



HAL
open science

Antennes multiports en bande S et X pour l'augmentation de la puissance rayonnée

Timothée Le Gall

► **To cite this version:**

Timothée Le Gall. Antennes multiports en bande S et X pour l'augmentation de la puissance rayonnée. Electronique. Université de Bordeaux, 2023. Français. NNT : 2023BORD0113 . tel-04192427

HAL Id: tel-04192427

<https://theses.hal.science/tel-04192427v1>

Submitted on 31 Aug 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.

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR
SPÉCIALITÉ ÉLECTRONIQUE

Par Timothée Le Gall

**Antennes multiports en bande S et X pour
l'augmentation de la puissance rayonnée**

Sous la direction de : Anthony GHIOTTO
Co-encadrée par : Stefan Varault, Bruno Louis, Gwenaël Morvan, Grégoire Pillet

Soutenue le 04 Mai 2023

Membres du jury :

M. KERHERVE, Eric	Professeur	Bordeaux INP	Président
M. MENUDIER, Cyrille	Professeur	Université de Limoges	Rapporteur
M. STARAJ, Robert	Professeur	Université Côte d'Azur	Rapporteur
Mme. SCHREURS, Dominique	Professeur	Université de KU Leuven	Examinatrice
M. LOUIS, Bruno	Ingénieur	Thales DMS	Examineur
M. GOUJON, Christophe	Ingénieur	DGA-MI	Examineur
M. GHIOTTO, Anthony	MCF HDR	Bordeaux INP	Directeur de thèse
M. VARAULT, Stefan	Ingénieur-Docteur	Thales DMS	Encadrant
M. POREZ, Nicolas	Ingénieur	Thales DMS	Invité
M. GATTI, Marc	Ingénieur	Thales DMS	Invité

Titre : Antennes multiports en bande S et X pour l'augmentation de la puissance rayonnée

Résumé : Afin de répondre aux contraintes croissantes d'intégration ainsi qu'à la montée en puissance des systèmes électroniques aéroportés, de nouvelles architectures radars doivent être développées. En l'occurrence, les récentes montées en puissance de la technologie SiGe en font une candidate de choix pour la conception des modules émission/réception, au détriment des technologies III-V dont l'apport en puissance de sortie est certes plus conséquent, mais dont l'intégration est faible. De nouvelles techniques permettant d'augmenter la puissance rayonnée des radars à base de SiGe doivent alors être investiguées. La combinaison de puissance antennaire (CPA) s'inscrit dans cet objectif. Comparée aux techniques de combinaison classiques dans lesquelles la puissance de plusieurs amplificateurs en parallèle est recombinaisonnée par des circuits pourvus de pertes (e.g. balun), la CPA permet, grâce à l'utilisation d'une antenne multiport, de s'affranchir de ces circuits de recombinaison et d'interconnecter la sortie de chaque amplificateur avec chaque port de l'antenne. Dans ces travaux de thèse, quatre nouvelles topologies d'antenne sont d'abord étudiées et maquetées en éléments isolés (sans réseau) afin d'évaluer leurs performances en bande passante et en efficacité. Dans une application industrielle de type AESA, ces antennes ont vocation à être pilotées par des modules émission/réception actifs au sein d'un circuit intégré dans la maille du réseau, derrière les éléments rayonnants et au plus proche afin de minimiser les interconnexions. Le critère de complexité concernant l'interconnexion puce-antenne s'ajoute alors à celui des performances. Certaines de ces quatre antennes sont ensuite étudiées en réseau et maquetées afin de mettre en évidence leur pertinence – dont une se distinguant fortement - pour des applications AESA en bande X recherchant une montée significative en puissance de sortie.

Mots clés : AESA, Antenne multiport, Combinaison de puissance antennaire, Réseau d'antennes.

Title : Multiport antennas in S and X-band for radiated power increase

Abstract : In order to meet the growing integration constraints and the increasing output power of airborne electronic systems, new radar architectures must be developed. The recent rise in power of SiGe technology makes it a candidate of choice for the design of transmit/receive modules, to the detriment of III-V technologies whose output power is certainly more important, but whose integration is weak. New techniques to increase the radiated power of SiGe based radars must be investigated. On-antenna power combining (OAPC) is part of this objective. Compared to classical combining techniques in which the power of several amplifiers in parallel is recombined by lossy circuits (e.g. balun), the OAPC technic, which uses a multiport antenna, gets rid of these recombination circuits by interconnecting the output of each amplifier with each antenna port. In this work, four new antenna topologies are first studied and fabricated in isolated elements (without array) in order to evaluate their bandwidth and efficiency performances. In an AESA industrial application, these antennas would be driven by active transmit/receive modules within an integrated circuit in the array mesh, behind the radiating elements and as close as possible to minimize interconnections. The complexity criterion concerning the chip-to-antenna interconnection is therefore added to the performance criterion. Some of these four antennas are then studied in array and fabricated in order to highlight their relevance - one of which stands out strongly - for X-band AESA applications seeking a significant increase in output power.

Keywords : AESA, Antenna Array, Multiport Antenna, On-antenna power combining.

Unité de recherche

Université de Bordeaux, Bordeaux INP, UMR CNRS 5218, Laboratoire IMS, Talence, France

Remerciements

Je souhaite commencer par exprimer ma gratitude envers les deux entités qui ont soutenu cette thèse, à savoir le laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS) de Bordeaux et l'entreprise Thales Defense Mission Systems (TDMS) d'Elancourt.

Je tiens à remercier les rapporteurs et les examinateurs de ce travail, à savoir Cyrille Menudier, Robert Staraj, Dominique Schreurs et Christophe Goujon. Je suis également reconnaissant envers Eric Kerhervé d'avoir accepté de présider le jury de thèse.

Un immense merci à mon directeur de thèse, Anthony Ghiotto, professeur et maître de conférences à Bordeaux INP. Je souhaite également remercier Stefan Varault, référent technique antenne chez TDMS. Vous avez été mes principaux encadrants techniques au quotidien, et je vous suis extrêmement reconnaissant. Je tiens également à remercier Bruno Louis, Gwenaël Morvan et Grégoire Pillet, mes autres encadrants chez TDMS, pour leur précieuse contribution.

Je souhaite également exprimer mes remerciements à toute l'équipe CSH, comprenant les membres permanents et les doctorants, pour leur bonne humeur, les moments de repas partagés et les discussions passionnantes que nous avons eues. J'aimerais particulièrement remercier Gwenaël qui a été un soutien indéfectible tout au long de ma thèse. Mes remerciements vont également à Pierre, Salime et Sébastien pour les RDS.

Un grand merci à Magali Dematos du laboratoire IMS pour sa disponibilité et sa confiance en moi lors des phases de mesure.

J'aimerais également exprimer ma reconnaissance envers Syndie.

Enfin, j'aimerais exprimer ma profonde gratitude envers mes parents, mes frères et ma sœur pour leur soutien inconditionnel au cours de ces 26 années, et tout particulièrement pendant ces 8 années d'études qui touchent à leur fin.

« Ça n'arrive pas qu'aux autres »

Dicton populaire

Liste des acronymes

- **16CB/4CB/2CB** : 16/4/2-port Cavity-Backed
- **16CBP/4CBP/2CBP** : 16/4/2-port Cavity-Backed Patch
- **8DPA/4DPA/1DPA** : 8/4/1-port Driven Patch Antenna
- **AESA** : Active Electronically Scanned Array
- **AsGa** : Arséniure de Gallium
- **COTS** : Component Of The Shelf
- **CPA** : Combinaison de Puissance Antennaire
- **CRA** : Coefficient de réflexion actif
- **DC** : Direct Current
- **ER** : Element rayonnant
- **FTBR** : Front-To-Back Ratio
- **GaN** : Nitrure de Gallium
- **HPA** : High Power Amplifier
- **HPBW** : Half Power Beam Width
- **ICP₁** : Input Compression Point at 1 dB
- **InP** : Phosphure d'Indium
- **LNA** : Low-Noise Amplifier
- **LP** : Linear Polarization
- **MC** : Mode Commun
- **MD** : Mode Différentiel
- **MMIC** : Monolithic Microwave Integrated Circuit
- **NF** : Noise Figure
- **PAE** : Power Added Efficiency
- **PCB** : Printed Circuit Board
- **PESA** : Passive Electronically Scanned Array
- **PIRE** : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
- **RADAR** : RAdio Detection And Ranging
- **RHCP/LHCP** : Right/Left Handed Circular Polarization
- **SiGe** : Silicium Germanium
- **SPFC** : Stack de Patches à Fentes Centrées
- **SPFD** : Stack de Patches à Fentes Décentrées
- **SWAP-C** : Size, Weight, Power, Cost
- **T/R** : Transmission/Réception
- **TE/TM** : Transverse Electrique/Magnétique
- **TEM** : Transverse Electro-Magnétique
- **TOS** : Taux d'Ondes Stationnaires
- **UHF** : Ultra High Frequency
- **VNA** : Vector Network Analyzer

Sommaire global

Introduction générale.....	10
1. Motivation	10
2. Problématique.....	13
3. Plan de thèse et objectifs.....	13

Chapitre I : Introduction à la combinaison de puissance antennaire

Introduction du chapitre	17
Partie I : Augmentation de la puissance de sortie.....	18
1. Etat de l'art des circuits intégrés.....	18
2. Différentes méthodes pour augmenter la puissance rayonnée	23
Partie II : Considérations préliminaires	26
1. Coefficient de réflexion et bande passante.....	26
2. Coefficient de réflexion actif.....	27
3. Gain.....	28
4. Polarisation.....	29
Partie III : Etat de l'art de la combinaison de puissance antennaire.....	32
1. Combinaison de puissance dans une antenne à onde progressive	32
2. Etat de l'art de la CPA pour des antennes résonantes.....	33
Conclusion du chapitre	45
Références	46

Chapitre II : Combinaison de puissance en bande S

Introduction du chapitre	52
Partie I : Analyse théorique d'une antenne patch alimentée par des ports excentrés.	53
1. Introduction aux antennes patches.....	53
2. Apparition d'un mode commun parasite.....	54
3. Impact des interconnexions sur le mode commun.....	55
Partie II : Combinaison de puissance dans une antenne patch 8 ports.....	58

1. Co-design avec un MMIC à sorties symétriques.....	58
2. Utilisation d'un isolateur de mode commun	59
3. Fabrication et mesure des prototypes passifs	63
4. Fabrication et mesure des prototypes actifs	66
5. Discussion et résumé des avantages/inconvénients de l'antenne étudiée	70
Partie III : Analyse théorique d'une cavité.....	72
1. Introduction aux modes secondaires TE_{210}/TE_{120}	72
2. Amélioration de l'efficacité et de la bande passante à l'aide d'un patch.....	76
Partie IV : Démonstrateurs de l'antenne multiport	79
1. Fabrication et mesure des démonstrateurs passifs	79
2. Présentation et mesure des démonstrateurs actifs.....	82
3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne étudiée	84
Conclusion du chapitre	85
Références	86

Chapitre III : Combinaison de puissance à l'aide de fentes

Introduction du chapitre	89
Partie I : Analyse théorique et démonstration en bande S de l'alimentation par fentes décentrées	90
1. Analyse du couplage entre un patch et une fente	90
2. Conception de l'antenne multiport à fentes excentrées	93
3. Récapitulatif des caractéristiques de la structure.....	96
Partie II : Démonstration en bande X avec un empilement de patches à fentes décentrées.....	97
1. Etude des résonances mutuelles avec l'ajout d'un patch parasite	97
2. Démonstrateur huit ports.....	102
3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne.....	106
Partie III : Utilisation de fentes centrées.....	107
1. Présentation de l'empilement	107
2. Validation par simulation.....	108
3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne.....	110
Conclusion du chapitre	111
Références	112

Chapitre IV : Implémentation d'antennes multiports dans un réseau

Introduction du chapitre	115
Partie I : Analyse théorique du réseau.....	116
1. Introduction au réseau.....	116
2. Phénomènes intrinsèques	117
3. Passage au réseau infini : algèbre de Floquet.....	120
Partie II : Etudes préliminaires.....	122
1. Etude du SPFD en réseau infini.....	122
2. Apparition du mode commun sur la CBP	127
3. Solution par réjection du mode commun	128
Partie III : Implémentation du SPFD en réseau	132
1. Optimisation en réseau infini	132
2. Validation expérimentale	135
Partie IV : Implémentation du SPFC en réseau	139
1. Optimisation en réseau infini et choix de l'empilement	139
2. Validation expérimentale	142
Conclusion du chapitre	147
Références	148

Conclusion générale	149
1. Résultats importants.....	149
2. Perspectives	150
Fiche du 8DPA.....	152
Fiche de la CBP	153
Fiche du SPFD.....	154
Fiche du SPFC.....	155
Annexe	156
Liste des travaux publiés	158

Introduction générale

1. Motivation

a. RADAR à balayage mécanique

Les RADARs terrestres sont utilisés depuis le tout début du XXe siècle. Ces systèmes permettent notamment la détection de bateau et d'aéronefs grâce à un balayage simple : le balayage mécanique. Ce balayage mécanique est facile à mettre en œuvre sur terre à l'image de la Figure 1.



Figure 1 : Photographie d'un véhicule de l'armée de terre utilisant un radar à balayage giratoire.

En revanche, importer ce type de technologie giratoire n'est pas une mince affaire, en particulier sur des avions à très grande vitesse dont le profil aérodynamique est particulièrement recherché. La Figure 2 exhibe le nouveau radar SEARCHMASTER® de Thales, à la fois à balayage mécanique (gisement), mais aussi à balayage électronique actif (site). Ce dernier a pour objectif d'être placé sous un avion tel que l'Atlantique 2 de la Marine nationale. De par son balayage mécanique à 360°, le volume nécessaire à sa rotation ne lui permet pas d'être intégré facilement sous un avion de combat.



Figure 2 : Photographie du nouveau radar SearchMaster de Thales alliant balayage mécanique et AESA.

b. RADAR PESA

C'est à partir des années 1960 que le premier RADAR à balayage électronique passif (PESA) est utilisé sur terre. Il fallut alors 15 ans pour que ce système révolutionnaire soit implémenté dans un avion de combat, à l'instar du MiG-31 de la Figure 3.



Figure 3 : Photographie du MiG-31 qui embarqua pour la première fois un radar PESA à son bord.

Le mécanisme d'action de ce nouveau type de RADAR est présenté sur la Figure 4. Celui-ci se base sur la création d'un front d'onde dont la direction θ_{scan} est fonction du déphasage appliqué entre chaque antenne par un bloc déphaseur en amont. Le fonctionnement du réseau d'antennes sera approfondi au chapitre IV. Un seul et même amplificateur est utilisé ici, ce dernier divisera sa puissance en aval afin d'alimenter toutes les branches menant in-fine aux antennes.

Contrairement au balayage mécanique limité par sa vitesse de rotation, le balayage électronique est beaucoup plus rapide. Il permet de suivre plusieurs cibles avec une plus grande amplitude ($\pm 60^\circ$ en azimut et élévation) contrairement à une antenne sur rotor. En sus, la maintenance d'un RADAR PESA est beaucoup moins importante que son homologue mécanique.

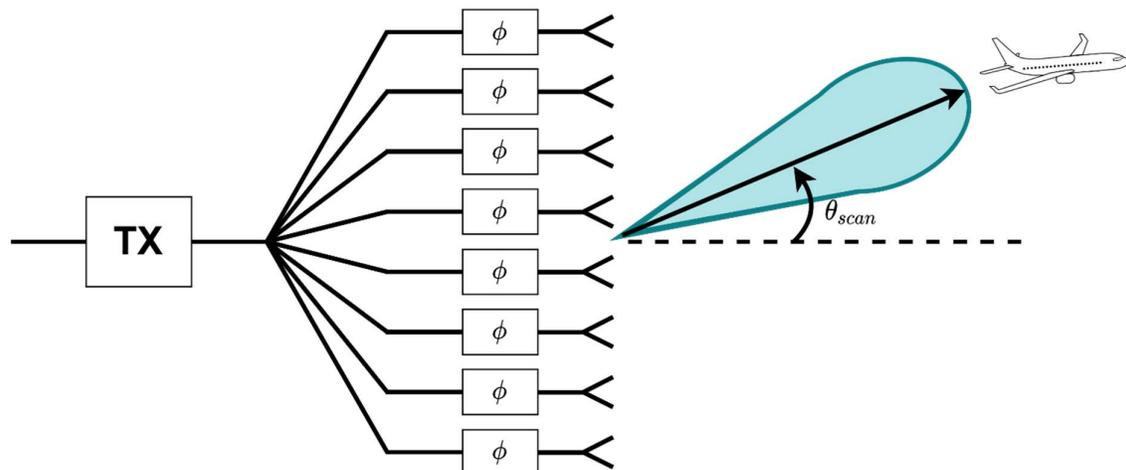


Figure 4 : Illustration de principe du radar PESA.

Néanmoins, il est clair que le trajet amplificateur-antenne engendre des pertes très importantes. Ces pertes sont d'autant plus critiques lorsqu'elles sont situées après l'amplificateur, là où les puissances sont les plus hautes. Ces pertes auront un effet extrêmement délétère sur la portée du radar, mais aussi sur son échauffement thermique dû à l'effet Joule. Pour cela, le radar AESA (Active Electronically Scanned Array) fut pensé dans le but de pallier ces problèmes de pertes.

c. RADAR AESA

Le principe de ce radar est expliqué sur la Figure 5. L'AESA est une variante du PESA où le module actif a été démultiplié et placé juste derrière les antennes unitaires. Le but ici est alors de minimiser les pertes amplificateur-antenne. En dépit de la complexité et d'un coût plus élevé du système, il est possible de diviser le réseau d'antennes en sous-réseaux qui agiront de manière quasi-indépendante, permettant alors la poursuite de nombreuses cibles en simultanée. Cette agilité constitue un avantage énorme par rapport au PESA. La duplication des modules actifs garantit aussi la robustesse face aux dommages des circuits. En effet, en cas de panne d'un ou plusieurs modules, la conséquence n'en sera que négligeable puisque le radar en comporte un millier. Quant au radar PESA, le module T/R (Transmission/Réception) défectueux impliquera automatiquement une panne du radar.

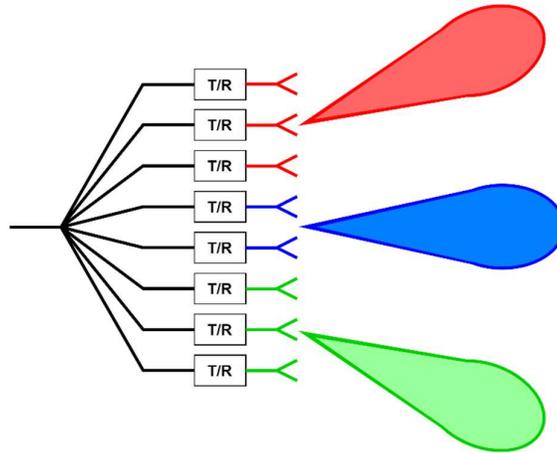


Figure 5 : Illustration de principe du radar AESA.

Le radar RBE2 (Figure 6) développé par Thales constitue un exemple d'AESA à l'état de l'art.



Figure 6 : Photographie du radar RBE2 sur le Rafale.

Malgré de meilleures performances, l'intégration de ces milliers de modules est extrêmement complexe et impose donc des choix technologiques en termes de circuit intégré.

2. Problématique

Certaines applications, nécessitant un haut degré d'intégrabilité, privilégient les circuits intégrés (ou module T/R) à base de silicium. A l'inverse d'autres technologies détaillées ultérieurement, ce silicium ne permet cependant pas d'atteindre des puissances en sortie de puce de l'ordre de 10 W. Afin de conserver le nœud à base de silicium, d'autres méthodes pour augmenter la puissance rayonnée doivent être investiguées.

3. Plan de thèse et objectifs

Cette thèse est organisée en quatre chapitres.

Après cette introduction générale, le chapitre I se concentre en premier lieu sur l'état de l'art de chacun des nœuds de circuits intégrés les plus couramment utilisés pour une application forte puissance. Comme précédemment mentionné, il en ressort que le silicium est limité en puissance de sortie. Plusieurs méthodes permettant d'augmenter la puissance rayonnée sont alors énumérées, dont l'une fera l'objet de cette thèse : la combinaison de puissance antennaire (CPA). Cette dernière consiste à combiner les signaux directement dans une antenne multiport, au lieu de passer par des combineurs perteux. L'état de l'art de cette technique nous permet alors de pré-sélectionner certaines structures multiports d'intérêt.

Dans un premier temps, l'étude se fait uniquement sur des antennes unitaires, c'est-à-dire non implémentées en réseau.

Le chapitre II aura pour objectif de proposer deux nouvelles structures multiports alimentées par des vias : un patch et une cavité. Après une analyse modale des deux topologies, le nombre de ports sur chaque structure sera porté à huit, voir 16, ce qui permet l'augmentation drastique de la puissance rayonnée. Des démonstrateurs passifs en bande S sont fabriqués afin de valider la bande passante et le rayonnement des antennes. Une version active, accueillant cette fois des amplificateurs, démontre le potentiel en combinaison de puissance antennaire de chaque topologie.

Au chapitre III, la suite des travaux explore les structures de patches alimentés par des fentes. Une première topologie, basée sur des fentes décentrées, est premièrement validée en bande S à l'aide de démonstrateurs passifs et actifs. Par suite, cette même structure est reprise en bande X en augmentant sa bande passante et en doublant son nombre de ports. Un démonstrateur passif permet de valider la grande bande passante de cette structure et son intérêt pour y appliquer le principe de CPA. Dans un second temps, un nouvel empilement de patches, où les fentes sont centrées cette fois-ci, est étudié et ses performances sont validées en simulation.

Un tableau comparatif permet de comparer entre elles les structures présentées aux chapitres II et III. Certaines sont alors sélectionnées pour être étudiées en réseau tandis que d'autres sont délaissées.

Introduction

En commençant par une explication des phénomènes intrinsèques aux réseaux d'antennes, le chapitre IV étudie chacune des structures sélectionnées en réseau infini. Un phénomène délétère apparaît sur deux structures, ce qui dégrade leur performance. Toutefois, ce phénomène reste modéré sur une des topologies, ce qui donne lieu à la fabrication d'un sous-réseau permettant de valider la largeur de bande et une partie du rayonnement. La dernière topologie du chapitre III est également étudiée en réseau infini. Un sous-réseau permet de valider sa bande passante et l'intérêt particulier de cette structure au sein d'un réseau.

Dans la conclusion générale, les structures retenues sont comparées entre elles, ce qui nous permet finalement de proposer la meilleure antenne candidate pouvant accueillir huit ports, tout en possédant une géométrie favorisant l'interconnexion puce-antenne et dont les performances en réseau sont satisfaisantes. Enfin, les perspectives des travaux futurs sont discutées.

CHAPITRE I

INTRODUCTION A LA COMBINAISON DE PUISSANCE ANTENNAIRE

Introduction du chapitre	17
Partie I : Augmentation de la puissance de sortie.....	18
1. Etat de l'art des circuits intégrés.....	18
a. Présentation des différentes technologies.....	18
b. Métriques de base d'un amplificateur de puissance.....	19
c. Etat de l'art des technologies GaN/AsGa	20
d. Etat de l'art de la technologie SiGe.....	21
2. Différentes méthodes pour augmenter la puissance rayonnée	23
Partie II : Considérations préliminaires	26
1. Coefficient de réflexion et bande passante.....	26
2. Coefficient de réflexion actif.....	27
3. Gain.....	28
4. Polarisation.....	29
Partie III : Etat de l'art de la combinaison de puissance antennaire.....	32
1. Combinaison de puissance dans une antenne à onde progressive	32
2. Etat de l'art de la CPA pour des antennes résonantes.....	33
a. Combinaison de puissance antennaire au sein du MMIC.....	34
b. Combinaison de puissance antennaire sur PCB.....	38
Conclusion du chapitre	45
Références	46

Introduction du chapitre

Ce chapitre a pour premier but de présenter les différents systèmes de RADAR actuellement et précédemment utilisés. En fonction du type de RADAR, les contraintes sur le circuit intégré peuvent être extrêmement différentes, bien que des tendances soient observées. Ces contraintes nous amèneront alors à évaluer différentes technologies de circuit intégré, à travers un état de l'art exhaustif. Le critère de SWAP-C (Size, Weight, Power, Cost) sera déterminant et nous incitera à nous questionner particulièrement sur l'aspect puissance de sortie de la technologie de ces circuits intégrés. Ce questionnement nous invitera alors à mentionner tous les moyens connus afin d'augmenter la puissance rayonnée. C'est à ce moment que le sujet de cette thèse, la combinaison de puissance antennaire (CPA), sera introduite.

Pour conclure ce chapitre, un état de l'art sur ce principe sera mené afin de sélectionner les typologies d'antennes se prêtant particulièrement bien à la CPA.

Partie I : Augmentation de la puissance de sortie

1. Etat de l'art des circuits intégrés

a. Présentation des différentes technologies

Il est évident que les contraintes d'intégration du circuit intégré dédié aux hyperfréquences ne seront pas les mêmes pour un balayage mécanique que pour un balayage électronique, qu'il soit actif ou passif. En l'occurrence, le nitrure de gallium (GaN) est un très bon candidat pour un balayage giratoire, mais aussi pour les radars PESA du fait de sa forte capacité à sortir de très hauts niveaux de puissance. Cependant, cet aspect est presque le seul avantage de cette technologie – très important tout de même ! – ; l'intégration, la taille de la puce et le coût est fortement dissuasif, en particulier pour l'AESA. D'autres technologies, telles que l'arséniure de gallium (AsGa) et le phosphore d'indium (InP) ont été développées ; certaines lacunes du GaN sont alors comblées malgré tout de même une puissance de sortie moindre. Une enquête de l'Institut de Technologie de Géorgie [SUR2021] permet de comparer plusieurs technologies de circuit intégré sur silicium à celles susmentionnées que l'on nomme couramment III-V. Cette dénomination fait référence aux colonnes du tableau de Mendeleïev, en particulier la colonne 13 comportant par exemple le galium (Ga) et l'indium (In) ainsi que la colonne 15 pour l'arsenic (As). La Figure 7, produite par B. Coquillas du laboratoire IMS, permet de mieux comprendre les capacités de chaque technologie.

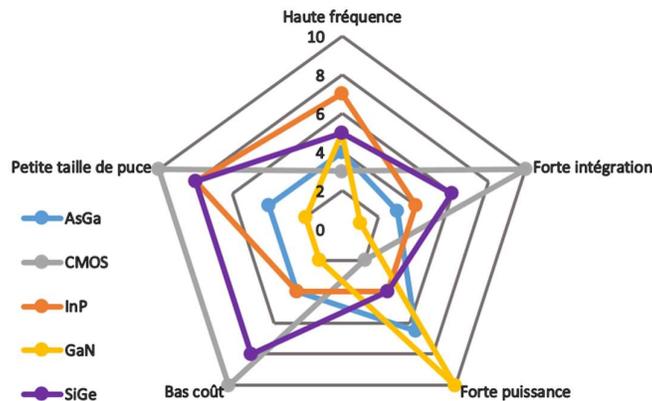


Figure 7 : Comparaison des différentes technologies de circuit intégré [COQ2022].

