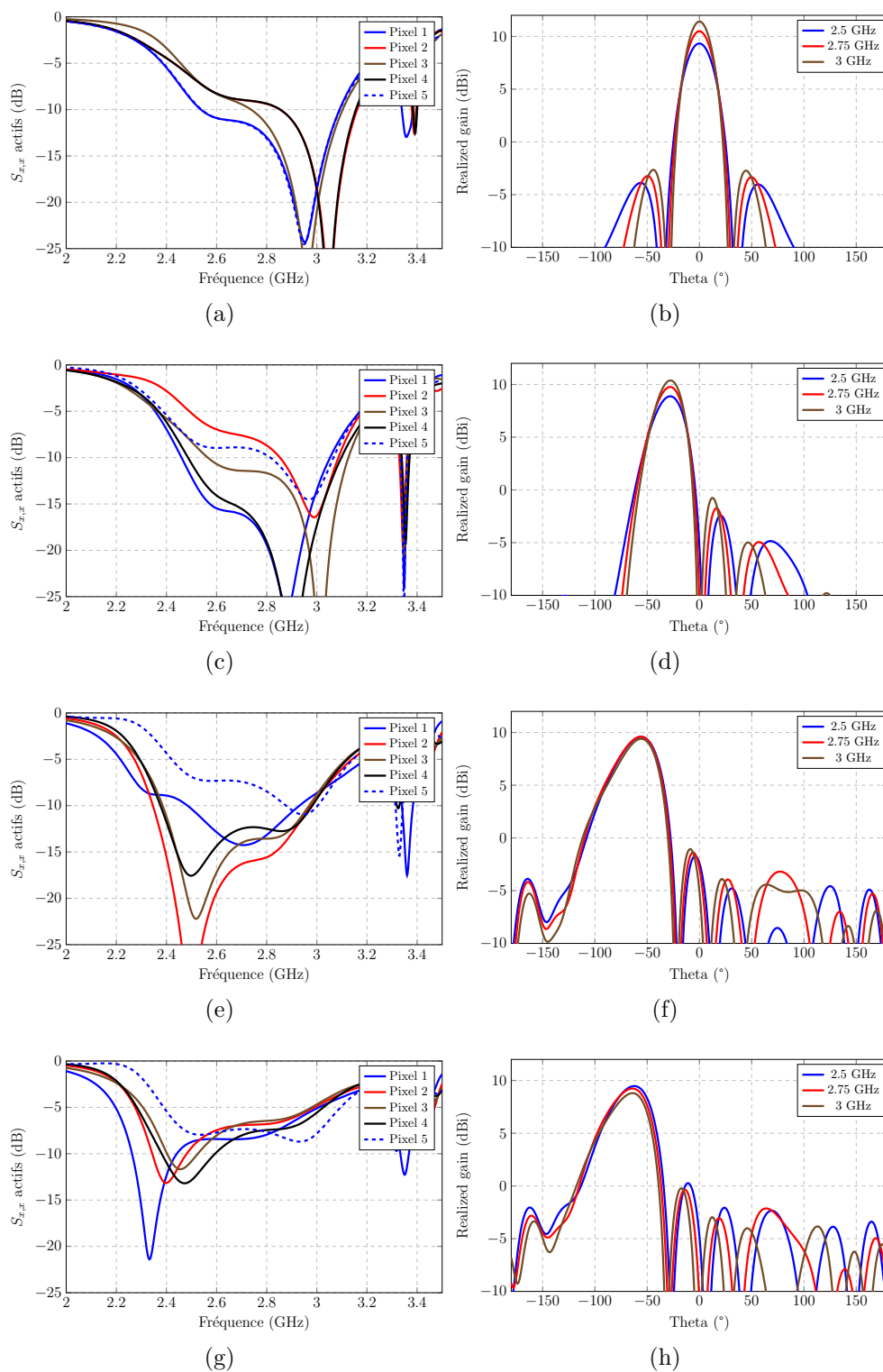
FIGURE IV.55 – Répartitions des champs  $E_x$  maximum dans la matrice simulée utilisant des pixels jointifs :

- a. Pour un dépointage dans l'axe.
- b. Pour un dépointage de consigne de 60°.

Les adaptations actives et les gains réalisés lors du dépointage sont présentés sur la figure IV.56. Les fréquences de tracé du gain correspondent environ aux fréquences basses, centrales et hautes d'adaptation du pixel unitaire. Lorsqu'il n'y a pas de consigne de dépointage, la matrice possède une adaptation fortement détériorée dans les basses fréquences. La bande d'adaptation à -10 dB est comprise entre 2.85 et 3.08 GHz, soit 8%. Lors d'un dépointage de consigne 30°, l'adaptation est toujours détériorée de manière importante, notamment sur les pixels 2 et 5. Lors du dépointage à 60° de consigne, le pixel 5 est le seul qui soit fortement détérioré et les pixels ont un comportement très différents les uns des autres. L'adaptation lors du dépointage maximal est détériorée pour l'ensemble des éléments.

Les gains réalisés ont la même augmentation en fonction de la fréquence, ce qui a déjà été observé dans les matrices présentées dans les sections précédentes. Ce comportement, contrairement au cas de l'étude préliminaire, ne se retrouve pas lors des forts dépointages, au delà de 60°. Les lobes secondaires restent faibles pour tous les dépointages. La matrice respecte en effet le critère défini dans l'équation I.16 du chapitre I.




 FIGURE IV.56 –  $S_{1,1}$  actifs et gain réalisé pour la matrice jointive :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $30^\circ$ .

*e et f.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

*g et h.* Avec une consigne de  $90^\circ$ .

Pour permettre d'étudier la réduction des couplages entre la matrice jointive et la matrice utilisant des surfaces douces, ils ont été tracés sur la figure IV.57. Le maximum de couplage est de -10.4 dB à la fréquence de 2.5 GHz.

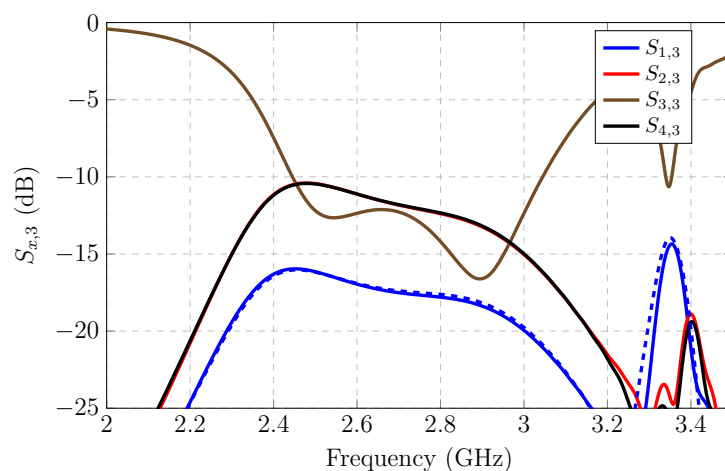


FIGURE IV.57 – Couplages dans la matrice jointive.

### 3.2.3.2 Matrice avec les surfaces douces

La matrice utilisant les surfaces douces est présentée sur la figure IV.58. Suite à leur ajout, les centres de phase sont écartés de 43 mm. La surface totale de la matrice est de  $48 * 224 \text{ mm}^2$ .

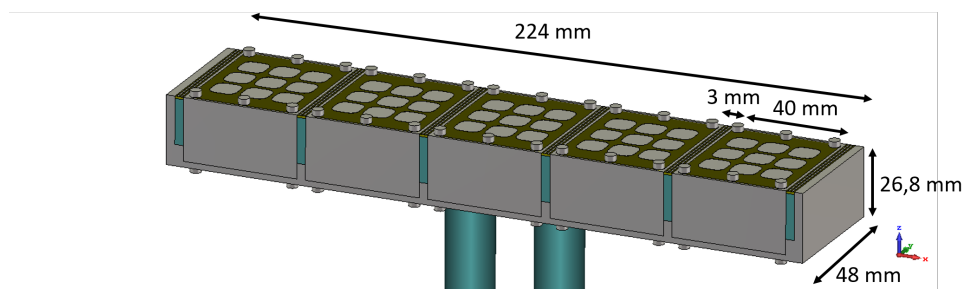


FIGURE IV.58 – Vue de la matrice jointive.

Les cartographies de champ  $E_x$ , présentées figure IV.59, ont une bonne similarité dans l'axe entre les éléments. Comme pour le pixel étudié dans la section 2, les champs dans les surfaces douces autour de l'élément central, dans le cadre A, sont réduits par rapport aux champs entre les éléments 1 et 2, dans le cadre B. La présence du plan de masse épais au bord de la matrice n'affecte pas le fonctionnement de la surface qui y est positionnée, dans le cadre C. Elle conserve en effet un comportement proche de ce qui était observé lors de l'étude préliminaire. Les densités de champs dans les cavités présentent une bonne similarité, indiquant que les adaptations à cette fréquence sont également similaires.

Comme pour le pixel jointif, les cavités ne sont pas percées. La présence des vis de fixation métalliques, présentées dans la figure IV.53, n'influe pas sur le fonctionnement des surfaces.

Les champs en dépointage présentent les mêmes caractéristiques que la matrice jointive. En effet, le champ dans le pixel 1, cadre D, est également plus faible que pour les autres éléments. Il y a également une densité supérieure au niveau du pixel 5 dans la cavité, présentée dans le cadre E, ainsi qu'une densité inférieure au niveau du connecteur, dans le cadre F. Les différences entre les éléments sont cependant plus réduites que pour les pixels dans la matrice jointive. Les adaptations des éléments sont donc plus semblables les unes aux autres que pour la matrice jointive.

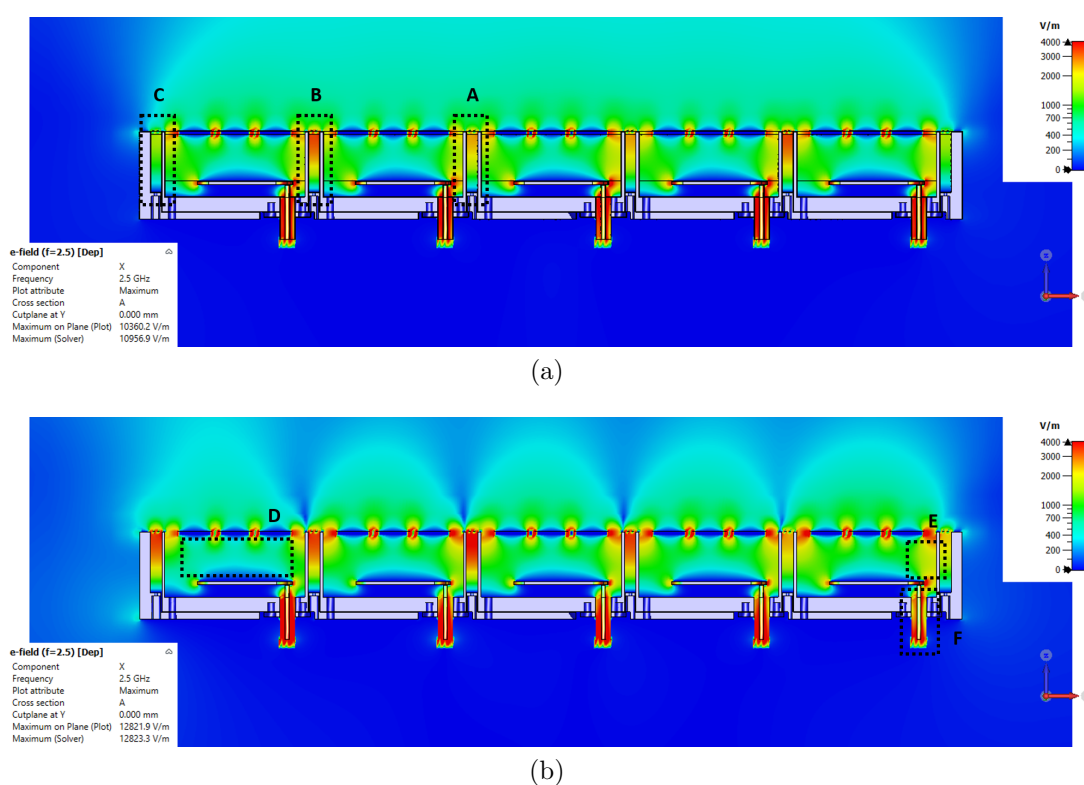


FIGURE IV.59 – Répartitions des champs  $E_x$  maximum dans la matrice simulée utilisant des pixels avec surfaces douces :  
 a. Pour un dépointage dans l'axe.  
 b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les adaptations actives et les gains réalisés lors du dépointage sont tracés sur la figure IV.60. L'adaptation dans l'axe montre une forte amélioration de la largeur de la bande, avec une bande de 2.54 à 3.1 GHz, soit 20%. Comme pour les surfaces douces étudiées précédemment, la nouvelle matrice ne permet pas d'obtenir une forte amélioration lors du dépointage mais conduit une meilleure proximité entre le comportement des éléments et une meilleure définition de la bande. Lors du dépointage à la consigne de 30°, seul le pixel 5 n'est pas adapté à -10 dB. Sa valeur d'adaptation ne dépasse cependant pas les -9 dB. Lors du dépointage à 60°, l'adaptation de tous les éléments est similaire et est comprise entre -7.5 dB et -11 dB.

Grâce à la bonne proximité des adaptations entre les éléments et sur la fréquence, les valeurs de gain sont similaires. Les surfaces douces n'affectent pas négativement la matrice car dimensionnées à une fréquence inférieure. Comme pour le cas de la matrice sans surfaces douce, les niveaux de lobes secondaires sont relativement bas.

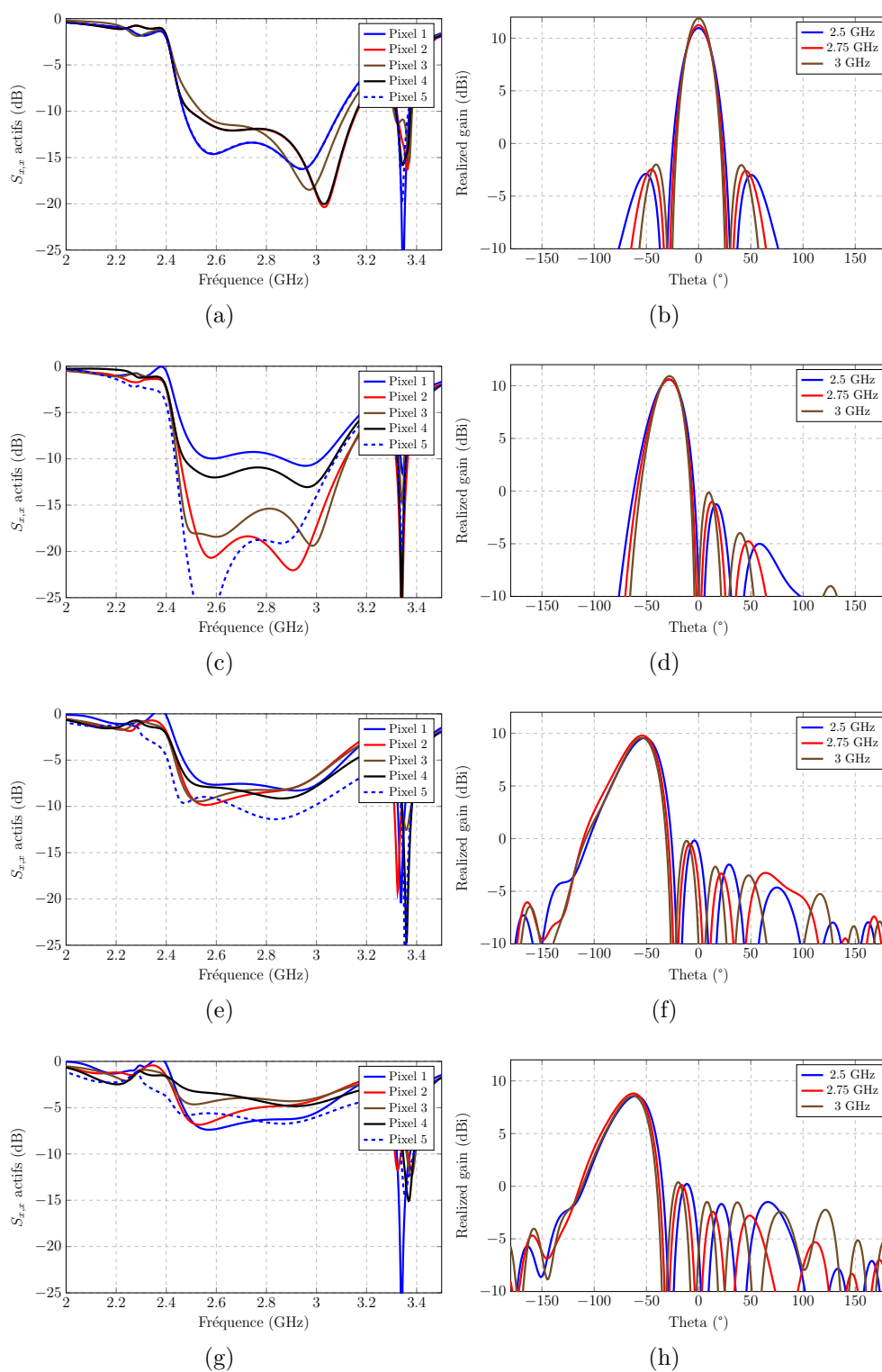


FIGURE IV.60 –  $S_{1,1}$  actifs et gain réalisé pour la matrice utilisant des surfaces douces :  
 a et b. Sans dépointage.  
 c et d. Avec une consigne de 30°.  
 e et f. Avec une consigne de 60°.  
 g et h. Avec une consigne de 90°.

Les couplages de cette matrice sont tracés sur la figure IV.61. La valeur obtenue à 2.5 GHz est ici de -11.2 dB. Il est notable que deux bandes de filtrage sont visibles, aux fréquences de 2.3 et 2.4 GHz. Elles sont le résultat de la présence d'une fine couche de FR-4 dans la conception des surfaces. La forme du  $S_{3,3}$  est également plus proche de celle du pixel unitaire que celles obtenue pour la matrice jointive.

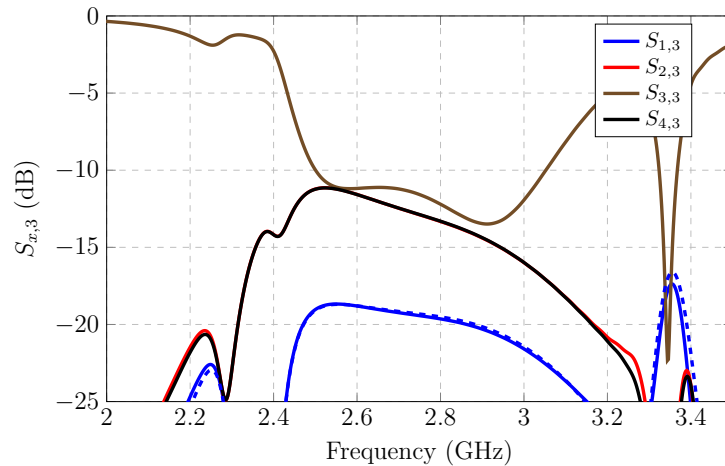


FIGURE IV.61 – Couplages dans la matrice utilisant des surfaces douces.

### 3.2.4 Conclusion sur la matrice simulée

Dans cette section deux matrices ont été simulées à partir d'un même pixel de largeur  $0.33 * \lambda_0$  optimisé à partir de 2.5 GHz. Le pixel possède une bande d'adaptation de 21% et a été conçu en prenant en compte des problématiques de conception et de réalisation. La première matrice est une matrice jointive, servant de référence. La seconde intègre des surfaces douces pour réduire les couplages entre les éléments. Ces surfaces permettent d'améliorer grandement la bande d'adaptation dans l'axe, la faisant passer de 8% pour la matrice jointive à 20% pour la matrice avec surfaces. Lors du dépointage, la bande est également mieux définie et les pixels ont des comportements similaires les uns par rapport aux autres. Jusqu'à 60° de consigne, les pixels de la matrice utilisant des surfaces douces possèdent une adaptation globalement de meilleure qualité ou équivalente à la matrice jointive.

Les tableaux IV.2 et IV.3 présentent les résultats du dépointage de la matrice jointive et de la matrice utilisant des surfaces douces respectivement. La valeur de  $\theta$  correspond ici à la valeur de l'angle de consigne pour le dépointage. Dans les deux configurations, les matrices atteignent des dépointages de 60° en conservant des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -8 dB et un gain compris dans une marge de 3 dB du gain dans l'axe.

La matrice jointive montre une augmentation de son gain avec l'angle de dépointage à 2.5 GHz, phénomène lié à la présence des lobes arrières. Dans le cas de la matrice utilisant

des surfaces douces, ce phénomène est moins visible en raison de l'élargissement provoqué par la présence des surfaces. Le gain en basse fréquence de la matrice utilisant les surfaces est également plus élevé grâce à la bonne adaptation qui fait défaut à la matrice jointive à cette fréquence. Dans les hautes fréquences les gains sont proches entre les deux matrices. Les niveaux de lobes secondaires sont également plus élevés dans la matrice utilisant les surfaces, ces différences proviennent de la plus grande distance entre les centres de phases des antennes mais ne proviennent pas de lobes de réseaux qui restent faibles dans tous les cas.

Au regard de ces bons résultats, la fabrication de la matrice a débuté en suivant les spécifications dimensionnelles définies dans ce chapitre. Les résultats de mesure ne font cependant pas partie de ce manuscrit pour des raisons de délais de fabrication.

TABLE IV.2 – Angles de dépointage et niveaux de lobes secondaires obtenus pour la matrice jointive.

$\theta$ (°)	2.5 GHz			2.75 GHz			3 GHz		
	Angle atteint (°)	Gain réalisé (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain réalisé (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain réalisé (dBi)	SLL (dB)
-90	-62	9.47	-9.2	-64	9.24	-9.6	-64	8.8	-9.0
-60	-56	9.58	-11.3	-56	9.61	-11.0	-56	9.4	-10.5
-30	-28	8.88	-11.3	-28	9.76	-11.5	-28	10.4	-11.1
0	0	9.33	-13.2	0	10.5	-13.7	0	11.4	-14.1
30	28	8.82	-11.2	28	9.74	-11.4	28	10.5	-11.2
60	56	9.54	-11.3	56	9.55	-10.9	56	9.37	-10.3
90	62	9.45	-9.2	64	9.2	-9.6	64	8.73	-8.9

TABLE IV.3 – Angles de dépointage et niveaux de lobes secondaires obtenus pour la matrice utilisant des surfaces douces.

$\theta$ (°)	2.5 GHz			2.75 GHz			3 GHz		
	Angle atteint (°)	Gain réalisé (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain réalisé (dBi)	SLL (dB)	Angle atteint (°)	Gain réalisé (dBi)	SLL (dB)
-90	-60	8.44	-8.3	-63	8.96	-8.7	-63	8.57	-8.1
-60	-52	9.56	-9.7	-54	9.79	-10.3	-54	9.57	-9.8
-30	-28	10.6	-11.8	-28	10.6	-11.6	-28	10.9	-11.1
0	0	11	-13.8	0	11.2	-13.7	0	11.9	-13.9
30	28	10.5	-11.7	28	10.5	-11.5	28	11	-11.1
60	52	9.47	-9.7	54	9.7	-10.2	54	9.56	-9.7
90	60	8.38	-8.4	63	8.9	-8.7	63	8.52	-8.1

## 4 Conclusion et perspectives sur la réduction des couplages inter-éléments

Les éléments de réduction des couplages présentés dans ce chapitre ont montré de l'intérêt pour améliorer les capacités de dépointage de la matrice. Les éléments offrant les meilleures performances, en tenant compte de la place disponible, sont les corrugations et les surfaces douces. Ils permettent d'obtenir un dépointage jusqu'à  $30^\circ$  avec une bonne adaptation et un dépointage proposant des performances similaires jusqu'à  $60^\circ$ .

Avec l'espace disponible entre les différents pixels, il n'est pas possible d'améliorer les caractéristiques de la matrice par un agrandissement des pixels. Cette solution reste cependant à privilégier lorsqu'aucun dépointage n'entre en jeu. En effet la matrice bénéficie alors d'un gain supérieur et d'une bande passante plus importante. Les dimensions doivent idéalement s'approcher ou dépasser  $0.5 * \lambda_0$ .

L'une des solutions envisageables pour améliorer les performances de la matrice en dépointage serait d'augmenter davantage l'écart présent entre les éléments, en acceptant l'apparition de lobes de réseaux importants. Comme toujours, il faut donc trouver un compromis entre capacité de dépointage, largeur de bande d'adaptation et application considérée.

Il peut également être envisageable d'utiliser d'autres types de structures, notamment les surfaces EBG qui peuvent permettre d'atteindre un fonctionnement multi-bandes. Cette optique est notamment intéressante pour améliorer les performances du pixel  $0.31 * \lambda_0$ .

La possibilité d'ajouter des dispositifs de découplage supplémentaires, notamment en amont de l'alimentation, est également envisageable. Chaque dispositif pourrait fonctionner soit sur une bande commune, permettant un très bon découplage à cette fréquence, soit sur des bandes différentes.

Enfin, la possibilité de ne pas utiliser les mêmes géométries d'éléments de découplage entre chaque pixel pourrait également permettre d'améliorer son fonctionnement. En effet, tous les éléments ne répondent pas de la même manière lors du dépointage. Les éléments 2 à 4 présentant un comportement plus proche, il pourrait être envisageable d'utiliser des dispositifs différents pour isoler les pixels 1 et 5.



## Bibliographie chapitre 4

- [1] H. WHEELER, « The grating-lobe series for the impedance variation in a planar phased-array antenna, » in *1965 Antennas and Propagation Society International Symposium*, t. 3, 1965, p. 150-156. DOI : [10.1109/APS.1965.1150257](https://doi.org/10.1109/APS.1965.1150257).
- [2] E. MAGILL et H. WHEELER, « Wide-angle impedance matching of a planar array antenna by a dielectric sheet, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 14, n° 1, p. 49-53, 1966. DOI : [10.1109/TAP.1966.1138622](https://doi.org/10.1109/TAP.1966.1138622).
- [3] D. BIANCHI, S. GENOVESI, F. COSTA, M. BORGESSE, A. MONORCHIO et R. GUIDI, « Element-independent design technique for wide angle impedance matching material, » in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, p. 527-528. DOI : [10.1109/APS.2016.7695972](https://doi.org/10.1109/APS.2016.7695972).
- [4] T. R. CAMERON et G. V. ELEFTHERIADES, « Analysis and Characterization of a Wide-Angle Impedance Matching Metasurface for Dipole Phased Arrays, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 63, n° 9, p. 3928-3938, 2015. DOI : [10.1109/TAP.2015.2448231](https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2448231).
- [5] E. MARTINI, G. M. SARDI, P. ROCCA, G. OLIVERI, A. MASSA et S. MACI, « Optimization of metamaterial WAIM for planar arrays, » in *2013 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, 2013, p. 86-86. DOI : [10.1109/USNC-URSI.2013.6715392](https://doi.org/10.1109/USNC-URSI.2013.6715392).
- [6] L. MANICA, M. CARLIN, I. MALCIC, G. OLIVERI et A. MASSA, « Wideband multilayer WAIM design and optimization, » in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, p. 2997-3000. DOI : [10.1109/EuCAP.2014.6902458](https://doi.org/10.1109/EuCAP.2014.6902458).
- [7] D. CAVALLO et R. M. van SCHELVEN, « Closed-Form Analysis of Artificial Dielectric Layers with Non-Periodic Characteristics, » in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, p. 1-5.

- [8] R. OZZOLA, Z. CHEN, U. IMBERG, A. NETO et D. CAVALLO, « 2-8 GHz Connected Array for Wireless Base Stations, » in *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2022, p. 1-5.
- [9] G. YANG, Q. CHEN, J. LI, S. ZHOU et Z. XING, « Improving Wide-Angle Scanning Performance of Phased Array Antenna by Dielectric Sheet, » *IEEE Access*, t. 7, p. 71 897-71 906, 2019. DOI : [10.1109/ACCESS.2019.2919265](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2919265).
- [10] B. ABBASI ARAND, A. BAZRKAR et A. ZAHEDI, « Design of a Phased Array in Triangular Grid With an Efficient Matching Network and Reduced Mutual Coupling for Wide-Angle Scanning, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, n° 6, p. 2983-2991, 2017. DOI : [10.1109/TAP.2017.2690903](https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2690903).
- [11] G. YANG, J. LI, D. WEI et R. XU, « Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 66, n° 1, p. 450-455, 2018.
- [12] R. GREEN, T. A. CAPPELLO, G. HILTON et M. BEACH, « Antenna Mutual-Coupling Mitigation With Analogue Compensation Network, » in *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, p. 1-4. DOI : [10.23919/EuMC50147.2022.9784156](https://doi.org/10.23919/EuMC50147.2022.9784156).
- [13] R. XIA, S. QU, X. BAI, Q. JIANG, S. YANG et Z. NIE, « Experimental Investigation of Wide-Angle Impedance Matching of Phased Array Using Overlapped Feeding Network, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 13, p. 1284-1287, 2014. DOI : [10.1109/LAWP.2014.2334712](https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2334712).
- [14] M. LI, S. XIAO et B. WANG, « Investigation of Using High Impedance Surfaces for Wide-Angle Scanning Arrays, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 63, n° 7, p. 2895-2901, 2015. DOI : [10.1109/TAP.2015.2421936](https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2421936).
- [15] G. YANG, J. LI, R. XU, Y. MA et Y. QI, « Improving the Performance of Wide-Angle Scanning Array Antenna With a High-Impedance Periodic Structure, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 15, p. 1819-1822, 2016. DOI : [10.1109/LAWP.2016.2537850](https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2537850).
- [16] L. INCLAN-SANCHEZ, J.-L. VAZQUEZ-ROY et E. RAJO-IGLESIAS, « High isolation proximity coupled multilayer patch antenna for dual-frequency operation, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 56, n° 4, p. 1180-1183, 2008.
- [17] G. EXPOSITO-DOMINGUEZ, J. M. FERNANDEZ-GONZALEZ, P. PADILLA et M. SIERRA-CASTANER, « EBG size reduction for low permittivity substrates, » *International Journal of Antennas and Propagation*, t. 2012, 2012.