Dans le cadre d'un radar AESA où une forte intégration est souhaitée ainsi qu'un coût particulièrement bas, le CMOS serait tout indiqué, d'autant plus qu'une partie numérique peut être combinée à la partie hyperfréquence. Néanmoins, les puissances de sortie sont ridicules par rapport aux technologies III-V (cf. ci-après). Pour pallier ce problème intrinsèque au silicium, il faut associer au silicium un élément de la colonne 14 du tableau de Mendeleïev : le germanium (Ge). Selon la Figure 7, cette combinaison permet d'obtenir des niveaux de puissance équivalents à ceux de l'InP et proches de l'AsGa, tout en garantissant une forte intégration et une économie en taille de puce (et en coût). Toutefois, il faut savoir rester pragmatique : le GaN est une vraie rupture technologique par rapport à ses concurrents en matière de puissance de sortie.

La suite de ce chapitre permet d'exhiber l'état de l'art des amplificateurs de puissance (HPA) des technologies SiGe et III-V afin de détailler leur potentiel en bande X.

b. Métriques de base d'un amplificateur de puissance

Avant toute explication détaillée de cet état de l'art, il est nécessaire de développer quelques notions fondamentales d'un amplificateur de puissance qui nous seront très utiles.

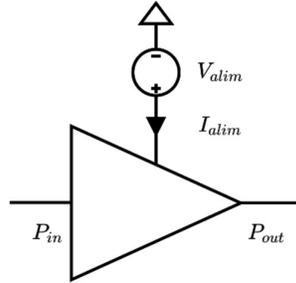


Figure 8 : Schéma de principe d'un amplificateur de puissance.

Selon la Figure 8, le gain d'un amplificateur de puissance est simplement :

$$G \text{ (dB)} = P_{out} - P_{in} \quad (1)$$

Une autre notion simple est la puissance de sortie, liée à la technologie et la taille du transistor. Cette puissance de sortie, voulue généralement la plus haute possible dans le cas des HPAs, est caractérisée en « large signal » lorsque l'amplificateur compresse. En d'autres termes, en augmentant progressivement P_{in} , le gain va diminuer jusqu'à atteindre 0 dB (i.e. aucune amplification). C'est à partir de ce moment que naît la notion de P_{out} maximale dite saturée : la P_{sat} . Cette notion est essentielle et conditionne la portée du radar.

Simultanément à la compression, le courant d'alimentation I_{alim} augmentera constamment. Une autre caractéristique importante de l'amplificateur est sa PAE (Power Added Efficiency). Cette dernière permet de caractériser l'efficacité de l'amplificateur. Mathématiquement, elle s'exprime ainsi :

$$PAE \text{ (\%)} = \frac{P_{out} \text{ (W)} - P_{in} \text{ (W)}}{P_{alim} \text{ (W)}}, \quad (2)$$

avec $P_{alim} = V_{alim} * I_{alim}$.

Cette caractéristique est cruciale dans un système aéroporté qui doit maximiser l'efficacité de ses composants afin de relâcher la contrainte sur l'alimentation électrique. De plus, toute chose égale par ailleurs, l'énergie perdue n'échappe pas aux règles de la thermodynamique et en particulier de l'effet Joule. En effet, une mauvaise PAE (< 30 %), engendrée par une conception perteuse, va automatiquement faire chauffer la puce. Cette contrainte thermique peut être dissuasive, à l'instar des travaux de [DUP2014] que nous étudierons ensuite.

c. Etat de l'art des technologies GaN/AsGa

Comme dit précédemment, le GaN permet d'atteindre des niveaux de puissance inégalés par les autres technologies en bande X. Comme montré dans [KAM2020] et [TAO2017], les puissances de sortie saturées atteignent jusqu'à 74 W (48,7 dBm), les niveaux de puissance étant si élevés qu'ils préfèrent utiliser le Watt plutôt que le dBm. Quant à la PAE, celle-ci atteint un maximum de 55 % dans [KAM2020]. Sachant que les deux articles se basent sur une recombinaison de 8 amplificateurs, il est intéressant de regarder la méthode de recombinaison propre aux technologies III-V. Les couches de métaux étant très peu nombreuses (2), la recombinaison par des baluns n'est pas une solution pertinente (> 3 couches). La recombinaison se fait alors uniquement grâce à des lignes de transmission comme le montre la Figure 9.

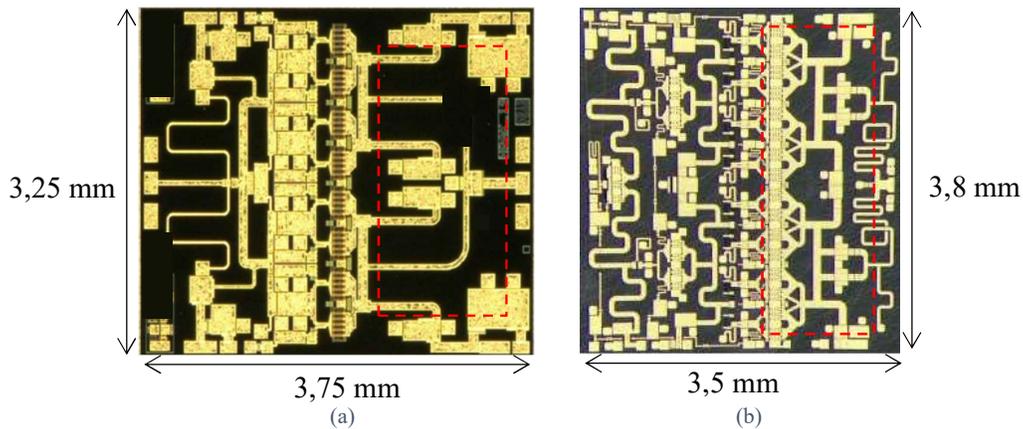


Figure 9 : Microphotographie des travaux en GaN de : (a) KAM[2020] et (b) [TAO2017].

Ces lignes demandent une taille de puce considérable, affirmation corroborée par la Figure 7, ce qui affectera sensiblement le coût et l'intégration de cette technologie. Dans ces travaux, la taille de puce se situe entre 12 et 13 mm². A titre de comparaison, les travaux de Samuel Redois [RED2020] en SiGe portent la taille de la puce à seulement 1,75 mm². En outre, les tensions de drain V_d utilisées dans cette dernière technologie ne dépassent pas 3 V tandis que la physique du semiconducteur intrinsèque au GaN requiert des tensions bien plus grandes supérieures à 25 V.

Penchons-nous maintenant sur l'état de l'art de l'AsGa reporté à travers les références [CHU2008] ainsi que [ALI2021]. Les photographies des deux puces sont montrées sur la Figure 10.

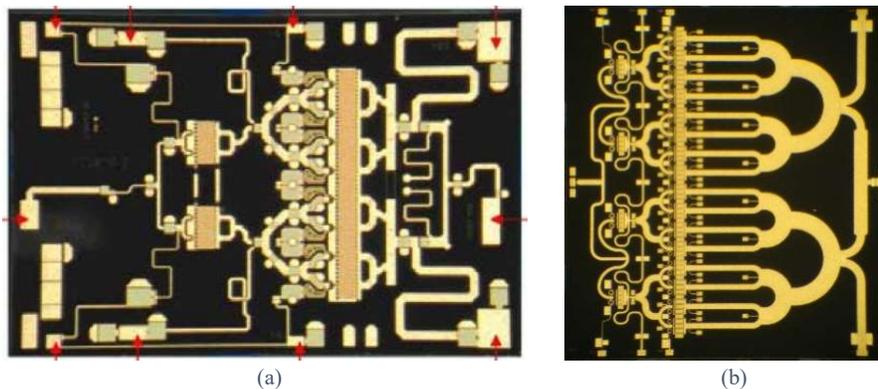


Figure 10 : Microphotographie des travaux en AsGa de : (a) CHU[2008] et (b) [ALI2021].

Comme à l'accoutumée, les divisions et recombinaisons en puissance se font toujours grâce à des lignes de transmission, dû encore une fois à un faible nombre de couches de métaux (2). Une large taille de puce est alors inévitable : 13,56 mm² pour [CHU2008] et 38 mm² (!) pour [ALI2021]. Les deux typologies se ressemblent, mais diffèrent par l'utilisation de huit amplificateurs recombinaisonnés par Chu tandis qu'Alizadeh en utilise 16. Toutefois, Chu obtient globalement de meilleures performances avec une taille de puce bien plus petite, comparable à celles du GaN susmentionnées.

La puissance de sortie des deux puces AsGa se situe autour de 10 W, ce qui reste sensiblement plus bas que les 74 W du GaN de [KAM2020]. Quant aux tensions d'alimentation nécessaires, l'AsGa remporte une petite victoire avec une tension d'alimentation se situant entre 6 et 8 V.

d. Etat de l'art de la technologie SiGe

Comme il a déjà été dit, la combinaison du silicium avec le germanium permet de maintenir tous les avantages de coût et d'intégration tout en allant chercher des niveaux de puissance intéressants. Cette section permet de montrer les possibilités, mais aussi les limites de cette technologie face aux technologies III-V.

Les travaux de [LIU2015] sont, pour l'instant, les seuls travaux publiés internationalement ayant une puissance de sortie proche de 30 dBm (1 W) en bande X. Une photographie de la puce est montrée sur la Figure 11(a).

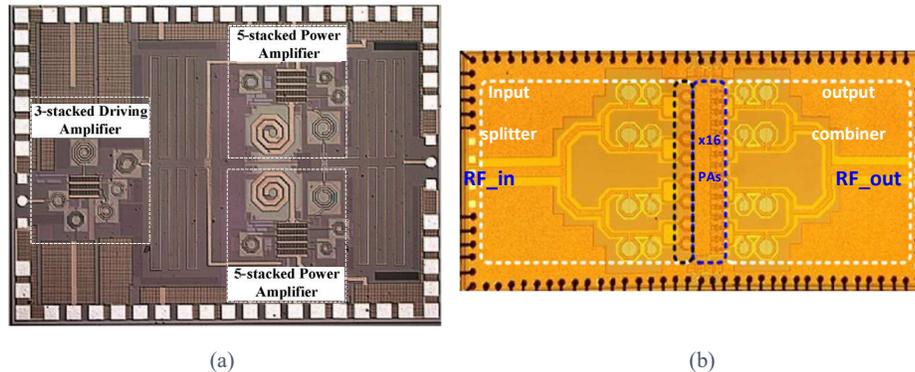


Figure 11 : Microphotographie des travaux en SiGe de : (a) LIU[2015] et (b) [CHE2016].

Une puissance de sortie maximale de 29,5 dBm pour une PAE de 17,8 % est atteinte à l'aide de deux grosses cellules de puissance recombinaisonnées par un diviseur de Wilkinson. Chacune des cellules se base sur cinq transistors cascades.

En bande Ku, les travaux de [CHE2016], présentés sur la Figure 11(b), portent la puissance maximale à 30 dBm tout en arborant une bien meilleure PAE (37,5 % à 14 GHz). Cette fois-ci, un total de 16 amplificateurs sont utilisés et recombinaisonnés grâce à des lignes de transmission. Les pertes de recombinaison en sortie sont évaluées par l'auteur à 1,5 dB - nous reviendrons sur ce point après.

Cette présumée limite de 30 dBm est entérinée par [RED2020] qui surpasse tout juste cette limite, atteignant alors 30,2 dBm avec une PAE de 31 %. Cette architecture, proposée sur la Figure 12 est d'autant plus intéressante de par sa taille de puce de 1,75 mm² : une poussière devant les dizaines de mm² du III-V. Quatre cellules de puissance différentielles sont

recombinées à l'aide d'un balun et de deux coupleurs hybride 90°. En plus d'augmenter la taille de la puce, ces circuits de recombinaison ont des pertes d'insertion de 2,2 dB. Ces pertes vont directement faire chauffer le circuit en dégradant au passage la P_{sat} et la PAE. La puissance thermique dissipée équivaut alors à 40 % ($1 - 10^{-2,2/10}$) de la puissance de sortie idéale qui est de 32,4 dBm (30,2 + 2,2). En d'autres termes, 0,7 W d'énergie thermique est dissipé sur la surface où reposent les circuits de recombinaison, entraînant alors ce qu'on appelle des « points chauds » où les contraintes thermiques sont les plus élevées.

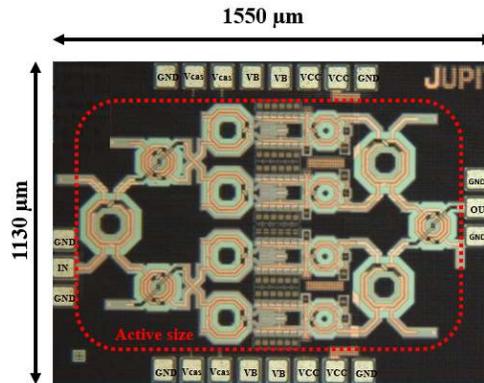


Figure 12 : Microphotographie des travaux en SiGe de [RED2020].

Le travail de N. Demirel au laboratoire IMS, présenté par V. Dupuy [DUP2014], ne vient que corroborer le problème thermique expliqué. Le niveau de puissance de cette puce pulvérise l'état de l'art du SiGe : 34,2 dBm avec une PAE de 30%. Cette puissance de sortie est réalisée à l'aide d'un choix de transistor qui permet une densité de courant plus élevée que les travaux de S. Redois. Toutefois, la recombinaison en puissance est similaire : N. Demirel utilise deux baluns ainsi qu'un diviseur de Wilkinson sur la Figure 13.

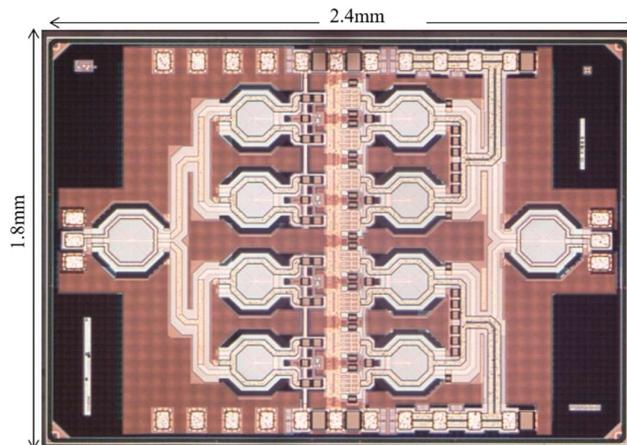


Figure 13 : Microphotographie des travaux en SiGe de N. Demirel [DUP2014].

L'inconvénient majeur qui rend cette puce obsolète réside dans son emballage thermique et dans la nécessité de refroidir celle-ci à -50°C afin d'obtenir les performances attendues. L'information sur les pertes des combineurs en sortie n'est pas connue, mais peut-être évaluée par rapport au travail précédent à 1,6 dB. Avec une recombinaison sans perte, la puce pourrait donc sortir 36 dBm, se rapprochant alors des puissances de sortie de l'AsGA.

Un tableau récapitulatif des performances est exhibé sur le Tableau 1. Malgré des données manquantes, en particulier les pertes de sortie sur les technologies III-V, la tendance des pertes de sortie du SiGe se trouve entre 1,5 et 2,2 dB. Ces pertes de recombinaison et d'adaptation sont délétères, tant pour la P_{sat} et la PAE que pour la dissipation thermique. Il est alors crucial de trouver une solution innovante afin de minimiser le plus possible ces pertes.

Réf. Temp.	Tech.	Nombre d'amplificateurs	Fréq. GHz	Alim. V	Psat dBm	PAE _{max} %	Taille mm ²	Perte en sortie dB
[RED2020]	SiGe	8 (4 différentiels)	8,5-10,5	3,8	30,2	31	1,75	2,2
[DUP2014] -50°C	SiGe	8 (4 différentiels)	9,7	3,6	34,2	27	4,3	1,6
[LIU2015]	SiGe	2 (empilés)	8-12	7,5 4,5	29,5	17,8	2,66	-
[CHE2016]	SiGe	16	13,6-14,6	5,0	30	37,5	9,45	1,5
[ALI2021]	AsGa	16	9,7-10,3	6	40	63	38,04	> 0,35
[CHU2008]	AsGa	8	9,4	8	41	51	13,56	-
[KAM2020]	GaN	8	8,5-10,5	30	48,5	54	12,2	0,6
[TAO2017]	GaN	16	8-12	28	48,7	45	13,3	> 0,6

Tableau 1 : Etat de l'art en bande X des différentes technologies de circuit intégré.

2. Différentes méthodes pour augmenter la puissance rayonnée

Comme nous venons de voir à travers le Tableau 1, la manière la plus courante d'augmenter la puissance rayonnée est de paralléliser les amplificateurs et de recombinaison la puissance avant d'attaquer l'antenne. Les inconvénients de cette technique ont été cités juste avant.

Une deuxième technique serait d'augmenter la directivité de l'antenne. Prenons l'exemple de l'équation de propagation simple dans le vide :

$$P_r = P_e + D_e + D_r - 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right) \quad (3)$$

avec P_r , P_e , D_r , D_e étant respectivement la puissance reçue, la puissance émise, la directivité de l'antenne réceptrice et la directivité de l'antenne émettrice. λ et r étant la longueur d'onde dans le vide ainsi que la distance séparant l'émetteur du récepteur.

Dans un système AESA, la directivité est augmentée grâce à la multiplication des antennes, rendant alors le faisceau beaucoup plus directif – nous reviendrons sur cet aspect dans la partie II. Naturellement, il n'est pas possible d'accaparer une surface antennaire infinie. La directivité maximale est donc limitée par la surface que le réseau d'antennes occupe, elle-même limitée par la taille de l'avion. A moins d'avoir recours aux technologies III-V ou d'innover drastiquement sur la technologie SiGe, il paraît compliqué – pour l'instant – d'augmenter outre mesure la puissance rayonnée.

Depuis une dizaine d'années, la combinaison de puissance dans l'antenne permet de s'affranchir des pertes de recombinaison sur circuit et, in-fine, d'augmenter la puissance rayonnée, la PAE ainsi que la dissipation thermique. Le principe de cette innovation est illustré sur la Figure 14. La recombinaison en puissance ne se fait plus au sein de circuits perteux mais au sein de l'antenne directement grâce à une antenne multiport. En plus de pallier les

inconvenients déjà mentionnés, la taille de puce se voit diminuée, dépourvue de tout circuit recombinaut. Reprenons les travaux de N. Demirel [DUP2014] afin de bien comprendre les performances atteignables avec une recombinaison antennaire quasi-non-perieuse. Pour rappel, en partant d'une évaluation des pertes du circuit de sortie à 1,6 dB, la puissance envoyée à l'antenne serait alors de 36 dBm. Quant à la PAE, celle-ci passerait de 30 % à 54 %.

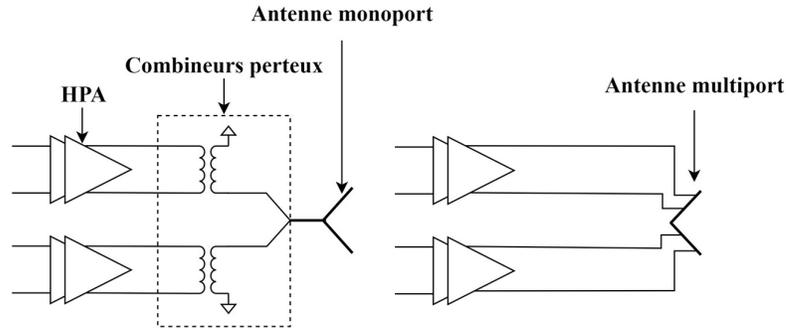


Figure 14 : Schéma de principe de la combinaison de puissance antennaire.

De plus, la surface de la puce MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) étant surtout occupée par le réseau d'adaptation de sortie (~ 40 %) et celui d'entrée (~ 40 %) – approximation vraisemblable au regard de la Figure 13 – la taille de la puce pourrait être grandement réduite. En plus de réaliser la combinaison de puissance dans l'antenne, les ports de l'antenne peuvent être conçus afin de présenter l'impédance optimale de sortie des amplificateurs. Toutefois, le fait d'augmenter le nombre de ports antennaire complexifie grandement la conception, notamment l'interconnexion puce-antenne.

Le Tableau 2 permet de résumer les avantages et inconvenients de la CPA.

Technique	Puissance rayonnée	Efficacité	Dissipation thermique	Taille du MMIC	Complexité d'interconnexion puce-antenne
Combineurs sur circuit	↘	↘	↘	↗	-
CPA	↗	↗	↗	↘	↗

Tableau 2 : Récapitulatif des avantages/inconvenients de la CPA.

Pour notre application radar, l'antenne réalisant la CPA devra obligatoirement posséder les caractéristiques suivantes :

- 1 : Interconnexions antenne-puce réalisables et les plus courtes possibles (pas de connexion SMA par exemple).
- 2 : Possibilité d'utiliser les six polarisations : horizontale, verticale, 45°, -45°, polarisation circulaire droite (RHCP) et polarisation circulaire gauche (LHCP).
- 3 : Coefficient de réflexion actif (notion expliquée ultérieurement) de chaque port devant rester constant selon toutes les polarisations demandées.
- 4 : Bande passante d'au moins 20 % en bande X.
- 5 : L'efficacité de l'antenne doit être supérieure à 90%.

6 : L'antenne doit tenir dans une maille carrée de côté $\lambda/2$ à la fréquence haute.

La section suivante, commençant d'abord par une introduction aux principes de base des antennes, a pour but de sélectionner les antennes les plus adaptées à la CPA au regard des caractéristiques mentionnées ci-dessus.

Partie II : Considérations préliminaires

1. Coefficient de réflexion et bande passante

La transmission sans fil des informations s'effectue uniquement à l'aide d'une onde électromagnétique. Cette onde électromagnétique TEM (Transverse Electro-Magnétique), illustrée sur la Figure 15, se propage couramment dans l'air qui a une impédance $Z_0 = 377 \Omega$.

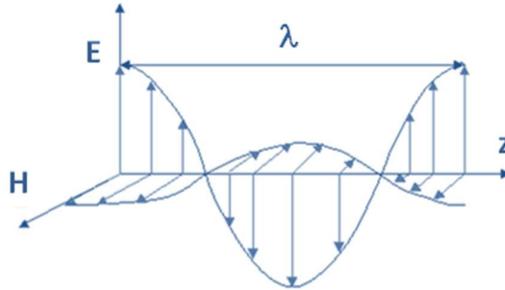


Figure 15 : Illustration d'une onde TEM polarisée selon l'axe y.

Il est possible de voir l'antenne comme un circuit d'adaptation entre l'impédance du système (souvent de 50Ω) et l'impédance de l'air Z_0 . La Figure 16 nous permettra de mieux comprendre ce qu'est le coefficient de réflexion.

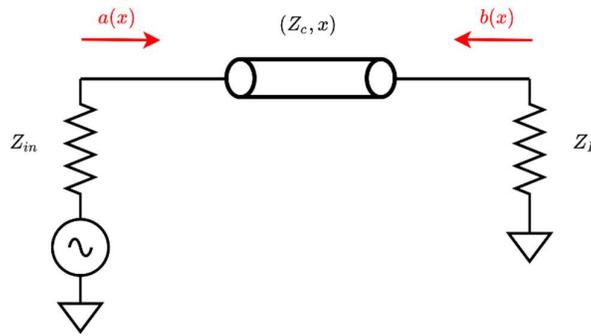


Figure 16 : Schéma de principe d'une adaptation d'impédance.

Le S_{11} , ou coefficient de réflexion Γ , est le ratio d'onde réfléchie b sur l'onde incidente a . Cette quantité varie en fonction de la longueur de la ligne de propagation x . On définit alors :

$$\Gamma(x) = \frac{b(x)}{a(x)} \quad (4)$$

si l'on prend ce ratio au niveau de la charge, on définit :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (5)$$

Il est aussi courant d'utiliser le *VSWR* (ou Taux d'Onde Stationnaire TOS) qui est défini de cette manière :

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (6)$$

Le coefficient de réflexion est primordial : un mauvais coefficient de réflexion impliquant la persistance d'ondes stationnaires, les performances se verront dégradées. La formule suivante permet de calculer les pertes de désadaptation :

$$Perte_{\text{transmission}}(\text{dB}) = 10\log(1 - |\Gamma|^2) \quad (7)$$

Calculons les pertes associées à trois coefficients de réflexion standards :

- $S_{11} = -20 \text{ dB}$ ($VSWR = 1,2$) \rightarrow $Perte_{\text{transmission}} = 0,04 \text{ dB}$.
- $S_{11} = -10 \text{ dB}$ ($VSWR = 2$) \rightarrow $Perte_{\text{transmission}} = 0,51 \text{ dB}$.
- $S_{11} = -6 \text{ dB}$ ($VSWR = 3$) \rightarrow $Perte_{\text{transmission}} = 1,51 \text{ dB}$.

La bande passante d'une antenne reflète le maintien de son coefficient de réflexion sous un certain seuil et sur une certaine plage de fréquence. Ce coefficient est souvent demandé en dessous de -10 dB ($S_{11} < -10 \text{ dB}$). Il est alors possible de définir une borne fréquentielle minimale f_{min} et maximale f_{max} satisfaisant cette condition. Au milieu de ces bornes se trouve la fréquence centrale f_0 , et on peut alors définir la bande passante à -10 dB comme :

$$BW_{-10\text{dB}} (\%) = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_0} \quad (8)$$

Pour certaines antennes très larges bandes ($BW_{-10\text{dB}} > 50\%$), l'octave est privilégiée. Par exemple, pour une antenne donnée ayant la particularité $f_{\text{max}} = 3f_{\text{min}}$, la bande passante est de l'ordre de deux octaves. Prenons l'exemple d'une antenne cornet réputée pour sa très grande bande passante. Les travaux de [SHEN2015] sur la Figure 17 montrent une bande passante à -10 dB supérieure à trois octaves.

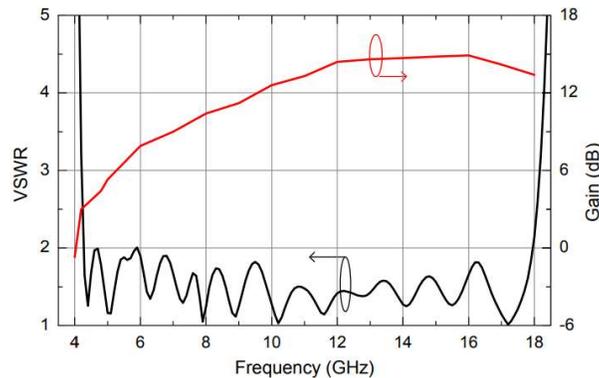


Figure 17 : Résultats en bande passante de l'antenne cornet reportée dans [SHEN2015].

2. Coefficient de réflexion actif

Pour une antenne multiport, il est primordial de prendre en compte la version active du coefficient de réflexion (CRA). En effet, à l'inverse d'une antenne monoport, chaque port va recevoir une partie de l'énergie émise par les autres ports. Ce principe est illustré sur la Figure 18 sur un exemple d'une antenne comportant quatre ports.