- [18] D. SIEVENPIPER, L. ZHANG, R. F. BROAS, N. G. ALEXOPOLOUS et E. YABLONOVITCH, « High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, t. 47, n° 11, p. 2059-2074, 1999.
- [19] P.-S. KILDAL et A. KISHK, « EM Modeling of surfaces with STOP or GO characteristics-artificial magnetic conductors and soft and hard surfaces, » *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, t. 18, n° 1, p. 32-40, 2003.
- [20] A. GODARD, « Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz-3GHz), » Thèse de doctorat dirigée par Lalande, Michèle Électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes Limoges 2009, thèse de doct., 2009, 1 vol. (212 p.) adresse : <http://www.theses.fr/2009LIM04052>.
- [21] I. TYAGI et D. GANGWAR, « Miniaturized EBG hairpin resonators for dual band applications, » in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, p. 1-4. DOI : [10.1109/ICPEICES.2016.7853273](https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853273).
- [22] E. RAJO-IGLESIAS, O. QUEVEDO-TERUEL et L. INCLAN-SANCHEZ, « Planar Soft Surfaces and Their Application to Mutual Coupling Reduction, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 57, n° 12, p. 3852-3859, 2009. DOI : [10.1109/TAP.2009.2024226](https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2024226).
- [23] E. RAJO-IGLESIAS, O. QUEVEDO-TERUEL et L. INCLAN-SANCHEZ, « Design considerations in planar soft surfaces, » in *2008 Loughborough Antennas and Propagation Conference*, 2008, p. 289-292. DOI : [10.1109/LAPC.2008.4516923](https://doi.org/10.1109/LAPC.2008.4516923).
- [24] F. CAMINITA, S. COSTANZO, G. DI MASSA et al., « Reduction of Patch Antenna Coupling by Using a Compact EBG Formed by Shorted Strips With Interlocked Branch-Stubs, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 8, p. 811-814, 2009. DOI : [10.1109/LAWP.2009.2021589](https://doi.org/10.1109/LAWP.2009.2021589).
- [25] C. WANG, D. BISHARAT, S. KIM, E. LI et D. F. SIEVENPIPER, « Simulation Analysis of Electromagnetic Surface Wave Suppression by Soft Surfaces, Including Effects of Resistive and Active Elements, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 17, n° 12, p. 2394-2398, 2018. DOI : [10.1109/LAWP.2018.2876332](https://doi.org/10.1109/LAWP.2018.2876332).

# Conclusion générale et perspectives de l'étude

## 1 Conclusion

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'articulent autour de l'étude des capacités de dépointage de surfaces rayonnantes MARPEM (Matrice Agile à Pixels Élaborés en Métamatériaux) dans un plan, conduisant à une analyse des solutions scientifiques et techniques permettant la réduction des lobes de réseau, tout en maintenant des valeurs de gains et de bandes passantes les plus grandes possibles.

Dans un premier temps, une réduction de la dimension latérale des éléments permet d'obtenir une diminution importante des lobes de réseau. Cette amélioration du dépointage en rayonnement est validée par la réalisation d'une matrice. Dans un second temps, l'augmentation des couplages inter éléments, liés à la réduction des dimensions des pixels, est étudiée. L'objectif est alors de définir les solutions pertinentes conduisant à la diminution des valeurs de couplages permettant de maintenir un dépointage important dans de bonnes conditions.

Le chapitre I introduit la problématique contemporaine des drones et des dangers qu'ils peuvent potentiellement représenter. Plusieurs solutions techniques de protections par ondes rayonnées sont énumérées et les avantages et inconvénients associés à ces technologies sont rapidement discutées. L'intérêt de l'utilisation d'antennes larges bandes capables de réaliser un dépointage est mis en évidence car elles pourraient permettre de brouiller les fréquences d'intérêt de la plupart des drones commerciaux tout en assurant une protection de zone. L'utilisation du dépointage dans un tel contexte d'agressions électromagnétiques fait cependant apparaître diverses problématiques, la principale étant l'apparition de lobes de réseau pouvant perturber le fonctionnement de systèmes divers dans des directions non souhaitées. Un critère d'espacement entre les éléments est alors calculé afin d'assurer l'absence de lobes. Enfin un état de l'art concernant les antennes à dépointage électronique est effectué ainsi qu'une présentation de la technologie MARPEM.

Le chapitre II présente le travail sur la réduction des dimensions des éléments,

conséquence du critère d'espacement. La simple diminution de la surface du pixel ne pouvant pas permettre de conserver la bande de fréquences de fonctionnement, l'étude s'est orientée sur l'ajout d'un diélectrique dans la cavité afin de d'augmenter la longueur électrique. Cet ajout permet de corriger la définition de la bande de fréquences d'adaptation mais n'améliore pas son étendue.

Un premier design issu de la réduction directe d'un pixel permet d'obtenir une largeur de  $0.39 * \lambda_0$  à la fréquence basse et une bande d'adaptation relative de 39%. Ce premier résultat ne permet cependant pas de diminuer les lobes de réseau pour les fréquences hautes du spectre de fonctionnement. De plus, la technique de réduction directe ne permet pas non plus d'obtenir un pixel de dimensions plus réduite. Une analyse fine de l'influence des éléments constitutifs du pixel sur l'impédance d'entrée a donc été entreprise. Grâce à une meilleure compréhension de son fonctionnement interne, une dimension finale de  $0.33 * \lambda_0$  à la fréquence basse a été atteinte. Cependant cette réduction de la dimension du pixel s'accompagne également d'une réduction de sa bande de fréquences relative à 23% et de son gain, celui-ci étant lié à la surface rayonnante. Une matrice composée de cinq éléments a ainsi été simulée, permettant d'obtenir un dépointage de  $60^\circ$  dans les deux directions du plan E.

Les performances théoriques atteintes par ce pixel conduisent à la réalisation d'une matrices de cinq éléments décrite dans le chapitre III. Cette dernière fait l'objet de nombreux ajustement afin de la réaliser, avec l'emploi de matériaux non dédiés aux hyperfréquences (PEEK, FR-4, HDPE) et de jeux de fabrication permettant de rester dans un coût raisonnable. L'optimisation conduite permet de conserver un pixel de faible hauteur tout en obtenant une réduction supplémentaire de la largeur des pixels. Un des résultats notables concerne la mise en contact de certains éléments de la partie inférieure de la FSS et les murs métalliques. Finalement, la largeur obtenue est de  $0.31 * \lambda_0$  pour une bande d'adaptation de 28%.

La matrice ainsi fabriquée permet d'obtenir expérimentalement un dépointage maximal variant de  $53^\circ$  à  $64^\circ$  suivant la fréquence dans les deux directions du plan E, tout en conservant une variation de gain de l'ordre de 3 dB. Par ailleurs, les lobes de réseau restent à des valeurs inférieures à -8.08 dB. Ces résultats placent cette réalisation à l'état de l'art compte tenu du faible nombre d'antennes élémentaires utilisées pour atteindre ces performances.

La diminution des dimensions latérales des pixels entraîne une augmentation des couplages pouvant être préjudiciables au bon fonctionnement des systèmes d'alimentation. Le chapitre IV consiste donc à évaluer plusieurs solutions techniques permettant la réduction des couplages entre pixels.

Une première section introduit le concept des couplages inter-éléments, leurs impacts sur l'antenne et présente diverses solutions techniques les réduisant. Plusieurs approches

géométriques sont ensuite étudiées dans le contexte de la technologie MARPEM en se basant sur les antennes dimensionnées dans les chapitres précédents à partir des cartographies de champs et des paramètres  $S_{i,j}$  actifs. La solution retenue est l'utilisation de surfaces douces électroniques, qui sont constituées de lignes conductrices positionnées sur un substrat de profondeur  $\lambda_{eff}/4$ . Cette valeur correspond à la valeur de la fréquence basse d'adaptation du pixel qui présente les plus forts niveaux de couplage. L'ajout de ces structures permet, en simulation et après ajustement de la fréquence d'influence, d'obtenir une réduction de ces couplages d'environ 2.6 dB pour une matrice constituée de cinq pixels de dimension  $0.33 * \lambda_0$  en bande S.

Cette diminution du couplage améliore le dépointage de la matrice jusqu'à  $60^\circ$  où elle atteint des performances équivalentes non découplées tout en assurant une meilleure adaptation.

La deuxième section décrit des exemples de mise en oeuvre des surfaces douces et leurs limites de fonctionnement. L'utilisation de telles structures pour la réduction des couplages demande une grande précision dimensionnelle et une bonne connaissance des propriétés diélectriques des matériaux utilisés. Par ailleurs, il est primordial de maîtriser le dimensionnement (hauteur et permittivité) des structures car de faibles variations provoquent des modifications importantes de la bande de fréquences filtrée et une réduction du gain, limitant fortement les capacités en rayonnement de la matrice. Il est par ailleurs notable que si les performances d'adaptation du pixel initial ne sont pas suffisamment bonnes, l'ajout de structures de découplage telles que celles envisagées dans ce chapitre, est insuffisant. Ce point est illustré par les essais sur la matrice fonctionnant en bande L.

Néanmoins, pour valider ces résultats encourageant apportés par les surfaces douces, une réalisation utilisant des surfaces douces a été lancée sur une bande de fréquences débutant à 2.5 GHz. La matrice optimisée permet dans cette situation d'obtenir un niveau de couplage de -11.2 dB entre les éléments. Elle possède une bande d'adaptation à -10 dB de 20% lorsqu'il n'y a pas de dépointage et conserve une adaptation active inférieure à -7.5 dB pour des valeurs de dépointage de 60%. Ces performances représentent une nette amélioration par rapport à la matrice n'utilisant pas de surfaces de réduction des couplages.

## 2 Perspectives

Les travaux réalisés dans ce manuscrit ont mené à l'émergence de diverses perspectives de recherches concernant des développements futurs de cette technologie.

L'une des perspectives naturelles est le développement de surfaces rayonnantes à fortes capacités de dépointage dans les deux plans comme évoqué dans le chapitre III. Il s'agirait alors de modifier la source d'alimentation du pixel, en changeant la forme du patch, en utilisant plusieurs points d'excitation ou encore en employant d'autres natures de sources.

Par ailleurs, l'attention pourrait également être portée sur l'étude des possibilités d'amélioration des résultats exposés dans ce manuscrit.

### 2.1 Réduction de l'impédance d'entrée du pixel

Dans le chapitre II, une étude de l'impédance d'entrée du pixel a été réalisée. Elle a mis en évidence la possibilité de la faire varier à des valeurs différentes de  $50\Omega$ . Cette possibilité est notamment intéressante dans un contexte applicatif car les amplificateurs GAN qui peuvent être utilisés en entrée de pixels ont une impédance de sortie faible, aux alentours de  $5\Omega$ . Il est alors nécessaire de développer des transitions d'impédances ce qui d'une part entraîne des pertes et d'autre part pose des difficultés d'intégration en raison de l'encombrement de ces dispositifs.

Il peut donc être intéressant de proposer des matrices dont l'impédance d'entrée des pixels est préalablement dimensionnée pour être directement adaptée à l'impédance de sortie des amplificateurs. Une conception rapide du pixel a permis d'obtenir une bande relative d'adaptation de 19% et des courbes d'impédance situées autour de  $15\Omega$  pour sa partie réelle. Ces résultats sont présentés sur la figure V.1.

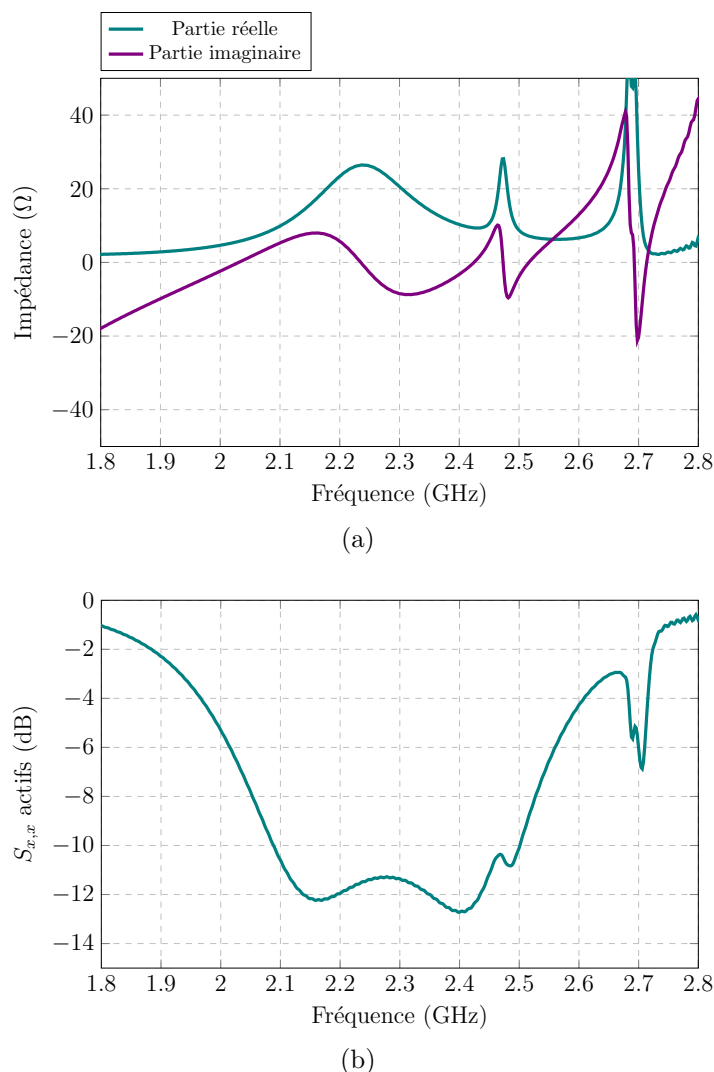


FIGURE V.1 – Relation entre l'impédance d'entrée et l'adaptation d'un pixel avec une impédance d'entrée de  $15\Omega$  :

- a. Impédance d'entrée.
- b. Bande d'adaptation.

## 2.2 Utilisation d'alimentations multi-bandes

Certaines applications nécessitent l'utilisation de plusieurs bandes de fonctionnement simultanées avec une seule antenne. Dans le cas d'un brouillage de drone, il peut par exemple être utile de brouiller les fréquences GNSS ainsi que les fréquences Wi-Fi. Ces fréquences se situent dans des bandes trop disjointes pour être atteintes par une seule bande d'adaptation.

Parmi les travaux précédents effectués sur la technologie BIE, il a été montré qu'il est possible d'obtenir des bandes de fréquences de fonctionnement disjointes via l'utilisation de la FSS [1]. Le champ électrique présent dans la structure permet d'obtenir des bandes de transmissions à des fréquences multiples impaires de la fréquence  $f_0$ . Ce fonctionnement est présenté sur la figure V.2.



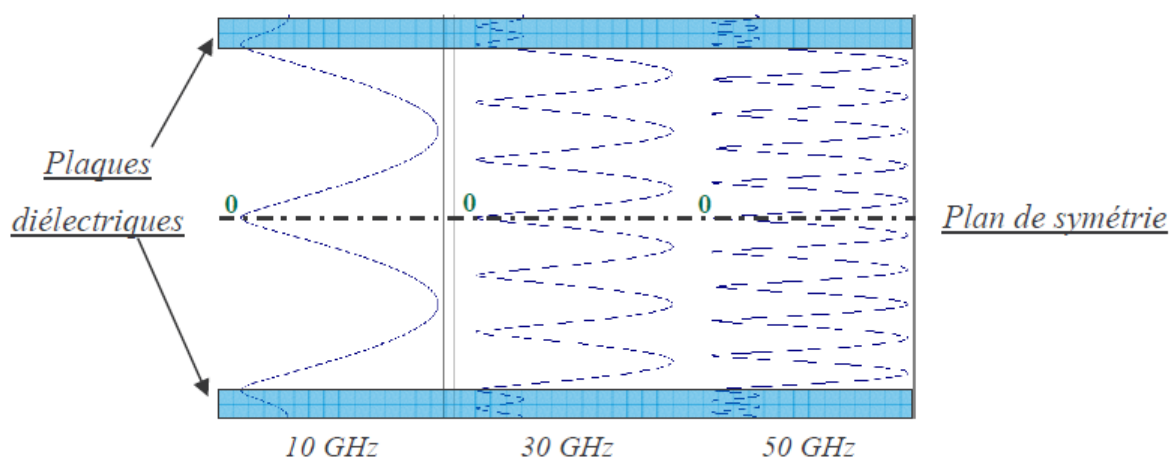


FIGURE V.2 – Champ électrique permettant un fonctionnement multi-bandes de la structure [1].

Il est également possible de modifier la fréquence de transmission via l'ajout de lames diélectriques dans la structure. Ce fonctionnement est présenté sur la figure V.3. Ces structures pourraient permettre d'obtenir un fonctionnement dans plusieurs bandes de fréquences avec l'utilisation des pixels. L'ajout de diélectrique dans la cavité réalisée pour l'amélioration du dépointage doit cependant être pris en compte et étudié pour en observer l'impact sur les conclusions établies dans [1].

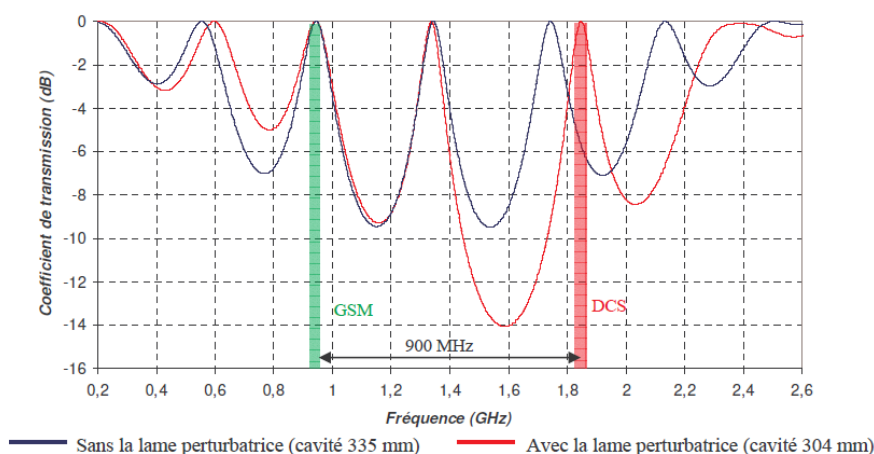


FIGURE V.3 – Coefficient de transmission de la structure multi-bandes avec ajout de diélectrique [1].

L'utilisation de ces structures nécessite également l'emploi d'une alimentation fonctionnant sur différentes bandes fréquentielles. La solution présentée dans [1] est l'utilisation de plusieurs patchs fonctionnant à des fréquences différentes. Cela n'est pas entièrement compatible avec l'utilisation de diélectriques dans la cavité. Une solution serait d'utiliser des patchs possédant des fonctionnements multi-bandes, via par exemple

l'utilisation de slots dans les patches. Des exemples de configurations multi-bandes sont présentés sur la figure V.4.

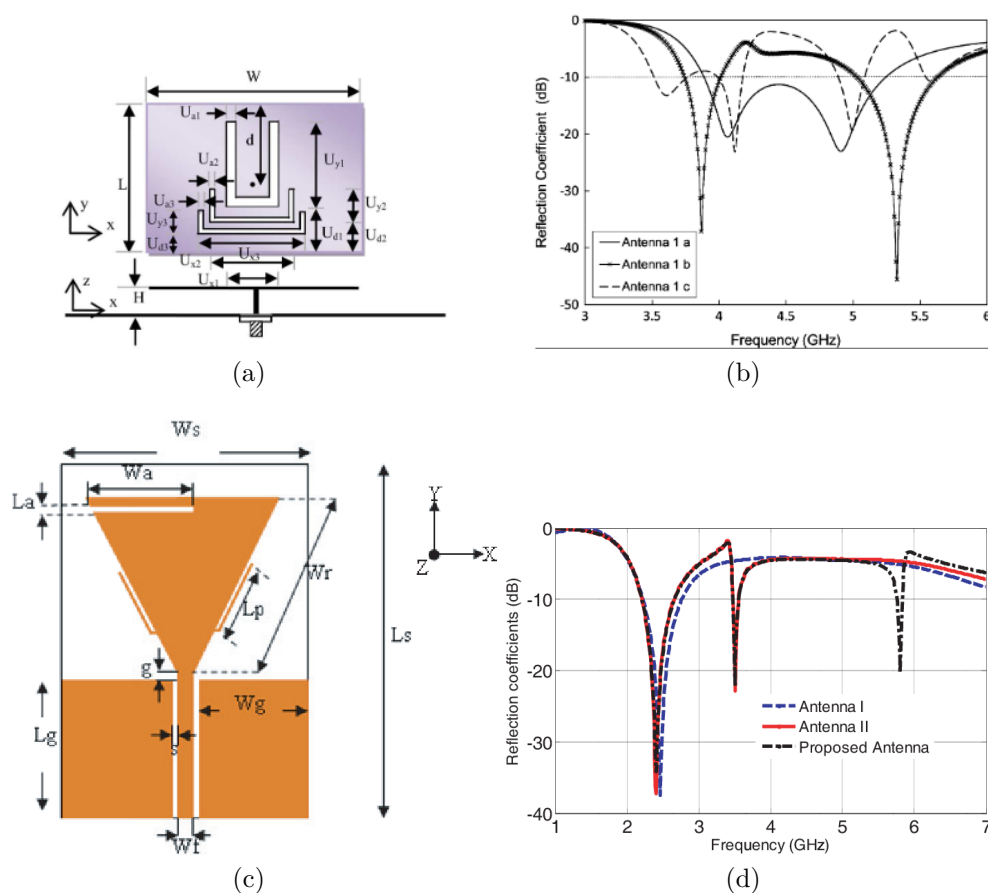


FIGURE V.4 – Exemples de patch à fonctionnement multi-bandes :

- a. Patch avec slot pour fonctionnement en double-bande [2].
- b. Adaptation du patch double-bande.
- c. Patch avec slot pour fonctionnement en triple-bande [3].
- d. Adaptation du patch triple-bande.

## 2.3 Ajout d'éléments de réduction des couplages large bande

La réduction de la surface du pixel provoque une forte augmentation des couplages inter-éléments. Le chapitre IV a montré des pistes de réduction de ces derniers pour améliorer le dépointage. La solution envisagée à base de surfaces douces reste cependant limitée par la bande étroite de filtrage de ces structures et par ses performances insuffisantes en grand dépointage. Une possibilité d'amélioration de cette solution est le passage à des éléments de filtrage large bande, ou au minimum à bandes multiples.

Les surfaces douces utilisant des pins permettent, avec des modifications de l'espacement des pins ou de la forme des surfaces, d'obtenir de tels résultats. La figure V.5 présente deux exemples de dimensionnement de telles surfaces. Dans [4], le fonctionnement double bande est obtenu par la différence d'espacement entre les pins des lignes successives. Dans [5], la largeur des surfaces est modifiée et des rebords sont ajoutés pour obtenir le fonctionnement double-bande. Dans les deux cas, il est possible de les dimensionner afin d'obtenir une bande de fonctionnement plus large que précédemment.

Ces solutions doivent cependant être confrontées aux problématiques soulevées dans ce manuscrit, notamment en termes d'espace disponible entre les pixels composant la matrice. La perte de gain lors de l'utilisation de telles structures doit également être prise en compte.

Enfin, l'utilisation d'éléments agissant sur l'alimentation des pixels, comme présentés dans [6] et la figure V.6, pourraient permettre d'améliorer le fonctionnement de la matrice en dépointage. Ces solutions devraient améliorer l'adaptation active lors des forts dépointages en favorisant le découplage entre les éléments. Elles sont cependant encore limitées par leur fonctionnement sur une bande relativement étroite.

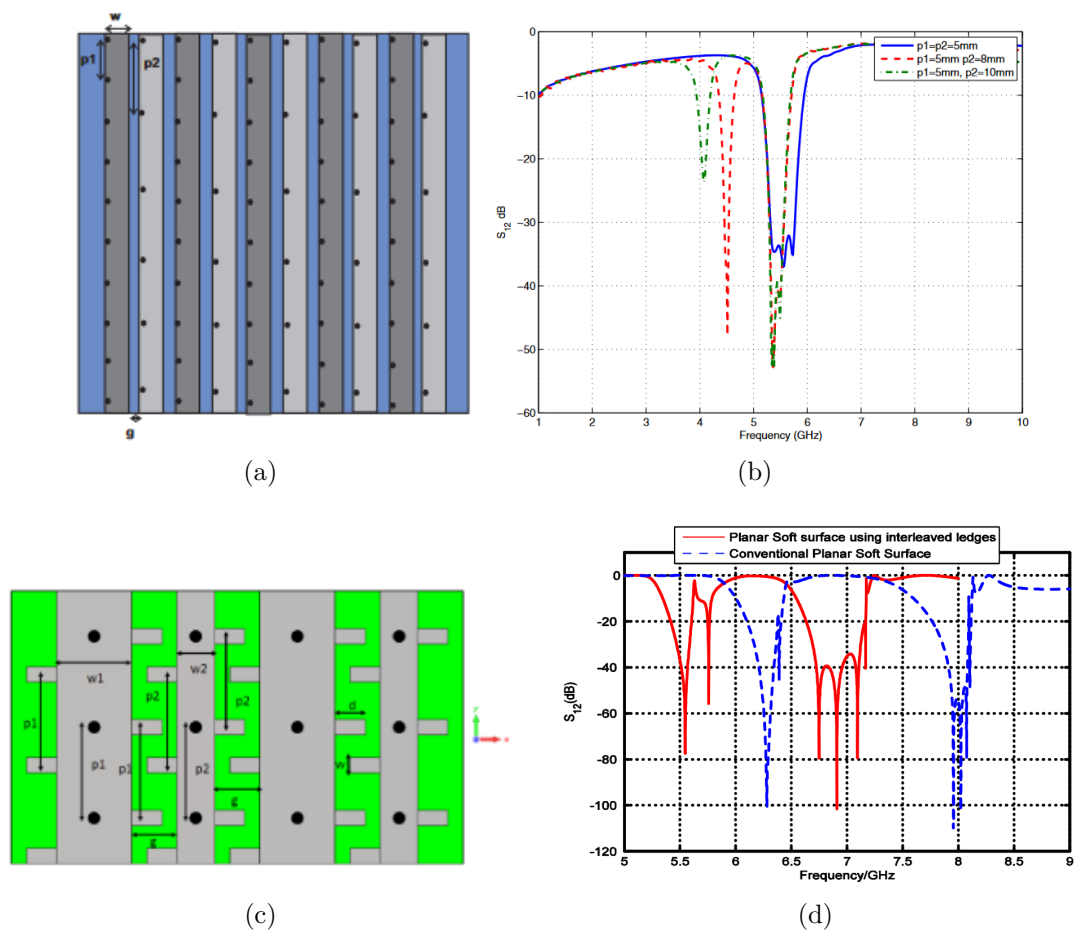


FIGURE V.5 – Exemple de surfaces douces en fonctionnement double-bande :  
 a. Surface douce avec fonctionnement double bande via la modification de l'espace entre les pins [4].  
 b. Transmission de la surface avec modification de l'espace entre pins.  
 c. Surface douce avec fonctionnement double bande via l'utilisation de rebords [5].  
 d. Transmission de la surface avec ajout de rebords.

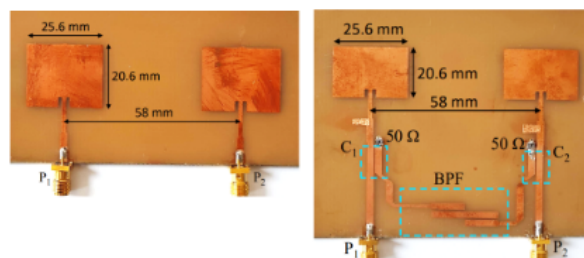


FIGURE V.6 – Exemple de circuits de découplages sur l'alimentation [6].

# Bibliographie perspectives

- [1] L. LEGER, « Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire, » Thèse de doctorat dirigée par Monédière, Thierry Électronique des hautes fréquences et optoélectronique. Télécommunications Limoges 2004, thèse de doct., 2004, 296 p. adresse : <http://www.theses.fr/2004LIM00021>.
- [2] W. C. MOK, S. H. WONG, K. M. LUK et K. F. LEE, « Single-Layer Single-Patch Dual-Band and Triple-Band Patch Antennas, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 61, n° 8, p. 4341-4344, 2013. DOI : [10.1109/TAP.2013.2260516](https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2260516).
- [3] L. CHOUTI, I. MESSAOUDENE, T. A. DENIDNI et A. BENGHALIA, « Triple-Band CPW-Fed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications, » *Progress in Electromagnetics Research Letters*, t. 69, p. 1-7, 2017.
- [4] E. RAJO-IGLESIAS, O. QUEVEDO-TERUEL et L. INCLAN-SANCHEZ, « Design considerations in planar soft surfaces, » in *2008 Loughborough Antennas and Propagation Conference*, 2008, p. 289-292. DOI : [10.1109/LAPC.2008.4516923](https://doi.org/10.1109/LAPC.2008.4516923).
- [5] S. ABUSHAMLEH, H. AL-RIZZO, A. ABBOSH et A. A. KISHK, « Dual band planar soft surfaces using interleaved ledges, » in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, p. 308-309. DOI : [10.1109/APS.2013.6710815](https://doi.org/10.1109/APS.2013.6710815).
- [6] R. GREEN, T. A. CAPPELLO, G. HILTON et M. BEACH, « Antenna Mutual-Coupling Mitigation With Analogue Compensation Network, » in *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, p. 1-4. DOI : [10.23919/EuMC50147.2022.9784156](https://doi.org/10.23919/EuMC50147.2022.9784156).

# Annexes

## A Table des variations de l'impédance

Dans le chapitre II, la variation des dimensions géométriques des éléments constituant le pixel est étudiée du point de vue de l'impédance d'entrée. Ces variations permettent de définir l'impact de chaque paramètre sur l'impédance et donc de mieux comprendre le pixel pour optimiser au mieux ses performances. Le chapitre ne présente qu'une partie des travaux effectués, notamment au niveau du tableau de variations qui ne peut être positionné dans le corps du texte. Cette annexe présente les résultats de ces simulations de manière plus étendue.

La figure A.1 reprend les figures II.17 et II.18 pour rappeler les différents paramètres observés et les dimensions qui sont modifiées dans le cadre de cette étude. La valeur de chaque pic d'impédance, ainsi que sa fréquence est étudiée afin d'observer l'impact de chaque modification géométrique. Les diagrammes de rayonnement sont également représentés à trois fréquences. Il est notable que le rayonnement du pixel est axial jusqu'à 2.4 GHz avant de subir un dépointage lié à la position du patch dans la cavité.

Chaque élément a été modifié indépendamment des autres variables. La principale exception à cette règle concerne les différentes dimensions liées au patch. Lorsque sa longueur a été modifiée, la position du connecteur a été maintenue à  $1/3$  de la longueur totale. De plus, lorsque la position du patch a été modifiée dans la cavité, et donc lorsque la symétrie dans cette dernière n'a pas été maintenue, la sonde d'alimentation a conservé la même position relativement au patch.

Ces résultats sont compilés, pour chaque pic de variation, dans le tableau A.1. La première colonne présente les paramètres étudiés et les suivantes les évolutions des différents pics en termes de niveaux et de fréquence. La dernière colonne donne l'évolution de la directivité en termes de niveau. Les paramètres peuvent soit ne pas subir d'évolution majeure, auquel cas la case est vide, soit avoir une évolution. Celle-ci est présentée par la présence d'un + ou d'un - en fonction de son sens d'évolution. Dans le cas où la

valeur diminue puis augmente, l'évolution est présentée par un  $-+$  ou inversement  $+ -$  si la valeur augmente puis diminue. Ce dernier type d'évolution laisse supposer la présence d'un optimum de valeur pour cette variation de paramètre.

Les figures A.2 à A.6 présentent les conséquences des variations dimensionnelles sur l'impédance de manière visuelle. Les figures concernant la largeur du pixel et la largeur du patch sont présentées dans le chapitre (figures II.20 et II.19).

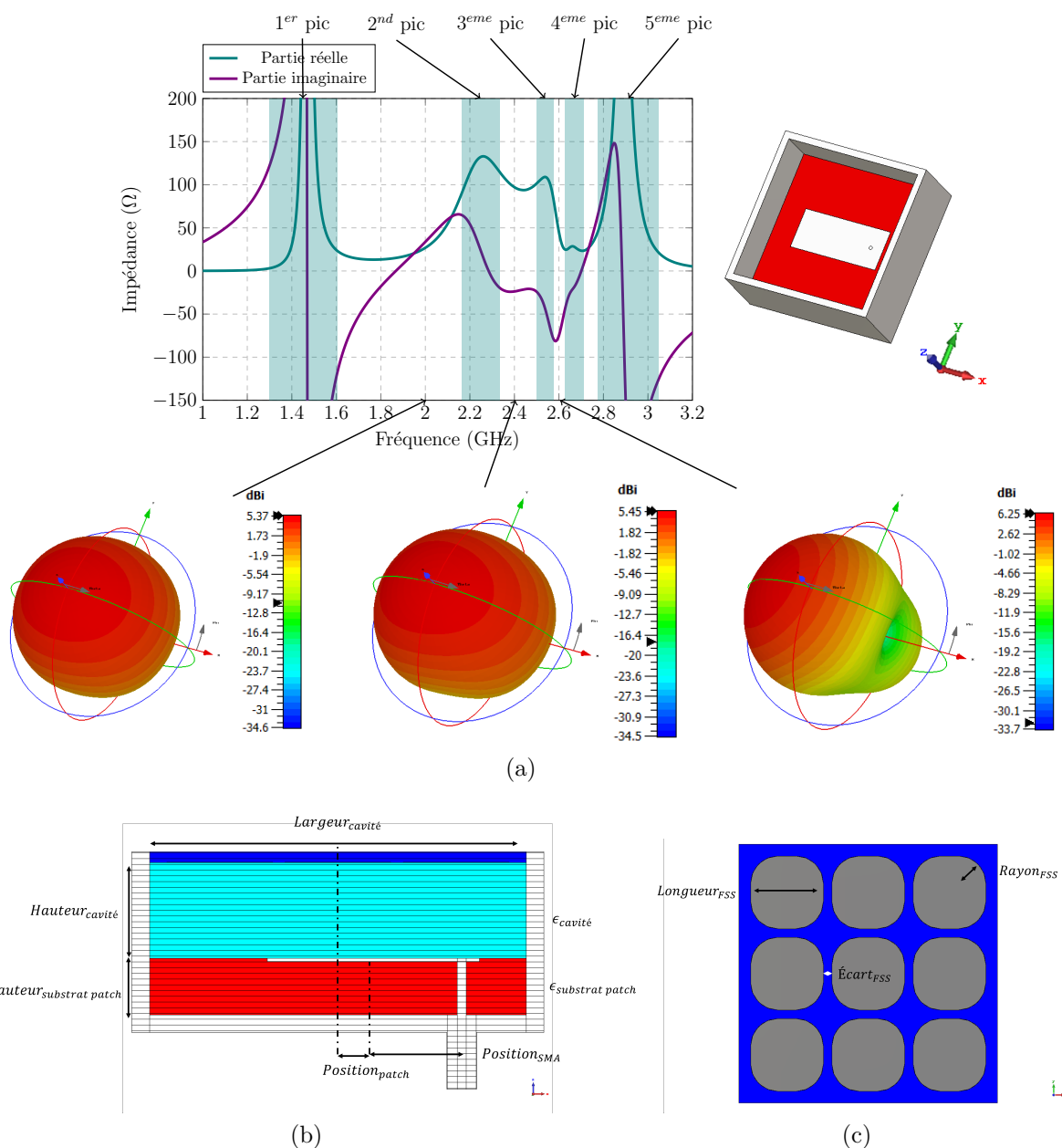


FIGURE A.1 – Présentation des paramètres observés et paramètres mécaniques modifiés lors des variations des dimensions pour l'étude des résonances :  
 a. Exemple de tracé d'impédance de l'antenne et diagrammes de rayonnement associés, les cinq pics d'impédance sont ici visibles.  
 b. Vue en coupe du pixel avec les paramètres étudiés.  
 c. Vue de la FSS seule avec les paramètres étudiés.

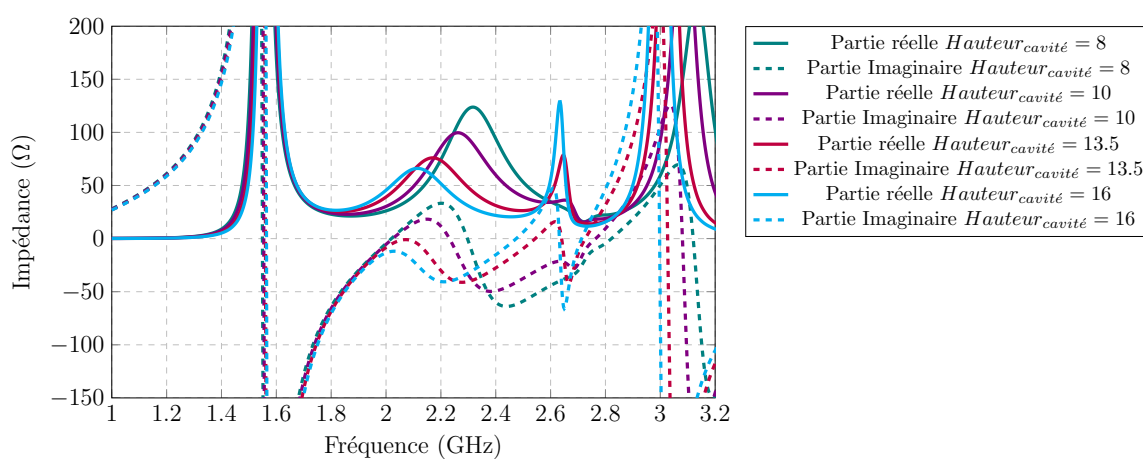
TABLE A.1 – Tableau de variation des paramètres sur le pixel et effets sur l'impédance

Variation (augmentation de la variable)	1 <sup>er</sup> pic		2 <sup>nd</sup> pic		3 <sup>ème</sup> pic		4 <sup>ème</sup> pic		5 <sup>ème</sup> pic		Directivité	
	f (GHz)	Valeur	f (GHz)	Valeur	f (GHz)	Valeur	f (GHz)	Valeur	f (GHz)	Valeur	Valeur	Valeur
Largeur cavité [50mm ; 70mm]			-	+ -	-	-	-	-	-	-		+
Hauteur cavité [6m ; 16mm]	+	- +	-	-	-	+	-	-	+ -	-	- +	-
Hauteur substrat patch [5mm ; 11mm]	-		-	+	-	-	-	-	-	-	-	-
$\epsilon_r$ substrat cavité [1 ; 3.2]	-	+	-	+	-	- +	-	-	-	-	+	-
$\epsilon_r$ substrat patch [1 ; 7]	-	+	-	- +	-	+	-	-	-	-	-	+ -
Écart FSS [0.5mm ; 2.25mm]		+	+	-								-
Longueur FSS [12mm ; 16mm]	-	+	-	- +	-	+	-	-	-	-	- +	-
Rayon FSS [4mm ; 7mm]	+	+	+	-					+			- +
Largeur patch [10mm ; 40mm]	-	-	- +	+	-	- +			-		+ -	+
Longueur patch [20mm ; 50mm]	-	+	+	- +	-	+	-	-	-	-	-	+ -
Position SMA [10mm ; 15.5mm]	-	+	+	-	+				+			+
Position patch [±10mm]	+		+	+					-			+ -

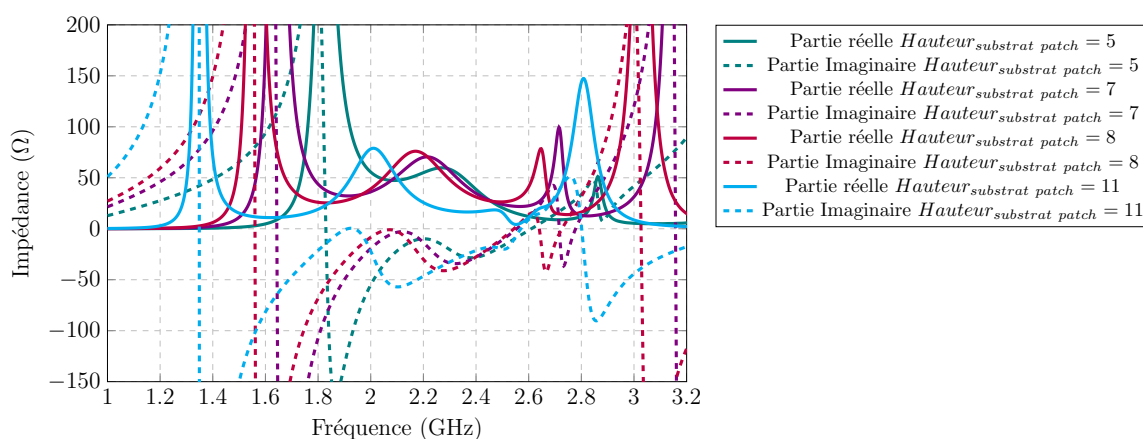


La variation de la hauteur de la cavité a principalement un effet sur la fréquence et la valeur des pics d'impédance 2 et 3. La fréquence du pic 2 diminue de manière importante lorsque la hauteur de la cavité augmente et sa valeur diminue. Cela permet d'obtenir un levier important lors de l'optimisation. La valeur du pic 3 augmente avec la hauteur de la cavité. Cela est problématique pour l'optimisation car la valeur s'éloigne rapidement de  $50\Omega$  et la bande d'adaptation est fortement réduite en conséquence.

La modification de la hauteur du substrat du patch a une influence sur la majorité des courbes d'impédance. Elle modifie en effet fondamentalement le fonctionnement du patch qui sert d'alimentation au pixel. L'augmentation de sa hauteur provoque une diminution de la fréquence de tous les pics d'impédance. La valeur du pic 2 n'est pas fortement impactée, mais la modification de la structure générale du fonctionnement rend l'utilisation de ce paramètre pour les réglages complexe.



(a)



(b)

FIGURE A.2 – Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations :

a. Variation de la hauteur de la cavité.

b. Variation de la hauteur du substrat du patch.

La modification de la permittivité du substrat de la cavité provoque une modification des fréquences de toute l'antenne. Ce comportement est celui attendu par l'ajout du substrat dans la cavité : plus la permittivité est élevée, plus les fréquences sont basses. Ce comportement est notamment visible pour les pics suivants le premier, qui est moins affecté par la variation.

La modification de la permittivité du substrat du patch provoque des modifications similaires. L'impédance d'entrée du patch est altérée par cette modification comme lors de la variation de la hauteur du substrat. Le second pic d'impédance n'est cependant pas affecté en fréquence, seule sa valeur varie. Cette caractéristique positionne la modification de cette permittivité comme un critère important pour compenser les modifications du second pic. La valeur de ce pic atteint cependant un minimum pour une permittivité aux alentours de 4.5 avant d'augmenter à nouveau, ce comportement n'est pas entièrement visible sur la figure à cause du pas de permittivité sélectionné pour le tracé.

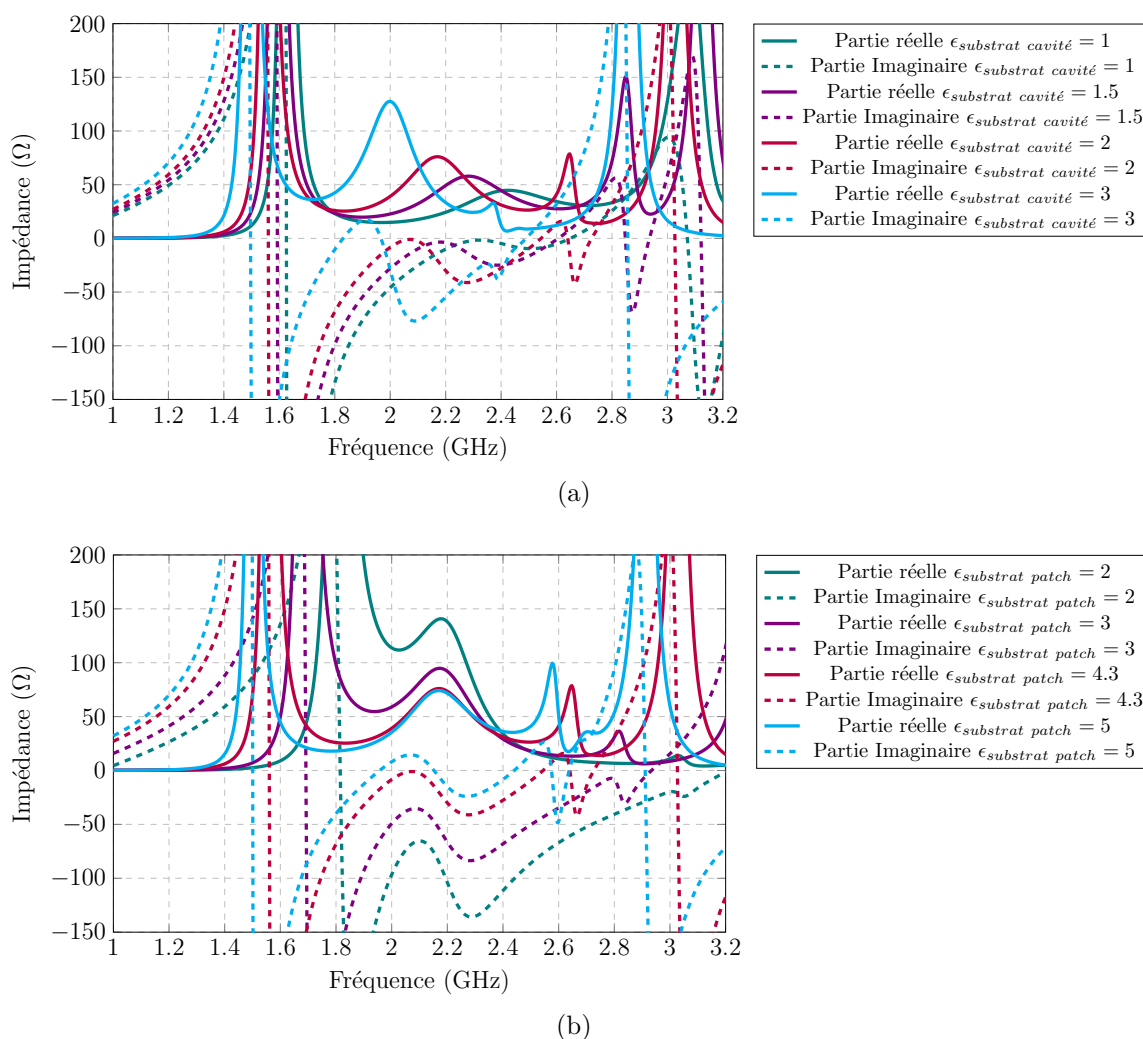


FIGURE A.3 – Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations :

a. Variation de la permittivité du substrat de la cavité.

b. Variation de la permittivité du substrat du patch.

L'écart entre les éléments de la FSS a principalement un effet sur les pics centraux du fonctionnement, les pics 1 et 5 n'étant quasiment pas affectés. Cela provient de leur lien avec le fonctionnement du patch, qui n'est pas grandement affecté par la FSS. Lorsque l'écart est plus faible entre les éléments, la FSS ne possède plus le même coefficient de réflexion, cela influe sur le comportement de la cavité comme présenté dans le chapitre I. Lorsque les éléments de la FSS sont très éloignés les uns des autres, les différentes valeurs tendent vers un extremum.

Le comportement dans la cavité lors de l'augmentation de la longueur des éléments est proche de celui observé lors de l'augmentation de l'écart entre les éléments. Ici aussi la valeur du coefficient de réflexion est altérée, ce qui modifie le comportement de la cavité. Il est complexe d'augmenter ces deux paramètres simultanément car les éléments dépassent rapidement de la surface des pixels. Leur comportement lors des variations étant proche, il est possible d'utiliser indifféremment l'un ou l'autre pour l'optimisation.

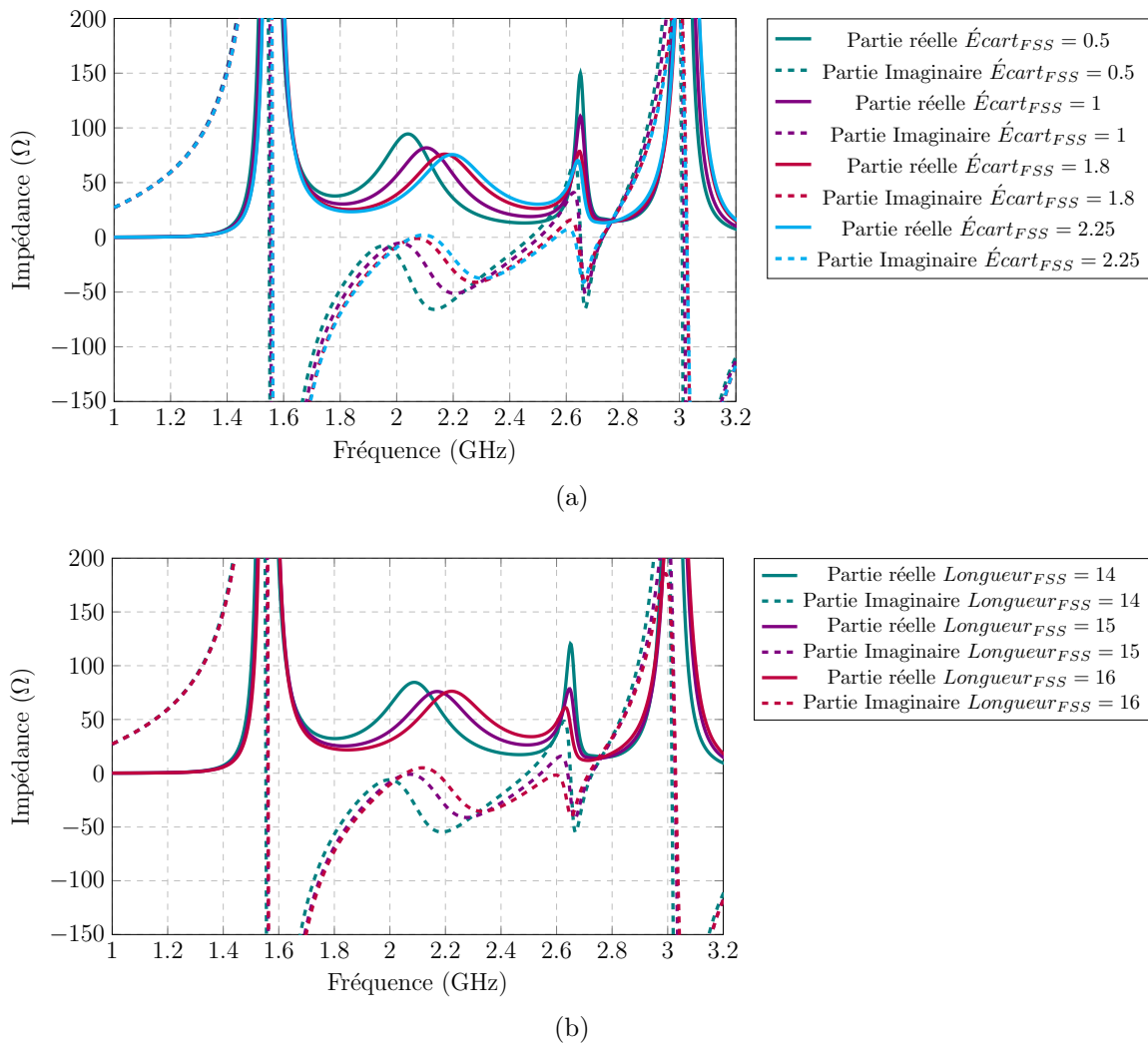


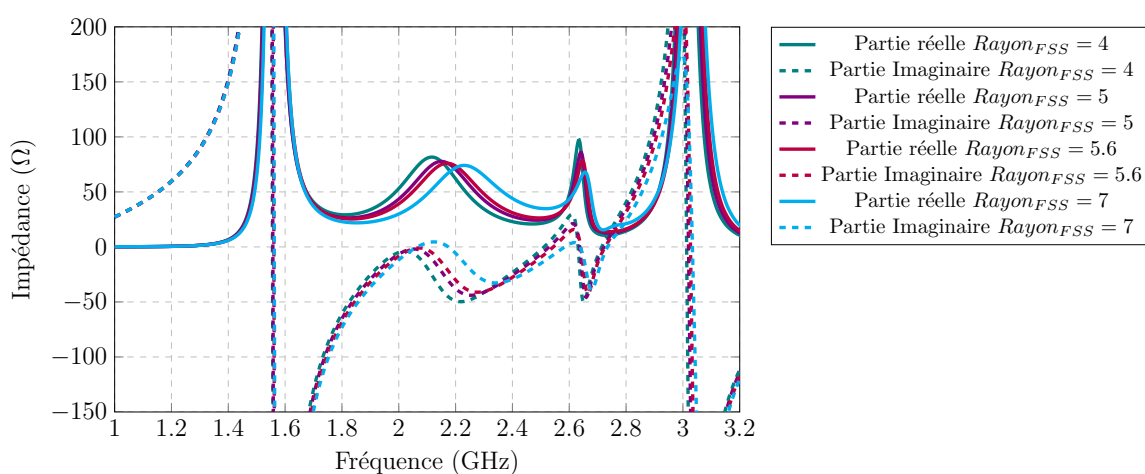
FIGURE A.4 – Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations :

a. Variation de l'écart entre les éléments de la FSS.

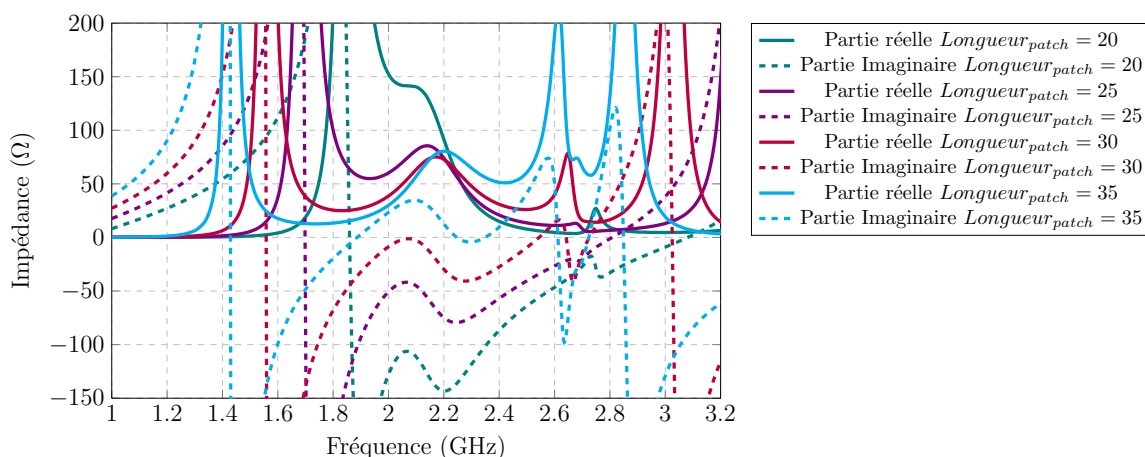
b. Variation de la longueur des éléments de la FSS.

La variation du rayon de la FSS donne des résultats similaires aux autres paramètres de la FSS. Son utilisation dans l'optimisation est cependant plus libre car elle n'implique pas de possibles dépassements de la surface du pixel. Le rayon doit cependant rester inférieur à la moitié de la longueur des éléments.

La variation de la longueur du patch permet une forte modification de l'ensemble des paramètres d'impédance. La dimension du patch influe un effet sur le premier et le dernier pic de résonance ainsi que sur le fonctionnement de l'ensemble de la cavité. Les variations sont relativement semblables à celles obtenues avec la modification de la hauteur et de l'impédance du substrat du patch. Dans ce cas également, la fréquence du second pic reste relativement stable.



(a)



(b)

FIGURE A.5 – Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations :

a. Variation du rayon des éléments de la FSS.

b. Variation de la longueur du patch à position relative fixe du connecteur.

La variation de la position du SMA relativement au patch provoque, comme pour la variation de la dimension du patch, une modification de tous les paramètres. L'importance de cette modification est cependant plus réduite. Il est notable qu'alimenter le patch par son extrémité est un moyen efficace de diminuer la valeur du second pic d'impédance. Cette solution est notamment utilisée dans la réalisation du pixel en bande S de dimension  $0.33 * \lambda_0$  du chapitre IV.

La variation de la position du patch dans la cavité a principalement un effet sur le troisième pic de variation. Cette variation est particulièrement notable lorsque le déplacement est positif. Dans cette configuration, le connecteur SMA est également déplacé vers la paroi de la cavité. Cela provoque une forte augmentation des interactions entre le connecteur et le mur.