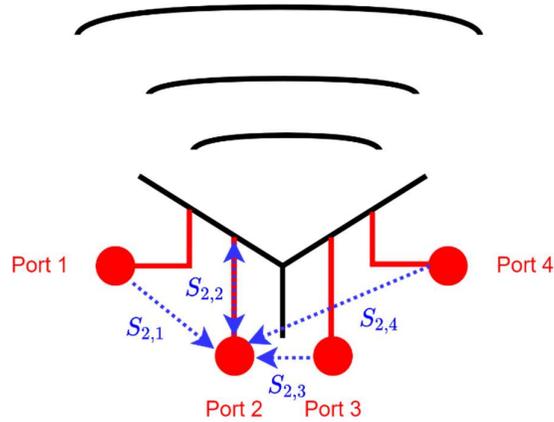


Figure 18 : Schéma de principe des couplages interports dans une antenne multiport.

Le coefficient de réflexion actif du port 2 est défini tel que :

$$S_{22,\text{actif}} = S_{21} + S_{22} + S_{23} + S_{24} \quad (9)$$

Cette équation n'est valable que si les ports alimentent l'antenne en phase. Dans le cas contraire, il est nécessaire de pondérer par un coefficient de phase correspondant. Ce coefficient de phase sera important lorsque nous introduirons les réseaux d'antennes au chapitre 4. A ce moment, il sera nécessaire d'apporter une nouvelle version du CRA, prenant en compte tous les couplages au sein du réseau.

3. Gain

Le gain d'une antenne traduit à quel point celle-ci est directive ou non. En d'autres termes, cela traduit la propension qu'à l'élément rayonnant à concentrer l'énergie reçue ou émise dans une certaine direction angulaire. Ce gain est toujours associé au diagramme de directivité. Ce même diagramme est décrit dans le système de coordonnées polaires présenté sur la Figure 19.

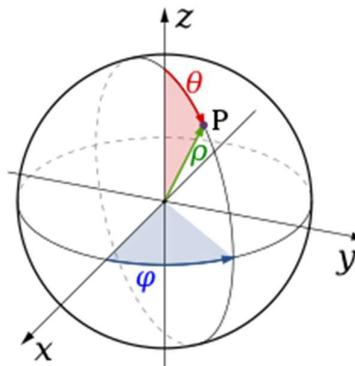


Figure 19 : Illustration du système de coordonnées polaires.

Le gain d'une antenne est toujours référencé par rapport à une antenne isotrope parfaite rayonnant de manière sphérique dans l'espace sans direction de propagation privilégiée. Son unité n'est pas en dB, mais en dBi afin de bien souligner que l'antenne isotrope est la référence de mesure. Toutefois, le gain des antennes est souvent, par omission, donné en dB.

En général, le gain d'antenne G correspond au gain réalisé de celle-ci, prenant en compte toutes les pertes relatives au diélectrique, à la conductivité des couches conductrices et aussi aux pertes de désadaptation.

La directivité D , quant à elle, est dépourvue de ces notions et ne relate que la propension de l'antenne à émettre/recevoir dans une certaine direction. Mathématiquement, on a alors en linéaire :

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) * e_c e_d * (1 - |\Gamma|^2) \quad (10)$$

où e_c , e_d décrivent respectivement l'efficacité de conduction et de diélectrique.

La Figure 20 représente le diagramme de rayonnement représentant le gain réalisé G en fonction de θ dans le plan H ($\varphi = 0^\circ$) et dans le plan E ($\varphi = 90^\circ$) d'une antenne patch alimentée simplement – antenne patch dans le plan (x,y) et polarisée selon y. Sur cette figure est aussi rajouté ce qu'on appelle la largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) en bleu clair. Cette valeur – étroitement corrélée au gain maximal – quantifie l'envergure angulaire dans laquelle le gain est supérieur à la moitié du gain maximal. Cette quantité est très utile dans la réalisation d'un réseau d'antennes où l'on privilégiera un fort HPBW afin de maximiser le gain lors de forts dépointages (60° par exemple).

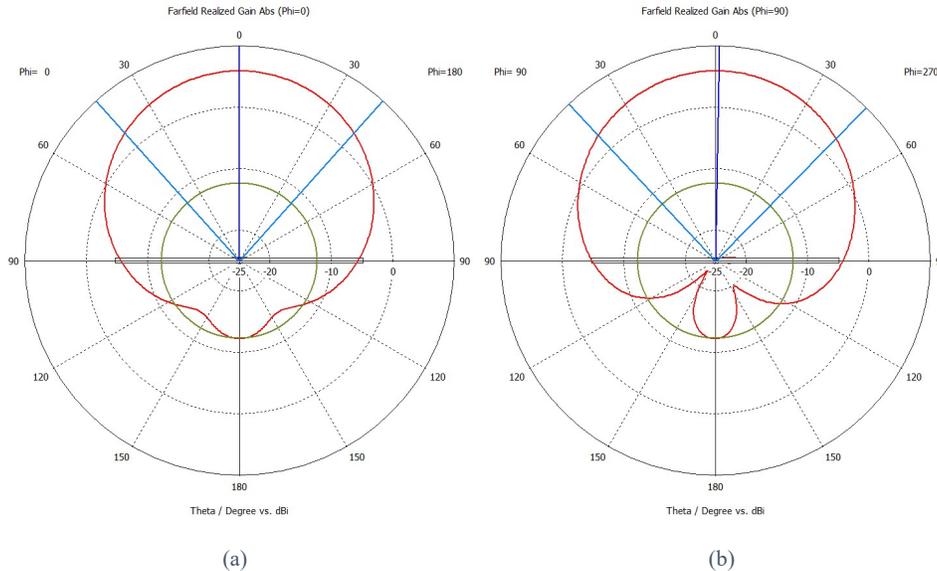


Figure 20 : Diagrammes de rayonnement montrant le gain réalisé total d'une antenne patch : (a) plan H et (b) plan E.

4. Polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique correspond au tracé en fonction du temps des vecteurs \vec{E} et \vec{H} . La Figure 21(a) représente le tracé de deux ondes : l'une polarisée horizontalement et l'autre verticalement. La Figure 21(b) illustre une onde polarisée circulairement.

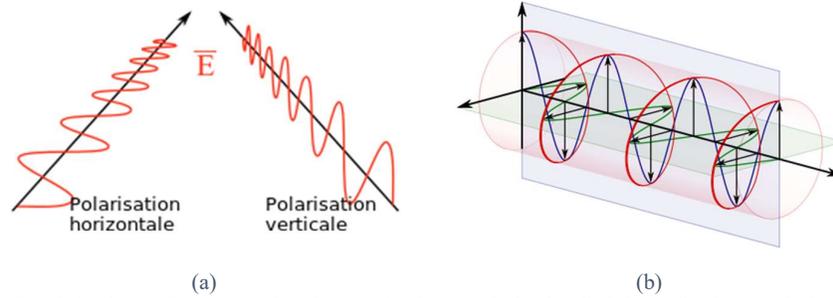


Figure 21 : Tracé du champ E en rouge dans le cas : (a) d'une polarisation linéaire et (b) d'une polarisation circulaire.

La polarisation circulaire induit une rotation des vecteurs \vec{E} et \vec{H} à contrario de celles linéaires qui restent dans leurs axes respectifs. L'avantage de la polarisation circulaire réside dans son indépendance face aux variations de φ ce qui n'est pas le cas pour une polarisation linéaire. Dans le cas d'une polarisation parfaite, la rotation à $\varphi = 90^\circ$ d'une antenne polarisée horizontalement ne permettrait plus de recevoir cette même polarisation.

Afin de comprendre les notions de co-polarisation et de cross-polarisation, le champ électrique d'une onde électromagnétique peut se définir tel que :

$$\vec{E} = E_x \vec{x} + E_y \vec{y} \quad (11)$$

dans le cas d'une polarisation linéaire verticale (selon y), on appelle co-polarisation la composante E_y du champ électrique et cross-polarisation la composante E_x .

La polarisation circulaire requiert un déphasage de 90° (modulo 180°) entre les deux composantes. La co-polarisation et cross-polarisation sont alors définies mathématiquement de cette manière :

$$E_{copolar} = E_x + E_y e^{\frac{j\pi}{2}} \quad (12)$$

$$E_{crosspolar} = E_x + E_y e^{-\frac{j\pi}{2}} \quad (13)$$

Reprenons l'antenne patch, dont le diagramme de rayonnement est illustré sur la Figure 20, et traçons maintenant la co-polarisation (a) ainsi que la cross-polarisation (b) dans le plan H :

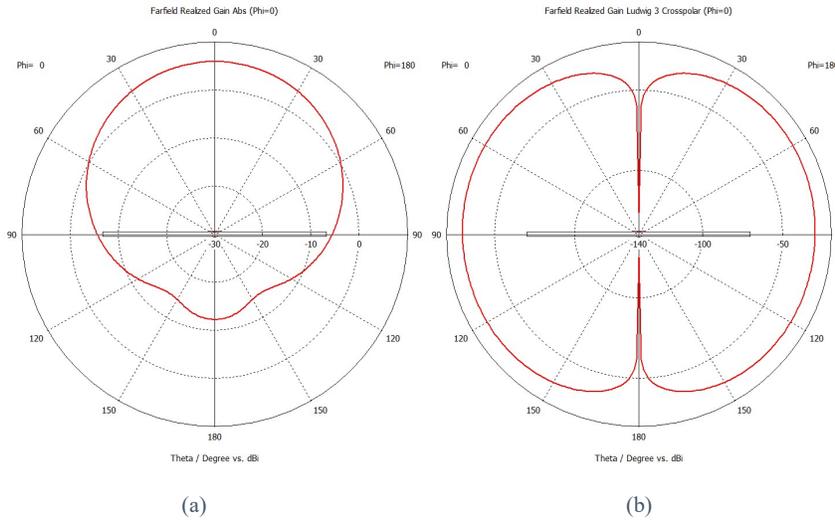


Figure 22 : Diagrammes de rayonnement montrant dans le plan H : (a) la co-polarisation et (b) la cross-polarisation.

En prêtant attention aux échelles, il est facile d'apercevoir que la cross-polarisation est très en dessous de la co-polarisation. Leur maximum respectif est de -29 dBi contre 5,9 dBi. Cette cross-polarisation, ici très faible, devient beaucoup plus élevée pour des systèmes très asymétriques. Dans une application radar, il est primordial de maîtriser cette cross-polarisation afin de détecter une cible. En effet, cette détection s'appuie souvent sur l'émission de plusieurs polarisations différentes. Ces dernières rebondissent toutes de manière unique suivant l'empreinte propre à la cible. Il est donc nécessaire que les polarisations soient les plus pures possibles afin de connaître cette cible sans ambiguïté. Une méthode simple de diminution de cross-polarisation est l'utilisation de sources différentielles, se prêtant très bien à une intégration avec un MMIC, lui-même différentiel (cf. [RED2020]).

La combinaison de puissance dans l'antenne se prête aussi très bien aux MMIC différentiels. La partie suivante permet d'investiguer l'application de cette combinaison sur des antennes à onde progressive. Pour cela, plusieurs antennes sont étudiées afin de comprendre leurs spécificités et, éventuellement, de conclure si l'une d'elles est bonne candidate pour la combinaison de puissance antennaire.

Partie III : Etat de l'art de la combinaison de puissance antennaire

1. Combinaison de puissance dans une antenne à onde progressive

La démultiplication des antennes au sein d'un réseau, que ce soit pour un radar PESA ou AESA, amène de fortes contraintes de coût, d'intégration et de fabrication importante. Pour cela, les antennes planaires sont de plus en plus sollicitées, profitant d'une fabrication aisée et d'un coût drastiquement réduit par comparaison avec des antennes en trois dimensions. Ces antennes 3D sont encombrantes, chères à produire et compliquées à intégrer. En comparaison avec la majorité des antennes planaires, ces antennes ne résonnent pas et possèdent donc une grande bande passante : ces antennes sont dites à onde progressive. Une photographie plus précise du radar RBE2 est montrée sur la Figure 23.



Figure 23 : Vue de côté du radar RBE2 montrant le réseau d'antennes Vivaldi.

Les antennes présentées ici sont de type Vivaldi mono-polarisées. Plusieurs travaux de recherche ont été effectués afin d'attaquer les deux polarisations. Les travaux de [PAN2021], exposés sur la Figure 24 (a), proposent une Vivaldi combinée avec une antenne cornet afin d'attaquer les deux polarisations. A l'image des travaux de [FENG2018], il est aussi possible d'utiliser deux Vivaldi orthogonales afin d'obtenir le même résultat.

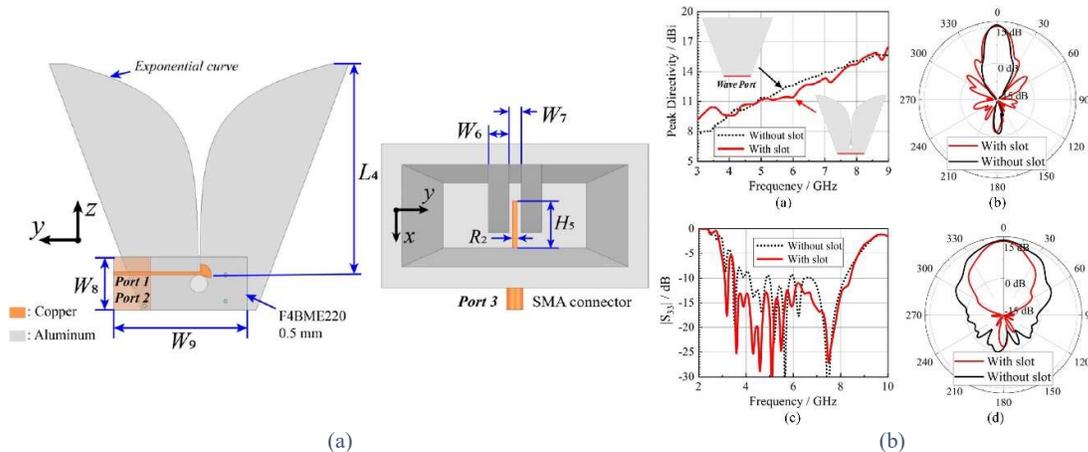


Figure 24 : Combinaison d'une antenne cornet avec une antenne Vivaldi afin d'attaquer les deux polarisations : (a) illustration du principe et (b) résultats en coefficient de réflexion et rayonnement.

Ce genre de structure étant compliqué à assembler unitairement, elles sont difficilement imaginables dans un réseau d'antennes. De plus, la problématique de l'interconnexion puce-antenne est de mise : la puce étant dans le plan (x, y) , son interconnexion à une antenne dans le plan orthogonal (y, z) n'est pas triviale. Avec notre principe de combinaison de puissance antennaire utilisant une antenne multiport (> 4), la complexité d'interconnexion est grandissante. Un autre inconvénient de ce type d'antenne est sa largeur de faisceau à mi-puissance : profitant d'un gain de 15 dB à 8 GHz, la HPBW est de l'ordre de 20° .

L'intégration de ces antennes 3D dans un réseau est un vrai challenge. Pour cela, de multiples travaux ont été réalisés afin de passer d'une antenne 3D à 2,5D. Ces antennes sont construites à l'aide d'un PCB (Printed Circuit Board) multicouche gravé de sorte à ce que l'antenne apparaisse transversalement au plan des substrats. Un exemple de ce type de travaux est illustré sur la Figure 25 et tiré des travaux de [TAJ2014] à 300 GHz.

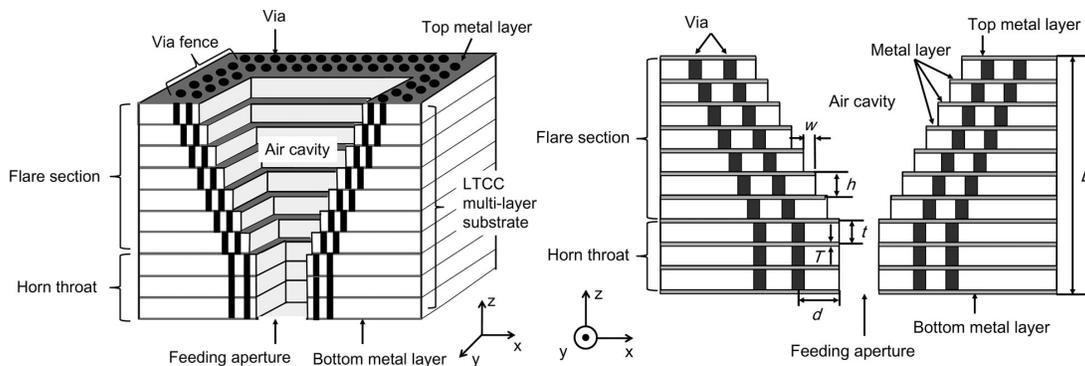


Figure 25 : Illustration du principe de fabrication d'une antenne 3D à l'aide de superposition de couches métallisées.

Cette structure a pour avantage d'être facilement intégrable dans un réseau d'antennes à des fréquences > 100 GHz. Pour la bande de fréquence que nous ciblons, à savoir la bande X, cette structure comporterait beaucoup trop de couches afin d'obtenir une épaisseur totale avoisinant λ à 10 GHz (30 mm).

En conclusion de cette sous-partie, le fait que l'antenne se trouve dans le plan orthogonal aux circuits intégrés est dissuasif pour l'application de la CPA. En plus d'être difficilement fabricable avec une technologie PCB standard, celles-ci possèdent souvent un faible HPBW, limitant fortement le dépointage électronique du radar. En dépit d'une bande passante moins élevée, certaines antennes résonantes permettent de pallier les faiblesses des antennes à onde progressive pour notre application.

2. Etat de l'art de la CPA pour des antennes résonantes

Prenons un temps pour synthétiser ce qui a été étudié jusqu'à maintenant. Dans un premier temps, nous avons brièvement exposé l'histoire des différents radars et ses évolutions jusqu'à l'AESA actuel. Cet AESA requiert autant d'innombrables circuits intégrés T/R que d'antennes. Deux contraintes apparaissent alors : l'une sur le circuit intégré qui se doit d'être le plus intégré et le moins cher possible tout en maintenant des niveaux de puissance de sortie suffisants (> 30 dBm). L'autre concerne les antennes qui, dans un souci de fabrication et d'interconnexion avec la puce, tendent alors vers des éléments planaires. Le SiGe permet de s'affranchir grandement

de la première contrainte, mais souffre encore d'un manque de puissance de sortie. La solution proposée dans ce travail permet d'éviter les pertes des combineurs en sortie et donc d'augmenter directement la puissance. Alternativement, elle peut être aussi utilisée en complément à ces combineurs afin d'atteindre de bien plus hautes puissances de sortie. Eu égard à cette solution, il est décisif de minimiser les interconnexions puce-antenne ce qui discrédite directement la plupart des antennes à onde progressive. Les antennes planaires sont donc les meilleures candidates. Nous allons maintenant balayer l'état de l'art de la CPA et plus généralement celui des antennes multiports, qui sont, nous le verrons, toutes résonantes.

a. Combinaison de puissance antennaire au sein du MMIC

La CPA est – pour l'instant ! – surtout utilisée au sein des circuits intégrés à des fréquences >100 GHz afin d'éviter les pertes et la complexité des baluns à ces fréquences particulières. De plus, les antennes à ces fréquences sont minuscules : il est possible de les accueillir au sein du circuit intégré contrairement à des antennes en bande X qui nécessiterait une puce gigantesque. En outre, l'interconnexion se fait facilement entre amplificateur-antenne et le matching s'en voit facilité. Cette section n'a pas pour but de démontrer que les antennes intégrées sont réalisables en bande X, bien au contraire. Cependant, mes travaux sont particulièrement bien adaptés à ces dernières où les puissances de sortie sont ridicules dans la gamme de fréquence sub-THz (< 10 dBm). De plus, même si le but final de cette thèse est d'appliquer la CPA en bande X sur des antennes off-chip (i.e. sur PCB), il existe de plus en plus de radar travaillant autour de 60 GHz – fréquence à laquelle les antennes intégrées peuvent être réalisables.

Travaux de S. Bowers

En la matière, les travaux de S. M. Bowers [BOW2013], [BOW2015] sont les précurseurs. Dans le plus récent, une antenne en anneau est alimentée au centre par huit amplificateurs. Le concept est présenté sur la Figure 26(a) et une microphotographie est affichée sur la Figure 26(b).

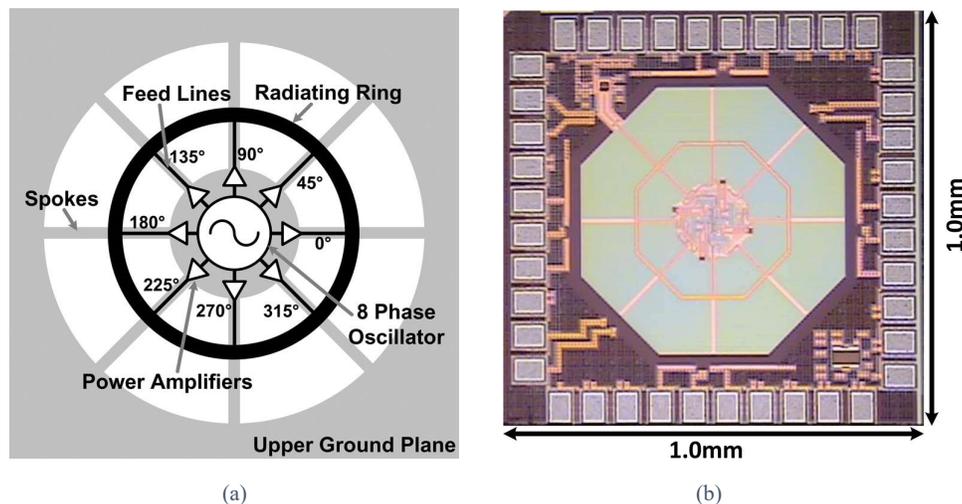


Figure 26 : Travaux sur la CPA de [BOW2013] : (a) schéma de principe utilisant une antenne en anneau multiport et (b) microphotographie du circuit.

Fonctionnant à 155 GHz, ce circuit en SiGe a l'avantage d'être très compact (1 mm^2). Cependant, ce type d'antenne comporte plusieurs points durs. Le premier provient du silicium agissant comme substrat antennaire. Ce substrat, possédant une constante diélectrique 11,9 fois plus grande que l'air, va favoriser la direction de propagation vers lui-même. Ce mécanisme est

illustré sur la Figure 28(a)(b) à partir du travail de 2015. L'antenne passe alors d'un diagramme de rayonnement bidirectionnel à unidirectionnel dont la direction ne nous arrange pas. Afin de contourner cette problématique, il serait possible de reporter la puce sur PCB en utilisant la technique de flip-chip. Technique qui a pour objet de retourner le circuit intégré afin que le rayonnement se fasse principalement dans l'air et non vers le substrat du PCB.

Une deuxième solution consiste à placer la puce directement sur un plan de masse afin de réfléchir et de redresser le diagramme de rayonnement. Cette solution, privilégiée dans le travail de 2013, requiert une distance de $\lambda/4$ au sein du silicium afin d'obtenir une interférence constructive.

Dans un objectif d'implémentation radar, cette antenne n'est pas appropriée puisqu'elle ne permet pas de diversité de polarisation et n'est restreinte qu'à une polarisation circulaire. Ce dernier inconvénient est pallié par son travail de 2015 qui, selon moi, permet cette diversité. Ce travail se base sur le complémentaire de l'antenne précédente illustré sur la Figure 27. L'antenne devient alors ce qu'on appelle une « slot-loop antenna ».

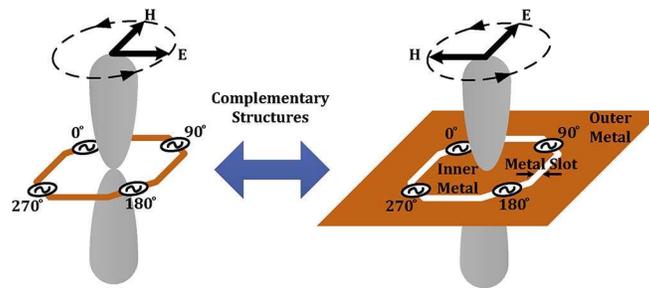


Figure 27 : Schéma de principe de la transformation d'une antenne en anneau en son complémentaire, à savoir une slot-loop.

Comme mentionné et illustré sur la Figure 28(b), le silicium absorbe une grande partie du rayonnement initialement bilatéral.

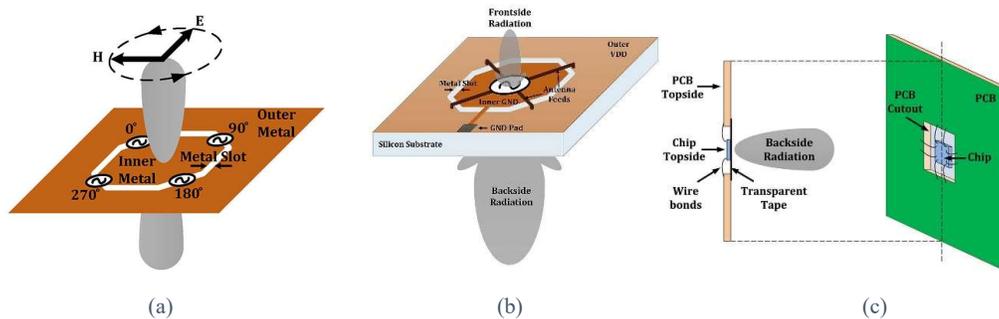


Figure 28 : Travaux de [BOW2015] : (a) illustration du principe de CPA avec une slot-loop, (b) illustration de l'absorption du rayonnement par le silicium et (c) schéma de la mesure de ce type de circuit.

Exposé sur la Figure 28(c), le circuit intégré est collé avec du scotch au sein d'un trou gravé dans un PCB. L'alimentation est ensuite faite par le PCB à l'aide de wire-bondings.

Discutons maintenant de l'efficacité de ces antennes : elles sont très faibles, passant de 23 % à 39 % respectivement pour les travaux de 2013 et de 2015. Ces pertes proviennent quasi-intégralement d'une faible résistivité du silicium ($\sim 10 \Omega.cm$). Des courants de surface parasites se concentrent dans ce dernier du fait de sa très grande constante diélectrique : les pertes de conduction sont considérables. L'utilisation de silicium haute résistivité, proposé par

de plus en plus de fondeur, permet d'améliorer drastiquement l'efficacité en diminuant grandement ces pertes. La Figure 29 tirée de [LI2018] témoigne de cet effet.

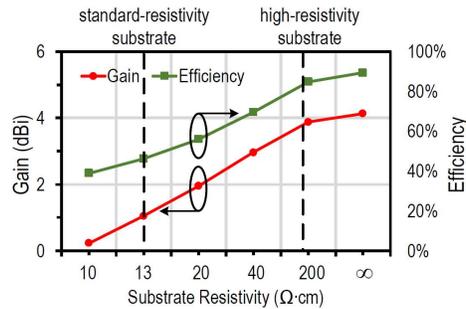


Figure 29 : Gain et efficacité d'une antenne sur silicium en fonction de sa résistivité.

Travaux de B. Goettel

Sans utiliser ce type de substrat, les travaux de B. Goettel [GOE2017] sur la bande 200-320 GHz permettent d'augmenter considérablement cette efficacité grâce à l'utilisation d'une antenne lentille. Le circuit radiatif principal est constitué de quatre monopoles doublement excités en phase ce qui porte le nombre de ports antennaire à huit. Ces quatre monopoles excitent alors une fente circulaire qui est finalement le principal élément radiatif. Cette nomenclature est présentée sur la Figure 30.