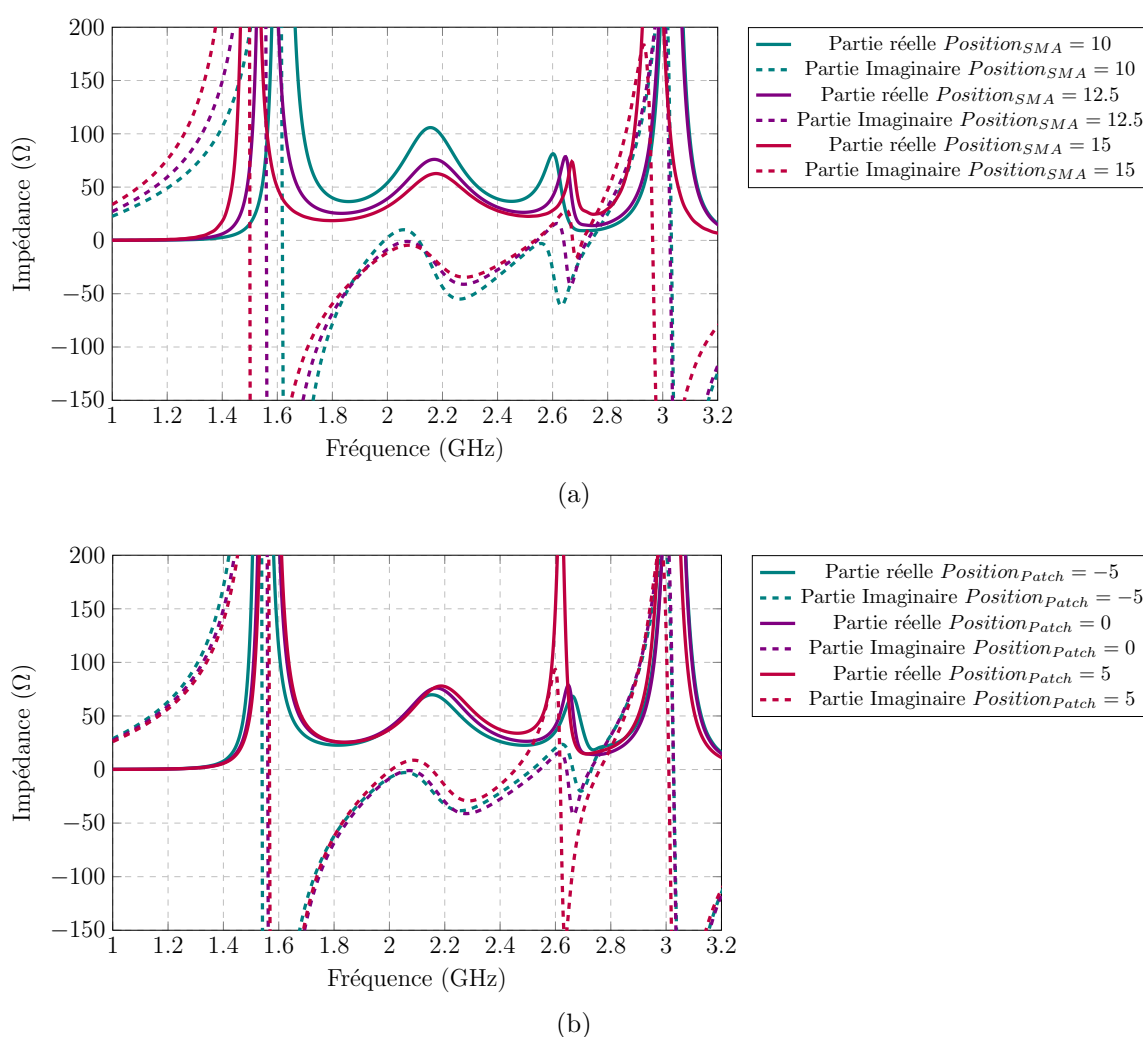


FIGURE A.6 – Exemple d'impédance d'entrée lors de différentes variations :  
 a. Variation de la position du connecteur par rapport au patch.  
 b. Variation de la position du patch et du connecteur dans la cavité.

## B Dimensions des pixels de la matrice réalisée et plans de fabrication

Dans le chapitre III, un pixel fonctionnant en bande L avec une largeur de  $0.31 * \lambda_0$  a été conçu pour une réalisation. Cette annexe présente les dimensions du pixel unitaire sur la figure B.1 et dans le tableau B.1. La matrice est composée de cinq pixels identiques fixés par une plaque métallique de 3 mm d'épaisseur.

Les substrats situés sous les patchs sont constitués de PEEK de  $\epsilon_r = 3$  et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ . Le substrat dans la cavité est un substrat HPDE de  $\epsilon_r = 2.25$  et de  $\tan(\delta) = 2 * 10^{-4}$ . Enfin la FSS est imprimée sur un substrat FR-4 de  $\epsilon_r = 4.6$  et de  $\tan(\delta) = 0.025$ .

TABLE B.1 – Dimensions géométriques du pixel réalisé

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
$L_s$	76	h	26.6
L	57.7	W	19.2
$H_{PEEK}$	8.4	$H_{HPDE}$	17.2
$H_{FR-4}$	1	$L_c$	16.8
$L_{FSS}$	22.1	$d_{FSS}$	3.3
$R_{FSS}$	2.9	$R_{cavité}$	15
$R_{patch}$	1.5		

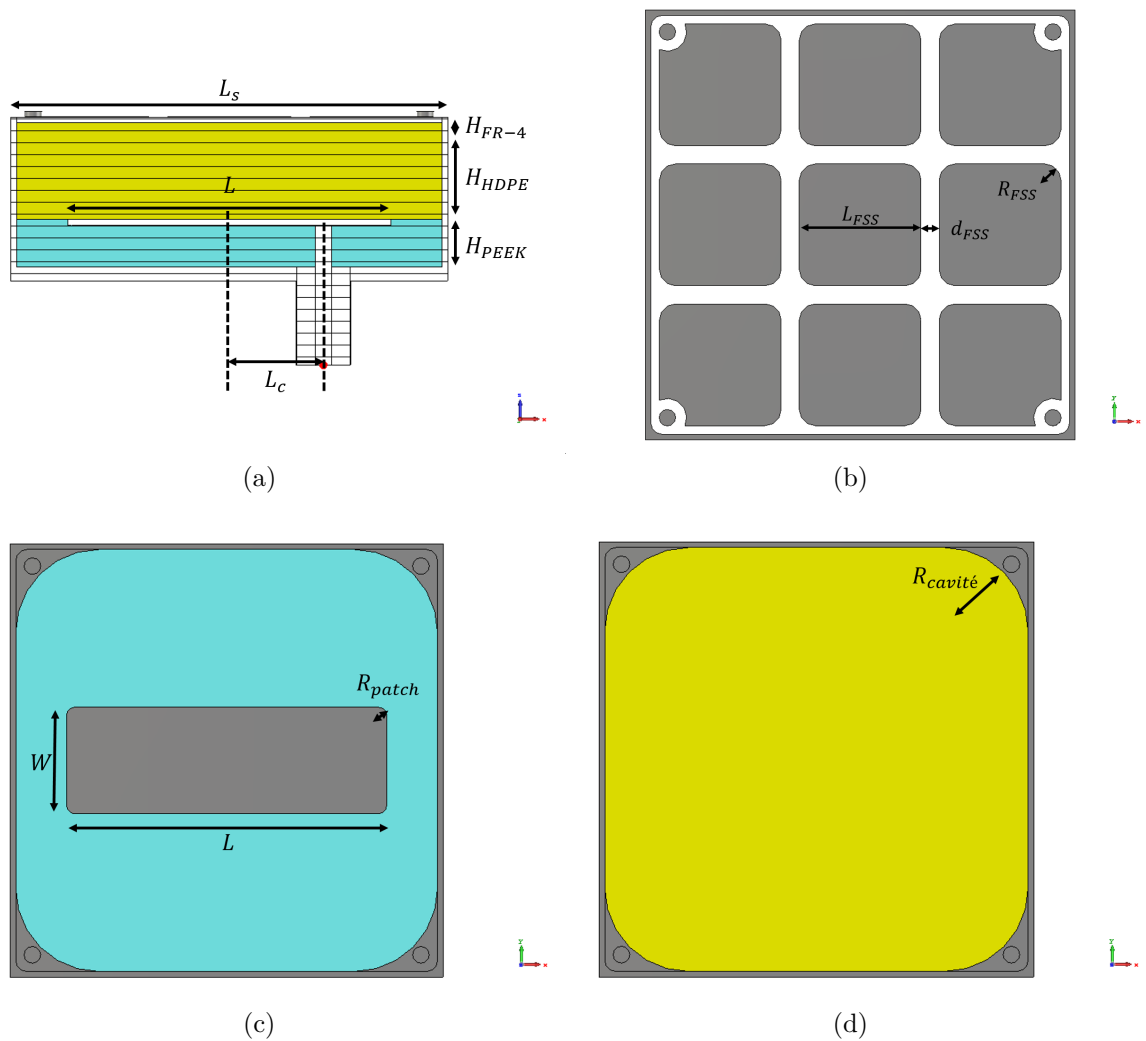


FIGURE B.1 – Dimensions géométriques du pixel :

- Vue en coupe du pixel.
- Vue de la FSS.
- Vue du patch.
- Vue de la cavité.

## C Étude de la réduction des couplages pour un pixel

$$0.33 * \lambda_0$$

Dans la section 2 du manuscrit, une étude a été menée sur l'utilisation de différents systèmes visant à réduire les couplages inter-éléments. Les solutions étudiées dans cette section ne sont pas les seules possibles mais seules les plus efficaces pour la réduction des couplages ont été présentées. Cette annexe présente d'autres solutions qui ont été étudiées, notamment l'utilisation de pixels supplémentaires extérieurs à la matrice et l'ajout de murs dépassant au dessus de la FSS.

### C.1 Utilisation de pixels supplémentaires extérieurs

L'utilisation d'éléments supplémentaires aux deux extrémités de la matrice permet de réduire l'impact des effets de bords [1] en améliorant le comportement des pixels. Ils sont cependant un coût supplémentaire important dans la fabrication. En effet, ces pixels doivent être semblables aux éléments rayonnant pour fonctionner de manière efficace. Pour cette raison, un seul pixel inactif a été placé en bout de ligne de chaque côté de la matrice. Cette nouvelle disposition est présentée sur la figure C.1. Dans cette configuration, les éléments aux extrémités sont adaptés à  $50 \Omega$  mais ne sont pas alimentés.

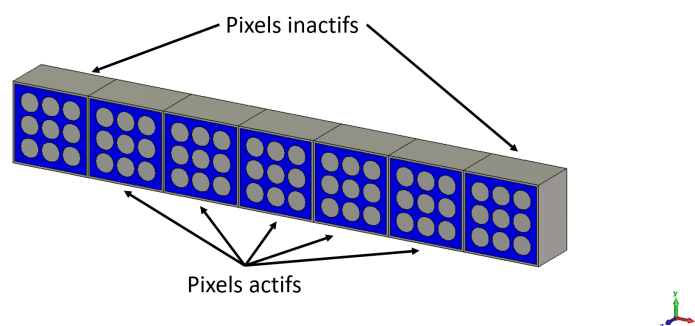


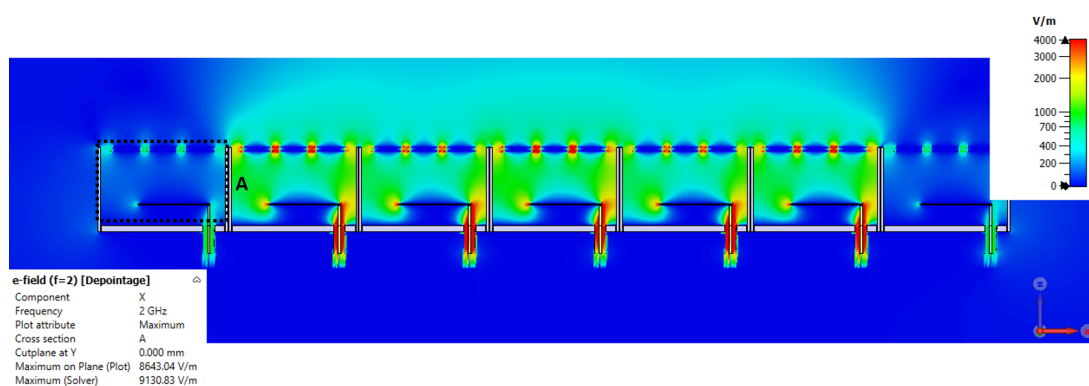
FIGURE C.1 – Représentation de la matrice avec l'utilisation d'éléments inactifs.

Le champ  $E_x$  dans la matrice est présenté sur la figure C.2. Les champs dans l'axe ne sont pas grandement altérés par la présence des éléments extérieurs. Les effets qui arrivaient auparavant aux extrémités des pixels 1 et 5 sont transférés aux bords des éléments extérieurs. Une partie du champ est également transmise aux deux éléments extérieurs, comme visible dans le cadre A.

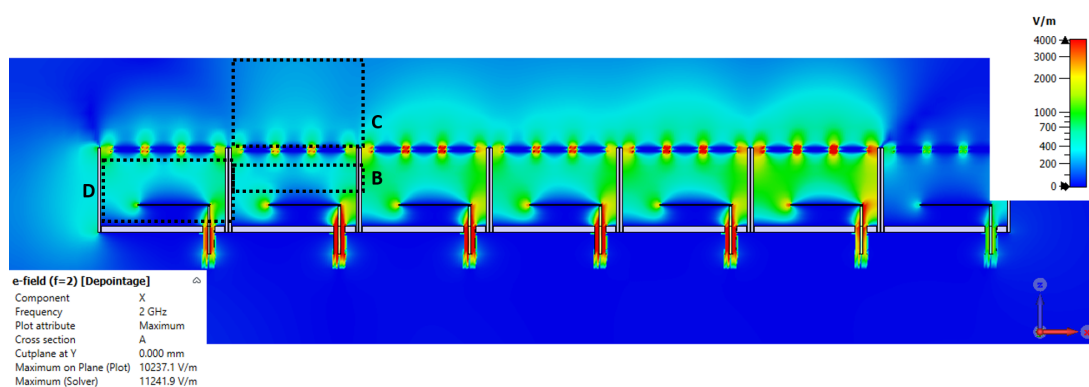
Dans le cas du dépointage, l'effet est plus notable. Le pixel 1 montre un changement important dans sa densité de champ interne, dans le cadre B, et externe, dans le cadre C. Les niveaux sont fortement réduits par rapport à la situation sans éléments inactifs. Les



autres éléments ne sont que peu affectés par l'ajout de ces pixels. Dans ce cas, le pixel de gauche montre un comportement interne proche, bien qu'avec des niveaux plus faibles, des éléments rayonnants comme présenté dans le cadre D.



(a)



(b)

FIGURE C.2 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec éléments inactifs :

- a. Pour un dépointage dans l'axe.
- b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les résultats en termes d'adaptation et de gain réalisé de la matrice sont présentés sur la figure C.3.

L'adaptation est légèrement améliorée dans l'axe pour les pixels 1, 3 et 5, mais les gains ne sont pas visibles pour les autres. Avec le dépointage de  $60^\circ$  l'amélioration visible en termes de champ pour le pixel 1 se traduit par une valeur d'adaptation à 2 GHz légèrement meilleure. L'amélioration pour les autres pixels est minime.

Le gain réalisé dans l'axe n'est pas grandement modifié, il est cependant notable que les lobes secondaires proches sont plus marqués que dans le cas de l'absence d'éléments extérieurs. Cela peut être attribué au report des effets de bords sur le pixel suivant. La valeur du gain à 2 GHz est également légèrement plus faible avec cette configuration. Lors du dépointage, cette diminution du gain est également visible. Il reste cependant proche des valeurs de la matrice initiale avec, ici encore, des lobes secondaires légèrement plus

élevés.

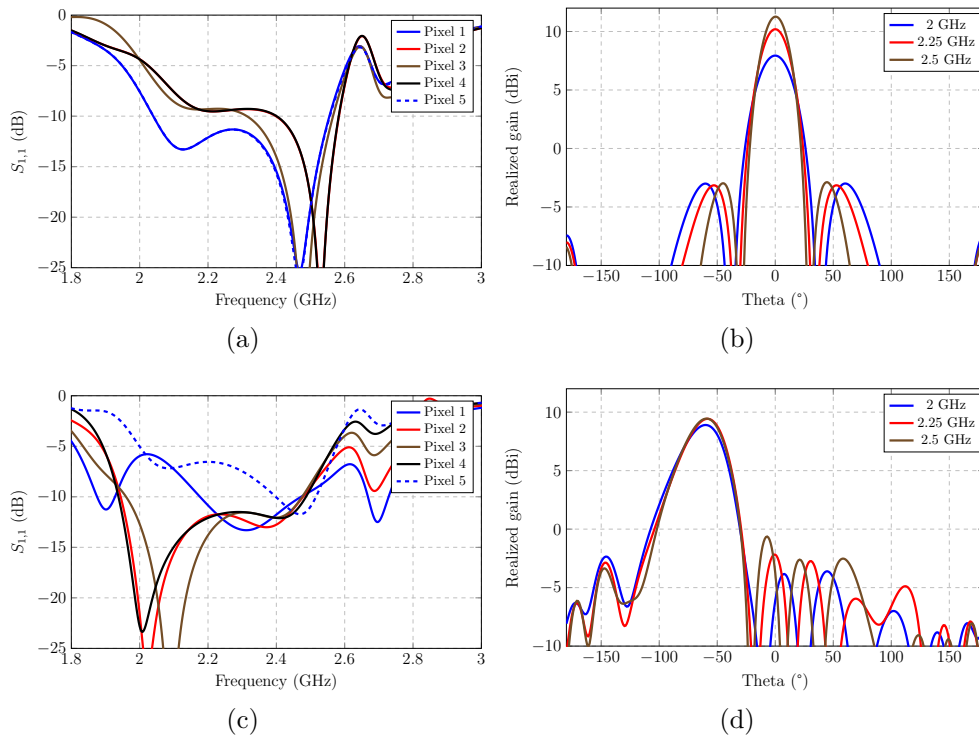


FIGURE C.3 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d’une matrice 5 éléments  $0.35 * \lambda_0$  avec éléments inactifs :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Afin de vérifier si les couplages ont été modifiés par l’ajout des éléments extérieurs, les courbes de couplage ont été tracés. Elles sont présentées sur la figure C.4. La valeur des couplages entre les éléments n’est que faiblement affectée. Le  $S_{2,3}$  de la matrice est ici de -9.7 dB, ce qui ne représente qu’une amélioration de 0.3 dB par rapport à la matrice précédente.

L’ajout de ces pixels externes ne permet donc pas d’obtenir de nette amélioration de l’adaptation ou une bonne réduction des couplages inter-éléments.

## C.2 Ajout de parois inter-éléments

Une autre possibilité existe afin de réduire les couplages en ajoutant des parois métalliques entre les pixels comme le montre la figure C.5. Ces murs remplissent plusieurs fonctions, d’une part ils augmentent la longueur du chemin électrique des courants de surface, d’autre part ils se comportent en obstacle aux champs proches entre les éléments et enfin ils permettent d’augmenter l’ouverture angulaire du pixel par une répartition différente des champs du pixel. Cette répartition est liée aux deux premiers effets et est développée dans [2].

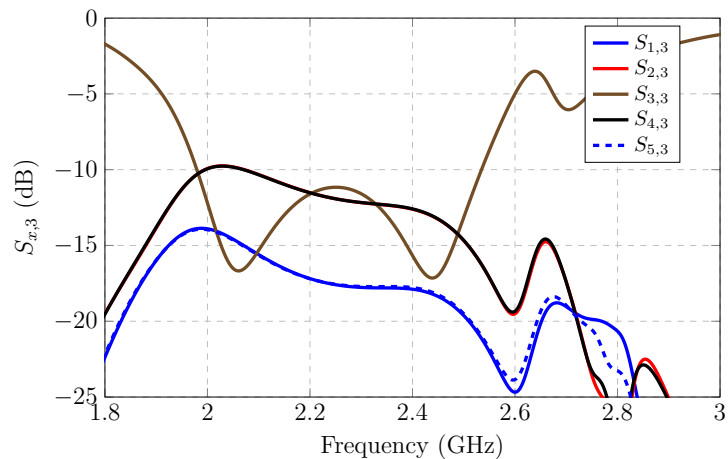


FIGURE C.4 – Couplages dans la matrice utilisant des éléments inactifs.

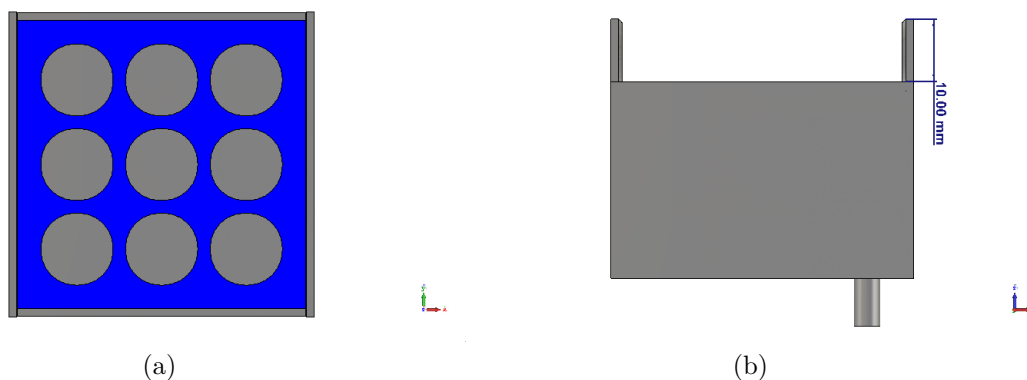


FIGURE C.5 – Vue du pixel avec un exemple de dimensions des murs extérieurs :

- a.* Vue de dessus.  
*b.* Vue en coupe.

### C.2.1 Effets sur le pixel seul

Afin de mesurer l'impact de l'ajout de ces murs, plusieurs simulations ont été effectuées, avec et sans parois, afin d'obtenir un point de comparaison. Ces résultats sont présentés sur la figure C.6. La figure C.6a montre le champ en coupe du pixel initial à la fréquence de 2 GHz. La figure C.6b présente les champs avec un mur d'une hauteur de 10 mm à la même fréquence. De manière notable, le champ dans la cavité est légèrement réduit ainsi que les niveaux de champ entre les éléments de la FSS. Le niveau de champ présent aux bords du pixel et étant l'une des sources du couplage ne semble cependant pas réduit par l'ajout de murs supérieurs et leur intérêt pourrait donc plus porter sur une augmentation de l'ouverture angulaire que sur une réelle réduction des couplages.

Pour en mesurer l'impact sur le fonctionnement unitaire du pixel, la hauteur des murs a été modifiée et les paramètres  $S$  et d'ouverture angulaire ont été tracés dans les figures C.6c et C.6d respectivement. Il est à noter que le pixel n'a pas été ré-adapté suite aux variations

de hauteur et que les variations importantes de paramètre  $S$  n'ont pas été corrigées lors de cette étude afin de ne prendre en compte que l'effet des murs sur l'ouverture angulaire et pas celle d'autres changements structurels. Il pourrait cependant être possible d'obtenir une adaptation sur la même bande qu'auparavant l'ajout des murs via des changements internes. La figure C.6c montre tout d'abord une amélioration de l'adaptation du pixel suivie d'une dégradation assez importante avec l'augmentation de la taille des murs. Avec un murs de 5 ou 10 mm il y a une légère perte dans le haut de bande. Les murs de dimensions supérieures provoquent une forte dégradation de l'adaptation notamment en basses fréquences. L'ouverture angulaire s'améliore lors de l'ajout des murs. Là encore une dégradation dans la bande est à noter avec les murs de dimensions plus importantes. Le compromis d'un mur de 10 mm de haut semble cependant être intéressant afin d'obtenir une forte ouverture angulaire tout en conservant la bande sans ré-aménagement interne du pixel.

Avec des murs de cette dimension, le pixel a une bande d'adaptation à -10 dB qui n'est quasiment pas affectée par rapport au pixel d'origine, il est adapté sur une bande entre 1.95 et 2.46 GHz. L'ouverture angulaire est plus élevée et devient supérieure à  $160^\circ$  sur toute la bande d'adaptation.

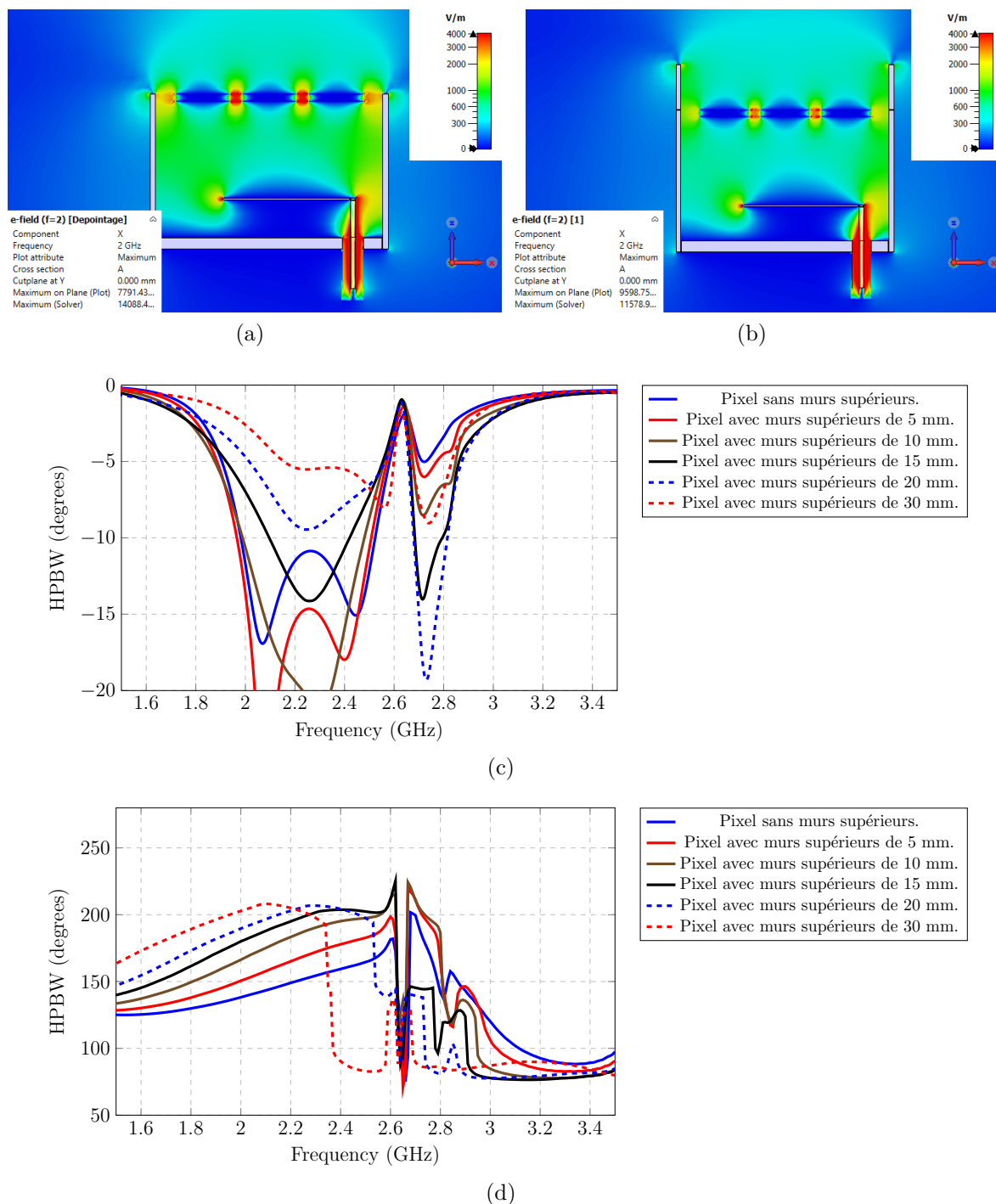


FIGURE C.6 – Variation et comparaison du pixel avec murs :

- Champ E dans le pixel seul à 2 GHz.
- Champ E dans le pixel avec murs à 2 GHz.
- Évolution du paramètre S en fonction de la hauteur des murs.
- Évolution de l'ouverture angulaire en directivité en fonction de la hauteur des murs.

La figure C.7 présente les diagrammes de rayonnements du pixel utilisant des murs et du pixel sans murs pour trois fréquences. Les valeurs à 3 dB du maximum, correspondant aux angles utilisés pour l'ouverture angulaire sont également renseignés sur la figure. Il

est notable que les pixels possèdent dans les deux cas un dépointage dans les hautes fréquences, dû au positionnement du connecteur d'alimentation dans la cavité. Le gain maximal du pixel utilisant des murs est également plus faible, conséquence de la plus grande ouverture angulaire de ce dernier. Cette très large ouverture entraîne le diagramme de rayonnement à rayonner dans les angles supérieurs à  $90^\circ$ . Cela peut entraîner des perturbations du rayonnement liés aux dispositifs d'alimentation du pixel.

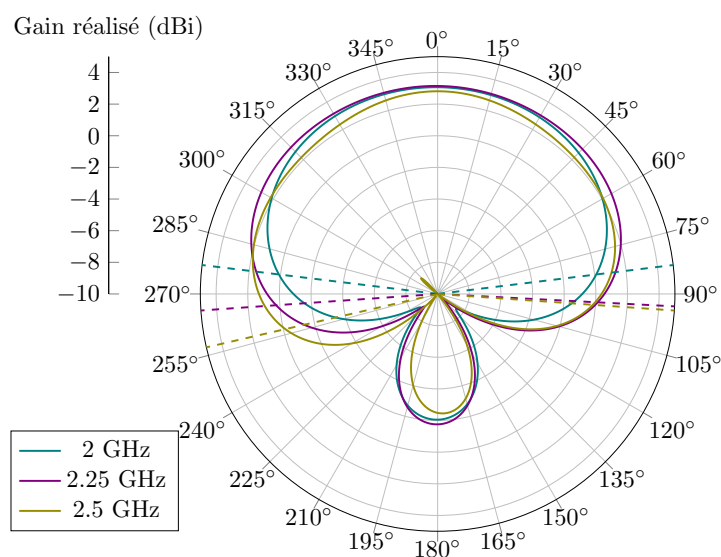
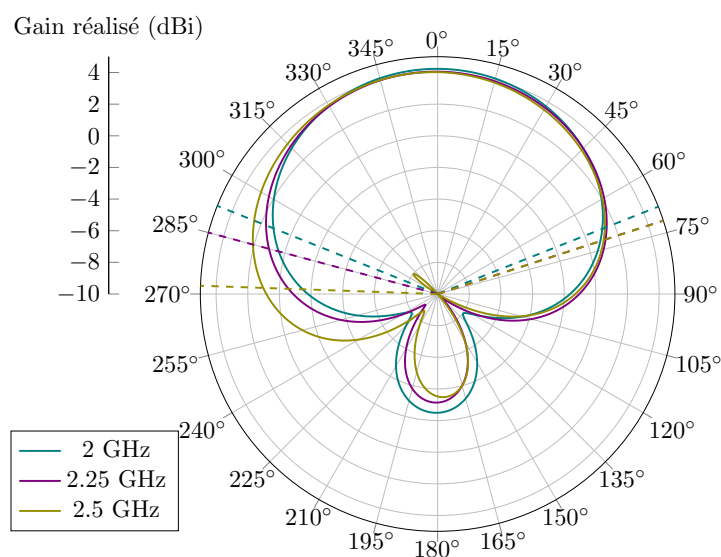


FIGURE C.7 – Comparaison des diagrammes de rayonnements entre les deux configurations :

- a. Pixel sans murs supérieurs.
- b. Pixel avec murs supérieurs.

### C.2.2 Placement en matrice

L'ajout de murs permet donc théoriquement d'améliorer l'ouverture angulaire mais cause une dégradation de l'adaptation du pixel. Afin d'observer l'intérêt de tels éléments lors du dépointage et leur impact sur les couplages, une matrice composée de cinq pixels comportant des murs a été simulée.

Les champs sont présentés figure C.8, ils ne montrent pas de grandes différences avec les champs observés dans la matrice initiale. Les densités de champ sont également proches de celles observées pour le pixel seul avec murs. La densité au niveau du connecteur pour les pixels 2 et 4 est légèrement plus élevée dans le cadre A, ce qui devrait mener à une réduction de leur adaptation.

Dans le cas du dépointage à  $60^\circ$ , l'impact des structures est clairement visible. Comme pour la matrice initiale, le champ est dans cette configuration plus concentré au dessus de la FSS du pixel 5, dans le cadre B, qu'au dessus du pixel 1, dans le cadre C. Le même phénomène peut s'observer dans les cavités des éléments. L'effet inverse se produit pour la concentration de champ au niveau du connecteur : la densité de champ au niveau du pixel 1, dans le cadre D, est plus importante que dans le pixel 5, cadre E. Ces progressions sont globalement linéaires en fonction de la position du pixel dans la matrice. Le champ présente également une nette séparation au niveau du haut des murs en raison des arrêtes, phénomène visible dans le cadre F.

Les courbes d'adaptation présentées sur la figure C.9 confirment ces observations. Dans l'axe comportements sont globalement améliorés sauf pour les pixels 2 et 4 qui ont une adaptation active plus mauvaise que le pixel d'origine. Lors du dépointage, les pixels possèdent bien une adaptation qui s'améliore à mesure que le pixel est éloigné de la direction de pointage. Dans l'ensemble les adaptations ne sont cependant pas significativement améliorées par l'ajout des murs.

Le rayonnement, présenté dans la même figure, ne présente pas non plus de nettes améliorations par rapport à la matrice d'origine. Les lobes secondaire sont légèrement déformés pour la fréquence de 2 GHz dans l'axe, ils sont en effet élargis par la présence des murs. Lors du dépointage à  $60^\circ$ , les adaptations diminuent également de manière linéaire avec la position du pixel dans la matrice. Cet effet est amplifié par la présence des parois.

Contrairement à ce qui peut être attendu, la matrice ne parvient pas non plus à dépointer sur une plage plus importante suite à l'ajout des murs supérieurs. Cela peut être dû au faible nombre d'éléments utilisés qui rend moins visible la capacité de dépointage de la matrice.

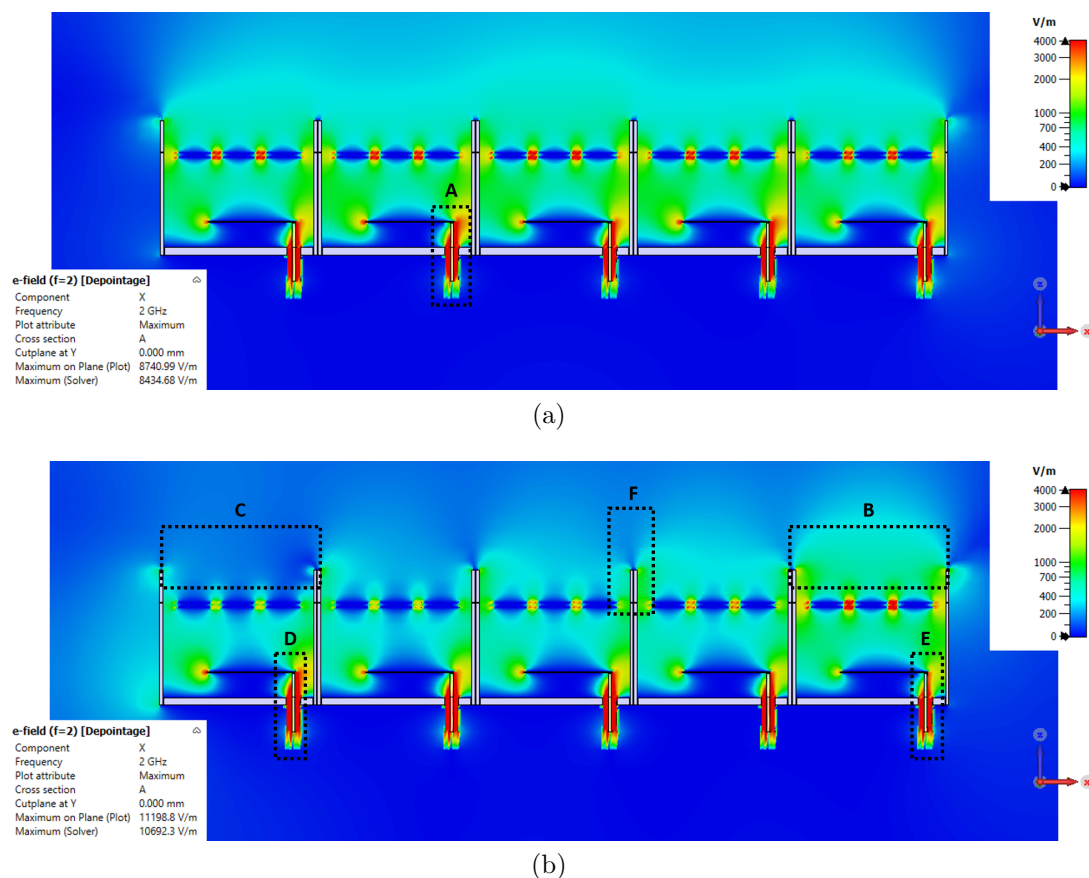


FIGURE C.8 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec murs :  
*a.* Pour un dépointage dans l'axe.  
*b.* Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les couplages ont également été tracés sur la figure C.10 afin de permettre une comparaison. Le premier point à noter est la différence dans la forme de l'adaptation avec le pixel sans murs. Cela provient de l'effet de leur ajout et a été étudié précédemment. Les couplages sont donc logiquement de forme différente, avec un maximum ne se situant plus à 2 GHz. Le nouveau maximum se présente autour de 1.9 GHz avec une valeur de -6.9 dB. La valeur à 2 GHz est quand à elle de -8.2 dB. Dans les deux cas la valeur est plus importante que lors de l'utilisation d'un pixel classique.

L'ajout de mur seul ne semble donc pas être capable de répondre aux problématiques de couplages. En effet, bien que l'adaptation active soit améliorée sur les pixels 1, 3 et 5, elle est dégradée sur les autres éléments.

Cette solution reste intéressante de par l'amélioration de l'ouverture angulaire de l'antenne qui devrait, avec un nombre suffisant d'éléments, améliorer le dépointage maximal de la matrice.



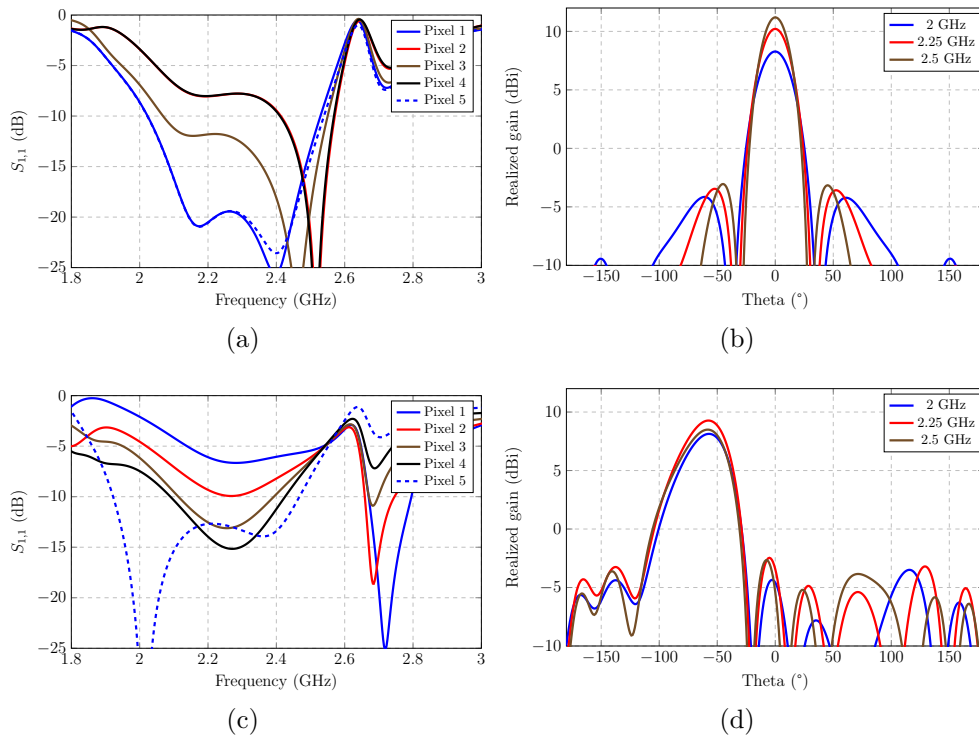


FIGURE C.9 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.35 * \lambda_0$  avec murs :  
*a et b.* Sans dépointage.  
*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

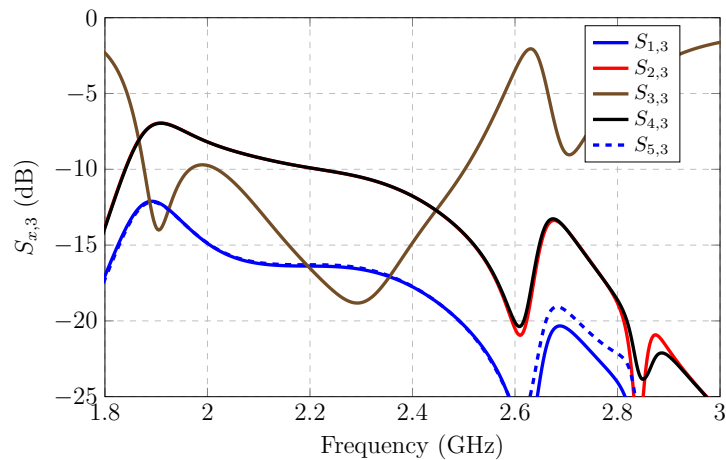


FIGURE C.10 – Couplages dans la matrice avec murs supérieurs.

### C.3 Espacement et murs

Une des solutions pouvant permettre d'améliorer les résultats des pixels avec murs est l'ajout d'un espacement entre les éléments. Bien que cette solution n'ait pas apporté de résultats probants dans le cas des pixels sans murs, la différence de fonctionnement entre les deux éléments peut changer le fonctionnement final de la matrice. En effet, l'espacement permet tout de même de réduire les couplages entre les éléments dans le cas

de la matrice simple. Avec la différence de répartition du champ entre les pixels avec murs et les pixels sans, cet effet peut être plus intéressant.

Comme dans le cas des pixels sans murs, deux configurations ont été observées, et sont présentées figure C.11. La première est une matrice sans masse commune, où seul l'effet de l'espacement est observé. La seconde correspond à l'ajout de la masse commune pour des questions structurelles. Les éléments sont, comme précédemment, espacés de 5.04 mm.

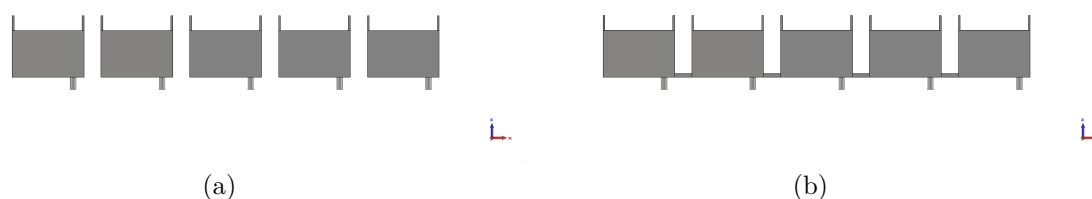


FIGURE C.11 – Différentes configurations de la matrice avec écartement et murs :

a. Matrice espacée.

b. Matrice espacée avec masse commune.

### C.3.1 Matrice sans masse commune

Les résultats en champ de la matrice simulée sans masse commune sont présentés sur la figure C.12. La matrice dans l'axe présente des résultats très proches de ce qui peut être observé sans écartement des éléments. En effet les champs sont également disjoints au dessus des murs et les éléments 2 et 4 présentent des augmentations de leur densités de champ dans le pixel, au niveau du cadre A, par rapport aux autres. Comme pour la matrice avec écartement, une certaine concentration de champ peut être observée dans la partie basse de l'écart entre les pixels.

Le cas du dépointage ne présente pas non plus d'amélioration visible par rapport à la matrice sans écartement. Les champs suivent également une augmentation de leur densité relativement linéaire par rapport à leur placement dans la matrice.

L'adaptation active, présentée figure C.13, montre une amélioration de l'adaptation du pixel central dans l'axe. Elle est en effet plus proche des résultats des pixels 1 et 5 que sans écartement. Il n'y a cependant pas d'amélioration des pixels 2 et 4 qui sont les moins bien adaptés. Lors du dépointage, les éléments sont globalement moins bien adaptés. Il y a un décalage vers les fréquences élevées des pics d'adaptation des éléments mais cela provoque une réduction de l'adaptation dans les fréquences plus basses.

Les rayonnements présentent un mélange des problématiques rencontrés dans les deux configurations seules. Il y a une apparition de lobes arrière qui perturbent le rayonnement principal, lié à l'écartement. La réduction du gain observée précédemment lors du dépointage, liée à la présence des murs, est également présente.

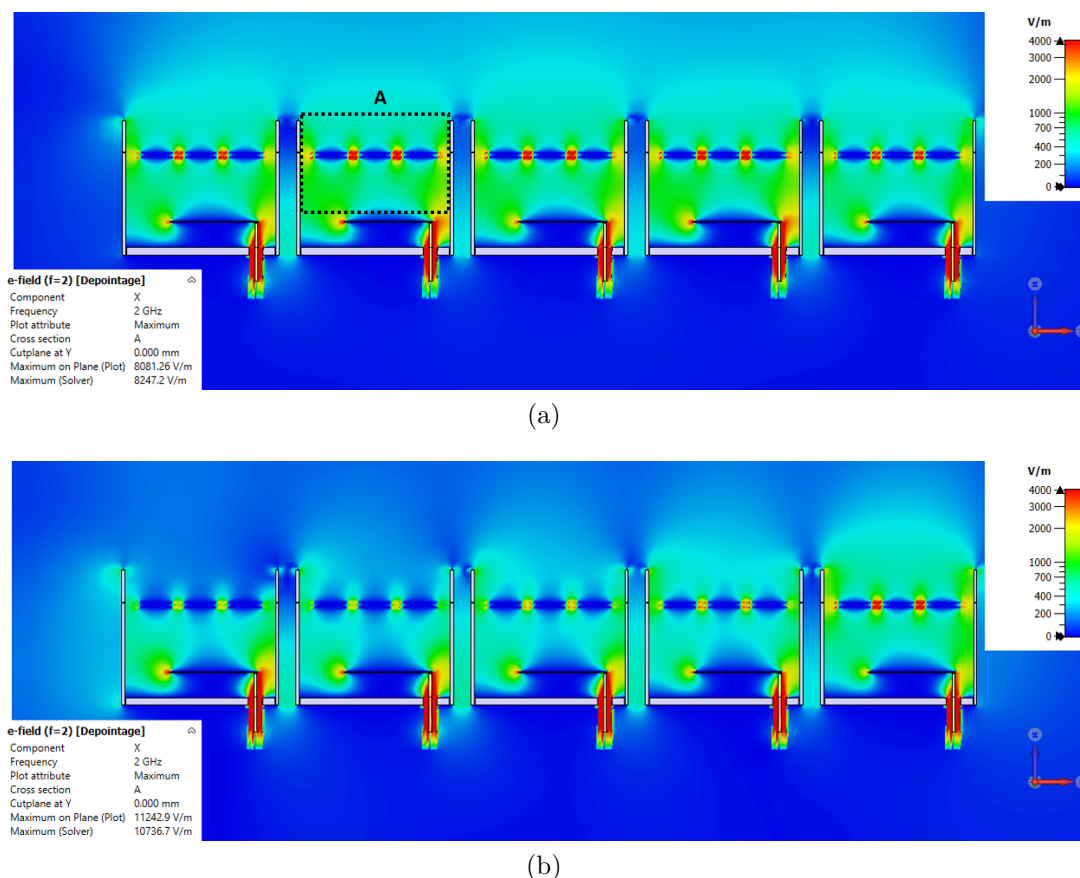


FIGURE C.12 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec murs et écartement :

- a. Pour un dépointage dans l'axe.
- b. Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Malgré la faible amélioration observée lors de l'alimentation simultanée des éléments, les couplages sont améliorés par la présence de l'écartement.

En effet, la forme générale du  $S_{3,3}$  est plus proche de celle d'un pixel seul avec mur qu'en l'absence d'écartement. Les couplages entre les éléments sont également réduits par rapport à la valeur précédente, avec un maximum toujours décalé vers 1.9 GHz de -7.8 dB. Les couplages à 2 GHz sont de l'ordre de -9.8 dB, soit une amélioration de 1.6 dB par rapport à la valeur sans écartement.

Cette valeur est également plus conséquente que celle observée lors de l'utilisation de pixels sans murs, où le gain entre une matrice jointe et une matrice avec écartement était seulement de 0.4 dB. Cela est dû à la différence structurale et à la répartition des champs dans le pixel avec murs.

L'ajout d'un espacement entre les éléments à la matrice avec murs ne permet donc pas d'améliorer grandement son fonctionnement. Cette configuration présente cependant une certaine réduction des couplages inter-éléments qui ne suffit pas à en compenser les inconvénients.

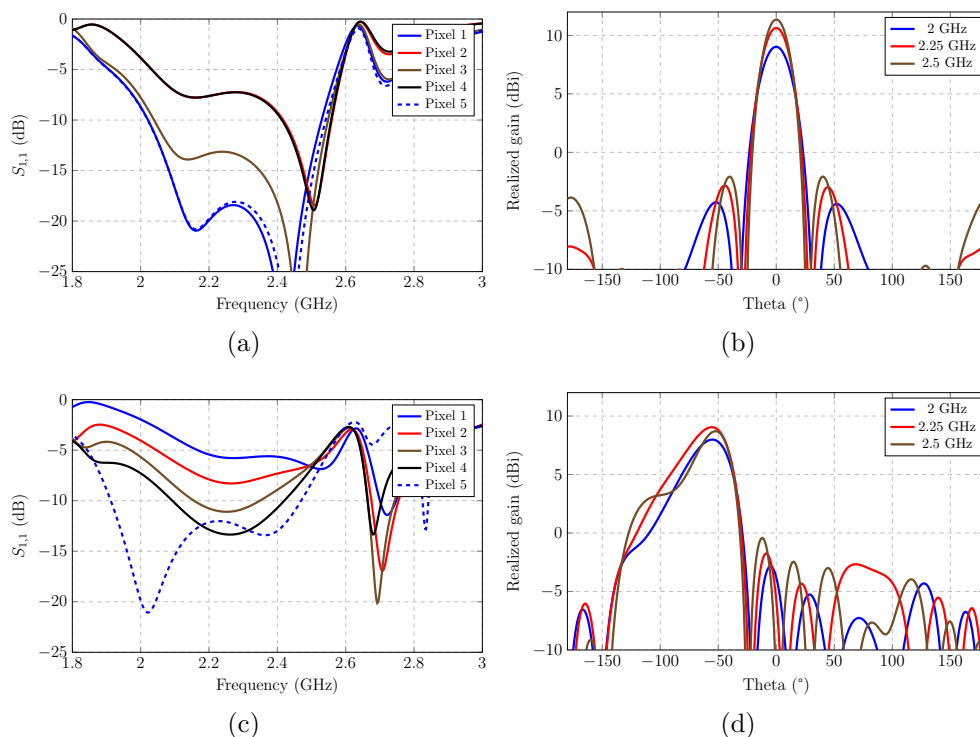


FIGURE C.13 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d’une matrice 5 éléments  $0.35 * \lambda_0$  avec murs et écartement :  
*a et b.* Sans dépointage.  
*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

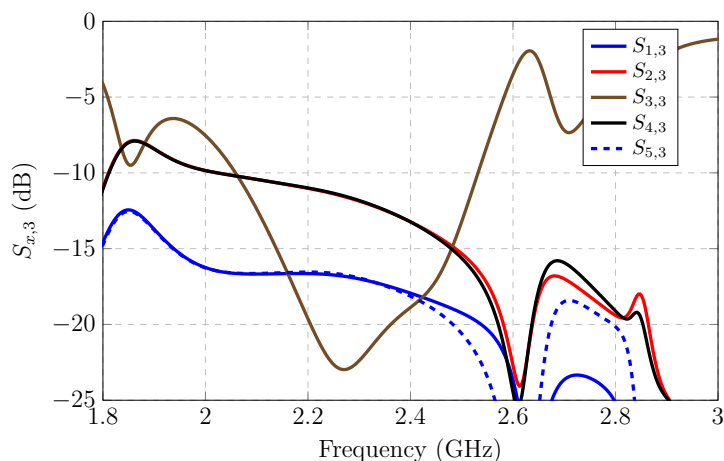


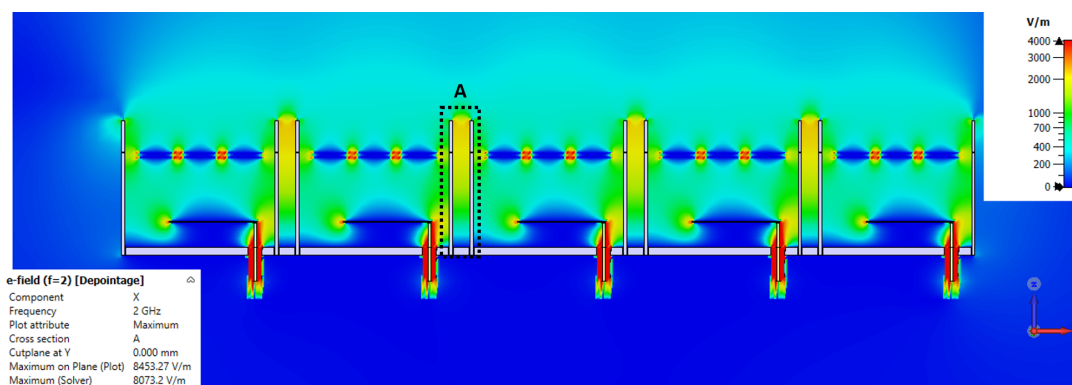
FIGURE C.14 – Couplages dans la matrice avec murs supérieurs et écartement.

### C.3.2 Matrice avec masse commune

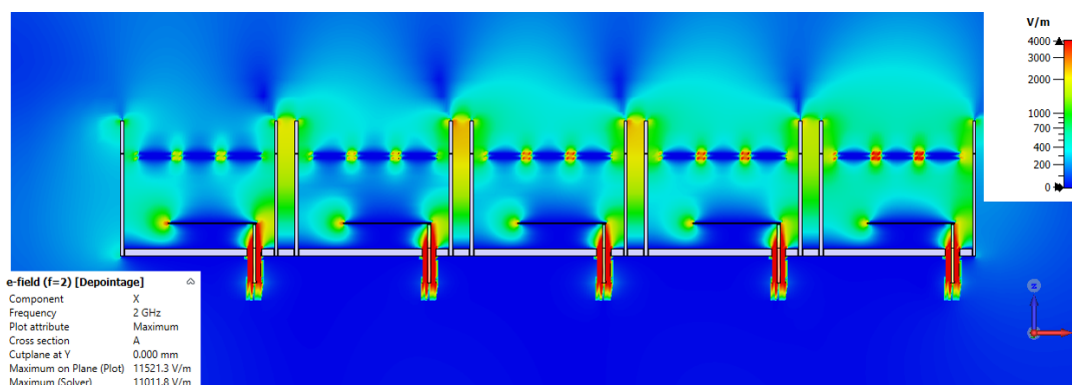
La structure avec l’utilisation de murs et une masse commune lors de l’espacement a également été étudiée. L’objectif est de vérifier si l’ajout de la masse commune permet d’obtenir les mêmes conclusions que sans les murs. Les champs sont tracés sur la figure C.15.

Comme en l'absence de mur, la présence de la masse métallique reliant les parois des pixels provoque l'apparition de corrugations non prévues au niveau du cadre A. Leur dimension correspond ici à une fréquence de 1.8 GHz. L'effet sur le champ est visible via la concentration de ce dernier dans les espacements. Les pixels possèdent une bonne similarité entre eux dans l'axe, avec une densité de champ très proche les unes des autres. Cette répartition est également proche de celle observée dans le pixel seul.

Lors du dépointage, le champ est proche de celui observé en l'absence de murs, avec ici aussi une gradation des niveaux en fonction des pixels. Seul le pixel 5 possède une répartition proche de celle observée dans l'axe.



(a)



(b)

FIGURE C.15 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice avec murs, écartement et masse commune :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les adaptations et les gains réalisés sont tracés sur la figure C.16. L'adaptation dans l'axe est nettement améliorée par rapport à toutes celles observées dans ce chapitre. Tous les éléments sont adaptés à partir de 2.05 GHz. Cela peut en grande partie être attribué à la modification du comportement des pixels par l'ajout de murs et par l'effet des corrugations placés entre eux. Ce bon comportement ne se conserve pas lors du dépointage, où la matrice revient à un fonctionnement proche de celui observé en l'absence d'écartement.

Pour le gain réalisé dans l'axe, les niveaux sont plus élevés que précédemment. Cela est dû à la très bonne adaptation de la matrice pour toutes ces fréquences. Il est à noter que le lobe arrière, bien que plus faible, est toujours présent suite à l'écartement des éléments. Comme pour l'adaptation, le gain réalisé n'est pas fortement affecté par la présence de la masse commune par rapport à ce qui est observé précédemment.

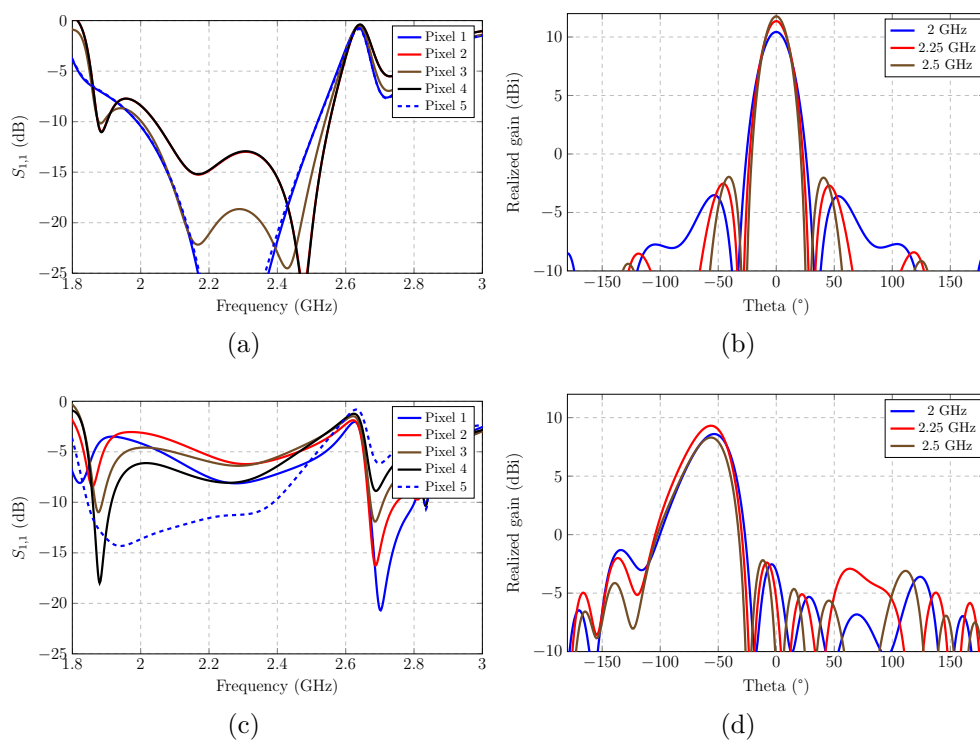


FIGURE C.16 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.35 * \lambda_0$  avec murs, écartement et masse commune :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Les couplages, tracés sur la figure C.17, montrent également une bonne amélioration par rapport à la matrice sans masse commune.