Par suite, une lentille de 6 mm de diamètre est collée sur ce circuit intégré ($1 \times 0,5 \text{ mm}^2$) placé en flip-chip. Cette lentille en silicium possède une grande conductivité ($\sim 240 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$), ce qui, selon la figure précédente, améliore drastiquement l'efficacité.

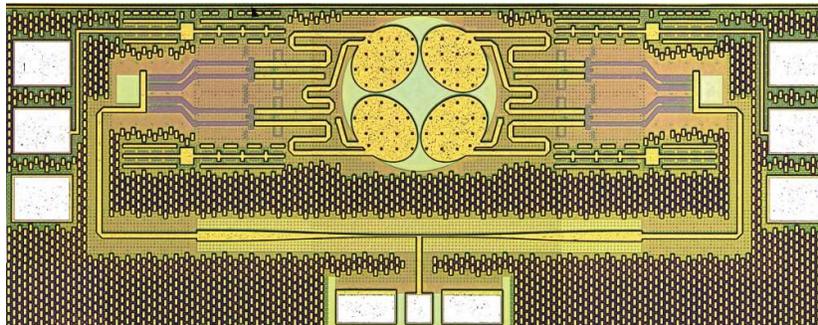


Figure 30 : Microphotographie des travaux de [GOE2017] alliant quatre monopoles excitant ensuite une fente circulaire.

Avec une bande passante de 120 GHz, cette antenne intégrée obtient une efficacité simulée de 90 %. Cependant, l'ajout d'une lentille complexifie grandement la fabrication du circuit. Le diagramme de rayonnement, exposé sur la Figure 31, est très directif avec un gain maximal de 15 dBi : peu souhaitable dans un réseau AESA. Comme nous pouvons le constater, un grand lobe arrière est aussi présent.

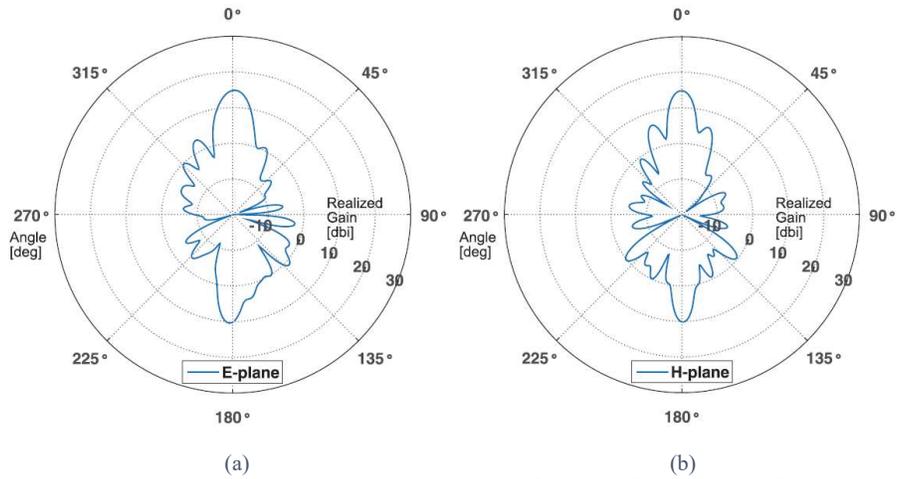


Figure 31 : Diagramme de rayonnement des circuits de [GOE2017] : (a) plan E et (b) plan H.

En conclusion : malgré une très bonne efficacité pour une antenne intégrée, celle-ci n'est pas du tout adaptée pour l'application recherchée à savoir une mise en réseau.

Travaux de T. Chi

Le travail le plus abouti sur la CPA on-chip est celui de T. Chi dans ISSCC 2017 [CHI2017₁]. A une fréquence de 60 GHz, une fente rectangulaire de longueur 1λ est placée au milieu de la puce. Cette fente est alimentée par deux côtés de manière symétrique, comme sur la Figure 32(a). A travers la Figure 32(b), il est facile de constater que chaque côté de la fente est encore alimenté doublement. L'auteur utilise deux pistes en opposition de phase qui chevauchent la fente en tête-bêche. Le fait d'alimenter de cette manière permet d'inverser les phases, sans quoi il aurait été nécessaire d'alimenter du même côté de la fente.

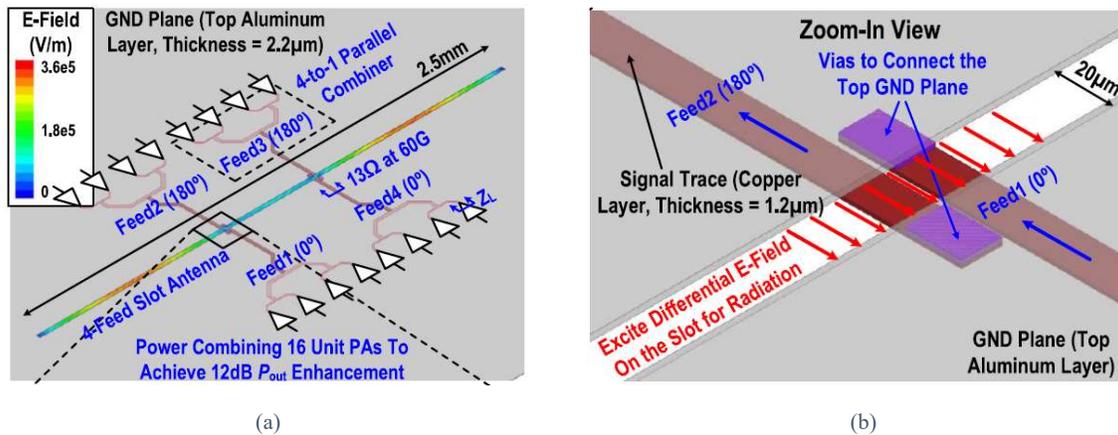


Figure 32 : Illustration de la CPA utilisée dans [CHI2017] : (a) vue d'ensemble montrant une fente alimentée par quatre brins et (b) zoom sur l'alimentation d'un seul côté de la fente où deux pistes différentielles sont situées en tête-bêche.

La partie moins intéressante du travail pour nous, mais qui peut se faire au sein d'un circuit intégré, est le fait que chaque brin d'alimentation est la résultante de la combinaison de puissance de quatre amplificateurs en amont (Figure 32 (a)). Ce système permet alors, en alliant la combinaison de puissance sur circuit avec la CPA, d'utiliser 16 amplificateurs afin d'améliorer la puissance de sortie de +12 dB. Cette technique lui permet d'être meilleur que l'état de l'art sur la caractéristique précédente. Afin de pouvoir correctement mesurer le

diagramme de rayonnement, la puce est ensuite placée en flip-chip sur PCB comme sur la Figure 33.

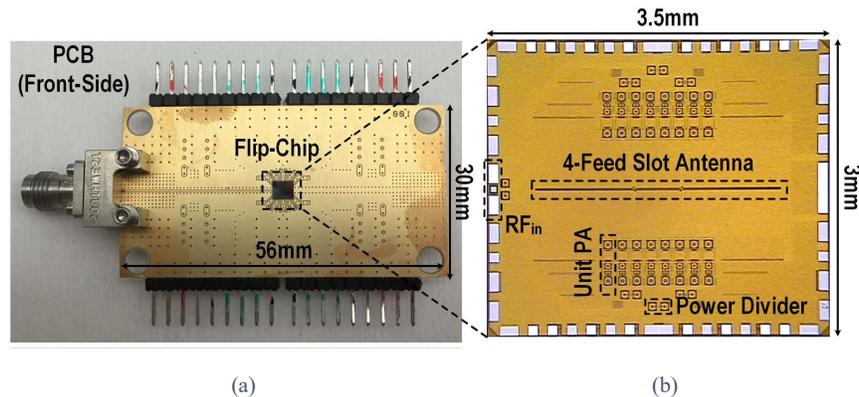


Figure 33 : Travaux de [CHI2017₁] : (a) photographie de la puce reportée en flip-chip sur PCB et (b) microphotographie de celle-ci.

Concernant ce rayonnement montré sur la Figure 34, le même phénomène d'unilatéralisation du rayonnement est utilisé grâce à la haute constante diélectrique du silicium. A contrario des précédents travaux, le silicium possède cette fois une haute résistivité ce qui va grandement augmenter l'efficacité de l'antenne (74,5 %).

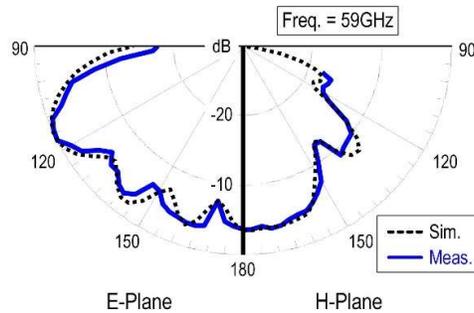


Figure 34 : Diagramme de rayonnement des travaux à 60 GHz des travaux de [CHI2017₁].

b. Combinaison de puissance antennaire sur PCB

La CPA sur PCB est la plus intéressante pour notre application et notre bande de fréquence. Commençons par l'élément rayonnant le plus simple sur lequel est effectué la CPA : une fente. Reporté dans [CHI2017₂], de longueur située entre $0,5$ et 1λ , une fente est triplement alimentée en équi-amplitude et équi-phase. Le principe est illustré sur la Figure 35(a) et son implémentation sur PCB est exposé sur la (b).

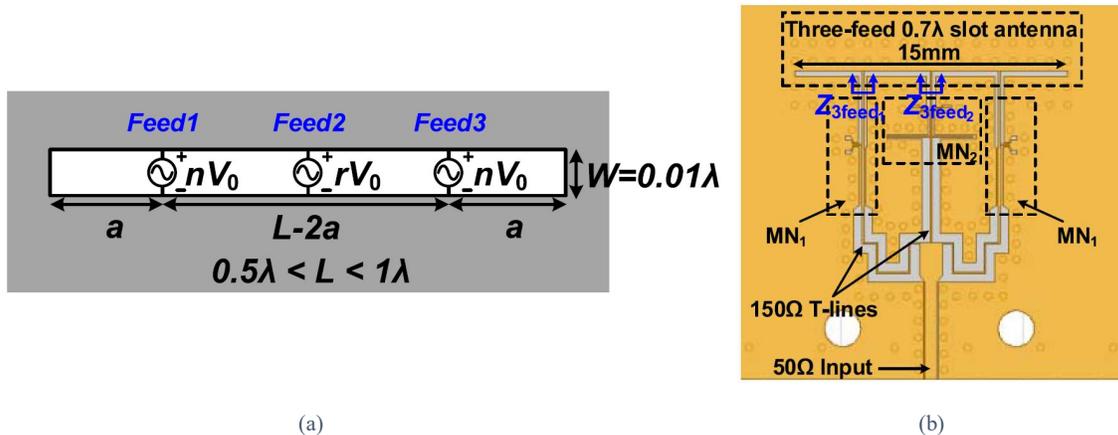


Figure 35 : Travaux de [CHI2017₂] : (a) schéma de principe de la CPA à l'aide de trois ports dans une fente et (b) photographie de l'implémentation physique à l'aide de lignes CPW et de réseaux de matching.

L'excitation de chaque fente se fait par des lignes coplanaires. Grâce à la symétrie, les brins d'alimentation « Feed1 » et « Feed3 » verront la même impédance à contrario de l'alimentation centrale « Feed2 ». L'auteur utilise alors deux circuits d'adaptation différents MN_1 et MN_2 afin d'adapter les impédances pour chaque brin.

Au sujet des performances, la bande passante atteint 5 %, centrée sur 10 GHz. Le rayonnement est connu, à savoir celui d'une fente : bilatéral. L'efficacité simulée de l'antenne est de 87 %.

Ces travaux vont de pair avec son circuit à 60 GHz précédemment reporté [CHI2017₁]. On pourrait alors imaginer une fente alimentée par six brins, où trois de ces derniers alimenteraient la fente par le dessus et les autres par le bas. Il suffirait ensuite d'adapter les phases de chaque signal et leur adaptation pour que l'antenne fonctionne. Malgré le fort potentiel pour la CPA, cette antenne seule ne satisfait pas toutes les conditions mentionnées page 14, notamment le critère en bande passante et en diversité de polarisation. Toutefois, l'idée de CPA au sein d'une fente nous sera très utile au Chapitre 2.

Travaux de M. Manteghi

Ces travaux, reportés dans [MAN2005], utilisent une antenne patch en anneau ainsi qu'une cavité afin d'augmenter la bande passante. La Figure 36(a) montre le prototype travaillant en bande UHF. Chaque polarisation linéaire de l'antenne est alimentée par deux brins en différentiel, ce qui porte le nombre de ports de l'antenne à quatre. A partir de ces points, l'auteur peut reconstituer toutes les polarisations.

En ce qui concerne les performances, la bande passante est de 30 %. L'efficacité n'est pas donnée, mais celle-ci devrait être supérieure à 90 %. Cette assertion est faite sur la base de la Figure 36(b), sur laquelle est affichée le gain de l'antenne linéairement polarisée dans le plan E, où le gain maximal approche 8 dB. Cette valeur équivaut environ à la directivité maximale d'un patch avec substrat d'air : les pertes sont donc minimales.

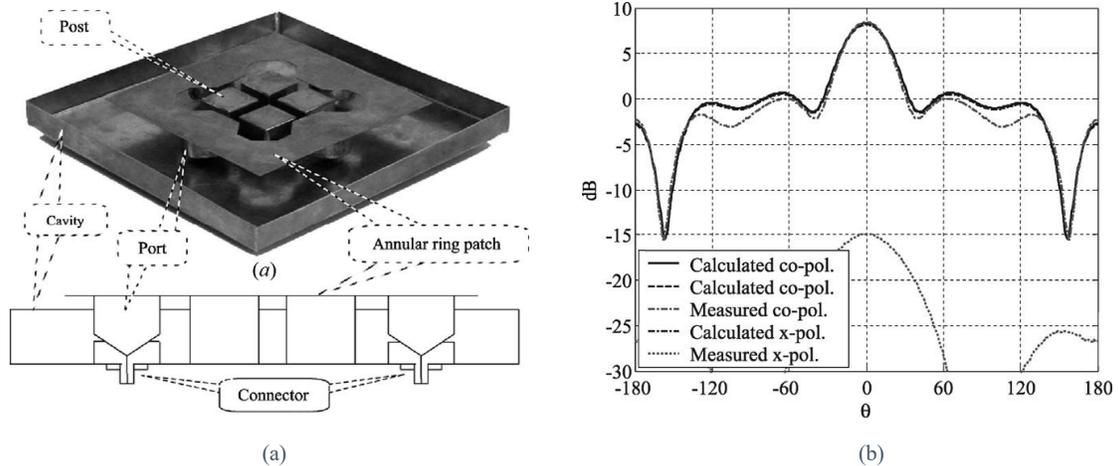


Figure 36 : Travaux de [MAN2005] : Photographie et schéma de principe de la CPA dans une « cavity-backed annular patch antenna » et (b) son diagramme de rayonnement cartésien.

L'inconvénient majeur de cette antenne semble être sa taille : la dimension de la cavité est de 189 x 189 mm². La fréquence centrale étant 1,5 GHz ($\lambda/2 = 200$ mm), la condition numéro 6 de la page 14 est quand même vérifiée.

L'ajout d'une cavité entourant la maille au sein d'un réseau permet, en plus d'augmenter la bande passante en ajoutant une résonance, d'isoler fortement les couplages par onde de substrat entre chaque voisin de la maille comme expliqué et utilisé dans [AWI2011]. Cette cavité a ainsi pour effet de maintenir un coefficient de réflexion actif relativement constant en fonction du dépointage – notions approfondies au début du Chapitre 4.

Travaux de G. Srivastava

Dans ce travail reporté dans [SRI2019], l'élément rayonnant principal est une fente. Toutefois, cette fente est alimentée par une cavité sur son mode secondaire. Cette même cavité

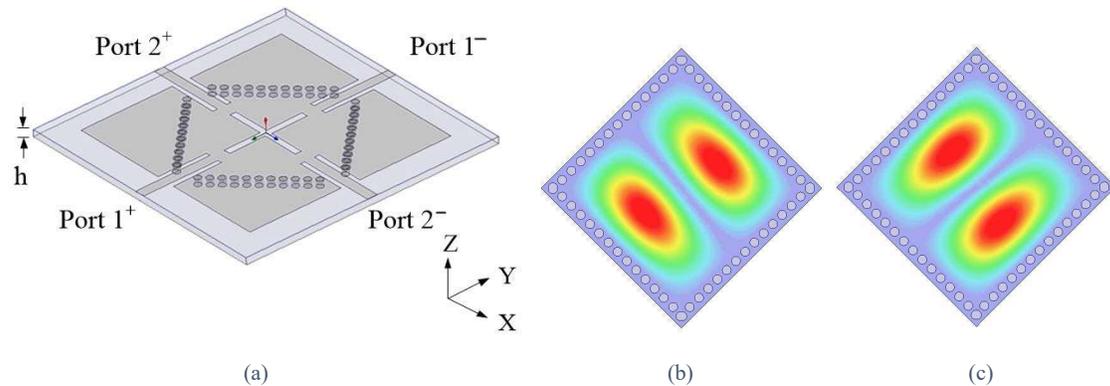


Figure 37 : Travaux de [SRI2019] : (a) illustration de la cavity-backed slot antenna alimentée différemment sur chaque polarisation, (b) illustration du mode TE₁₂₀ au sein de la cavité alimentant la fente à -45° et (c) illustration du mode orthogonal TE₂₁₀ alimentant l'autre fente.

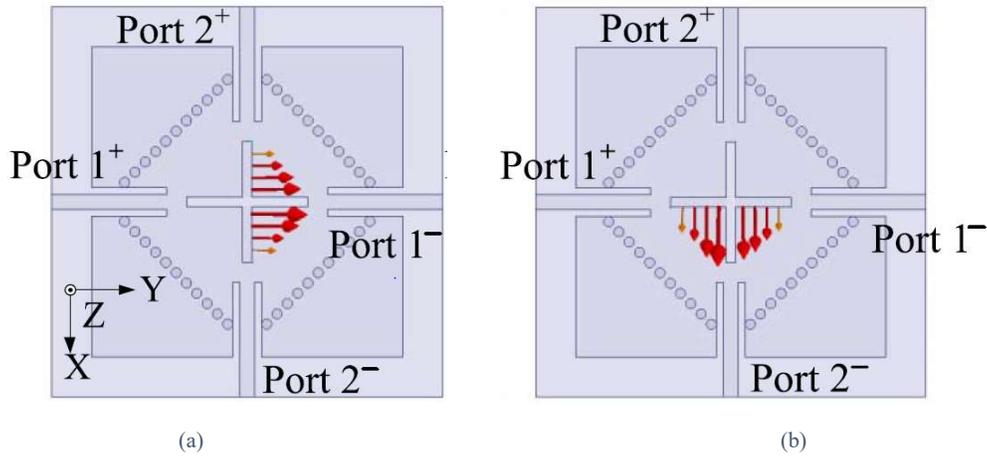


Figure 38 : Travaux de [SRI2019] : (a) champ électrique au sein de la fente lorsque le port 1 est activé, les autres étant chargés 50 Ω et (b) champ électrique au sein de la fente lorsque le port 2 est activé, les autres étant chargés 50 Ω.

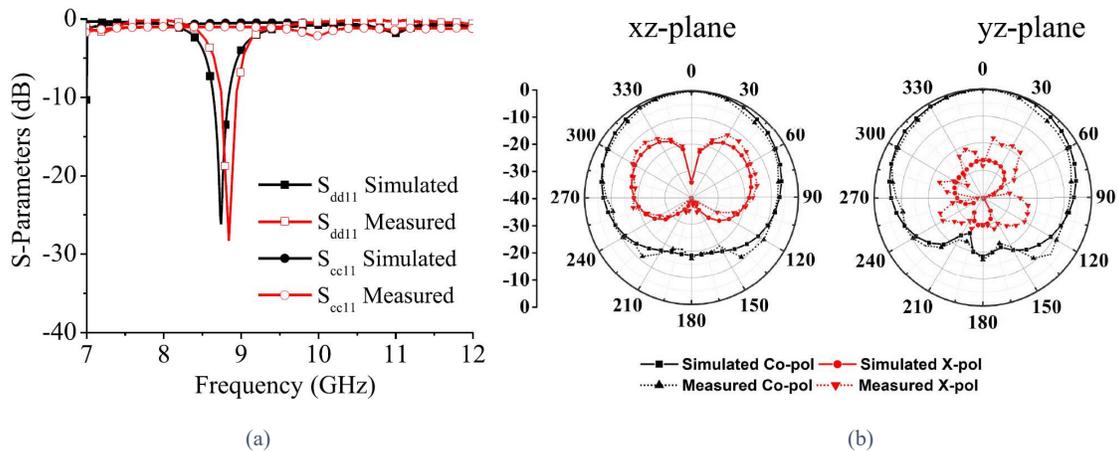


Figure 39 : Travaux de [SRI2019] : (a) résultats de simulation et de mesure du TOS du port différentiel 1 (b) diagramme de rayonnement sur les deux plans de l'antenne alimentée par le port 1 uniquement.

est ensuite attaquée sur chaque polarisation par une paire différentielle de points d'excitation. La Figure 37(a) met en avant la géométrie de la « cavity-backed slot antenna » ainsi que la manière de l'alimenter. Le port différentiel ($1^+, 1^-$) excite le mode TE_{120} de la Figure 37(b), qui excite par suite le mode principal de la fente, comme montré sur la Figure 38(a). Le même type de raisonnement peut être appliqué sur la polarisation orthogonale. Les résultats en bande passante et en radiation sont mis en exergue sur la Figure 39 (a) et (b) respectivement.

Permettant la CPA à travers une cavité, cette antenne possède une efficacité de 90 % selon l'auteur. Cependant, le facteur de qualité très élevé de la cavité résulte en une faible bande passante (~3 %).

L'utilisation de patches empilés par-dessus s'avèrera nécessaire afin d'augmenter cette dernière. Un autre inconvénient de cette structure réside dans l'excitation du mode secondaire qui nécessite une longueur de cavité de λ . Son intégration dans une maille de côté $\lambda/2$ nécessitera probablement d'utiliser un substrat à haute permittivité.

Travaux de W. Duan

Comme le montre [MAN2005], les antennes patches sont particulièrement adaptées à une multiplication des points d'alimentation. En atteste le récent article [DUA2019] qui combine

quatre points d'alimentation dans un empilement d'antennes patchs carrés. Le concept de patchs empilés sera explicité dans le travail d'après. La Figure 40(a) permet de se rendre compte de l'implémentation physique de l'antenne multiport et la Figure 40(b) témoigne des résultats. Ces derniers montrent un coefficient de réflexion constant à travers toutes les polarisations, qu'elles soient linéaires ou circulaires. Par suite, l'auteur démontre la capacité de combinaison de puissance de son antenne active en la connectant à des amplificateurs en amont. A nouveau, l'implémentation physique est montrée sur la Figure 41(a) et les résultats actifs sur la Figure 41 (b). Le principe de CPA est alors démontré.

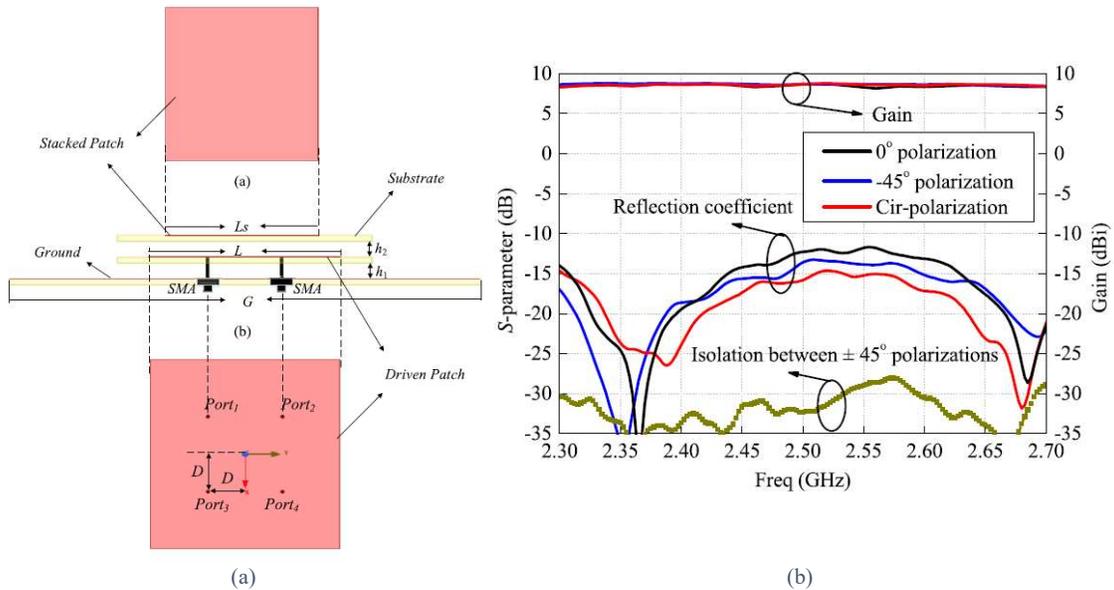


Figure 40 : Travaux de [DUA2019] : (a) schéma de principe de la CPA par 4 brins alimentant un patch empilé et (b) résultats en coefficient de réflexion et gain sur toutes les polarisations.

En ce qui concerne la bande passante, l'auteur atteint une bande passante de 16 % centrée sur 2,5 GHz. Cette bande passante n'est pas suffisante pour notre application. En outre, malgré un très bon travail, l'antenne n'est fondamentalement pas différente d'une antenne patch alimentée en différentiel sur chacune de ses polarisations verticales. La seule différence réside dans le fait que l'auteur attaque les polarisations diagonales à 45° et -45°.

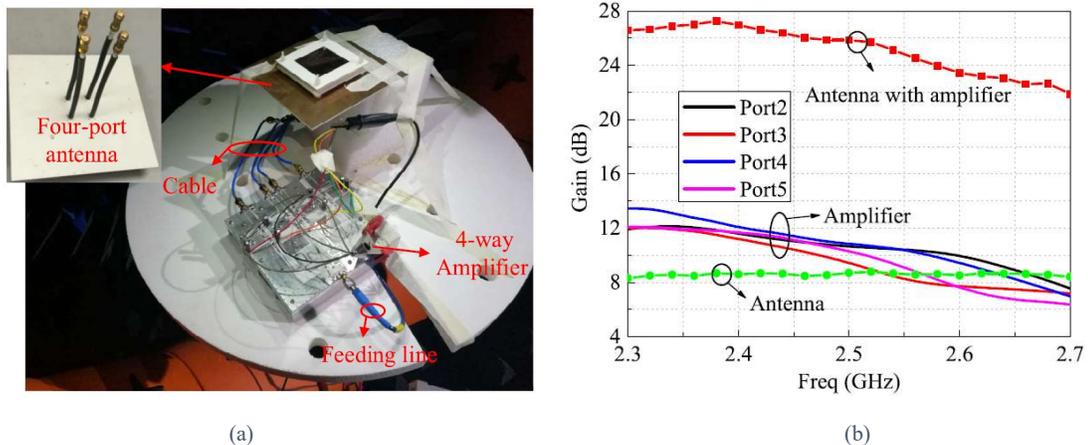


Figure 41 : Travaux de [DUA2019] : (a) implémentation physique alliant la partie active et antennaire, (b) résultats de cette antenne prouvant le concept de CPA.