La valeur des couplages à 2 GHz est ici de -10.9 dB. Cela correspond à une amélioration de 2.7 dB par rapport à la matrice sans écartement avec murs. Cette amélioration est plus faible que pour la matrice sans mur, où le gain à 2 GHz de l'ajout de la masse commune était de 3 dB. Cependant, la valeur maximale d'adaptation est ici hors de la bande de fonctionnement de la matrice, à 1.88 GHz. Cela permet de ne pas excessivement perturber le fonctionnement de la matrices aux fréquences utilisées, contrairement a ce qui pouvait être observé dans la matrice sans murs.

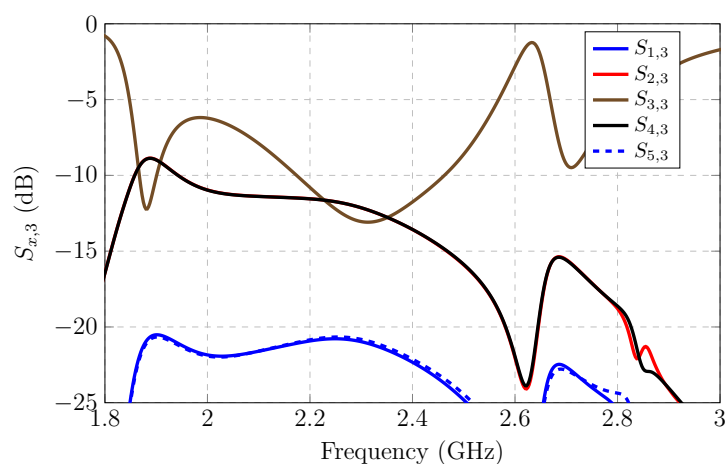


FIGURE C.17 – Couplages dans la matrice avec murs supérieurs, écartement et masse commune.

L'ajout d'une masse commune à la matrice avec murs présente donc une nette amélioration pour le dépointage dans l'axe. Elle permet une excellente adaptation de la matrice pour une large bande de fonctionnement.

Elle n'est cependant pas adaptée à un dépointage important, ce qui limite son application dans le contexte de l'étude.

Néanmoins, elle reste une piste intéressante dans le cas de l'utilisation de puissances importantes dans les éléments, car sa bonne adaptation permet d'assurer d'en transmettre la plus grande partie.

## C.4 Conclusions sur l'étude des structures de réduction des couplages

Dans cette annexe deux méthodes principales de réduction des couplages inter-éléments ont été étudiées. La première est l'utilisation d'éléments supplémentaires, identiques aux éléments rayonnants, mais non alimentés. Cette configuration permet d'obtenir une très légère amélioration de la largeur de bande d'adaptation mais ne présente pas d'avantages notables lors du dépointage.

La seconde méthode de réduction des couplages envisagée est l'ajout de murs entre les pixels. Bien que ces derniers permettent d'augmenter l'ouverture angulaire, ils ne permettent pas d'améliorer la valeur du dépointage. Cette technique ne permet pas non plus d'obtenir des bénéfices concrets pour la réduction des couplages. Lorsque cette méthode est couplée à l'écartement des éléments, la majorité des conclusions précédentes se maintiennent. Il faut cependant noter que dans une configuration particulière de hauteur de murs, avec l'écartement des éléments et la présence de plan de masse commun, les performances sont améliorées. Cette amélioration tient principalement au fait que ces murs ont une forme qui se rapproche de corrugations étudiées dans la suite de l'étude.

L'utilisation de murs avec écartement et plan de masse commun permet d'obtenir de très bons résultats dans l'axe mais qui ne se conservent pas lors du dépointage. Cette solution pose également des difficultés d'intégrations dans un système à cause de la nature non plane de la structure.

La table C.1 présente les résultats sous forme résumée en intégrant les structures étudiées dans le chapitre IV.



TABLE C.1 – Comparaison des différentes technologies de réduction de couplage étudiées.

Solution	Couplages à 2 GHz	Couplages max / fréquence	Bande passante à -10 dB dans l'axe	Effet négatif sur le gain
Pixel d'origine $0.33 * \lambda_0$	-9.4 dB	-9.3 dB / 2.02 GHz	2.4 - 2.55 GHz 6%	/
Pixel large $0.36 * \lambda_0$	-9.5 dB	-9.5 dB / 2 GHz	2.15 - 2.3 GHz	Non
Éléments inactifs	-9.6 dB	-9.7dB / 2.03 GHz	2.4 - 2.56 GHz 6.4%	Non
Écartement	-9.9 dB	-9.9 dB / 2 GHz	2.43 - 2.55 GHz 4.8%	Oui
Écartement avec masse commune	-12.4 dB	-10.4 dB / 2.28 GHz	/	Oui
Murs	-8.2 dB	-6.9 dB / 1.9 GHz	2.41 - 2.53 GHz 4.8%	Non
Murs et écartement	-9.8 dB	-7.8 dB / 1.86 GHz	2.41 - 2.53 GHz 4.8%	Oui
Murs, écartement et masse commune	-10.9 dB	-8.8 dB / 1.88 GHz	2.05 - 2.52 GHz 20.5%	Non
Corrugations	-12.3 dB	-10.9 dB / 2.06 GHz	2.05 - 2.26 GHz 2.37 - 2.55 GHz 9.7% et 7.3%	Oui
Surfaces douces	-12 dB	-11.1 dB / 2.05 GHz	2.03 - 2.55 GHz 22.7%	Non
Surfaces doubles deux couches	-12 dB	-10.7 dB / 2.05 GHz	2.01 - 2.54 GHz 23.3%	Non

## D Études des variations sur les dimensions des corrugations

Cette annexe présente les résultats complémentaires de la variation des dimensions des corrugations présentés dans la section 2.1.2. Dans un premier temps, le nombre d'éléments a été modifié en conservant le ratio de métallisation/substrat. Les résultats de cette variation sont présentés sur la figure D.1.

Ce paramètre a uniquement une faible influence sur les paramètres S et le gain de la matrice. En effet, les éléments sont de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde quelle que soit la quantité de corrugations. A partir de 9 éléments, les valeurs de gains et de paramètres S varient d'avantage. La largeur des éléments métalliques est dans ce cas de 0.26 mm. Pour le cas  $n=9$ , les courbes montrent également un décalage fréquentiel de quelques dizaines de MHz.

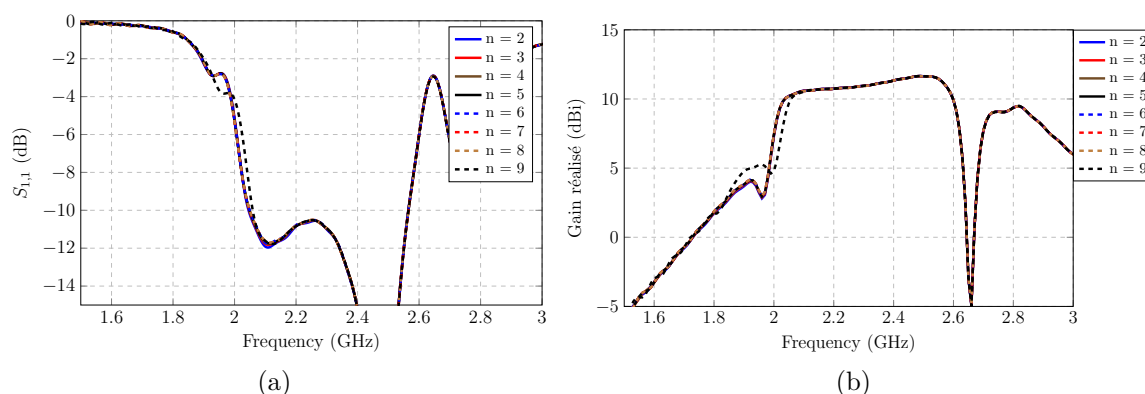


FIGURE D.1 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation :

- Paramètre S lors de la variation du nombre d'éléments.
- Gain réalisé lors de la variation du nombre d'éléments.

Une variation du ratio métallisation / diélectrique a ensuite été effectuée. Cette variation est liée à la nécessité de trouver une solution pour la fabrication des éléments. L'une des solutions est de créer une sorte de "sandwich" composée de plaques de diélectrique d'épaisseur donnée et par le fabricant avec une métallisation fine. Cependant dans cette configuration, la quantité de métallisation est très faible par rapport au substrat.

Les résultats, présentés sur la figure D.2, ne montrent pas de variations notables des paramètres liés à cette modification. Un ratio plus faible semble cependant réduire légèrement l'adaptation dans le bas de la bande de fonctionnement.

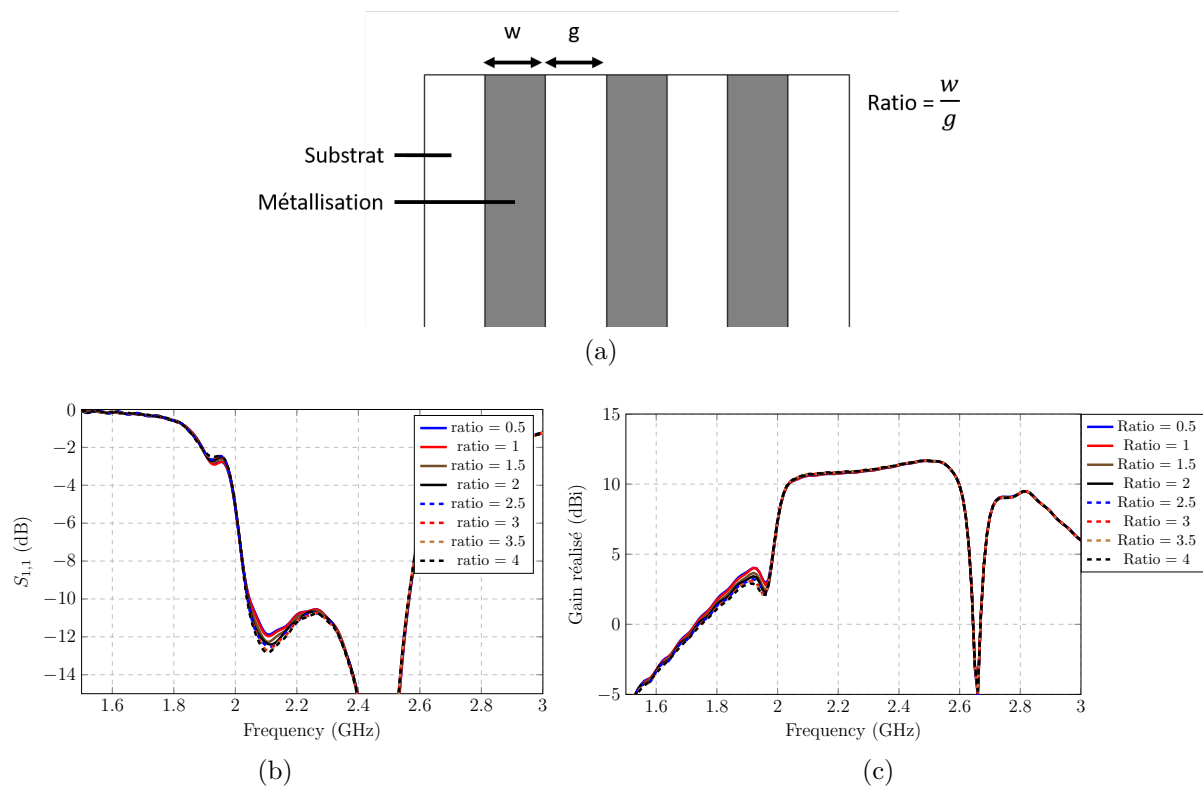


FIGURE D.2 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par corrugation :

- Explication de la valeur du ratio métallisation/substrat.
- Paramètre S lors de la variation du ratio métallisation/substrat.
- Gain réalisé lors de la variation du ratio.

## E Études des variations sur les dimensions des surfaces douces

Dans la section 2.2 des surfaces douces sont étudiées. Cette annexe analyse le cas de la variation des dimensions des surfaces douces afin d'en quantifier l'effet sur le comportement en gain et en fréquence sur cette technologie. En effet, il a été montré dans l'étude des corrugations que les variations dimensionnelles de ces dernières peuvent avoir des effets importants sur leur comportement.

La figure E.1 présente la variation du nombre de lignes présentes pour une même surface. Le ratio de diélectrique par rapport à la métallisation a été maintenu constant, les lignes sont donc de plus en plus fines lors de l'augmentation du nombre de surfaces. La courbe montre que l'augmentation du nombre de lignes n'influe que faiblement sur les paramètres de l'antenne. Comme pour les corrugations, la forte augmentation du nombre d'élément présente un effet, mais les lignes sont alors très fines.

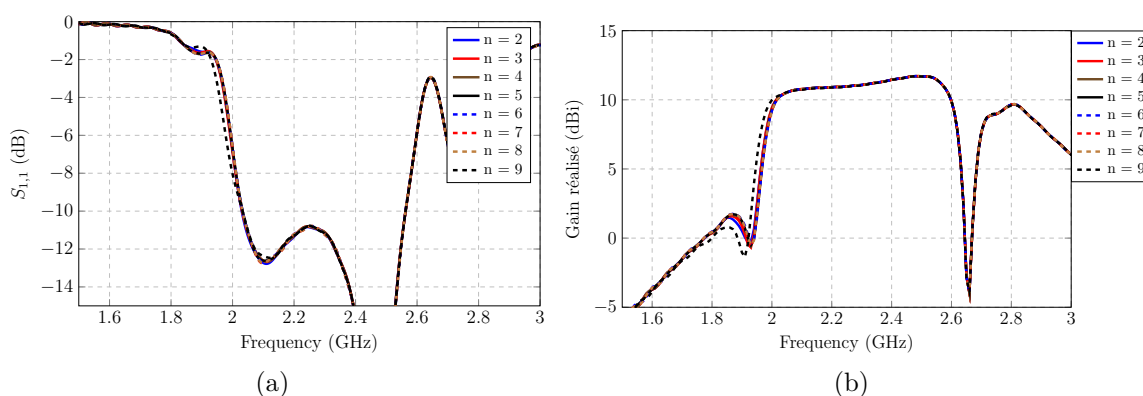


FIGURE E.1 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surface douces :

- Paramètre S lors de la variation du nombre d'éléments.
- Gain réalisé lors de la variation du nombre d'éléments.

La variation du ratio entre la métallisation et le substrat est présentée sur la figure E.2. Ce ratio suit la même définition que présenté dans la figure D.2a. L'effet de la modification du ratio est relativement faible sauf dans le cas d'un ratio de 0.5. Un ratio plus important, et donc plus de métallisation, provoque une augmentation de la fréquence de filtrage. Cela est plus facilement visible sur les courbes de gain mais reste cependant relativement faible.

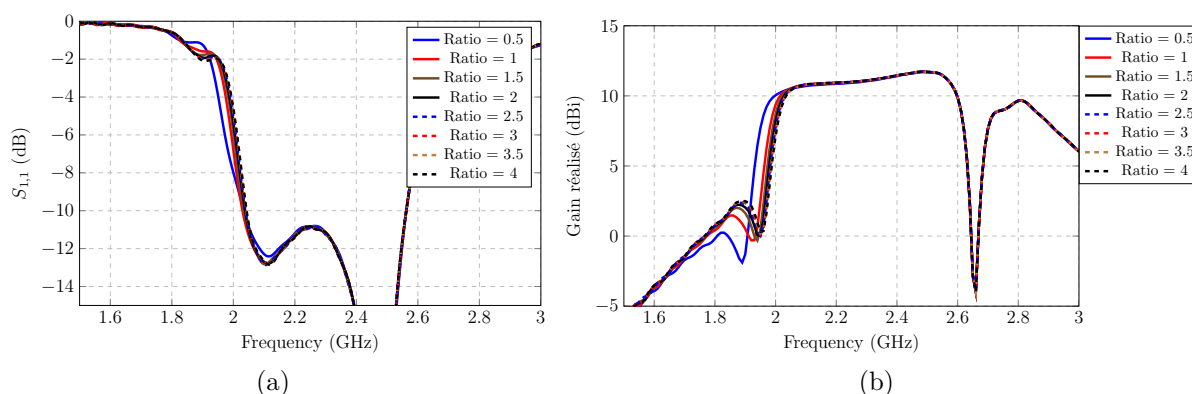


FIGURE E.2 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surface douces :

- Paramètre S lors de la variation du ratio métallisation/substrat.
- Gain réalisé lors de la variation du ratio.

La figure E.3 présente l'étude de la variation des pertes diélectriques dans le matériau constitutif de la surface. Comme lors de l'étude sur les corrugations, la présence de pertes dans le matériau adoucit la pente de gain dans les fréquences basses. Une surface douce sans pertes présente une pente raide qui nécessite une grande précision dans le choix de la fréquence filtrée en raison de son impact très important sur le gain. L'adaptation est cependant améliorée dans les basses fréquences.

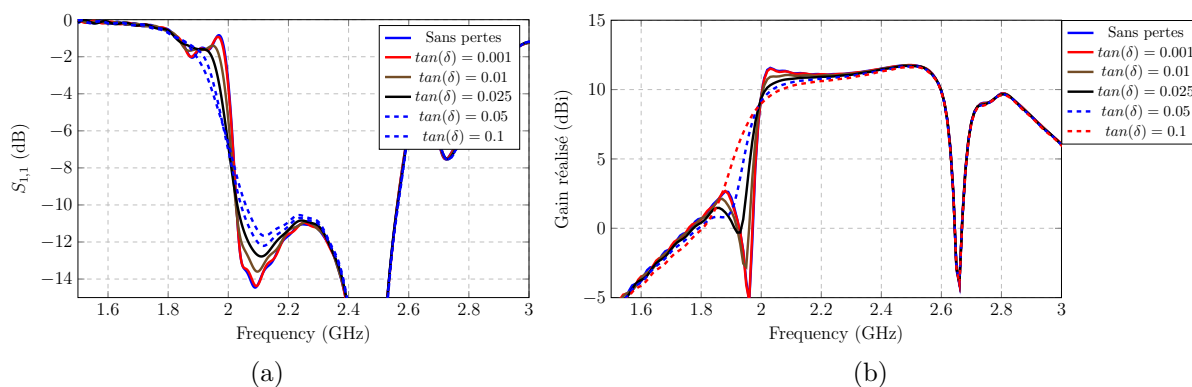


FIGURE E.3 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surface douces :

- Paramètre S lors de la variation des pertes.
- Gain réalisé lors de la variation des pertes.

Enfin, la variation de la hauteur de diélectrique est présentée sur la figure E.4. Elle influe de manière importante sur le fonctionnement des surfaces douces. Lors de l'utilisation d'un diélectrique, la longueur d'onde varie d'un facteur  $4 * \sqrt{\epsilon_r}$  par rapport à la hauteur. Un écart de 1 mm provoque donc une variation de l'ordre de 100 MHz. Comme pour les corrugations, la maîtrise de ce paramètre est capitale dans le design de ces surfaces. Cette dimension est également fortement liée à la permittivité du substrat, qui provoque des variations équivalentes.

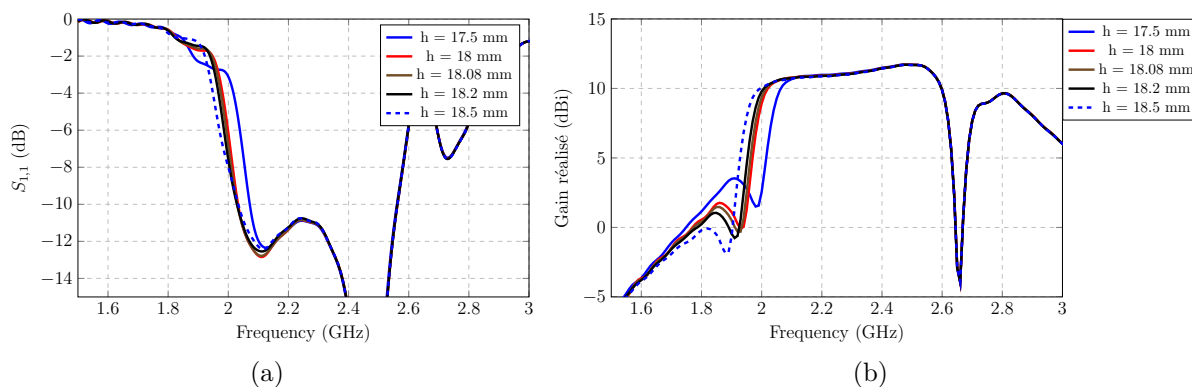


FIGURE E.4 – Paramètre S et gains réalisés lors de la variation de paramètres dans le filtrage par surface douces :

- Paramètre S lors de la variation de la hauteur.
- Gain réalisé lors de la variation de la hauteur.

Lors du design des surfaces douces il est donc nécessaire de maîtriser la hauteur ainsi que la permittivité du substrat. Les autres paramètres influent moins sur le fonctionnement mais peuvent permettre d'obtenir une plus grande latitude dans ces dimensions via l'utilisation de substrats avec pertes : la pente plus douce atténue la diminution du gain mais réduit l'efficacité du filtrage.

## F Étude de la réduction des couplages pour un pixel $0.31 * \lambda_0$

Dans la section 3.1, les couplages dans la matrice composée de pixels de dimension  $0.31 * \lambda_0$  sont étudiés. Seule la méthode utilisant des surfaces douces est présentée, une partie des autres résultats sont présentés dans cette annexe.

L'étude de la réduction suit la même méthodologie que pour la matrice composée d'éléments de dimension  $0.33 * \lambda_0$ , l'espace disponible pour positionner les éléments de filtrage a été mesuré sur la figure IV.41 et permet de définir un écart de 6 mm, correspondant à une distance entre les centres de phase de  $0.34 * \lambda_0$ . Une première analyse est effectuée sur l'espacement des éléments et leurs effets sur les couplages et le rayonnement, dans le cas où il n'y a pas de plan de masse commun et dans le cas où ce dernier est présent. Une étude de la réponse des pixels à l'ajout de murs supérieurs à la FSS est également effectuée. Enfin l'utilisation de corrugations termine cette annexe.

Afin de faciliter la compréhension des cartographies de champ, des cadres ont été ajoutés sur les figures pour permettre de diriger l'attention sur les zones d'intérêt. L'échelle utilisée pour l'étude des éléments de dimension  $0.31 * \lambda_0$  est rappelée sur la figure F.1.

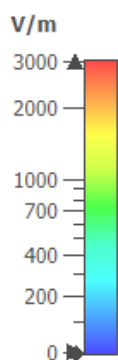


FIGURE F.1 – Échelle utilisée pour l'étude du pixel de largeur  $0.31 * \lambda_0$

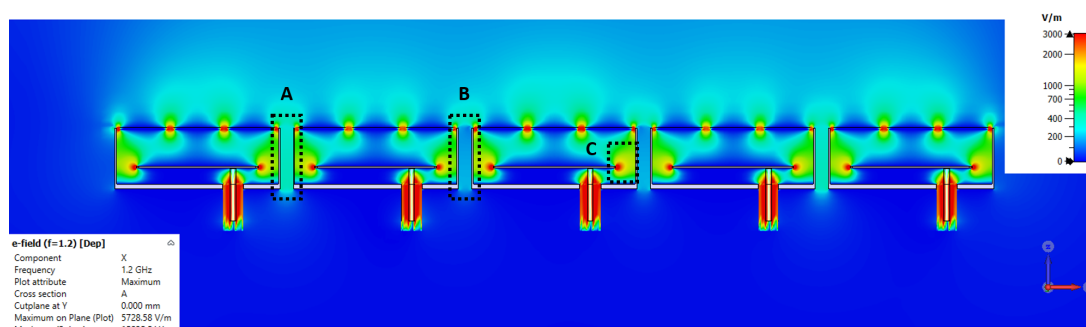
### F.1 Étude de l'écartement des pixels dans la matrice

#### F.1.1 Matrice sans masse commune

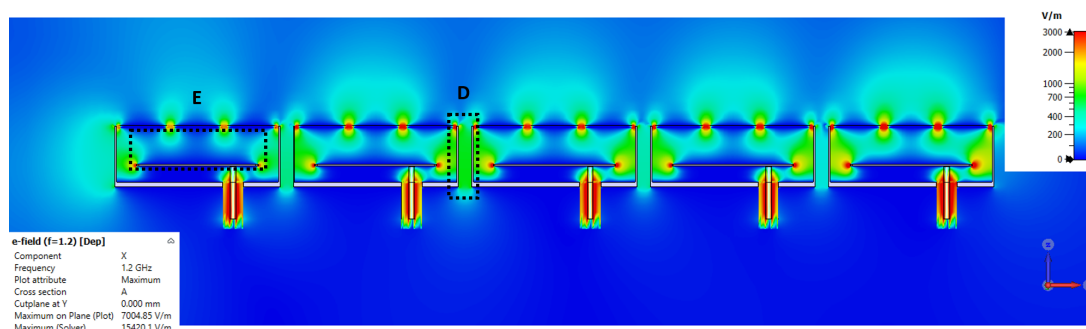
Les pixels sont écartés d'une distance de 6 mm. Dans un premier temps aucune masse commune n'est utilisée, cela permet de quantifier les effets de l'écartement seul sans introduction de corrugations non contrôlées. Les cartographies de champ  $E_x$  sont présentées sur la figure F.2. Dans l'axe, les densités de champ sont proches de celles observées dans la matrice composée de pixels jointifs étudiée dans le chapitre (figure IV.43). Il est notable que l'espace entre les pixels 1 et 2, dans le cadre A, présente une

densité de champ supérieure à celui entre les pixels 2 et 3, dans le cadre B. Ce phénomène est symétrique dans la matrice. La cavité du pixel 3 présente également une densité de champ supérieure, qui indique une moins bonne adaptation à cette fréquence.

Lors du dépointage, le comportement est également proche de celui qui est observé dans la matrice jointive. L'espace entre les pixels 2 et 3, présenté dans le cadre D, montre cependant une densité plus importante que les autres éléments. La densité de champ dans la cavité du pixel 1, dans le cadre E, est également beaucoup plus faible que celle des autres pixels.



(a)



(b)

FIGURE F.2 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec écartement entre les éléments :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les adaptations actives et les gains en dépointage sont présentés sur la figure F.3. Les résultats dans l'axe sont très proches de ceux obtenus pour la matrice jointive, qu'il s'agisse de l'adaptation ou du gain. Les pixels 2 et 4 sont légèrement moins bien adaptés lorsqu'il y a écartement entre les éléments. Comme observé dans les cartographies, le pixel 3 est le moins bien adapté à la fréquence de 1.2 GHz.

Lors du dépointage, une différence notable apparaît pour le pixel 5. Il est en effet mieux adapté dans les basses fréquences que dans le cas jointif d'origine. Le pixel 1 est également mieux adapté. La matrice n'est toujours pas adaptée à -10 dB mais la bande de fonctionnement est plus visible que dans le cas des pixels jointifs. Le rayonnement



présente également des lobes arrière bien distincts. Ils proviennent des forts niveaux de champs observés entre les pixels qui rayonnent vers l'arrière de la matrice.

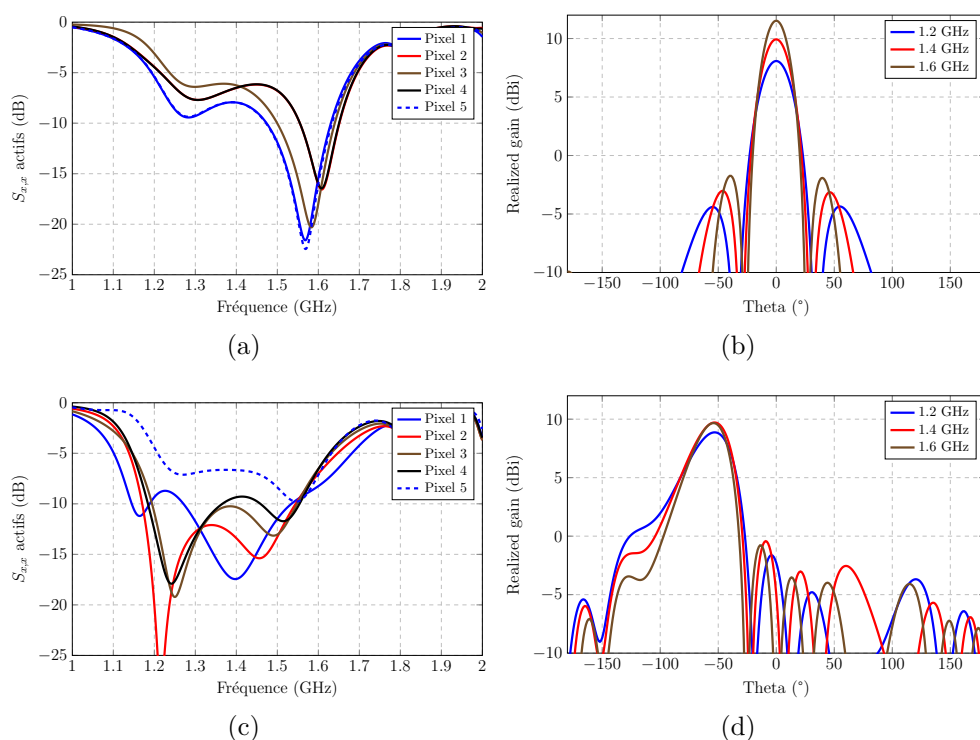


FIGURE F.3 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec écartement des éléments :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Les valeurs de couplage sont tracés sur la figure F.4. Par rapport à la matrice d'origine, le  $S_{3,3}$  est amélioré. Les valeurs des couplages sont cependant plus élevés, avec une valeur de -11.7 dB à 1.2 GHz et un maximum de -10.8 dB à 1.24 GHz. La courbe de couplage diminue avec la fréquence de manière plus importante que ce qui est observé pour la matrice jointive.

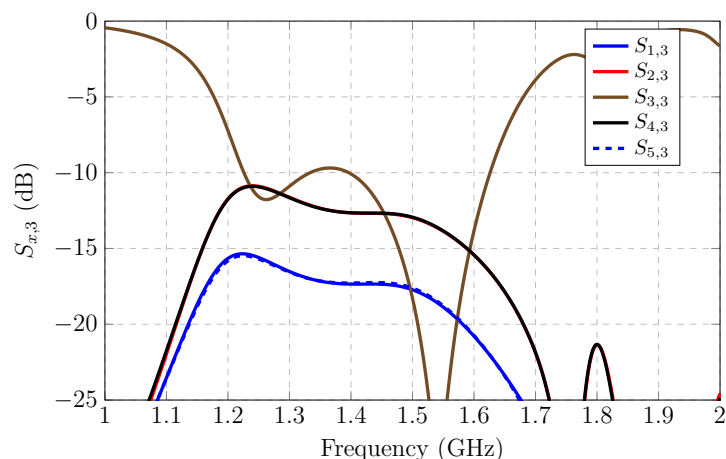


FIGURE F.4 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$  avec écartement des éléments.

### F.1.2 Matrice avec masse commune

Comme pour la matrice utilisant des pixels de dimension  $0.33 * \lambda_0$ , l'ajout d'une masse commune provoque l'apparition d'une corrugation de hauteur non maîtrisée. Elle correspond ici à 26.6 mm soit une fréquence de fonctionnement de 2.82 GHz. Son impact sur le fonctionnement de la structure devrait donc être relativement réduit.

Les densités de champ dans la structure sont présentées sur la figure F.5. La structure des champs est proche de celle observée dans la configuration sans plan de masse commun. Le champ dans la cavité des pixels 2 et 4 est plus réduit que dans les autres cavités, comme le souligne le cadre A. Le pixel 3 a cependant un comportement plus proche des autres éléments que précédemment, il devrait donc posséder une adaptation plus proche de ses voisins. Les corrugations générées par l'ajout du plan de masse n'ont que peu d'effets, comme visible dans le cadre B.

Lors du dépointage, le comportement est également proche de ce qui peut être observé pour la matrice sans masse commune. Le pixel 1 possède également une densité de champ plus basse que les autres éléments, comme présenté dans le cadre C. L'espace entre les pixels 2 et 3 possède également une densité de champ supérieure aux autres espaces, mais la présence du plan de masse commun provoque une diminution de son niveau.

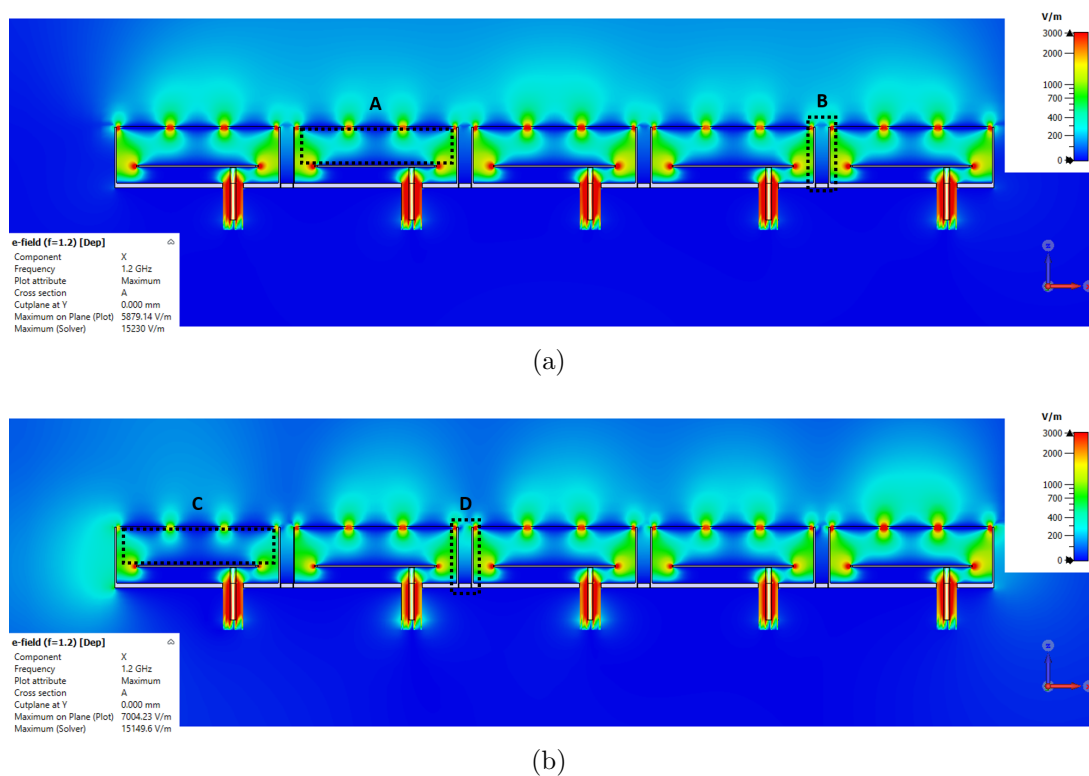


FIGURE F.5 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec écartement entre les éléments et masse commune :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

La figure F.6 présente les adaptations actives et les gains réalisés de la matrice. Dans l'axe, le comportement des pixels 2 et 4 est fortement détérioré par rapport à ce qui été observé auparavant notamment en matière d'adaptation. Lors du dépointage, comme pour la matrice sans masse commune, un meilleur découpage de la bande fréquentielle de fonctionnement. Les pixels ont cependant un comportement détérioré par l'ajout de la masse commune.

Les valeurs de gains dans l'axe sont proches de ce qui est observé pour la matrice sans masse commune. Les niveaux de lobes arrières sont cependant plus importants. Lors du dépointage, l'ajout de la masse commune fait disparaître les lobes arrières qui étaient visibles auparavant. Leur présence étant majoritairement liée aux espaces entre les pixels, ce comportement est cohérent.

Les couplages, présentés sur la figure F.7 montrent une détérioration de la valeur du  $S_{3,3}$  par rapport à la matrice sans masse commune. Les couplages maintiennent leur forme globale par rapport à la matrice avec espacement, cependant leurs niveaux sont ici plus faibles, avec une valeur de -12.2 dB à 1.2 GHz et un maximum de -11.2 dB à 1.24 GHz. Ces valeurs ainsi que la forme globale du  $S_{3,3}$  sont proches des valeurs observées pour la matrice jointive d'origine.

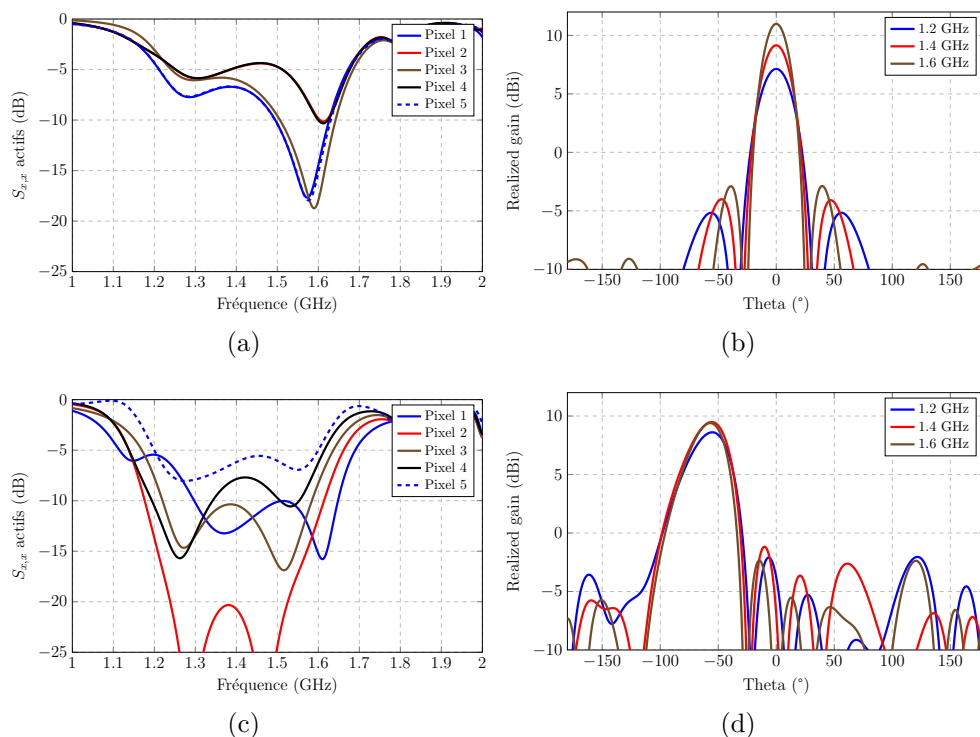


FIGURE F.6 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d’une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec écartement des éléments et masse commune :  
*a et b.* Sans dépointage.  
*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

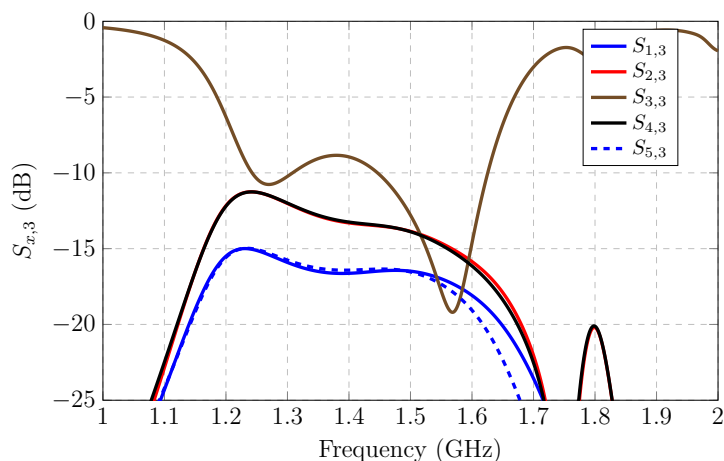


FIGURE F.7 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$  avec écartement des éléments et masse commune.

L’ajout d’un espacement entre les éléments ne permet donc pas ici d’obtenir une amélioration notable du comportement de la matrice. Les valeurs d’adaptation active restent relativement similaires pour les configurations étudiées.

## F.2 Ajout de murs inter-éléments

L'ajout de murs supérieurs à la FSS a montré un effet intéressant dans le cas de la matrice utilisant des pixels de largeur  $0.33 * \lambda_0$  en bande S. En effet, couplé à un écartement des éléments et un plan de masse commun, il est possible d'obtenir une très bonne adaptation lorsqu'aucun dépointage n'est présent. Une étude utilisant des murs a été menée afin de vérifier si ce comportement se confirme en bande L.

### F.2.1 Effet sur le pixel seul

Dans un premier temps, l'ajout de murs de différentes hauteurs a été étudié dans le cas du pixel seul. Comme pour le pixel en  $0.33 * \lambda_0$ , le pixel n'est pas ré-adapté pour chaque valeur de hauteur. L'adaptation est tout d'abord améliorée par l'ajout des murs avant de subir une forte dégradation lorsque la hauteur augmente. Ce comportement est proche de celui observé pour le pixel  $0.33 * \lambda_0$ . Dans ce cas également, l'ouverture angulaire est améliorée avec la hauteur des murs. Les niveaux atteints sont inférieurs à ceux atteints pour le pixel précédent. Cela est dû à l'ouverture angulaire d'origine qui est inférieure à celle du pixel  $0.33 * \lambda_0$ . Le pixel peut cependant atteindre des ouvertures comparables, avec des niveaux dépassant les  $180^\circ$ . Il faudrait cependant ré-adapter le pixel sur la bande de fréquence, ce qui aurait des conséquences en retour sur son comportement.

Un bon compromis entre l'ouverture angulaire et la largeur de la bande se trouve pour une hauteur des murs de 20 mm. Pour rappel, le pixel  $0.33 * \lambda_0$  fonctionnant dans la bande S utilisait des murs de hauteur 10 mm pour une bande de fonctionnement commençant à 2 GHz. L'équivalent ramené à la fréquence du pixel étudié ici correspondrait à un mur de 16.5 mm. Le pixel utilisant ces murs possède une bande d'adaptation à -10 dB de 1.21 à 1.62 GHz, soit 29%. Son ouverture angulaire est supérieure à  $129^\circ$  sur l'ensemble de sa bande d'adaptation.

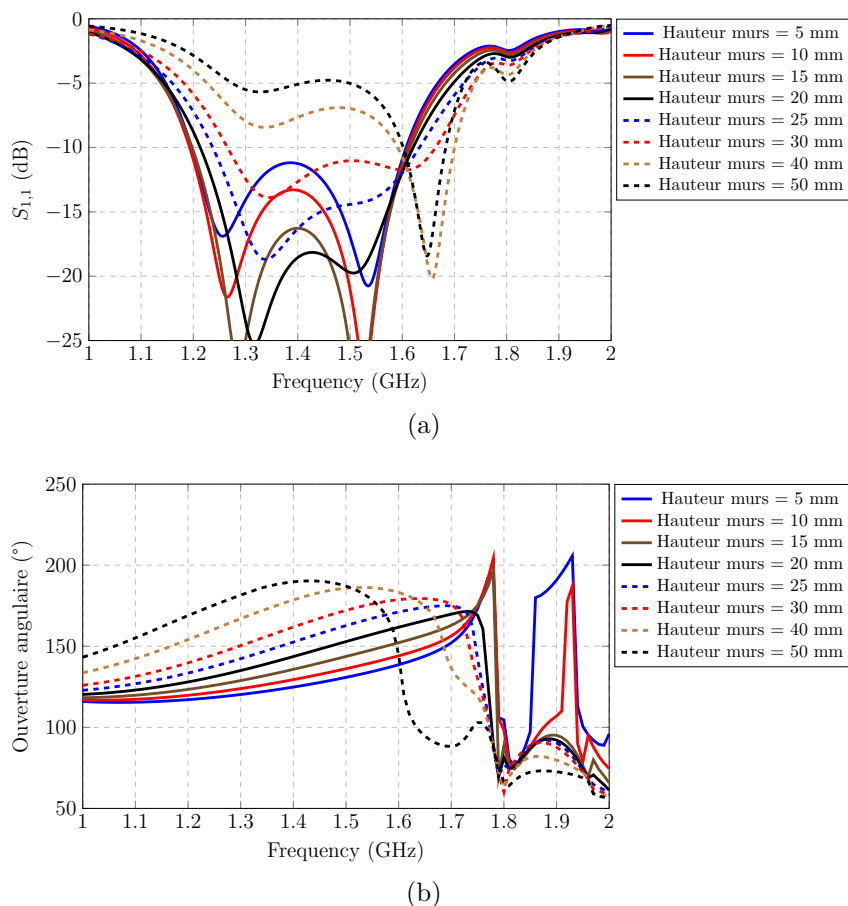


FIGURE F.8 – Variation et comparaison du pixel avec murs :

a. Évolution du paramètre S en fonction de la hauteur des murs.

b. Évolution de l'ouverture angulaire en directivité en fonction de la hauteur des murs.

## F.2.2 Effet sur la matrice

### F.2.2.1 Matrice jointive

Dans un premier temps, une matrice utilisant des éléments jointifs à été étudiée. Les cartographies de ses densités de champ sont présentées sur la figure F.9. Les densités de champ dans les différentes cavités dans l'axe sont relativement proches de celles qui sont observées sur la matrice d'origine. Le cadre B présente la densité dans le pixel 1 et par symétrie dans le pixel 5, qui est plus faible que pour les éléments 2, 3 et 4. Cela mène à une adaptation des pixels 1 et 5 plus importante pour cette fréquence que pour les autres pixels. Les pixels 2 et 4 présentent une densité de champ au dessus de leur FSS, présentée dans le cadre A, plus faible que les autres éléments. Cela peut indiquer une moins bonne transmission de la puissance et donc une adaptation perturbée à la fréquence.

De la même manière, le cadre C montre que le champ au dessus de la cavité du pixel 1 en dépointage est également très faible. L'effet des murs lors du dépointage est clairement visible dans les cadres D et E qui montrent une grande différence de champ

l'un par rapport à l'autre. Le cadre D montre une forte répartition des champs sur toute sa longueur alors que le cadre E présente seulement des densités importantes au niveau des arrêtes. Le connecteur du pixel 5 présente une densité de champ beaucoup plus faible que les autres, dans le cadre F. Couplé à la très forte densité de champ au dessus de sa FSS, ce pixel est le mieux adapté à la fréquence observée.

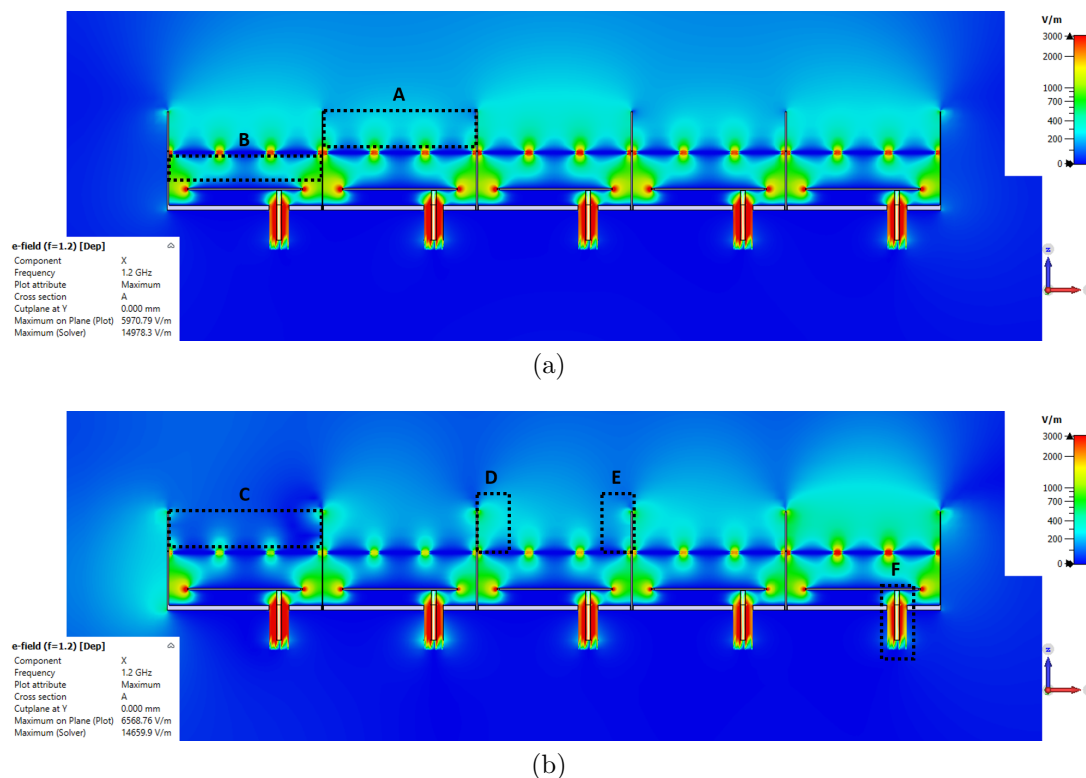


FIGURE F.9 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec murs supérieurs :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les adaptations actives, présentées sur la figure F.10, montrent une bonne amélioration du comportement des pixels 1 et 5 sans dépointage. Les pixels 2 et 4 sont cependant perturbés par l'ajout des murs, comme les cartographies de champ l'ont montré. Le comportement du pixel 3 est également modérément amélioré sur la bande de fréquence. De manière générale, les effets négatifs et positifs s'équilibrent sur l'adaptation de la matrice, qui possède une bande à -10 dB proche de celle de la matrice d'origine. Lors du dépointage les comportements sont fortement dégradés. Le pixel 1 est affecté de manière très importante, avec une adaptation quasi nulle à 1.2 GHz. Le comportement du pixel 2 est également dégradé par l'ajout des murs. Celui du pixel 5 montre cependant une très nette amélioration par rapport aux cas étudiés précédemment. Pour les pixels 3 et 4 il y a également une nette amélioration.

Les gains présentent globalement la même structure que ceux observés dans la matrice

d'origine. Lors du dépointage, la très mauvaise adaptation du pixel 1 à 1.2 GHz est visible sur la valeur du gain réalisé, qui est réduit. Les autres valeurs sont proches de celles qui sont observées pour les autres configurations.

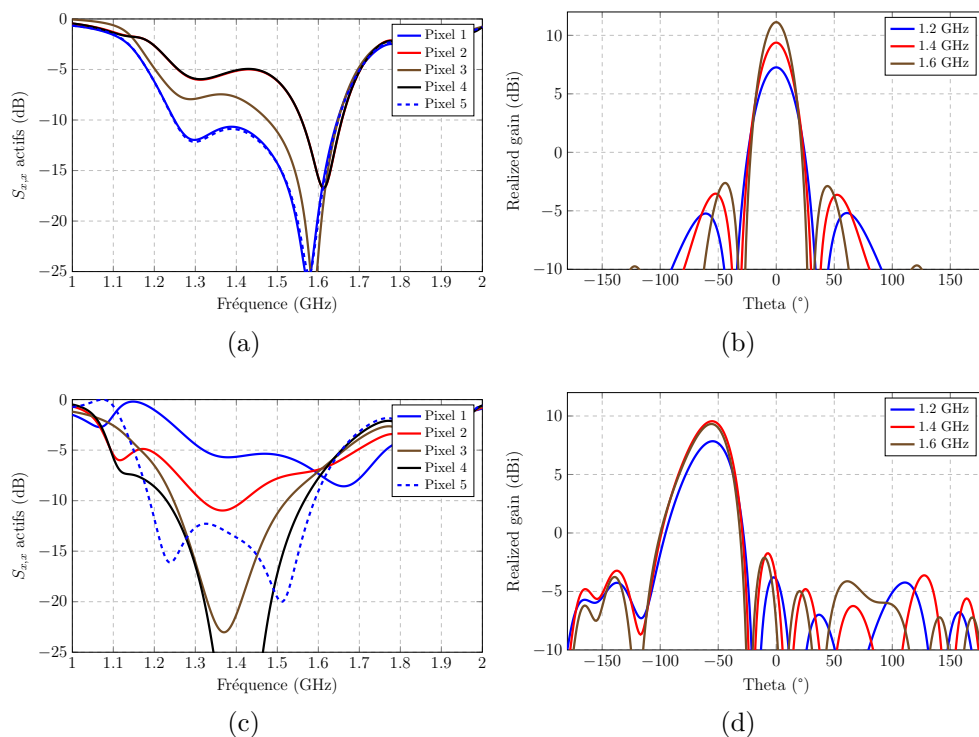


FIGURE F.10 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d'une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec murs supérieurs :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Le  $S_{3,3}$  présenté dans la figure F.11 montre une très nette amélioration par rapport aux autres cas étudiés. Son adaptation atteint les -15 dB sur la majorité de la bande avec une partie entre 1.25 et 1.45 GHz adaptée à -20 dB. Cette très bonne amélioration s'accompagne cependant d'une très forte augmentation des couplages entre éléments, avec un maximum à 1.2 GHz de -7.5 dB. Cette forte augmentation des couplages est la source des fortes dégradations qui sont observées dans la matrice lors du dépointage.



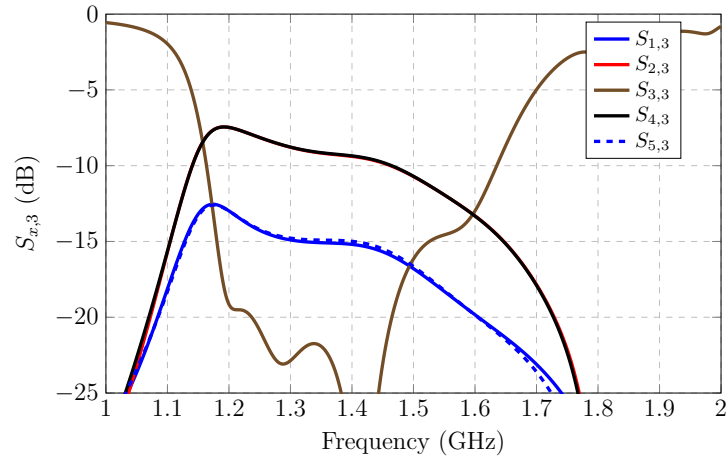


FIGURE F.11 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$  avec murs supérieurs.

L'utilisation de murs seuls ne permet donc pas d'obtenir une amélioration des couplages. De nombreux effets positifs sur l'adaptation de certains pixels sont présents, mais ils s'accompagnent d'effets négatifs sur d'autres pixels qui rendent l'utilisation de cette solution non fonctionnelle.

#### F.2.2.2 Matrice avec murs et écartement

Afin de tenter de réduire l'impact de ces effets négatifs, un écartement des éléments est étudié. Les cartographies de champ  $E_x$  sont présentées sur la figure F.12. Comme pour le pixel n'utilisant pas de murs, les cartographies dans l'axe montrent une augmentation de la densité de champ entre les éléments 1 et 2 et entre les éléments 4 et 5, dans le cadre A. Les pixels 2 et 4 montrent également les signes d'une moins bonne adaptation à cette fréquence : la densité de champ dans le cadre B est relativement plus faible et les niveaux de champ dans le connecteur, au niveau du cadre C, sont plus élevés. Cela indique que l'énergie n'est pas entièrement transmise et rayonnée par le pixel.

Lors du dépointage, l'effet des murs est visible au niveau des cadres D et E, qui présentent la même structure de champ que la matrice sans écartement. Comme pour la matrice n'utilisant pas de murs, il y a des concentrations de champs lors du dépointage entre les éléments, par exemple dans le cadre F. Les niveaux sont cependant plus faibles que pour les pixels ne possédant pas de murs. Le cadre G présente le connecteur du pixel 1 qui, couplé aux faibles niveaux de champs dans la cavité, indique une mauvaise adaptation à cette fréquence. À l'inverse, les forts niveaux de champ dans le pixel 5, cadre H, montrent que ce dernier est très bien adapté à cette fréquence.

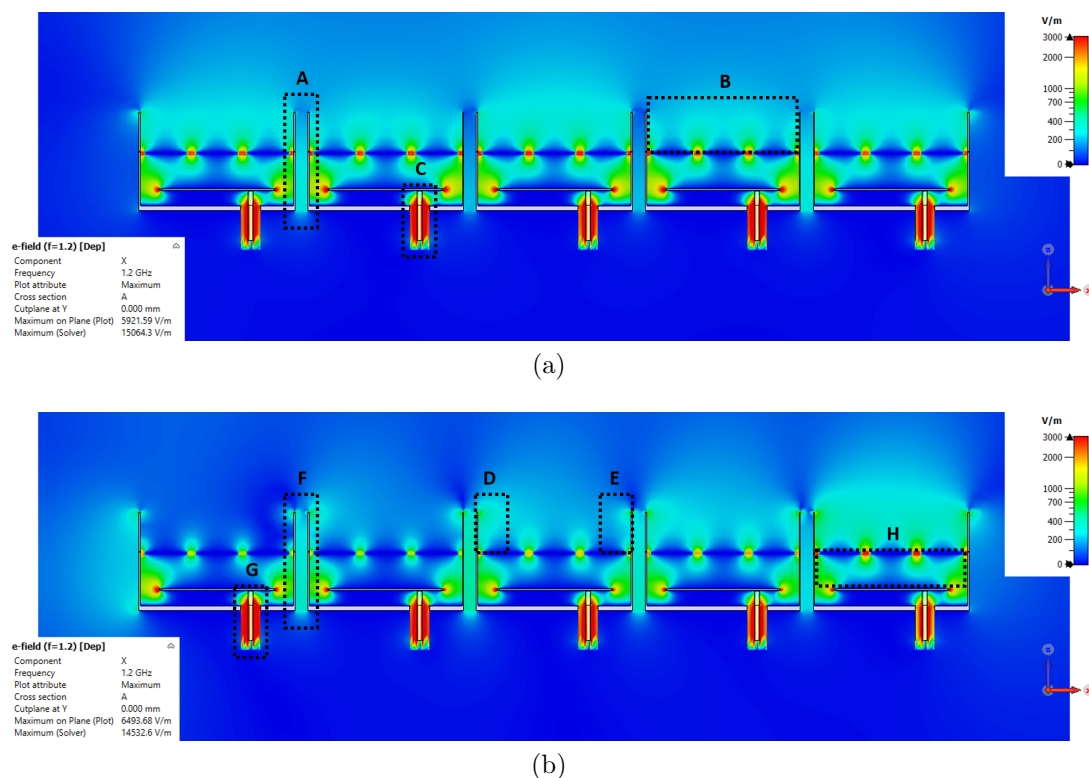


FIGURE F.12 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec murs supérieurs et écartement :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les diagrammes de rayonnement de la matrice et les adaptations actives liées sont présentées sur la figure F.13. Comme l'ont montré les cartographies de champ, les pixels 2 et 4 possèdent une forte désadaptation à 1.2 GHz. Leur comportement sur les autres fréquences n'est pas grandement altéré par rapport à la matrice sans écartement. Le pixel 3 possède une adaptation légèrement meilleure sur la bande de fonctionnement. Lors du dépointage, les pixels conservent le très mauvais comportement observé pour la matrice sans écartement. Seul le pixel 5 est mieux adapté qu'auparavant, tous les autres éléments ont leur adaptation détériorée par l'ajout de l'écartement entre les éléments.