Travaux de S. D. Targonski et D.M. Pozar

Comme mentionné dans [POZ1997], l'ajout d'un patch au-dessus d'un autre permet de porter le nombre de résonances à deux et in-fine d'élargir la bande passante. Ce phénomène est décrit par D.M. Pozar comme une résonance mutuelle, ce qui a pour conséquence l'apparition de plusieurs boucles dans l'abaque de Smith. Le rôle du concepteur de ce type d'antenne consiste alors à maintenir le plus possible ces boucles dans un cercle correspondant au coefficient de réflexion minimal exigé. Dans son premier travail de 1997, Pozar utilise deux patches empilés dont le premier est alimenté par une fente en croix (Figure 42(a)). Cette même fente permet d'alimenter, à l'aide du circuit de la Figure 42(b), les deux polarisations. Ici, une polarisation circulaire est obtenue en alimentant doublement chaque fente avec les phases correspondantes.

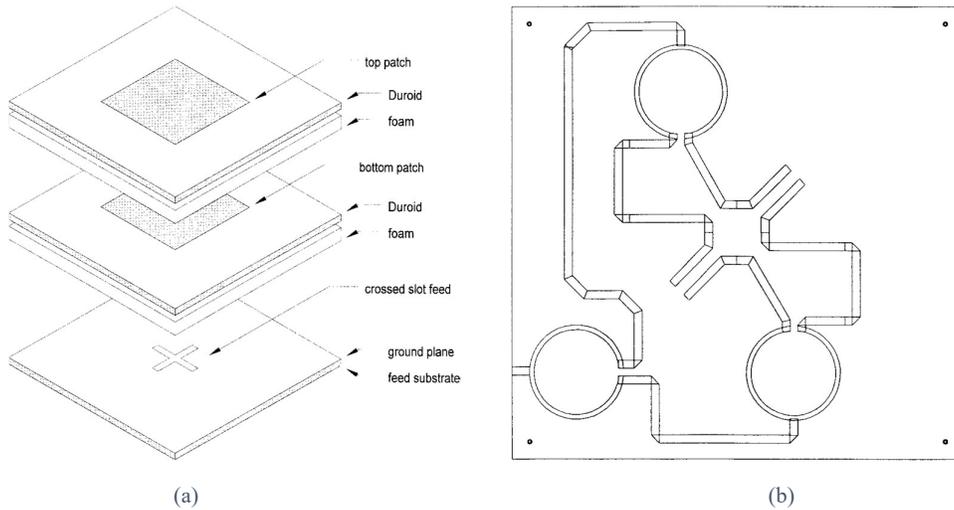


Figure 42 : Travaux de [POZ1997] : (a) vue isométrique éclatée de l'empilement montrant la fente en croix ainsi que les patches empilés et (b) vue de l'arrière du circuit mettant en avant le circuit d'alimentation.

Les résultats sur la bande-passante, montrés sur la Figure 43, sont sans appel : 50 % centrée sur 1,6 GHz.

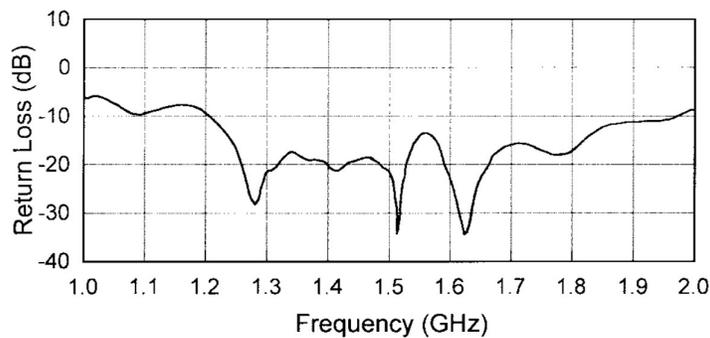


Figure 43 : Résultats de [POZ1997] sur les patches empilés possédant 50% de bande passante.

L'auteur va alors plus loin dans ses travaux de 1998 reportés dans [TAR1998] où la bande passante atteint 67 %. Afin d'arriver à ce résultat, les auteurs n'utilisent plus seulement la fente comme un moyen d'alimenter le premier patch mais aussi comme un résonateur. Cependant, faire résonner la fente va induire un rayonnement bidirectionnel sur une bande de fréquence : celle-ci n'a pas de direction de propagation privilégiée. Pour éviter cela, l'auteur préconise alors

Chapitre I : Enjeu et introduction à la combinaison de puissance dans l'antenne

de rajouter un réflecteur derrière cette fente afin de redresser le diagramme de rayonnement. Ce principe sera utilisé dans la majorité des réalisations de cette thèse.

En outre, l'utilisation de trois résonateurs permettant une grande bande passante sera au cœur du Chapitre 3. De par la Figure 42(b), l'antenne est de plus déjà très adaptée pour réaliser la CPA avec quatre brins d'alimentation.

Le Tableau 3 nous permet de synthétiser toutes les propriétés de l'état de l'art étudié.

Réf.	Topologie d'antenne	Technologie	BW (%)	Agilité en polarisation	Co-intégration avec un MMIC	Nombre de ports	Intérêt
[BOW2013]	Anneau	MMIC	140-165 GHz (16 %)	2CP	✓	8	Bas
[BOW2015]	Fente en anneau	MMIC	111-159 GHz (36 %)	4LP, 2CP	✓	4	Grand
[GOE2017]	Lentille	MMIC	200-320 GHz (46 %)	P.C	✓	8	Très bas
[CHI2017 ₁]	Fente	MMIC	56-61 GHz (7,6 %)	1LP	✓	4	Grand
[CHI2017 ₂]	Fente	PCB	10,2-10,85 GHz (6 %)	1LP	✗	3	Grand
[MAN2005]	« Cavity-backed annular patch »	PCB	1,3-1,7 GHz (26 %)	4LP, 2CP	✓	4	Grand
[SRI2019]	« Cavity-backed slot »	PCB	8,7-9 GHz (3 %)	4LP, 2CP	✓	4	Grand
[DUA2019]	Empilement de patchs	PCB	2,3-2,7 GHz (16 %)	4LP, 2CP	✓	4	Grand
[TAR1998]	Empilement de patchs	PCB	5-10 GHz (67 %)	4LP, 2CP	✓	4	Très grand

P.C: Pas clair

Tableau 3 : Etat de l'art de la combinaison de puissance sur MMIC et sur PCB.

Conclusion du chapitre

La combinaison de puissance antennaire, en particulier sur PCB, n'en est qu'à son balbutiement. Il a donc été nécessaire de parcourir les typologies les plus adaptées à cette CPA, de les comparer et d'en extraire certaines techniques qui nous seront profitables par la suite. En résumé, les antennes patchs ainsi que les fentes semblent être les éléments rayonnants de choix afin de démultiplier les points d'alimentation. Cependant, ces éléments seuls possèdent une bande passante assez faible. Avantageusement, il est possible d'utiliser plusieurs éléments résonants ensemble (cavité, fente, patch) afin d'augmenter cette dernière.

Comme nous venons de le voir, l'état de l'art de la CPA sur PCB est limité à quatre points d'alimentation. Les deux chapitres suivants auront pour but d'étudier et de concevoir certaines typologies d'antennes permettant de recueillir au moins huit brins d'alimentation. In-fine, la puissance émise serait augmentée de +9 dB par rapport à une antenne alimentée à l'aide d'un seul brin. Cet objectif sera de pair avec des objectifs de bande passante et d'efficacité. De plus, l'intégrabilité des solutions proposées sera un critère clé dans l'objectif d'une co-intégration avec un MMIC au sein d'un réseau AESA.

Références

- [SUR2021] PA Survey Hua Wang, et al., "Power amplifiers performance survey 2000-present," Georgia Tech, V6 2021.
- [KAM2020] P.J. Kamioka, Y. Tarui, Y. Kamo, and S. Shinjo, "54% PAE, 70-W X-band GaN MMIC power amplifier with individual source via structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 12, pp. 1149-1152, Dec. 2020.
- [TAO2017] H. -Q. Tao, W. Hong, B. Zhang, and X. -M. Yu, "A compact 60W X-band GaN HEMT power amplifier MMIC," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 73-75, Jan. 2017.
- [COQ2022] B. Coquillas, "Nouvelles topologies d'amplificateurs de puissance SiGe en bande Ku, optimisées en puissance, rendement et robustes au TOS actif", thèse à l'Université de Bordeaux, 2022.
- [CHU2008] C.-K. Chu, *et al.*, "An X-band high-power and high-PAE PHEMT MMIC power amplifier for pulse and CW operation," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 10, pp. 707-709, Oct. 2008.
- [ALI2021] A. Alizadeh, M. Yaghoobi, M. Meghdadi, A. Medi, and S. Kiaei, "A 10-W X-band class-F high-power amplifier in a 0.25- μm GaAs pHEMT technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 1, pp. 157-169, Jan. 2021.
- [LIU2015] C. Liu, Q. Li, Y. Li, X. Li, H. Liu, and Y. Xiong, "An 890 mW stacked power amplifier using SiGe HBTs for X-band multifunctional chips," *ESSCIRC Conference 2015 - 41st European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, Graz, 2015, pp. 68-71.
- [CHE2016] Y. Chen, M. P. van der Heijden, and D. M. W. Leenaerts, "A 1-Watt Ku-band power amplifier in SiGe with 37.5% PAE," *2016 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, San Francisco, CA, 2016, pp. 324-325.
- [RED2020] S. Redois, "Amplificateur de puissance en technologie SiGe pour application RADAR en bande X", thèse à l'Université de Bordeaux, 2020.
- [DUP2014] V. Dupuy, E. Kerhervé, N. Deltimple, N. Demirel, Y. Mancuso, "Very high efficiency SiGe and GaN High Power Amplifiers for tile modules", *IEEE International Microwave Symposium*, Tampa Bai, Florida, USA, 2014.
- [SHEN2015] Z. Chen and Z. Shen, "Broadband and low-profile H-plane ridged horn antenna," *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 2319-2320.
- [PAN2020] Y. Pan, Y. Cheng, and Y. Dong, "Dual-polarized directive ultrawideband antenna integrated with horn and Vivaldi array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 1, pp. 48-52, Jan. 2021.
- [FENG2018] H. Feng, F. Zhang, and H. Zhang, "A dual polarized Vivaldi antenna with the notched band by feed line filter on conductive plane," *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2018, pp. 1-3.

- [TAJ2014] T. Tajima, H. Song, K. Ajito, M. Yaita, and N. Kukutsu, "300-GHz step-profiled corrugated horn antennas integrated in LTCC," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 11, pp. 5437-5444, Nov. 2014.
- [BOW2013] S. M. Bowers and A. Hajimiri, "Multi-port driven radiators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 12, pp. 4428-4441.
- [BOW2015] S. M. Bowers, A. Safaripour, and A. Hajimiri, "An integrated slot-ring traveling-wave radiator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1154-1162, April 2015.
- [GOE2017] B. Goettel, P. Pahl, C. Kutschker, S. Malz, U. R. Pfeiffer, and T. Zwick, "Active multiple feed on-chip antennas with efficient in-antenna power combining operating at 200–320 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 416-423, Feb. 2017.
- [LI2018] S. Li, et al., "Performance of V-Band on-chip antennas in Globalfoundries 45nm CMOS SOI process for mm-wave 5G applications," *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, 2018, pp. 1593-1596.
- [CHI2017₁] T. Chi, F. Wang, S. Li, M. -Y. Huang, J. S. Park, and H. Wang, "17.3 A 60GHz on-chip linear radiator with single-element 27.9dBm Psat and 33.1dBm peak EIRP using multifeed antenna for direct on-antenna power combining," *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, 2017, pp. 296-297.
- [CHI2017₂] T. Chi, S. Li, J. S. Park, and H. Wang, "A multifeed antenna for high-efficiency on-antenna power combining," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6937-6951, Dec. 2017.
- [MAN2005] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "Multiport characteristics of a wide-band cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 466-474, Jan. 2005.
- [AWI2011] M. H. Awida, S. H. Suleiman, and A. E. Fathy, "Substrate-integrated cavity-backed patch arrays: a low-cost approach for bandwidth enhancement," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 4, pp. 1155-1163, April 2011.
- [SRI2019] G. Srivastava and A. Mohan, "A differential dual-polarized SIW cavity-backed slot antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 5, pp. 3450-3454, May 2019.
- [DUA2019] W. Duan, X. Y. Zhang, S. Liao, K. X. Wang, and Q. Xue, "Multiport power combining patch antenna with stable reflection coefficient and radiation pattern in six polarization states," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 719-729, Feb. 2019.
- [POZ1997] D. M. Pozar and S. M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, pp. 1618-1625, Nov. 1997.

- [TAR1998] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, and D. M. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sept. 1998.

CHAPITRE II

COMBINAISON DE PUISSANCE EN BANDE S

Introduction du chapitre	52
Partie I : Analyse théorique d'une antenne patch alimentée par des ports excentrés.	53
1. Introduction aux antennes patchs.....	53
2. Apparition d'un mode commun parasite.....	54
3. Impact des interconnexions sur le mode commun.....	55
a. Décalage fréquentiel.....	56
b. Perte d'efficacité	57
Partie II : Combinaison de puissance dans une antenne patch 8 ports.....	58
1. Co-design avec un MMIC à sorties symétriques.....	58
2. Utilisation d'un isolateur de mode commun	59
a. Présentation du circuit	59
b. Modèle de circuit basé sur des lignes de transmission	60
c. Fabrication et mesure	60
3. Fabrication et mesure des prototypes passifs	63
a. Présentation des prototypes	63
b. Mesure des démonstrateurs passifs	64
4. Fabrication et mesure des prototypes actifs	66
a. Présentation des démonstrateurs actifs.....	66
b. Mesure grand signal de l'amplificateur seul.....	66
c. Banc de mesure	67
d. Mesure grand-signal des prototypes actifs	68
5. Discussion et résumé des avantages/inconvénients de l'antenne étudiée.....	70
Partie III : Analyse théorique d'une cavité.....	72
1. Introduction aux modes secondaires TE_{210}/TE_{120}	72
a. Etude d'une cavité quatre ports.....	72
b. Passage à une antenne 16 ports	73
c. Placement des ports	74
d. Bande passante et efficacité.....	75
2. Amélioration de l'efficacité et de la bande passante à l'aide d'un patch.....	76
Partie IV : Démonstrateurs de l'antenne multiport	79
1. Fabrication et mesure des démonstrateurs passifs.....	79
a. Présentation.....	79
b. Bande passante.....	81
c. Diagrammes de rayonnement	81
2. Présentation et mesure des démonstrateurs actifs.....	82

Chapitre II : Combinaison de puissance en bande S

3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne étudiée	84
Conclusion du chapitre	85
Références	86

Introduction du chapitre

Ce chapitre vise à mettre en évidence des structures d'antennes permettant la combinaison de puissance en leur sein. Après une analyse théorique des champs électriques de deux types d'antennes relativement connues, à savoir un patch et une cavité à fente, il sera alors proposé différentes méthodes afin de réaliser la combinaison de puissance à l'aide de 8 voies ou plus. Bien sûr, les performances antennaires seront une préoccupation majeure, en l'occurrence l'efficacité et la bande passante de celles-ci.

A des fins de prototypage, la bande S sera choisie afin de réduire les erreurs de fabrication et de mesure, mais surtout pour permettre un ajout facile d'amplificateurs COTS (Component Of The Shelf) derrière l'antenne pour la démonstration de leur version active. Ces derniers nous permettront de valider la combinaison de puissance antennaire à travers une mesure grand-signal.

Partie I : Analyse théorique d'une antenne patch alimentée par des ports excentrés

1. Introduction aux antennes patches

L'antenne patch ayant été introduite en 1950, celle-ci a été et est extrêmement utilisée dans l'industrie. Réalisable facilement à l'aide d'une technologie PCB classique, il est donc très facile de l'implémenter dans un réseau. Pour la créer, il suffit de graver une ligne microstrip de largeur L et de longueur W sur la couche haute du substrat d'épaisseur h , doté d'un plan de masse sur sa couche basse. Cette géométrie est représentée sur la Figure 44.

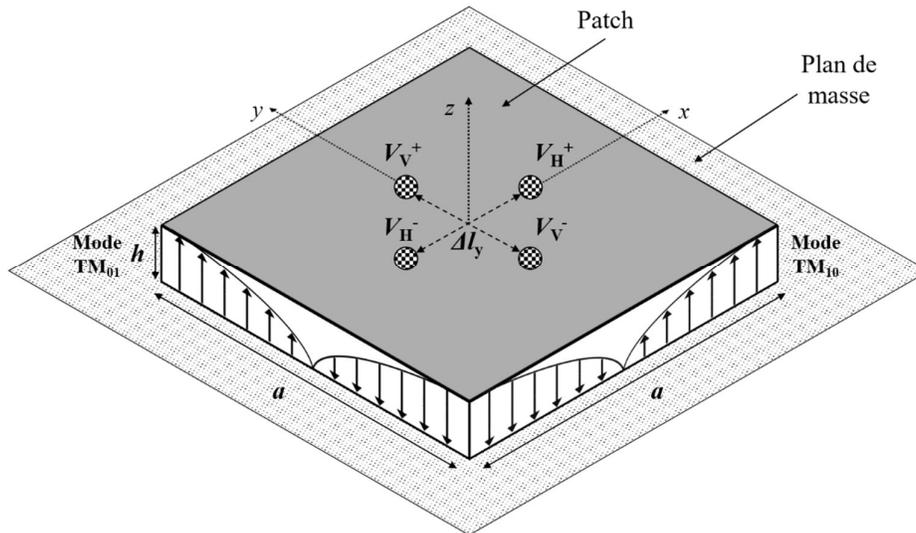


Figure 44 : Illustration d'une antenne patch carrée et ses modes orthogonaux où chaque polarisation est réalisée par une paire différentielle centrée : (V_H^+, V_H^-) et (V_V^+, V_V^-) excitent respectivement les modes TM_{10} et TM_{01} résultants en une polarisation selon x et y .

Afin de se placer directement dans le cas de notre étude, l'antenne patch est ici carrée et possède un côté de longueur a . Chaque polarisation est réalisée par une paire différentielle (V_H^+, V_H^-) et (V_V^+, V_V^-) responsable, respectivement, de la polarisation x et y . Ces excitations différentielles sont possibles grâce à la distribution des champs électriques (E) des modes TM_{10} et TM_{01} , représentés par les flèches sur la Figure 44, où une inversion de phase apparaît au milieu du patch. Cette inversion provient de la longueur et de la largeur du patch fixée à $\lambda/2$, longueur prise dans le substrat. L'excitation différentielle est extrêmement intéressante à plusieurs égards : elle permet de mieux symétriser le lobe de rayonnement et conduit à une polarisation croisée nettement réduite.

Il est important d'observer ici que les paires différentielles sont centrées, c'est-à-dire que la paire (V_H^+, V_H^-) est alignée selon l'axe x tandis que la deuxième est alignée selon l'axe y . Cette géométrie a déjà été étudiée dans [NAW2018], où l'excitation différentielle leur permet d'atteindre une isolation de 90 dB entre les deux polarisations. Une autre variante, où chaque paire est placée sur les axes diagonaux à 45° et -45° , est utilisée pour réaliser de la combinaison de puissance antennaire à l'aide de quatre ports [DUA2019].

2. Apparition d'un mode commun parasite

Notre but ici est d'atteindre une configuration où le patch est alimenté par huit ports. Afin de parvenir à cet objectif, il est possible d'excentrer les paires de points d'alimentation, comme montré sur la Figure 45. Grâce à la place libérée, chaque paire sera par suite dupliquée à l'aide d'une symétrie miroir.

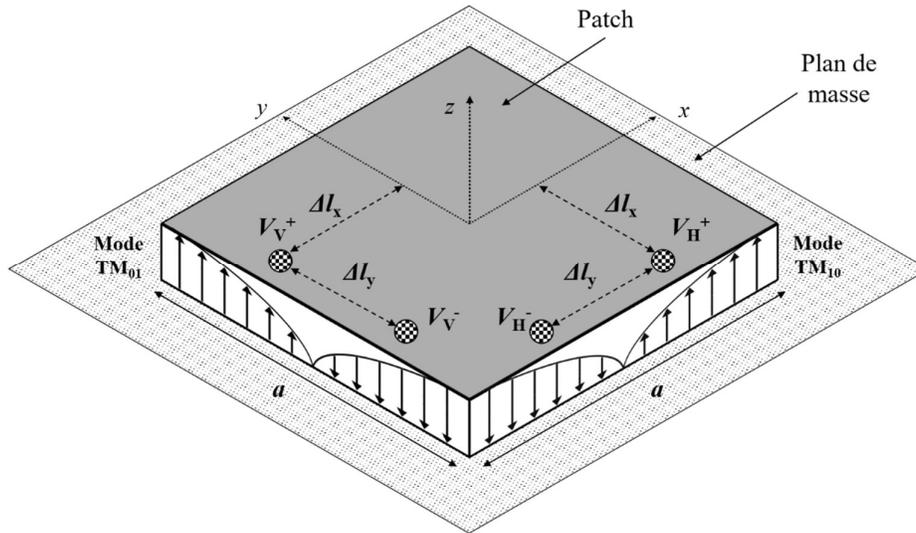


Figure 45 : Illustration d'une antenne patch où les paires différentielles d'excitation précédentes sont excentrées de Δl_x .

Toutefois, avant d'arriver à cet objectif, il est important d'étudier un problème de mode commun (MC) apparaissant lorsque les paires sont excentrées. Celui-ci peut être compris à l'aide de la Figure 46. Ici, seule la paire différentielle V_V excite le patch, l'autre paire V_H étant absente temporairement.

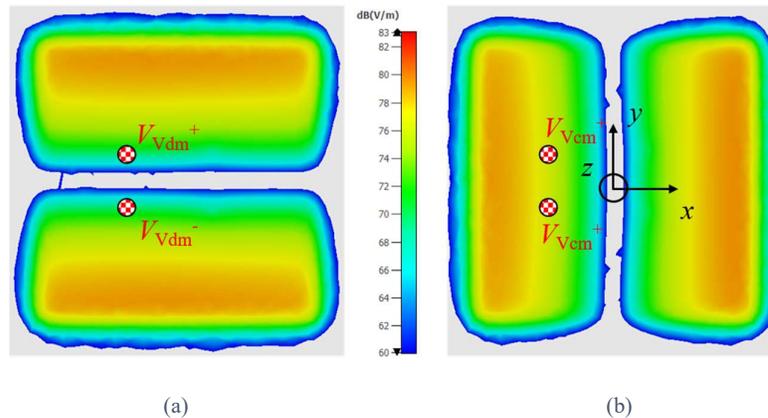


Figure 46 : Magnitude du champ E simulé : (a) mode TM_{01} excité par le mode différentiel de la paire différentielle V_V et (b) le mode TM_{10} excité par le mode commun de cette même paire.

La Figure 46(a) met en valeur l'excitation « normale » du mode TM_{01} par le mode différentiel (MD) de la paire (V_{Vdm}^+ , V_{Vdm}^-). A l'inverse, en envoyant deux signaux, cette fois-ci en phase, représentés par les deux ports V_{Vcm}^+ de la Figure 46(b), le champ E excité est le TM_{10} : mode orthogonal à celui précédent. En résumé, le mode différentiel et le mode commun d'un même port vont exciter deux polarisations orthogonales à cause de la translation Δl_x .

Ainsi, lorsque le port différentiel V_H est ajouté, comme sur la Figure 45, son mode commun se couplera avec le mode différentiel du port V_V et vice-versa puisqu'ils excitent le même mode du patch. Ceci constitue un verrou qu'il est nécessaire de prendre en compte et de quantifier. Ce problème, qu'on appellera maintenant couplage MD-MC, n'apparaît pas lorsque les ports sont centrés (i.e., $\Delta l_x = 0$) : par symétrie, on se trouve sur le lieu du champ nul (cf. Figure 46).

3. Impact des interconnexions sur le mode commun

Dans cette partie, nous nous attarderons sur l'effet des interconnexions entre une éventuelle puce MMIC et les ports de l'antenne. Sachant que le mode commun est susceptible de se propager dans toutes ces interconnexions, celui-ci peut engendrer différents problèmes, notamment un décalage en fréquence et une perte d'efficacité.

Afin d'étudier séparément ces effets, une étude a été réalisée sur la configuration illustrée sur la Figure 47. Le patch, de côté $a = 31$ mm, est gravé sur un substrat Rogers 4003 d'épaisseur $h = 1,5$ mm. Initialement, les points d'alimentation sont placés tels que $\Delta l_x = 5$ mm et $\Delta l_y = 5$ mm.

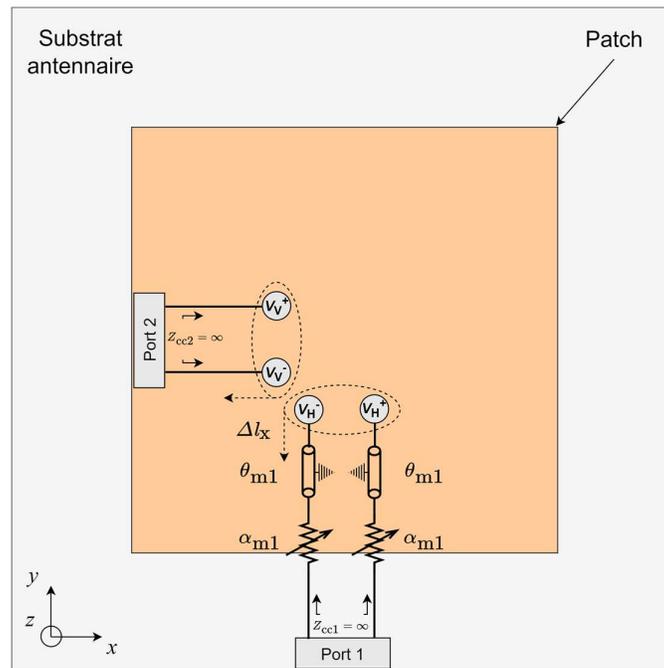


Figure 47 : Configuration étudiée où le port différentiel 2 est connecté directement aux points (V_V^+ , V_V^-) tandis que le port différentiel 1 est connecté aux points (V_H^+ , V_H^-) par des lignes microstrips non couplées de longueur électrique θ_{m1} en série avec des atténuateurs de valeur α_{m1} . Les deux paires différentielles sont simultanément translattées de Δl_x .

Le port 2 différentiel est directement connecté aux points précédents (V_V^+ , V_V^-). Ce port possède une impédance différentielle $Z_{dd2} = 100 \Omega$ et une impédance de mode commun infinie $Z_{cc2} = \infty$. Afin d'évaluer les effets des interconnexions, le port 1, possédant les mêmes impédances, est quant à lui interconnecté aux points (V_H^+ , V_H^-) grâce à une ligne microstrip idéale de longueur électrique θ_{m1} ($^\circ$), ainsi qu'un atténuateur dont la valeur est α_{m1} (dB).

a. Décalage fréquentiel

Sur la Figure 48, l'effet de l'impédance de mode commun au niveau des points (V_{H+} , V_{H-}) est observé en faisant varier θ_{m1} , avec $\alpha_{m1} = 0$ dB. Le mode TM_{01} résultant de l'excitation différentielle (V_{Vdm+} , V_{Vdm-}) est fortement perturbé.