Les diagrammes de rayonnement dans l'axe ne montrent pas de différence notable avec ceux observés pour les autres configurations. Lors du dépointage, de faibles lobes arrière sont visibles. Cela provient du même phénomène que pour la matrice avec écartement sans murs : les concentrations de champ entre les éléments provoquent un rayonnement arrière. Les niveaux de champ plus faibles observés dans la configuration avec murs provoquent un niveau de gain sur le lobe arrière plus faible. Comme pour la configuration utilisant des murs sans espacement, la mauvaise adaptation à 1.2 GHz provoque une diminution globale du gain réalisé.

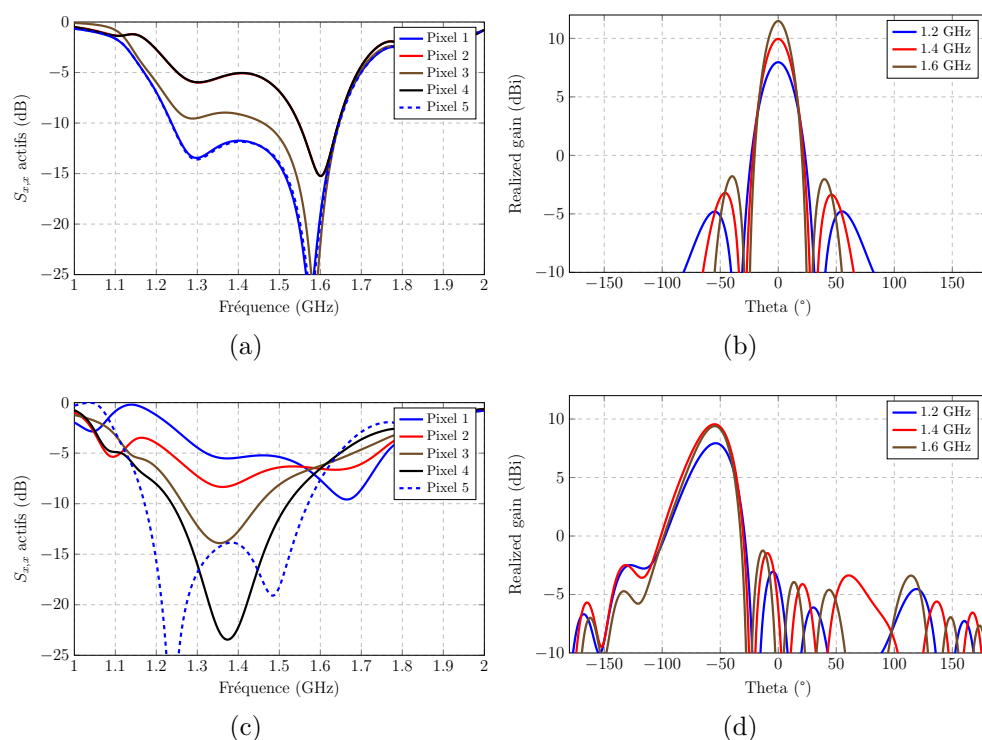


FIGURE F.13 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d’une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec murs supérieurs et écartement :  
*a et b.* Sans dépointage.  
*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Les courbes de couplage sont présentées sur la figure F.14. Par rapport à la configuration sans écartement, le  $S_{3,3}$  de la matrice est ici dégradé. Il reste cependant bien adapté sur toute la bande fréquentielle. Les valeurs des couplages sont cependant aussi élevées que dans le cas des pixels jointifs, avec un décalage du maximum vers les basses fréquences. Ce maximum est de -7.6 dB à 1.15 GHz et la valeur à 1.2 GHz est de -8.2 dB. Comme pour la matrice composée de pixels jointifs, ces forts niveaux de couplage permettent d’expliquer les fortes perturbations des adaptations actives malgré la qualité de la bande d’adaptation de chaque élément pris seul.

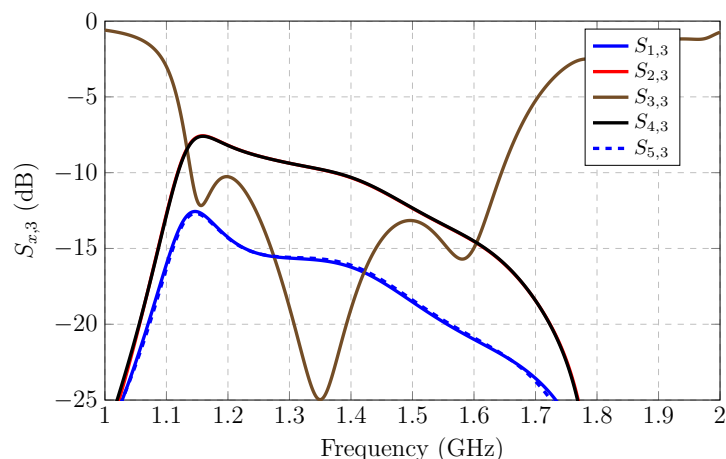


FIGURE F.14 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$  avec murs supérieurs et écartement.

L'ajout d'écartement entre les éléments ne permet donc pas d'obtenir d'amélioration du comportement par rapport aux pixels utilisant uniquement des murs. Une bonne adaptation est également obtenue, mais elle ne permet pas de compenser les très forts niveaux de couplages introduits lors de l'ajout des murs entre les éléments.

### F.2.2.3 Matrice avec murs, écartement et masse commune

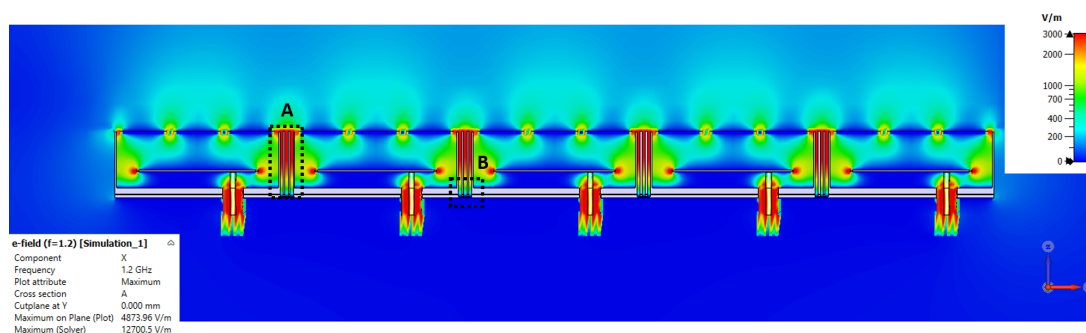
Lors de l'étude de la matrice en bande S utilisant des pixels de dimension  $0.33 * \lambda_0$ , l'utilisation de murs supérieurs, couplés à une masse commune et à un écartement des pixels a montré de très bons résultats d'adaptation active sans dépointage. De le cas de la matrice en  $0.31 * \lambda_0$ , la hauteur des murs de crée une corrugation à la fréquence de 1.61 GHz. Ce fonctionnement dans la bande de fréquences de la matrice rend impossible l'adaptation à ces fréquences. Pour obtenir des corrugations avec un fonctionnement plus bas en fréquence que que le bas de la bande de fonctionnement de la matrice, il faudrait ici utiliser des murs de hauteur supérieure à 40 mm. Cela nécessiterait un nouveau design du pixel car la figure F.8 a montré la forte désadaptation lors de l'utilisation de murs aussi importants.

Étant donné les mauvais résultats de cette matrice, ils ne sont pas étudiés plus en profondeurs. Une solution permettant de corriger ce fonctionnement serait d'utiliser des murs de taille supérieure, ou de remplir l'espace entre les murs de diélectrique pour maîtriser la fréquence de fonctionnement des corrugations. Cela se rapprocherait d'une étude alliant corrugations et murs qui n'est pas étudiée dans ce manuscrit.

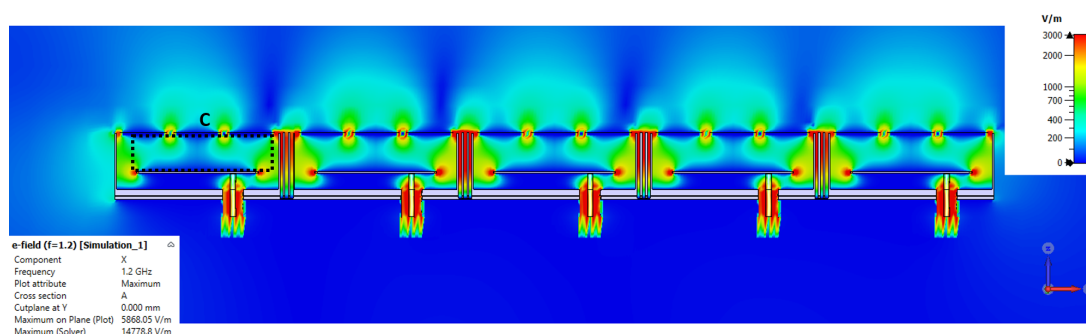
### F.3 Utilisation de corrugations

Afin de comparer l'effet par rapport à l'utilisation de surface douces présentées dans le chapitre, des corrugations ont été simulées. Leur fréquence de fonctionnement a été sélectionnée à 1.18 GHz comme pour les surfaces douces, elle possède donc une hauteur de 30.62 mm lors de l'utilisation d'un diélectrique de permittivité 4.3. Les cartographies de champ de la matrice sont présentées sur la figure F.15. Les densités de champ dans toutes les cavités et connecteurs sont proches, indiquant une adaptation elle aussi proche. Les corrugations, encadrés en A, montrent un comportement similaire à celui observé pour les surfaces douces. Il est à noter que le bas des corrugations, encadré en B, possède bien une épaisseur métallique non visible dans la vue en coupe. Cela provient d'un artefact d'affichage mais le plan de masse est bien pris en compte lors de la simulation.

Lors du dépointage, le pixel 1 a une densité de champ légèrement inférieure dans sa cavité, cadre C, et dans son connecteur. Bien que les niveaux de champs dans la cavité soient réduits, la densité de champ également plus faible dans le connecteur indique une meilleure adaptation à cette fréquence.



(a)



(b)

FIGURE F.15 – Répartition des champs  $E_x$  maximums dans la matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec corrugations :

- Pour un dépointage dans l'axe.
- Pour un dépointage de consigne de  $60^\circ$ .

Les adaptations actives et gains réalisés de la matrice, présentés figure F.16, permettent de valider les observations effectuées sur les cartographies. Les comportements des pixels

sont plus proches entre eux que pour la matrice d'origine et l'adaptation à 1.2 GHz est meilleure, sans toutefois atteindre -10 dB. Le comportement est globalement très proche de celui observé pour les surfaces douces, sur la figure IV.48. Lors du dépointage, les pixels 2 à 4 possèdent une mauvaise adaptation à 1.2 GHz mais un bon découpage de la bande à partir de 1.25 GHz. Les niveaux d'adaptation du pixel 5 restent cependant relativement élevés.

Pour les diagrammes de rayonnement, le fonctionnement est également très proche de la matrice utilisant des surfaces douces. Le lobe à la fréquence de 1.2 GHz lors du dépointage possède un niveau réduit dû à la mauvaise adaptation des pixels sur cette fréquence, faisant apparaître le lobe arrière de manière visible.

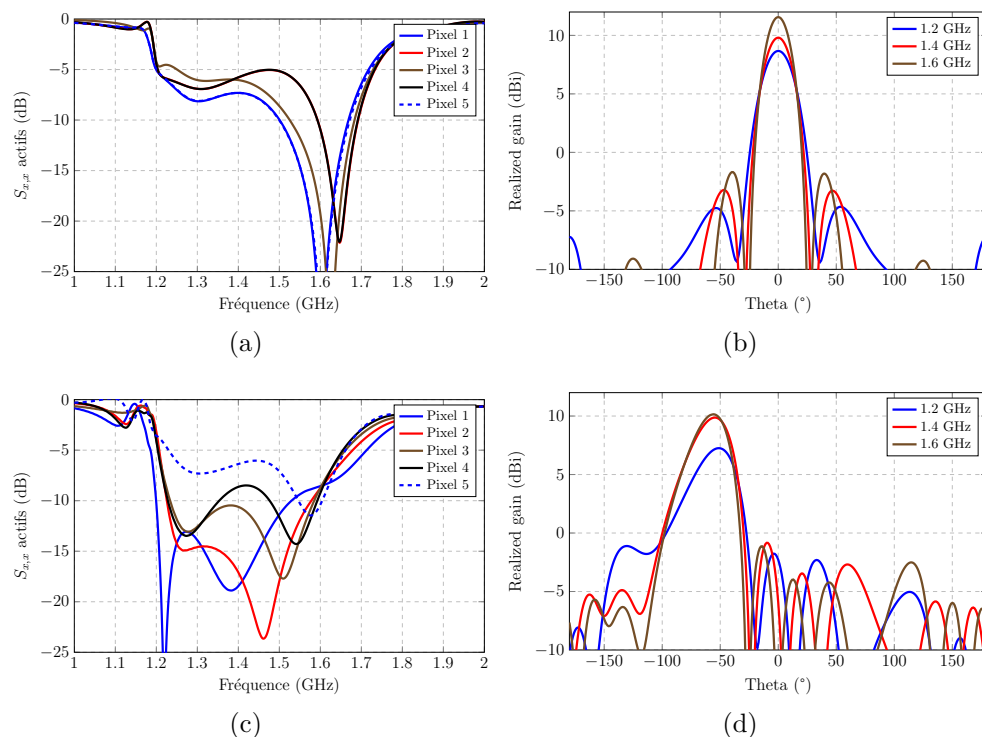


FIGURE F.16 –  $S_{1,1}$  actifs et gains réalisés d’une matrice 5 éléments  $0.31 * \lambda_0$  avec corrugations :

*a et b.* Sans dépointage.

*c et d.* Avec une consigne de  $60^\circ$ .

Les couplages, présentés sur la figure F.17, montrent une bonne réduction à la fréquence de 1.18 GHz, qui est la fréquence d’action des corrugations. Cela apporte également une réduction des couplages à 1.2 GHz, avec une valeur de -16.6 dB. Le maximum n’est pas grandement réduit par rapport à la matrice d’origine, avec une valeur de -11.1 dB à 1.27 GHz. Les allures des courbes de couplages sont globalement très proches de celles observées pour la matrice utilisant des surfaces douces.

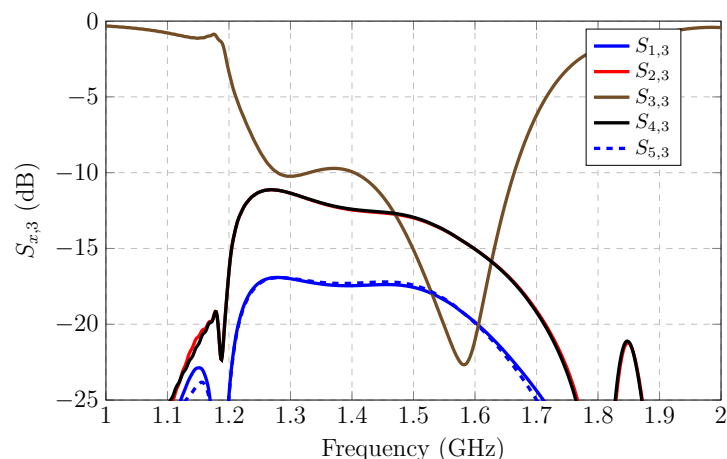


FIGURE F.17 – Couplages dans la matrice  $0.31 * \lambda_0$  avec corrugations.

L'utilisation de corrugations, comme dans le cas de la matrice utilisant des pixels de dimension  $0.33 * \lambda_0$ , présente des résultats très proches de la solution utilisant des surfaces douces. Dans les deux cas, la fréquence dimensionnée impacte fortement le fonctionnement en basses fréquences, avec une réduction du gain. L'ajout de ces structures n'est également pas suffisant pour permettre d'améliorer suffisamment l'adaptation pour obtenir un niveau de -10 dB sur la bande de fonctionnement.

#### F.4 Conclusion sur les différentes méthodes de réduction des couplages en bande L

L'étude présentée dans cette annexe ne permet pas de tirer de conclusions différentes de celles présentées dans le chapitre. En effet, les configurations étudiées ne proposent pas de réductions des couplages plus importantes que celles étudiées précédemment. Les niveaux sont plus élevés dans cette matrice par rapport à celle utilisant des pixels  $0.33 * \lambda_0$ . De plus la plus grande constance en fréquence des niveaux de couplage rend leur réduction plus complexe à réaliser.

Cette étude fait néanmoins apparaître l'intérêt d'un dimensionnement des murs compatible avec la fréquence de fonctionnement de l'antenne afin de ne pas créer de corrugations à des fréquences non désirées. Leur présence dans la bande de fonctionnement provoque une très forte réduction de l'adaptation sur les fréquences plus basses que celle des corrugations qui rend une partie de la bande inutilisable.

Les performances des différentes structures étudiées sont résumées dans la table F.1. Il est notable qu'aucune structure ne permet d'obtenir de meilleure adaptation dans l'axe mais que les corrugations et les surfaces douces permettent une meilleure définition de la bande de fonctionnement.



TABLE F.1 – Comparaison des différentes technologies de réduction de couplage étudiées.

Solution	Couplages à 1.2 GHz	Couplages max / fréquence	Bande passante à -10 dB dans l'axe	Effet négatif sur le gain
Pixel d'origine $0.31 * \lambda_0$	-12.3 dB	-11 dB / 12.5 GHz	1.56 - 1.63 GHz 4.4%	/
Écartement	-11.7 dB	-10.8 dB / 1.24 GHz	1.56 - 1.63 GHz 4.4%	Oui
Écartement avec masse commune	-12.2 dB	-11.2 dB / 1.24 GHz	1.6 - 1.62 GHz 1.2%	Non
Murs	-7.5 dB	-7.5 dB / 1.2 GHz	1.56 - 1.63 GHz 4.4%	Oui
Murs et écartement	-8.2 dB	-7.6 dB / 1.15 GHz	1.56 - 1.63 GHz 4.4%	Oui
Corrugations	-16.6 dB	-11.1 dB / 1.27 GHz	1.58 - 1.67 GHz 5.5%	Oui
Surfaces douces	-19.7 dB	-11.5 dB / 1.28 GHz	1.58 - 1.67 GHz 5.5%	Oui

## G Dimensions des pixels de la matrice de dimension $0.33 * \lambda_0$ réalisée et plans de fabrication

Dans la section 3.2, un pixel de dimension  $0.33 * \lambda_0$  a été dimensionné pour réaliser un prototype. Cette annexe présente les dimensions de ce pixel sur la figure G.1 qui sont compilées dans le tableau G.1. La matrice est composée de cinq pixels identiques et de 6 surfaces douces, deux plaques métalliques permettant de fixer les pixels sont utilisées afin de pouvoir mesurer les pixels avec et sans les surfaces douces. Les pixels et diélectriques sont usinés par la société 2B Industry. Les plaques de FR-4 sont réalisées à l'IUT GEII de Brive-la-Gaillarde.

Les substrats situés sous les patchs sont constitués de PEEK fibrés de  $\epsilon_r = 3.4$  et  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ . Le substrat dans la cavité ainsi que dans les surfaces douces est un matériau PEEK non fibré de  $\epsilon_r = 3.7$  et de  $\tan(\delta) = 2.7 * 10^{-3}$ . Enfin la FSS est imprimée sur un substrat FR-4 de  $\epsilon_r = 4.7$  et de  $\tan(\delta) = 1.9 * 10^{-2}$ .

TABLE G.1 – Dimensions géométriques du pixel réalisé

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
$L_{pixel}$	48	$W_{pixel}$	40
$L_{cavité}$	38	$W_{cavité}$	38
L	24.5	W	14
$D_c$	2	$L_c$	12.2
$R_{patch}$	3	$R_{cavité} = R_{pixel}$	2
$H_{PEEK-1}$	4.4	$H_{PEEK-2}$	12.6
$H_{FR-4}$	0.8	$H_{PEEK-3}$	15.7
$g_{soft}$	0.6	$L_{soft}$	0.6
$W_{PEEK}$	3	$L_{FSS}$	9.3
$d_{FSS}$	1.6	$d_{FSS}$	2.8

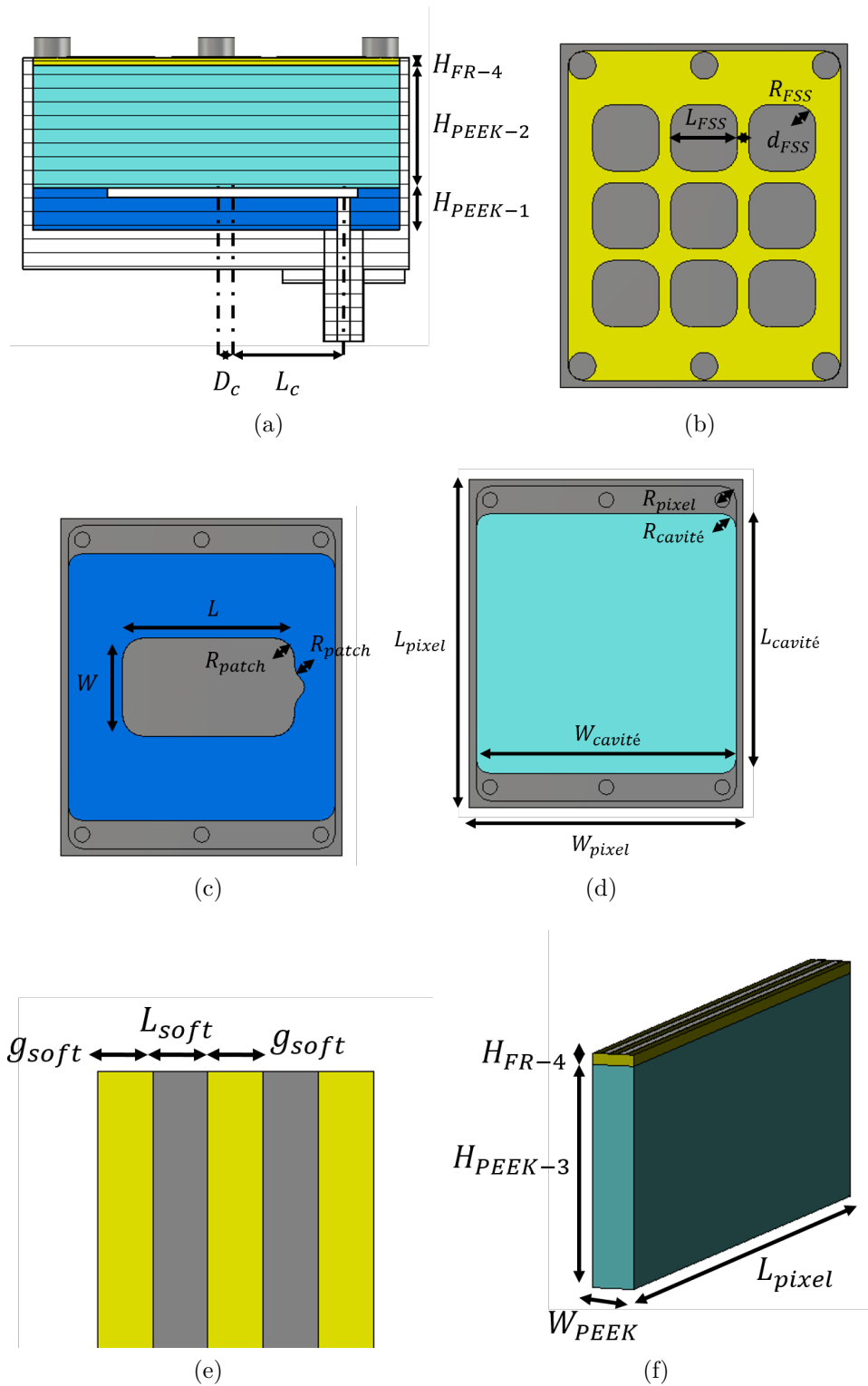


FIGURE G.1 – Dimensions géométriques du pixel :

- a. Vue en coupe du pixel.
- b. Vue de la FSS.
- c. Vue du patch.
- d. Vue de la cavité.
- e. Vue du haut des surfaces douces.
- f. Vue des surfaces douces.

# Bibliographie

- [1] M. 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, » thèse de doct., Université de Limoges, 2022.
- [2] G. YANG, J. LI, D. WEI et R. XU, « Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna, » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 66, n° 1, p. 450-455, 2018.

## Publications et communications

### Revues internationales

- **P. Karmann**, E. Martinod, J. Andrieu et M. Rammal, “Design and Simulation of Wideband, High Gain Matrix Antenna with Beam Steering and Low Side-Lobe Levels Features”, in International Journal of Electrical and Computer Engineering Research (IJECEER), vol. 2, no. 2, pp. 22–29, Jun. 2022.  
[doi : 10.53375/ijecer.2022.272](https://doi.org/10.53375/ijecer.2022.272).
- **P. Karmann**, E. Martinod, E. Arnaud et J. Andrieu, “Design of a Wideband, High Steering Angle and Low Side-Lobes Levels Matrix Antenna”, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation.  
En cours de review.

### Congrès internationaux

- **P. Karmann**, J. Hyvernaud, R. Négrier, E. Martinod, J. Andrieu et M. Lalande, “Antenna Design for Electronic Warfare Applications”, in 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA), 2021, p. 129-132.  
[doi : 10.1109/CAMA49227.2021.9703627](https://doi.org/10.1109/CAMA49227.2021.9703627). (Communication invitée).
- **P. Karmann**, E. Martinod, J. Andrieu, M. Majed et M. Rammal, “Design of a high gain, high steering angle and wide band antenna for S band application”, in 2021 51st European Microwave Conference (EuMC), 2022, p. 660-663.  
[doi : 10.23919/EuMC50147.2022.9784319](https://doi.org/10.23919/EuMC50147.2022.9784319).
- **P. Karmann**, E. Martinod, J. Andrieu, M. Majed et M. Rammal, “Design of High Gain and High Steering Angle Matrix Antenna for Electronic Warfare Application”, in 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2022, p. 1-5.  
[doi : 10.23919/EuCAP53622.2022.9769686](https://doi.org/10.23919/EuCAP53622.2022.9769686). (Communication invitée).

### Communications nationales

- **P. Karmann**, E. Martinod, J. Andrieu and M. Rammal, "Réduction d'un pixel en vue d'une amélioration du dépointage", 22ème édition des Journées Nationales Microondes (JNM), 2022
- **P. Karmann**, E. Martinod, J. Andrieu and M. Rammal, "Conception de surfaces antennaires à grande capacité de dépointage en bande L et bande S"  
8° Journées d'études – Electromagnétisme et Guerre Electronique

## Autres communications

- ◇ **P. Karmann**, E. Martinod, J. Andrieu and M. Rammal, "AGILE : Antenne Planaire à Agilité de Faisceau"  
Forum Innovation Défense 2021

## **Conception d'Antennes à Agilité de Faisceaux, Planaires, Grand Gain, Très Large Bande et à Très Grande Couverture Angulaire.**

**Résumé :** Ce manuscrit est consacré à l'étude de la technologie d'antenne MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixels Élaborés en Métamatériaux) dans un contexte de dépointage électronique large bande. Le premier objectif de ce manuscrit est d'obtenir un dépointage important ne faisant pas apparaître de lobes parasites tout en conservant des performances de gain et de bande passante les plus importantes possibles. Pour cela, une réduction des éléments par ajout de diélectrique dans la cavité a été proposée. Des essais expérimentaux viennent valider le processus de réduction. Le second objectif concerne la réduction des couplages inter-éléments qui sont favorisés par la diminution des dimensions des pixels. Pour cela, la mise en place de dispositifs anti-couplages intercalés entre les pixels est étudiée. Une solution basée sur l'emploi de surfaces douces est proposée. Les résultats obtenus sont comparés à la matrice d'origine et un prototype est dimensionné pour valider les résultats.

---

**Mots clefs :** MARPEM, Antenne, Dépointage électronique, Couplages, Lobes de réseau

---

## **Design of a Planar, Agile, Beam Steering antenna with wide Bandwidth and Wide Angular Coverage.**

**Abstract :** This manuscript is devoted to the study of the ARMA (Agile Radiating Matrix Antenna) technology in a broadband electronic beam steering context. The first objective of this study is to obtain a good steering without creating parasitic lobes while keeping high gain and wide bandwidth. To achieve this, a reduction of the elements by adding a dielectric substrate in the cavity was conducted. Experimental results validate the reduction process. The second objective is the reduction of inter-element coupling which is favored by the reduction of the size of the pixels. To achieve this, decoupling devices were positioned in between the pixel. A solution based on the use of soft surfaces is proposed and studied before being compared to the original surfaces. A prototype is designed to validate the results.

---

**Keywords :** ARMA, Antenna, Beam Steering, Mutual Coupling, Steering Lobes