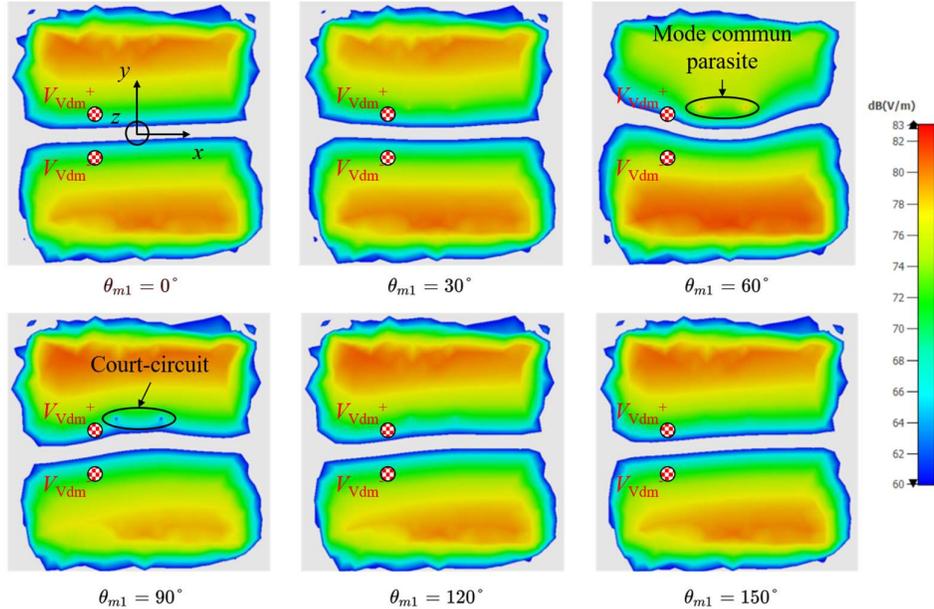


Figure 48 : Impact du mode commun du port 1 sur la distribution du champ E du mode TM_{01} excité par le port différentiel 2, en fonction de la longueur électrique θ_{m1} .

Regardons l'effet de ces mêmes variations sur le coefficient de réflexion (Figure 49). La fréquence de résonance f_r du patch est fortement décalée.

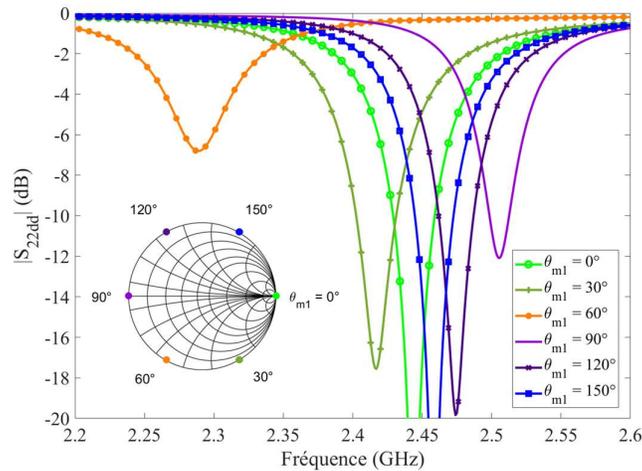


Figure 49 : Coefficient de réflexion du port différentiel 2 en fonction de la longueur électrique θ_{m1} connectée au port 1.

Ce décalage fréquentiel est dû à la transformation de l'impédance de mode commun au plan du port 1, caractérisée par $Z_{cc1} = \infty$ sur la Figure 47, en une autre impédance au plan des ports (V_{H+} , V_{H-}) en raison de la longueur électrique de l'interconnexion θ_{m1} . Cette variation d'impédance est mise en exergue sur l'abaque de Smith de la Figure 49. Ce comportement semble être le même que celui d'un patch court-circuité par un « shorting-pin », à savoir un via

connectant le patch et son plan de masse. Ce phénomène est bien connu et a été étudié dans plusieurs articles, notamment dans [SCH1981], [ZHA2016₁] et [ZHA2016₂]. Cependant, dans cette étude, lorsque $\theta_{m1} = 0^\circ$, l'impédance de mode commun présentée au port antennaire est un circuit-ouvert ($Z_{cc1} = \infty$). Une ligne quart d'onde ($\theta_{m1} = 90^\circ$) permet alors de se ramener dans une configuration de court-circuit.

Il est possible d'éviter ce décalage en choisissant une longueur de ligne θ_{m1} permettant de retrouver une haute impédance de mode commun au plan des points antennaires.

b. Perte d'efficacité

Dans cette partie, l'effet de α_{m1} , représentant les pertes d'interconnexion, est étudié. Comme mentionné, le couplage MD-MC n'intervient pas lorsque $\Delta l_x = 0$. Cependant, en considérant $\alpha_{m1} \neq 0$, l'efficacité de l'antenne diminue en fonction de la valeur de Δl_x . Ce phénomène est illustré par simulation sur la Figure 50, en considérant $\theta_{m1} = 0^\circ$. Aucune pertes de substrat ni de conductivité ne sont incluses : seul l'atténuateur du port 1 a un effet sur l'efficacité. Comme attendu, l'efficacité de l'antenne n'est pas impactée par α_{m1} lorsque $\Delta l_x = 0$. Cependant, celle-ci diminue à mesure que Δl_x augmente. Cet effet réside dans le fait que, plus Δl_x est grand, plus le couplage MD-MC est fort et plus l'atténuation du port 1 a d'effet sur l'efficacité de l'antenne excitée uniquement par le port 2. Par exemple, pour $\alpha_{m1} = 0,1$ dB, l'efficacité de l'antenne diminue de 0,2 dB pour $\Delta l_x = 5$ mm. Ces valeurs d'atténuation et de translation seront celles retenues pour la fabrication d'un démonstrateur dans la partie suivante.

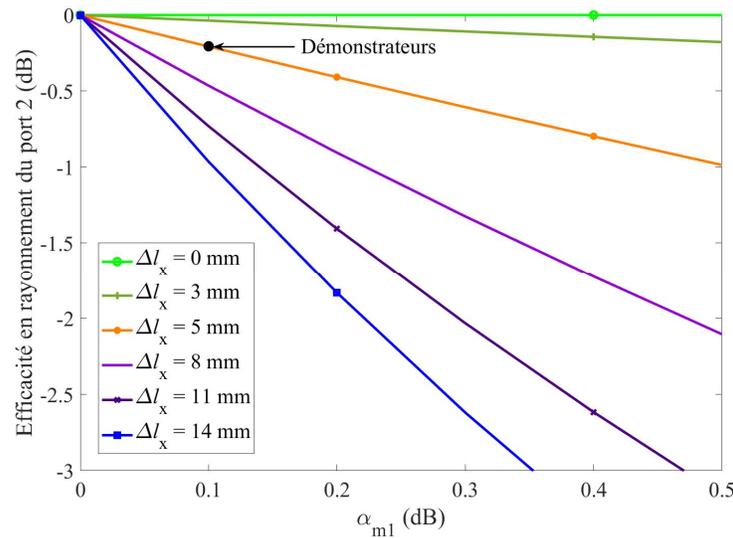


Figure 50 : Efficacité de rayonnement obtenue en alimentant seulement le port 2 en fonction de α_{m1} ($\theta_{m1} = 0^\circ$) pour différentes translations Δl_x .

Pour conclure, les pertes d'interconnexion ainsi que la translation Δl_x doivent être minimisées le plus possible au regard des pertes engendrées par le couplage MD-MC. Dans notre solution, ces pertes sont à comparer à celles d'une combinaison de puissance standard à partir de circuits afin d'évaluer réellement l'avantage de l'antenne proposée. De plus, la longueur des interconnexions doit être maîtrisée afin d'éviter un décalage en fréquence.

Partie II : Combinaison de puissance dans une antenne patch 8 ports

En traduisant les paires précédentes V_V et V_H , il est alors possible de doubler ces points d'alimentation en effectuant une symétrie miroir pour passer de quatre à huit points d'alimentation. L'alimentation des huit points peut se faire à l'aide d'un MMIC, situé sur un deuxième substrat derrière le patch, comme montré sur la Figure 51. On intitulera cette structure huit ports 8DPA pour « 8-port driven patch antenna ». Sa version quatre ports, où chaque polarisation linéaire est alimentée par une seule paire différentielle, est le 4DPA. Dans cette configuration, la polarisation verticale est alimentée par les paires d'alimentations (V_{V1}^+, V_{V1}^-) et (V_{V2}^+, V_{V2}^-) tandis que la polarisation horizontale est alimentée par les paires (V_{H1}^+, V_{H1}^-) et (V_{H2}^+, V_{H2}^-) . Avantageusement, cette structure permet l'augmentation de la puissance rayonnée de +9 dB par rapport à une antenne monoport alimentée par un seul amplificateur. De plus, les paires différentielles peuvent être traduites selon n'importe quelle valeur de Δl_x , afin de respecter les contraintes de routage, sans compromettre leur coefficient de réflexion. Cet avantage réside dans le fait que, pour un Δl_y constant, le champ E est presque constant selon l'axe x de la Figure 3(a). Toutefois, un compromis est à trouver au vu de l'effet de Δl_x sur l'efficacité de l'antenne.

Les parties suivantes s'attardent sur deux solutions possibles permettant d'éviter les problèmes dus au couplage MD-MC.

1. Co-design avec un MMIC à sorties symétriques

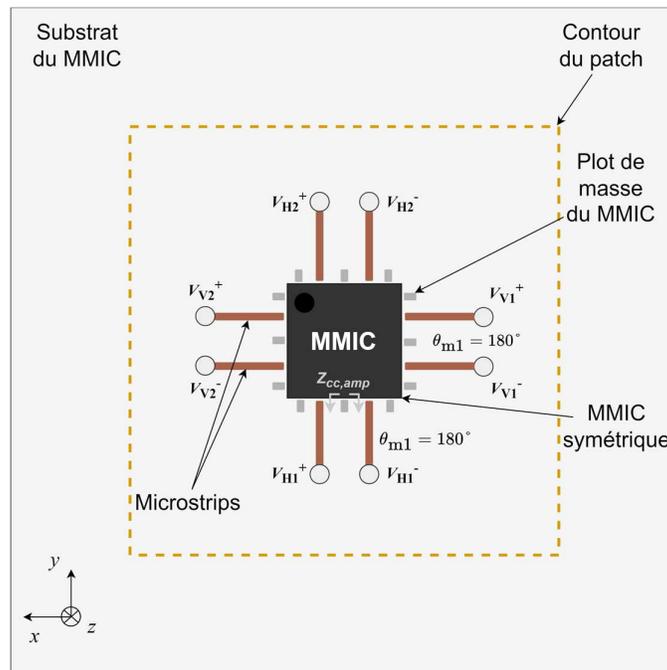


Figure 51 : Illustration du 8DPA interconnecté avec un MMIC à sorties différentielles alimentant la polarisation horizontale par (V_{H1}^+/V_{H1}^-) et (V_{H2}^+/V_{H2}^-) et la polarisation verticale par (V_{V1}^+/V_{V1}^-) et (V_{V2}^+/V_{V2}^-) . Le patch se trouve sur un autre substrat en dessous.

Comme nous l'avons vu, il est crucial de maîtriser l'impédance de mode commun au plan précis des ports antennaires ainsi que de minimiser les pertes d'interconnexion. La première solution se base alors sur un co-design entre les ports antennaires et le MMIC. Par exemple, l'impédance de mode commun en sortie du MMIC, notée $Z_{cc,amp}$, doit être déterminée et transformée en haute impédance au plan des ports antennaires. Dans notre cas (Figure 51), le MMIC présente déjà cette haute impédance à sa sortie. L'interconnexion se fait alors à l'aide d'une longueur électrique de $\theta_{m1} = 180^\circ$ afin de faire un tour complet sur l'abaque de Smith et éviter tout décalage fréquentiel.

2. Utilisation d'un isolateur de mode commun

Alternativement et indépendamment du circuit actif, un isolateur de mode commun peut être placé entre les ports antennaires et les amplificateurs. Comme son nom l'indique, son but est d'isoler le MC des amplificateurs du MC des ports de l'antenne et de proposer une impédance connue et contrôlée à ces derniers. Pour éviter de dégrader l'efficacité de rayonnement, les pertes d'insertion de cet isolateur doivent être minimisées. Pour cela, un circuit dédié à base de slot-line a été conçu et publié dans [LEG2022]. Ce circuit est présenté sur la Figure 52.

a. Présentation du circuit

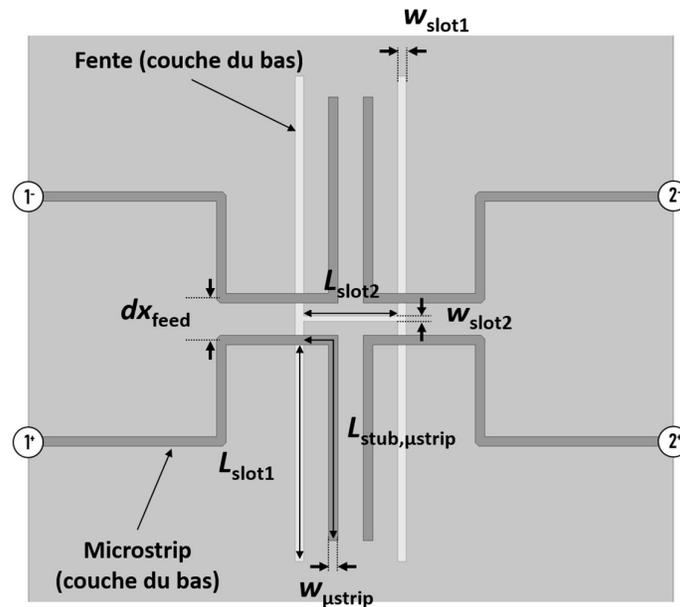


Figure 52 : Illustration de l'isolateur de mode commun basé sur une transition microstrip vers slot line dos à dos.

Les lignes microstrips 1^+ , 1^- sont combinées à travers deux fentes verticales de longueur L_{slot1} . Ces deux fentes, d'impédance caractéristique 50Ω , sont ensuite combinées dans une seule fente horizontale d'impédance caractéristique 100Ω et de longueur L_{slot2} . Cette transition est ensuite placée en « back-to-back » afin de reformer une sortie différentielle en microstrip.

b. Modèle de circuit basé sur des lignes de transmission

La Figure 53 illustre le modèle équivalent en mode commun de la transition où l'impédance infinie de mode commun, Z_{cc11} , est obtenue à l'entrée de la fente horizontale.

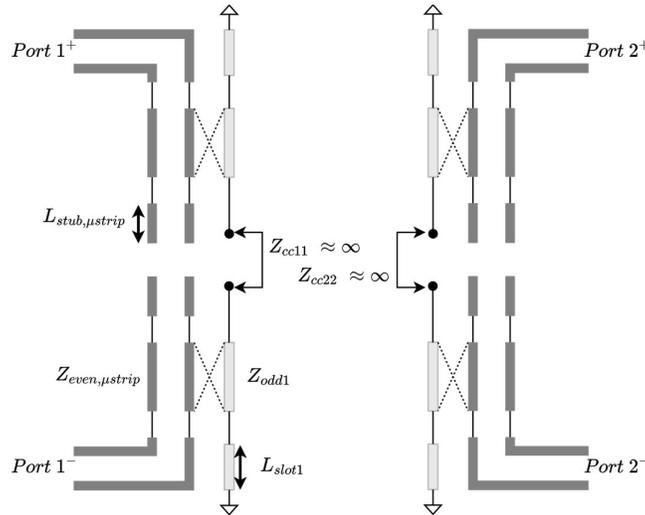


Figure 53 : Modèle en mode commun de l'isolateur.

Par conséquent, le mode commun du port différentiel 2 est isolé de celui du port 1. A l'inverse, la Figure 54 montre le mode différentiel qui se propage dans la fente horizontale pour réaliser la transmission entre le port 1 et le port 2.

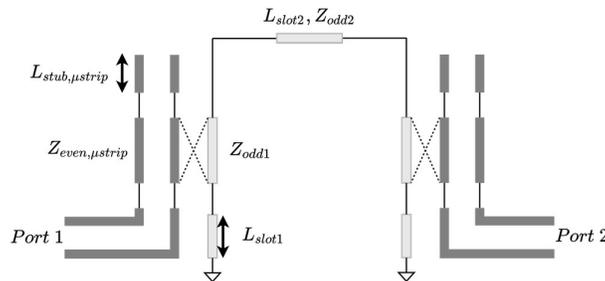


Figure 54 : Modèle en mode différentiel de l'isolateur.

c. Fabrication et mesure

Ce circuit a été fabriqué sur un substrat Rogers 4350 d'épaisseur 0,254 mm par gravure mécanique. La Figure 55 met en avant une photographie de la face avant et arrière du circuit fabriqué.

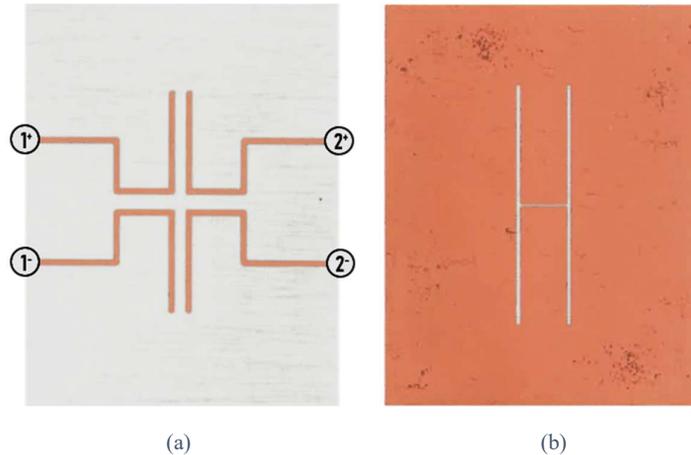
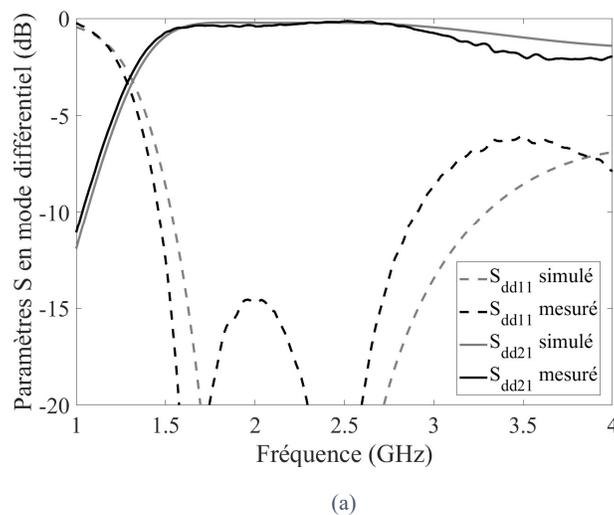


Figure 55 : Photographie de l'isolateur de MC : (a) face avant (microstrip) et (b) face arrière (slot-line).

Le circuit a été mesuré à l'aide d'un VNA (Vector Network Analyzer) quatre ports. Les mesures en DM sont affichées sur la Figure 56 (a). Fort d'une bande passante allant jusqu'à l'octave (1,5-3 GHz), l'isolateur possède une très faible perte de l'ordre de -0,4 dB à 2,45 GHz. L'objectif de pertes minimales est alors atteint avec ce type d'isolateur.

Les résultats en MC sont eux mis en exergue sur la Figure 56 (b). Le S_{cc11} , représentant le coefficient de réflexion du mode commun, se trouve très haut sur toute la bande. Toutefois, cela ne donne aucune information sur l'impédance précise de mode commun à 2,45 GHz, information requise pour notre application. A l'aide de la simulation et d'un « de-embedding » des ports, cette impédance est bien retrouvée au niveau de la fente horizontale, comme prévu. La ligne, réalisant l'interconnexion entre la sortie de l'isolateur et les ports antennaires, devra donc être conçue conjointement avec cet isolateur afin d'assurer la haute impédance précisément aux ports de l'antenne.

La transmission MD-MC, représentée par S_{dc21} , est quant à elle très faible : -40dB. Le mode commun des amplificateurs n'aura donc que peu d'effet sur l'efficacité de l'antenne.



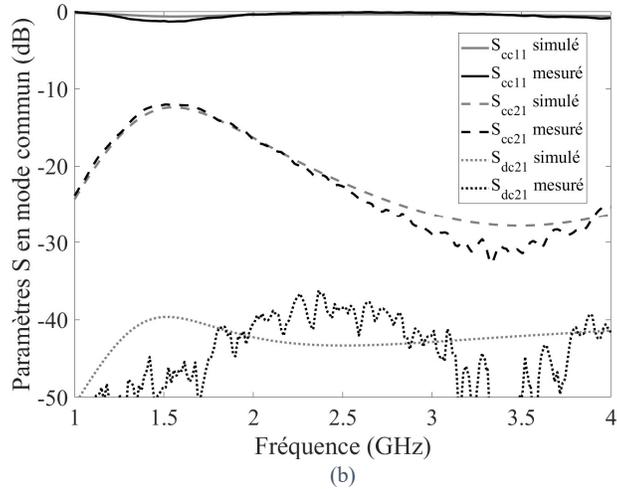


Figure 56: Simulations vs mesures de l'isolateur de mode commun : (a) paramètres S en mode différentiel et (b) paramètres S en mode commun.

Ce circuit permet donc de bien isoler le mode commun entre les amplificateurs et la paire d'alimentation différentielle du patch, tout en présentant une impédance élevée de mode commun à cette dernière avec la longueur électrique de 180° adaptée. La Figure 56 montre par ailleurs une bonne corrélation simulation/mesure.

La Figure 57 synthétise la topologie de l'antenne active 8DPA, comprenant les amplificateurs, l'isolateur de mode commun et les lignes 180° .

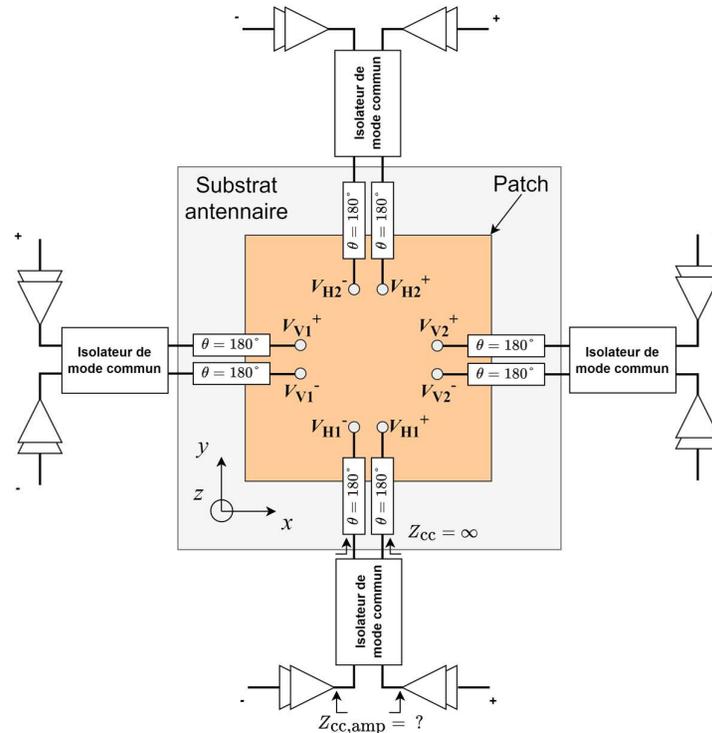


Figure 57 : Illustration des circuits nécessaires (isolateur de mode commun + lignes 180°) afin d'alimenter le 8DPA avec des amplificateurs asymétriques.

3. Fabrication et mesure des prototypes passifs

Avant de valider le potentiel en combinaison de puissance antennaire (CPA) de cette antenne avec l'ajout de composants actifs COTS, des démonstrateurs passifs ont d'abord été conçus et fabriqués. Ces démonstrateurs, fonctionnant autour de 2,45 GHz afin de minimiser les comportements parasites des composants, permettront de confronter la mesure à la simulation, ce qui ne peut être fait facilement avec les démonstrateurs actifs. Naturellement, la deuxième solution à base d'isolateur de MC est utilisée.

a. Présentation des prototypes

Trois prototypes passifs ont d'abord été fabriqués afin de mesurer leurs caractéristiques antennaires, à savoir leur bande passante et leur diagramme de rayonnement. Le premier consiste en une antenne de référence monoport, intitulée 1DPA (Figure 58). Les deux autres antennes sont le 4DPA (Figure 59) et le 8DPA (Figure 60).

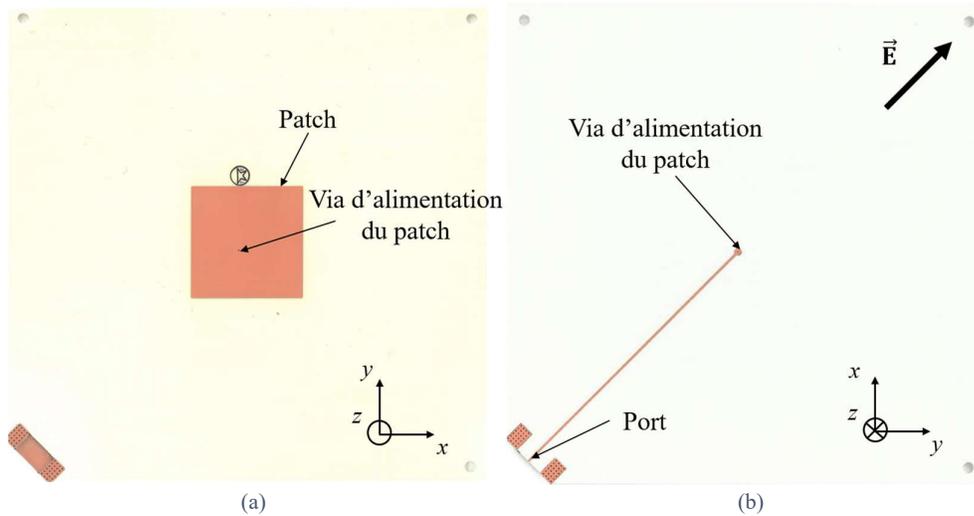


Figure 58 : Photographie du 1DPA passif : (a) vue de haut, et (b) vue de bas.

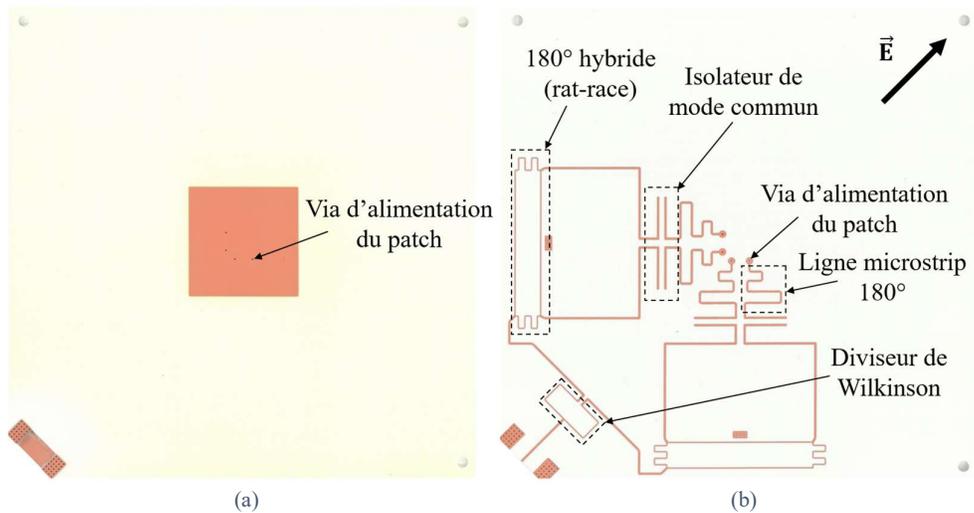


Figure 59 : Photographie du 4DPA passif : (a) vue de haut, et (b) vue de bas.

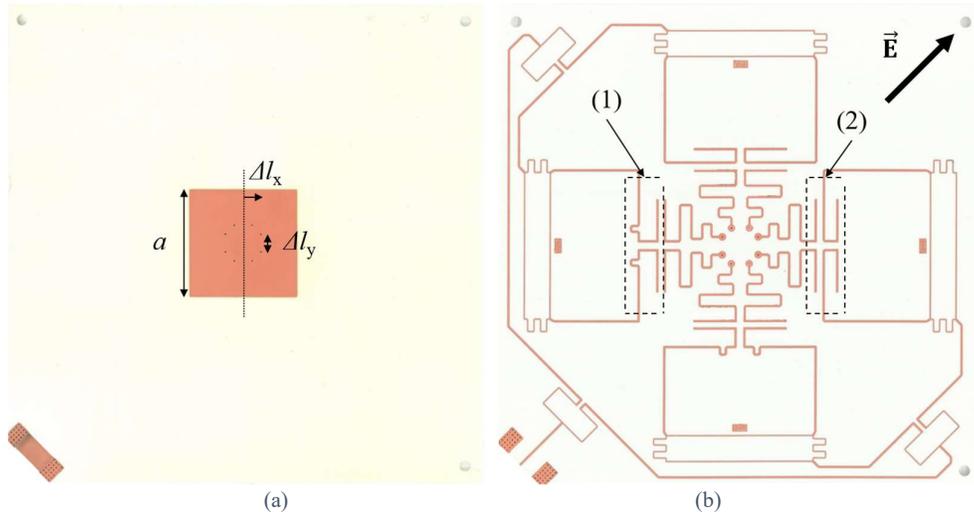


Figure 60 : Photographie du 8DPA passif : (a) vue de haut, et (b) vue de bas.

Les prototypes sont tous composés de deux substrats, assemblés l'un à l'autre par un prepreg Rogers 4450F d'épaisseur 101 μm . Les patches, tous d'une dimension de $a = 31 \text{ mm}$, sont gravés sur un substrat Rogers 4003 d'épaisseur 1,5 mm (vue de haut). Sur les antennes multiports, chaque paire est excentrée de $\Delta l_x = 5 \text{ mm}$ et $\Delta l_y = 5 \text{ mm}$. Les circuits d'alimentation sont gravés sur le deuxième substrat Rogers 4350 d'une épaisseur de 0,254 mm (vue de bas). L'alimentation des prototypes se fait à l'aide d'un connecteur SMA en bord de carte (placé en bas à gauche sur chaque circuit). Afin d'obtenir les amplitudes et phases adéquates sur les ports du 8DPA et 4DPA, le signal est d'abord divisé à l'aide de diviseur de Wilkinson. Par suite, un coupleur hybride 180°, plus communément appelé « rat-race », est utilisé afin de rediviser le signal par deux et d'obtenir l'opposition de phase nécessaire avant d'attaquer les isolateurs de MC. Ceux-ci sont placés dans le plan de masse entre les deux substrats. L'interconnexion entre cet isolateur et les ports antennaires est réalisée par des lignes microstrips d'une longueur électrique de 180° (Figure 57).

Sur le 8DPA (Figure 60), l'alimentation est asymétrisée, comme montrée en (1) et (2) : les deux lignes microstrips attaquent les slot-lines par le même côté. Cette configuration géométrique est nécessaire afin d'obtenir les mêmes phases entre chaque port différentiel d'une même polarisation. Les lignes microstrips en (1) ont été recourbées afin de compenser la longueur supplémentaire requise dans (2).

b. Mesure des démonstrateurs passifs

La Figure 61 montre le coefficient de réflexion de chaque démonstrateur passif. Une très bonne corrélation simulation/mesure est observée. Les petits écarts, notamment en bande passante, sont probablement dus aux incertitudes de fabrication.

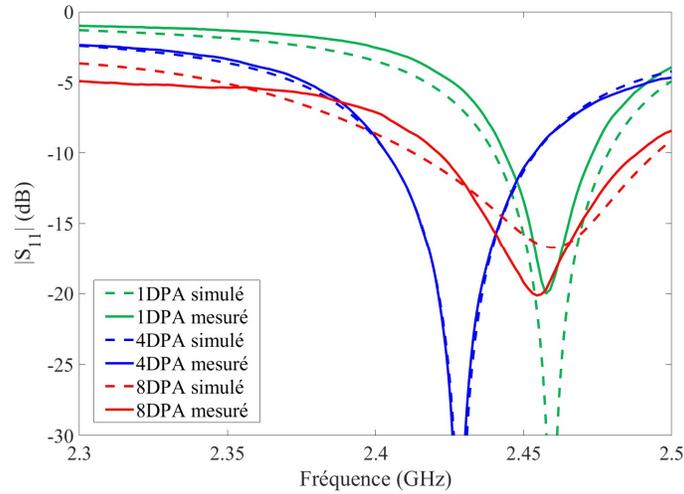


Figure 61 : Coefficient de réflexion simulé vs mesuré du 1DPA (vert), 4DPA (bleu) et 8DPA (rouge).

Le diagramme de rayonnement de ces démonstrateurs est ensuite affiché sur la Figure 62. Encore une fois, une bonne corrélation est observée entre la simulation et la mesure, particulièrement dans le plan H, avec une différence de seulement 0,2 dB dans l'axe (i.e. à 0°). De plus grands écarts sont mesurés dans le plan E, notamment à cause de l'incertitude quant à l'alignement des antennes. Les gains mesurés dans l'axe sont de 6,5, 5,5 et 5 dBi respectivement pour le 1DPA, 4DPA et 8DPA. Le Tableau 4 synthétise les performances en rayonnement de chaque démonstrateur. L'efficacité est prise au niveau du via d'alimentation afin d'évaluer fidèlement l'efficacité de la combinaison de puissance antennaire seule. Les trois démonstrateurs atteignent tous 80 % d'efficacité, ce qui ne peut être attribué qu'aux pertes du substrat choisi (Rogers 4350). Cette constance en efficacité sur les trois démonstrateurs valide le fait que la combinaison de puissance antennaire est réalisée sans perte supplémentaire.

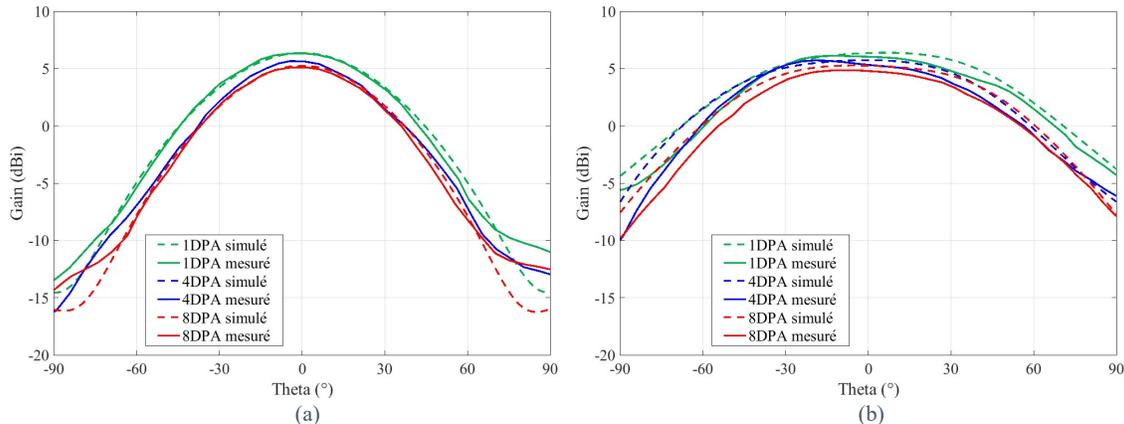


Figure 62 : Gains simulés vs mesurés du 1DPA (vert), 4DPA (bleu) et 8DPA (rouge) : (a) plan H et (b) plan E.

Tableau 4 : Récapitulatif des performances mesurées sur les trois démonstrateurs passifs (en mm).

Démonstrateurs	1DPA passif	4DPA passif	8DPA passif
Gain (dBi)	6,4	5,5	5
Gain normalisé (dB)	0	-0,9	-1,4
Efficacité (%)*	80	81	79

*Obtenu en simulation au niveau du via d'alimentation de chaque port

4. Fabrication et mesure des prototypes actifs

La partie précédente a prouvé, notamment à travers l'évaluation de l'efficacité, que la combinaison de puissance antennaire se faisait sans perte. Des versions actives des prototypes précédents sont maintenant fabriquées afin de vérifier leur tenue en puissance.

a. Présentation des démonstrateurs actifs

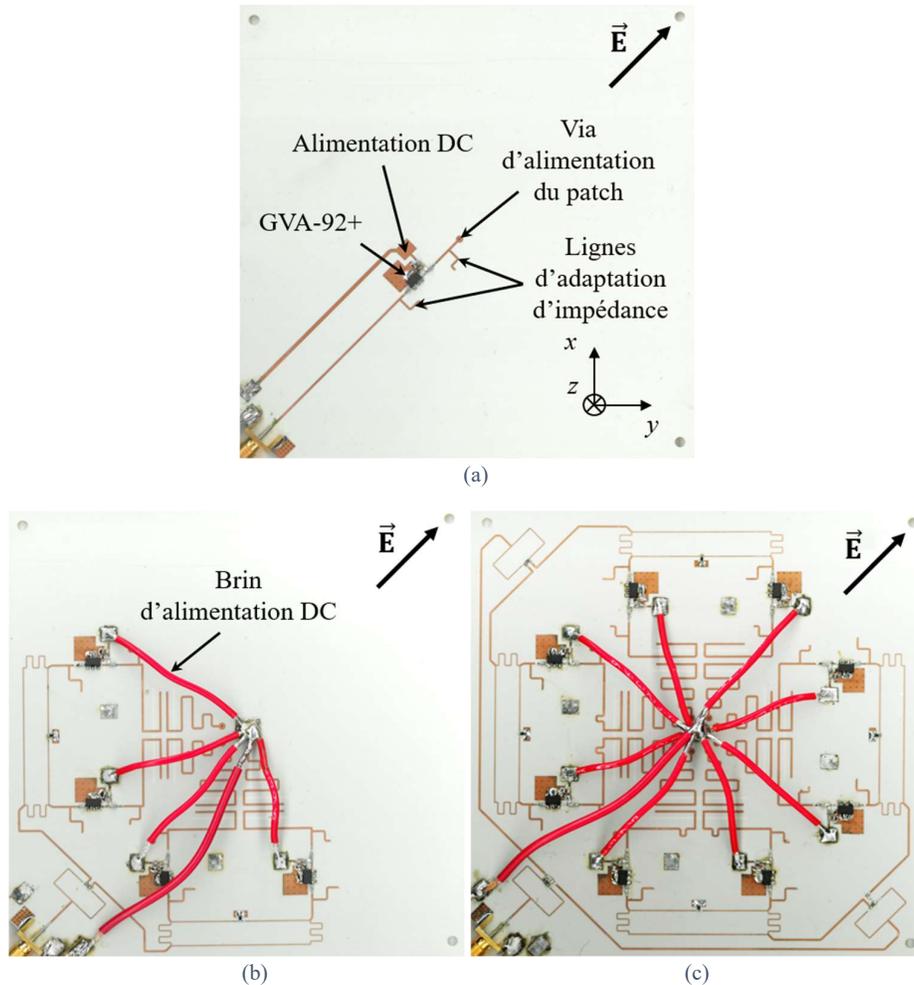


Figure 63 : Photographie de la vue du bas des prototypes actifs : (a) 1DPA, (b) 4DPA et (c) 8DPA.

Ces démonstrateurs sont très similaires à leur version passive, à l'exception près que des amplificateurs ont été rajoutés, comme montré sur la Figure 63, entre les rat-races et les isolateurs de mode commun.

b. Mesure grand signal de l'amplificateur seul

Les caractéristiques de ces amplificateurs sont mises en avant sur la Figure 64. Fort d'une puissance saturée d'une valeur $P_{SAT} = 26$ dBm, le GVA-92+ possède un gain petit-signal mesuré à 15,4 dB et un ICP_1 (Input Compression Point at 1 dB) de 10,3 dBm. Quant à la PAE, celle-ci est mesurée à 45 % à son maximum. Ces mesures nous serviront comme base de comparaison pour les prototypes actifs.

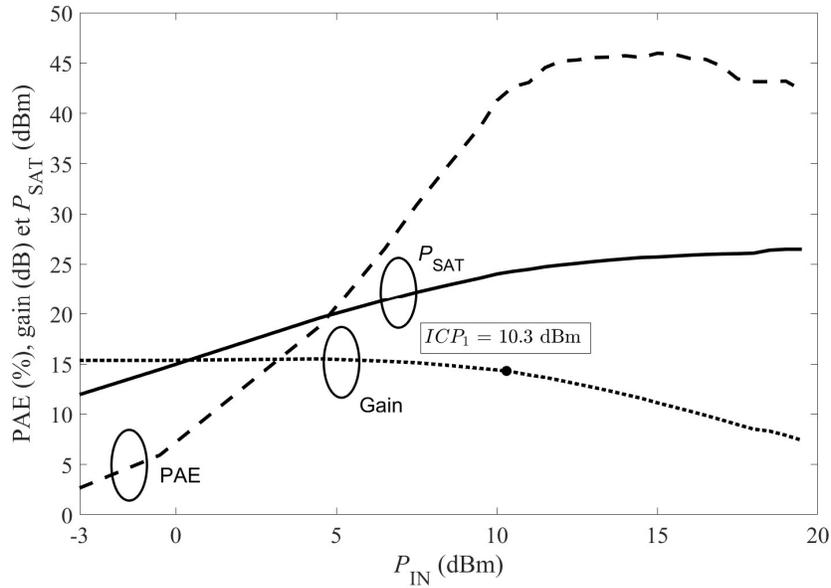


Figure 64 : Mesure grand-signal de l'amplificateur GVA-92+ utilisé au sein des prototypes actifs.

c. Banc de mesure

Pour mesurer ces antennes actives, un banc de mesure, montré sur la Figure 65, a été mis en place. Celui-ci utilise un VNA deux ports dont le premier est connecté à l'antenne active à l'aide d'un amplificateur dit « driver » afin d'atteindre la compression de l'antenne. Ce driver possède un gain de 40 dB et une puissance saturée $P_{SAT} = 42$ dBm. L'antenne active est placée sur un rotor contrôlé par un programme Labview en temps réel. Ce même rotor a été utilisé pour les mesures de diagramme de rayonnement. Le deuxième port de l'antenne est connecté à une antenne Vivaldi de référence à l'aide d'un câble de 5 mètres.

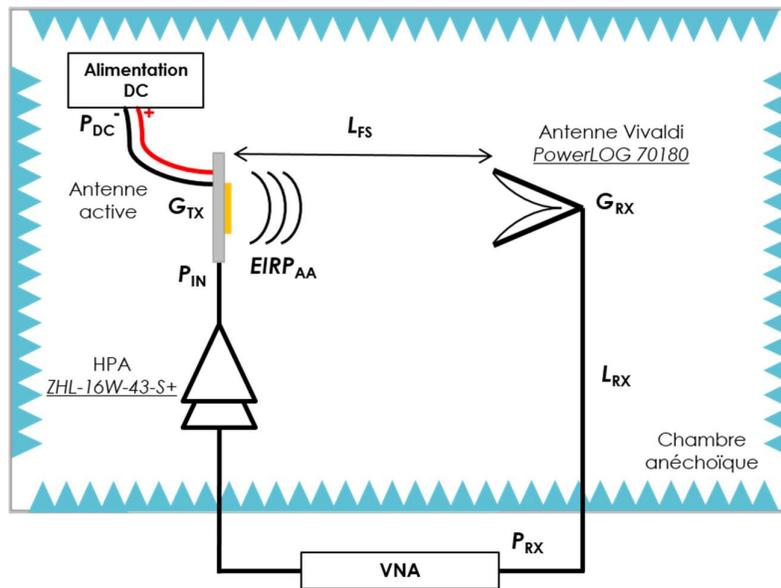


Figure 65 : Banc de mesure grand-signal des prototypes actifs.

d. Mesure grand-signal des prototypes actifs

La Figure 66 montre les mesures grand-signal réalisées sur les trois démonstrateurs actifs.

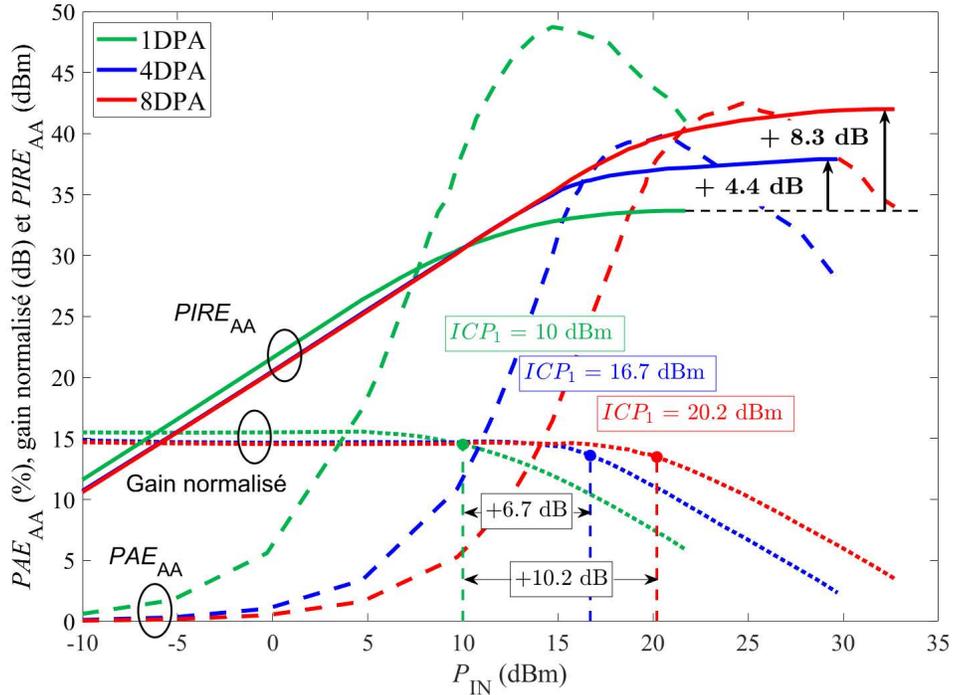


Figure 66 : Mesures grand-signal des antennes actives, aux fréquences de résonance respectives, incluant le gain normalisé des antennes actives par rapport au gain de l'antenne 1DPA passive, la PAE de l'antenne active ainsi que sa PIRE.

Avant d'expliquer cette figure, explicitons d'abord les valeurs mesurées, à savoir le gain normalisé, la PAE_{AA} , et la $PIRE_{AA}$. Le premier correspond au gain actif mesuré, auquel est retranché le gain de l'antenne passive 1DPA. Cette valeur ne devrait laisser apparaître que le gain de l'amplificateur seul, modulo les pertes de circuit du 4DPA et 8DPA.

Concernant la $PIRE_{AA}$ et la PAE_{AA} , celles-ci correspondent, respectivement, à la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de l'antenne active ainsi que sa PAE. Ces valeurs sont déduites du bilan de liaison et sont calculées selon :

$$PIRE_{AA} = P_{RX} + L_{RX} - G_{RX} + L_{FS}, \quad (14)$$

$$PAE_{AA} = \frac{EIRP_{AA} - G_{TX} - P_{IN}}{P_{DC}}. \quad (15)$$

avec P_{RX} , la puissance reçue par le second port du VNA, L_{RX} , les pertes des 5 mètres de câble (-3,4 dB), G_{RX} , le gain de l'antenne Vivaldi (8,3 dB), L_{FS} , les pertes d'espace libre avec une distance inter-antenne de 3,5 m, G_{TX} , le gain du patch, P_{IN} , la puissance reçue par l'antenne active au niveau du SMA et P_{DC} , la puissance DC consommée par l'antenne active.

Ces valeurs ne peuvent être obtenues qu'à travers les équations précédentes, le concept de CPA empêchant toute mesure connectisée. Dans le calcul de la $PIRE_{AA}$, les pertes après les amplificateurs ne sont bien sûr pas retranchées puisqu'elles sont nécessaires au bon fonctionnement de l'antenne. A partir de la Figure 66, une analyse petit-signal et grand-signal peut être effectuée. Toutes les valeurs pertinentes sont récapitulées dans le Tableau 5.

Tableau 5 : Récapitulatif des performances mesurées sur les trois démonstrateurs actifs (en mm).

Démonstrateurs	1DPA actif	4DPA actif	8DPA actif
Gain (dBi)	21,8	21,1	21
Gain normalisé (dB)	15,4	14,7	14,6
ICP_1 (dBm)	10	16,7	20,2
ICP_1 normalisé (dB)	0	6,7	10,2
$PIRE_{AA}$ (dBm)	34	38,4	42,3
$PIRE_{AA}$ normalisé (dB)	0	4,4	8,3
PAE_{AA} (%)	49	40	42

Analyse petit-signal : le 1DPA actif possède un gain normalisé (par rapport à sa version passive) de 15,4 dB, ce qui est en bonne adéquation avec la mesure de 15,4 dB de l'amplificateur seul (Figure 64). Dans le cas du 4DPA et du 8DPA actifs, leur gain normalisé est de 14,7 et 14,6 dB respectivement. Une différence respective de 0,7 et 0,8 dB est alors observée en les comparant au 1DPA actif. Pour ce qui est de cette première différence, celle-ci est cohérente avec sa paire passive (0,7 vs 0,9 dB, cf. Tableau 4). En revanche, la différence de gain de la paire 8DPA/1DPA n'est que de 0,8 dB, contre 1,4 dB pour les passifs. Cette différence peut provenir des erreurs de fabrication, l'alignement des antennes, mais aussi la variabilité des GVA-92+.

Théoriquement, en grand-signal, une translation de l' ICP_1 de +6 dB et +9 dB devrait être mesurée en comparant, respectivement, les paires actives 4DPA/1DPA et 8DPA/1DPA. Cependant, les pertes de circuit en amont de l'amplificateur doivent être prises en compte puisqu'elles diminuent la puissance disponible à son entrée. De plus, sur la Figure 63(c), de longues lignes microstrips sont nécessaires afin de réaliser les fonctions de division de puissance, ce qui diminue d'autant plus cette puissance disponible. A partir de résultats de simulation, ces pertes sont évaluées à 0,6 et 1 dB, respectivement pour le 4DPA et 8DPA. Ainsi, des translations de +6,6 et +10 dB de l' ICP_1 sont attendues pour le 4DPA et 8DPA actif, respectivement, comparées au 1DPA actif.

Analyse grand-signal : l' ICP_1 du 1DPA actif est mesuré à 10 dBm, ce qui corrobore la mesure du GVA seul, qui est de 10,3 dBm. L' ICP_1 du 4DPA est mesuré à +16,7 dBm. Par rapport au 1DPA actif, cette valeur a donc été traduite de +6,7 dB, ce qui est en adéquation avec la valeur théorique de +6,6 dB précédemment mentionnée. Quant au 8DPA actif, son ICP_1 est mesuré à 20,2 dBm. Ceci équivaut à une translation de +10,2 dB par rapport aux 10 dBm du 1DPA actif, ce qui corrobore la valeur théorique attendue de +10,1 dB.

Concernant la $PIRE_{AA}$ maximum, son augmentation initiale est de +6 et +9 dB, pour les 4DPA et 8DPA actifs comparés respectivement au 1DPA actif. Cependant, il est nécessaire de prendre en compte les pertes après les amplificateurs à savoir : l'isolateur de mode-commun, le couplage MD-MC, et la ligne 180°. Ces valeurs sont évaluées respectivement à 0,4, 0,2 et 0,1 dB (0,7 dB au total). Ainsi, la valeur théorique finale de l'augmentation de l' $EIRP_{AA}$ est de +5,3 et +8,3 dB, respectivement pour le 4DPA et le 8DPA. L'augmentation, cette fois mesurée, est de +4,4 et 8,3 dB, respectivement. Malgré une mauvaise corrélation pour la paire 4DPA/1DPA (+4,4 vs +5,3 dB), une très bonne adéquation est constatée pour la paire 8DPA/1DPA (+8,3 vs +8,3 dB). Les causes de ces écarts sont discutées plus tard.

La PAE_{AA} est mesurée à 49, 40 et 42 %, respectivement pour le 1DPA, 4DPA et 8DPA actif. Un écart de près de 10% est observé entre le 1DPA et les démonstrateurs multiports à cause des pertes en aval des amplificateurs. Une différence mineure de 2% existe entre le 4DPA et le 8DPA, potentiellement due à un léger décalage dans le diagramme de rayonnement du 4DPA vu que son alimentation n'est pas symétrique.

5. Discussion et résumé des avantages/inconvénients de l'antenne étudiée

Tous les écarts de mesure précédents peuvent être expliqués par :

- Des incertitudes dans la fabrication et l'assemblage des structures.
- Des incertitudes quant à la mesure deux antennes, notamment leur alignement.
- La variation des performances entre chaque amplificateur.
- Les pertes résistives des câbles DC (Direct Current) baissant la tension appliquée aux amplificateurs. Ce phénomène est d'autant plus important que le courant qui traverse le 8DPA actif est assez important ($> 1 \text{ A}$)
- Une dissipation thermique importante en saturation ce qui diminue les performances des amplificateurs.

Dans un cadre industriel, où les actifs seraient intégrés directement dans la maille antennaire, toutes ces sources d'erreurs seraient minimisées (hormis les incertitudes de fabrication). Toutefois, dans notre cas, la mesure principale étant la différence de puissance rayonnée maximale entre le 8DPA et le 1DPA actif, nous pouvons affirmer que, avec une augmentation de +8,3 dB de l' $EIRP_{AA}$, le concept de combinaison de puissance antennaire est validé sur cette structure. Théoriquement, comme montré dans [HUA2022], cette antenne permettrait aussi de filtrer les harmoniques d'ordre supérieur et d'éviter de rayonner les non linéarités du HPA. De plus, comme le 8DPA possède deux plans de symétries, sa polarisation croisée devrait être beaucoup plus faible que celle du 4DPA et du 1DPA, qui sont des éléments relativement asymétriques.

Avec les spécifications fixées au chapitre I, le tableau suivant synthétise les performances de la structure. Complété tout au long du manuscrit, celui-ci constituera un fil rouge afin de comparer les structures étudiées entre elles.

Tableau 6 : Récapitulatif des performances du 8DPA.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Patch seul	Vias	8	2,45 / 3 %	67 %	Modérément excentrés	Non nécessaire

*évaluée en simulation en considérant les circuits après l'amplificateur et les pertes du substrat d'antenne.

Malgré le fait que l'antenne possède huit ports, sa bande passante est faible et son efficacité est diminuée à cause des problèmes de mode commun. Toutefois, n'utilisant que deux substrats, la structure est très facilement fabricable.

Quant à l'interconnexion puce-antenne – sujet d'une importance particulière dans une application AESA – celle-ci se scinde en deux. La première partie vise à vérifier si les ports de la structure sont situés au centre de l'antenne ou plutôt excentrés. La dernière configuration est à privilégier afin d'éviter d'utiliser un ou plusieurs substrats de distribution (fan-out) afin de

réaliser le routage entre les sorties de la puce et les ports antennaires. L'ajout de ces substrats est une contrainte qui complexifie le PCB et augmente son coût. De plus, cela engendre aussi des pertes supplémentaires ainsi que de potentiels déséquilibres de phase entre les ports. En ce qui concerne le 8DPA à l'étude, il n'est pas possible de placer les ports à proximité du périmètre de l'antenne étant donné que les pertes de mode commun sont proportionnelles à la translation des paires différentielles. Par conséquent, les ports doivent être modérément excentrés, ce qui nécessiterait probablement l'ajout d'un circuit de distribution pour une application AESA.

Le deuxième point concerne le placement de chacun des ports d'une paire différentielle. La Figure 67(a) illustre l'interconnexion d'un MMIC disposant de deux amplificateurs différentiels, chacun alimentant la paire différentielle responsable d'une polarisation. La paire (A^+ , A^-) étant située de part et d'autre du MMIC (en haut et en bas), cela nécessite forcément un croisement d'une des sorties des amplificateurs (entouré en rouge). Ce croisement n'est pas avantageux puisqu'il requiert plusieurs couches de métaux à utiliser en plus au sein du MMIC. Une autre alternative consiste à réaliser le croisement au sein du PCB en utilisant un circuit de distribution (cf paragraphe précédent).

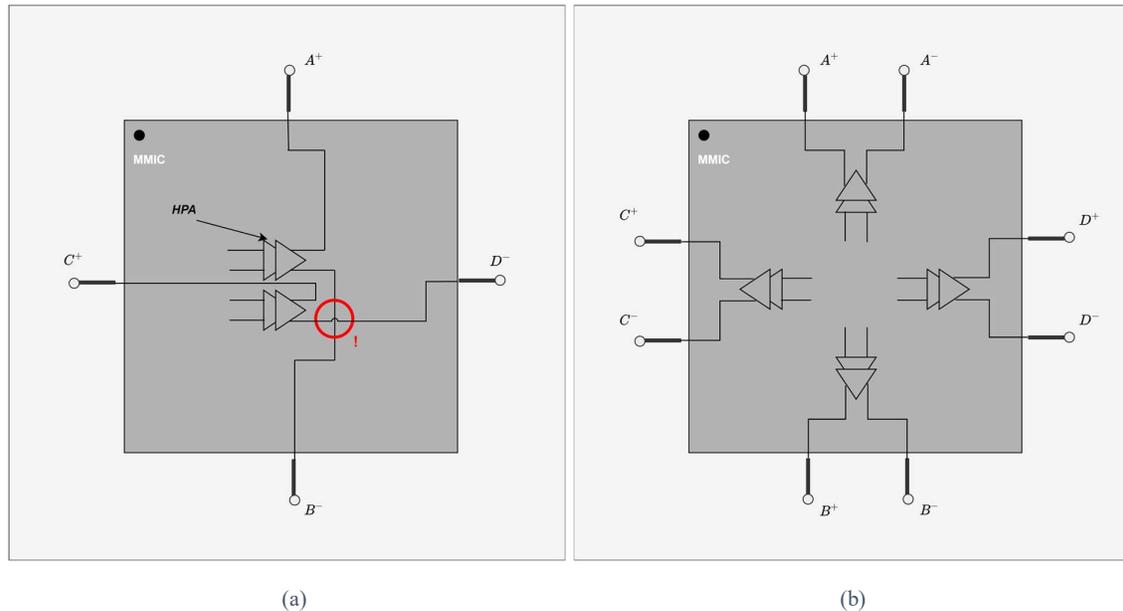


Figure 67 : Illustration de l'interconnexion MMIC-antenne : (a) excitation différentielle de l'antenne par deux côtés séparés et (b) excitation différentielle de l'antenne par un seul et même côté.

A contrario, la Figure 67(b) s'affranchit de ce problème. Comme sur le 8DPA, les paires d'alimentations différentielles sont situées sur un seul côté de la puce, ce qui permet de réaliser l'interconnexion directement entre ces paires et les sorties différentielles de chaque amplificateur. Toutefois, comme indiqué ci-dessus, un circuit de distribution est probablement nécessaire compte tenu de la translation modérée des ports.

La suite de ce manuscrit s'attardera à démontrer la combinaison de puissance antennaire sur une antenne à cavité, permettant alors d'obtenir 16 points d'alimentation. En plus de doubler la capacité de puissance rayonnée par rapport au 8DPA (8 ports), une grande bande passante (~ 25%) sera atteinte.

Partie III : Analyse théorique d'une cavité

1. Introduction aux modes secondaires TE₂₁₀/TE₁₂₀

a. Etude d'une cavité quatre ports

Si l'antenne à fente alimentée par une cavité basée sur son mode principal TE₁₁₀ est assez couramment utilisée [ADH2013], ceci est moins vrai lorsque la cavité est sur son mode secondaire TE₂₁₀. Cependant, celle-ci paraît très intéressante pour notre étude, notamment puisqu'elle permet une alimentation différentielle. Présentons d'abord, à travers la Figure 68, l'antenne fente à cavité dotée de quatre ports (4CB).

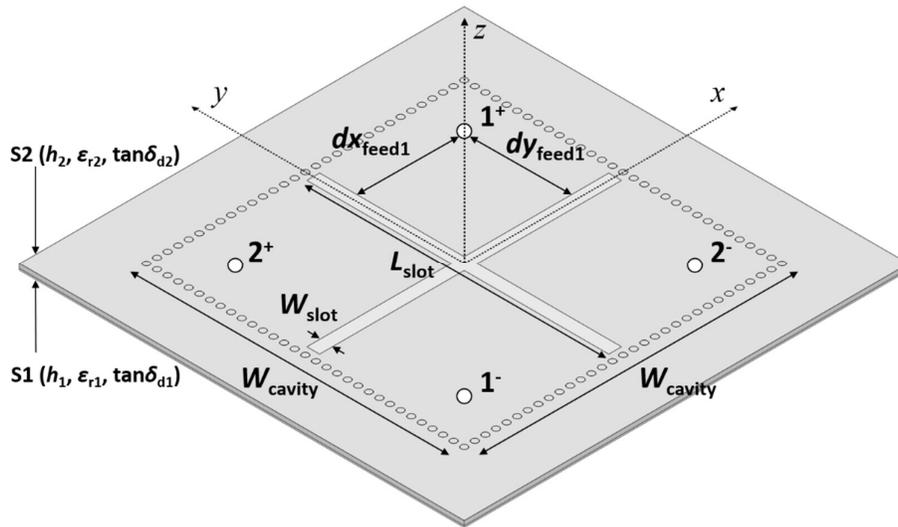


Figure 68 : Illustration de la 4CB où chaque polarisation diagonale est excitée par une paire différentielle : (1⁺, 1⁻) et (2⁺, 2⁻) excitent respectivement les modes diagonaux dégénérés TE₂₁₀ et TM₁₂₀ résultants en une polarisation selon 45° et -45°.

La 4CB est composée d'une cavité carrée de côté W_{cavity} , placée dans le substrat S2 d'épaisseur h_2 et alimentée par les deux paires différentielles (1⁺, 1⁻) et (2⁺, 2⁻), respectivement placés à 45° et -45° dans le plan (x, y). L'alimentation est réalisée à l'aide de vias métallisés allant de S1 à S2. S1 est le substrat où sont gravés les circuits d'alimentation en microstrip (plus d'informations sont données dans la partie IV). Chaque point d'alimentation est excentré de (dx_{feed1}, dy_{feed1}) afin d'assurer l'excitation des modes diagonaux dégénérés TE₂₁₀ et TE₁₂₀. Le rayonnement est permis par deux fentes en croix, de longueur et largeur L_{slot} et W_{slot} , gravées sur le haut de la cavité.

La Figure 69 permet d'appréhender la distribution du champ électrique des modes secondaires TE₂₁₀/TE₁₂₀. L'antenne simulée présente un substrat supérieur S2 en Rogers 4003 ($h_2 = 1,5$ mm, $\epsilon_{r2} = 3,5$, $\tan\delta_{d2} = 0,0027$) et un substrat inférieur S1 en Rogers 4350 ($h_1 = 0,25$ mm, $\epsilon_{r1} = 3,6$, $\tan\delta_{d1} = 0,004$). Les paramètres géométriques simulés sont les suivants (en mm) : $W_{cavity} = 50$, $L_{slot} = 47,5$, $W_{slot} = 2,4$, $dx_{feed1} = dy_{feed1} = 18$. En se basant sur la distribution du champ E, une importante isolation entre les ports différentiels 1 et 2 devrait apparaître.

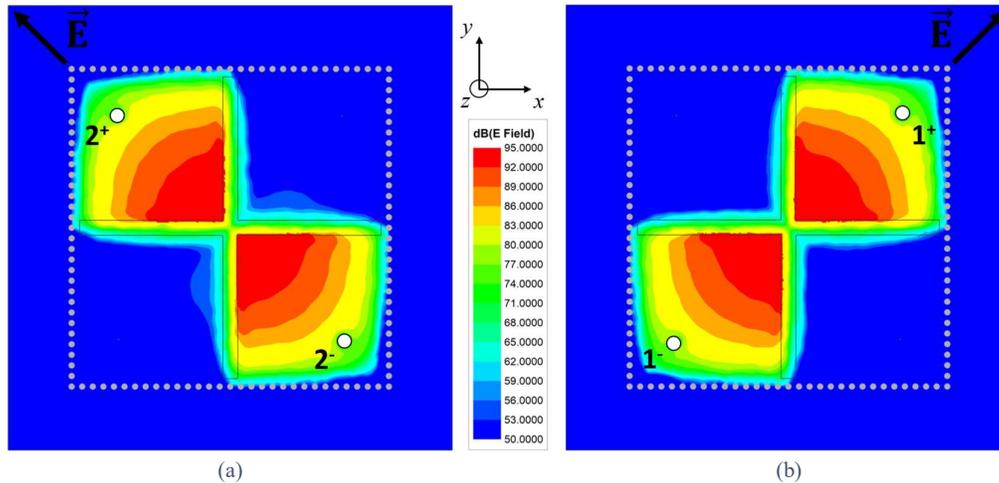


Figure 69 : Champ E simulé de l'antenne 4CB (la puissance étant normalisée) : mode TE_{120} alimenté par $(2^+, 2^-)$ responsable de la polarisation à -45° et (b) son mode orthogonal alimenté par $(1^+, 1^-)$ responsable de la polarisation à 45° .

Sur cette figure, les isolignes du champ E sont réparties de manière concentrique sur une grande longueur. Il est alors possible d'augmenter le nombre de ports de manière quasiment illimitée à condition qu'ils soient placés sur une même isoligne ; ceci garantit à chacun des ports le même couplage avec la cavité et donc le même coefficient de réflexion actif (CRA). Ce constat est extrêmement avantageux dans notre objectif de combinaison de puissance antennaire. Avec cette structure, il est possible d'obtenir plus de huit points d'alimentation (par exemple 16) ce qui permet de recombinaison le même nombre d'amplificateurs quasiment sans perte.

b. Passage à une antenne 16 ports

La Figure 70 illustre l'implémentation de la « cavity-backed » 16 ports (16CB) où les paires $(1^+, 1^-)$ et $(2^+, 2^-)$ sont translatées respectivement de (dx_{feed1}, dy_{feed1}) et (dx_{feed2}, dy_{feed2}) . Les paires 3 et 4 sont placées à l'aide d'une symétrie à 45° par rapport aux premières paires.

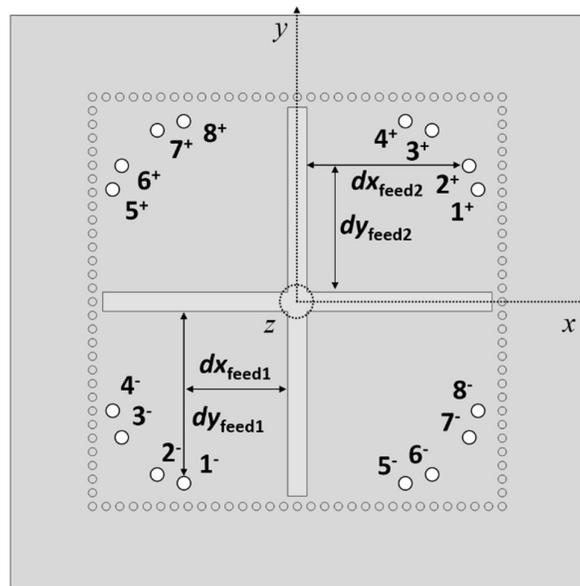


Figure 70 : Illustration de l'antenne 16CB.

La même logique est appliquée sur l'autre polarisation à l'aide des ports différentiels 5, 6, 7 et 8. En combinant les polarisations à -45° et 45° , la structure devient alors une antenne polarisée verticalement. La Figure 71 met en avant le champ E des modes diagonaux TE_{120} et TE_{210} .

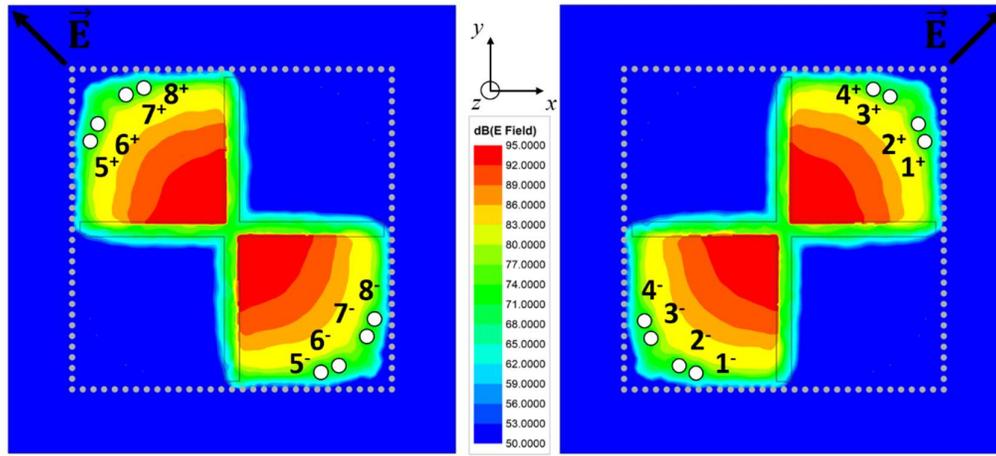


Figure 71 : Champ E simulé de l'antenne 16CB (la puissance étant normalisée).

c. Placement des ports

En comparant cette figure à la Figure 69, on peut observer que les points d'alimentation de la 16CB sont un peu plus excentrés que ceux de la 4CB. Les premiers sont placés sur une isoligne dont l'amplitude est comprise dans l'intervalle [74-77] dB contre [80-83] dB pour le 4CB (Figure 69). Un écart de 6 dB est observé entre ces deux isolignes : la multiplication par quatre des points d'alimentation requiert alors de translater ces points sur une isoligne dont l'amplitude est 6 dB inférieure. Cette affirmation est corroborée par la Figure 72, où est montré le coefficient de réflexion actif du port 1^+ de la 16CB sur les deux isolignes précédemment mentionnées : le passage de l'isoligne [80-83] dB à l'isoligne (74-77) dB permet de revenir à une bonne adaptation.

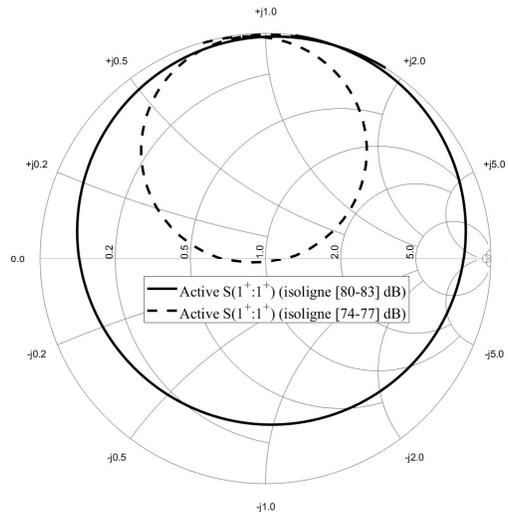


Figure 72 : Coefficient de réflexion actif du port 1^+ de la 16CB placé sur l'isoligne [80-83] dB du champ E précédent (trait plein), et placé sur l'isoligne [74-77] (pointillé).

d. Bande passante et efficacité

Les coefficients de réflexion actifs des ports 1^+ et 2^+ sont montrés sur la Figure 73, en rouge. Seules ces deux valeurs sont affichées puisque, par symétrie, toutes les autres sont déduites.

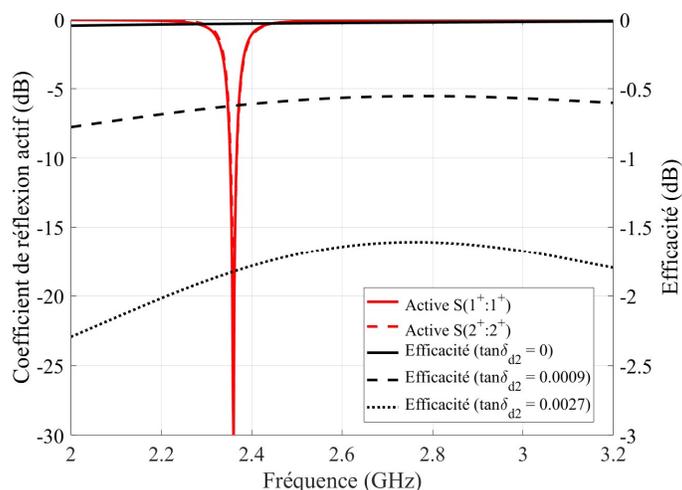


Figure 73 : CRA des ports 1^+ et 2^+ de la 16CB (rouge) ainsi que l'efficacité de l'antenne (noir) pour différentes valeurs de tangente diélectrique $\tan\delta_{d2}$.

Comme prévu, les ports différentiels 1, 2, 3 et 4 ayant été judicieusement placés sur une même isoligne, le coefficient de réflexion actif de chaque paire est très similaire. Même si ce dernier est bien adapté à la fréquence de résonance (2,36 GHz ici), il est intéressant de regarder le niveau de couplage entre les ports adjacents (Figure 74), par exemple 1^+ , 2^+ , 3^+ , 4^+ .

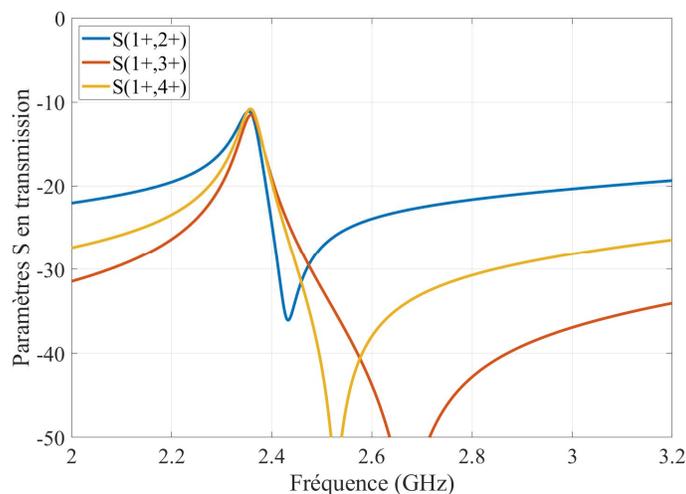


Figure 74 : Paramètres S en transmission entre le port 1^+ et les autres ports adjacents.

A la fréquence de résonance, toutes les transmissions sont évaluées à -11 dB, ce qui est un niveau relativement élevé. Bien que le coefficient de réflexion actif soit bon (ces couplages contribuant in-fine à la bonne adaptation du port 1^+), ces hauts niveaux de transmission peuvent engendrer des problèmes d'envergure lors d'une implémentation industrielle avec un module actif.

Le placement des points d'alimentation se fait selon les translations suivantes (en mm) : $dx_{feed1} = 14$, $dy_{feed1} = 22,2$, $dx_{feed2} = 16,6$, $dy_{feed2} = 21,2$. Centrée à 2,36 GHz, cette antenne 16CB simulée possède une très faible bande passante de 0,6 %.

Outre l'inconvénient en bande passante, la même figure permet de se rendre compte de la mauvaise efficacité de cette antenne. En effet, trois tangentes diélectriques $\tan\delta_{d2}$ de la cavité ont été simulées représentant, respectivement : un substrat sans perte, un Rogers 5880 et un Rogers 4003. L'efficacité diminue drastiquement lorsque $\tan\delta_{d2}$ augmente : pour $\tan\delta_{d2} = 0,0027$, cette efficacité est évaluée à -1,4 dB (72 %). Même avec un Rogers 5880, connu pour être extrêmement peu perteux, l'efficacité simulée est évaluée à -0,55 dB (88 %). Cette extrême sensibilité à la tangente diélectrique de la cavité peut être expliquée par l'intensité importante du champ E sur une grande surface au sein du mode secondaire de la cavité. Il est à noter que ces pertes diélectriques sont présentes quelle que soit l'épaisseur du substrat S2. Le substrat S2 étant déjà d'une épaisseur de 1,5 mm, l'augmentation de cette épaisseur n'a que peu d'impact sur l'efficacité.

A partir de ce constat, il serait possible d'améliorer l'efficacité en modifiant la distribution de ce champ électrique.

2. Amélioration de l'efficacité et de la bande passante à l'aide d'un patch

Afin d'outrepasser cette limitation en bande passante, un patch peut être placé au-dessus de la cavité, ce qui crée un phénomène de résonance mutuelle entre la fente et le patch (expliqué au chapitre III). Cette géométrie est représentée sur la Figure 75, où le substrat S3 - sur lequel est gravé un patch carré de côté W_{patch1} - est placé au-dessus de la cavité avec une épaisseur d'air h_{air1} entre S2 et S3. Avec l'ajout de ce patch, cette configuration est maintenant appelée 16CBP (16-port Cavity-Backed Patch).

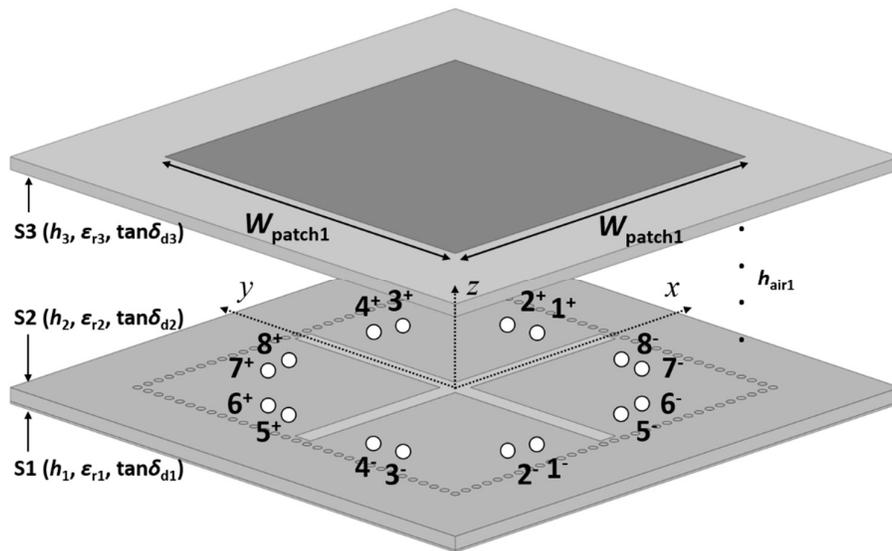


Figure 75 : Géométrie de la 16CBP : vue isométrique de l'empilement de PCB en ayant inclus une couche d'air h_{air1} entre S2 et S3.

Cette structure a été optimisée afin de prendre en compte le nouveau couplage entre le patch et la fente. Comme le montre la Figure 76, la bande passante est largement augmentée : 19 % centrée à 2,45 GHz.

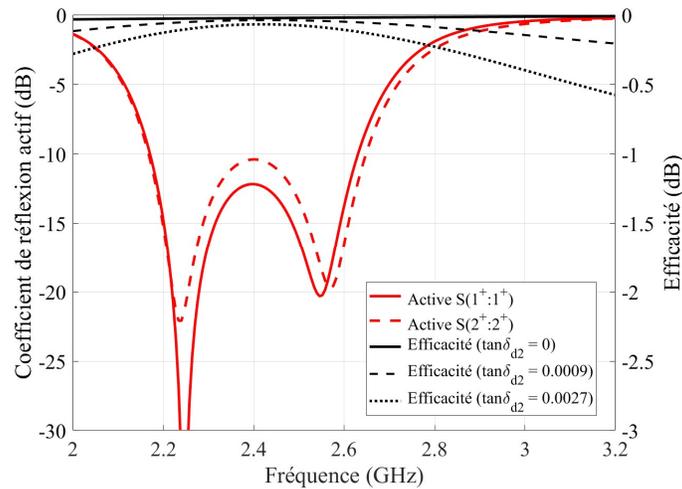
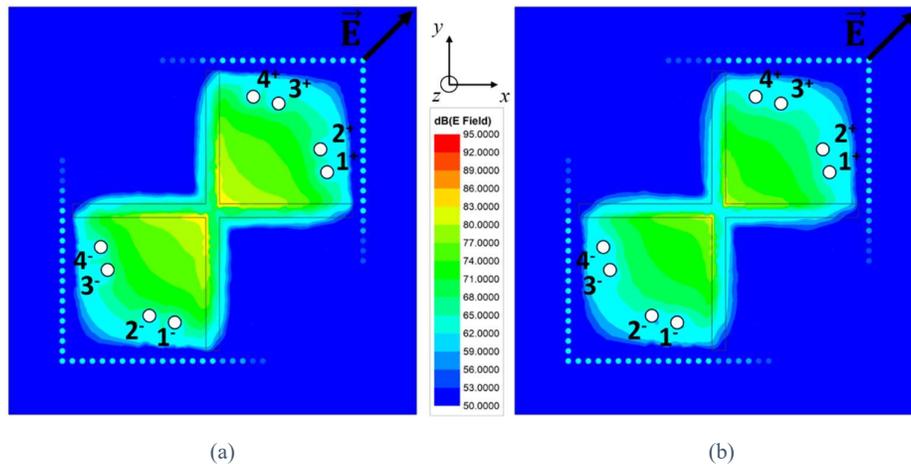
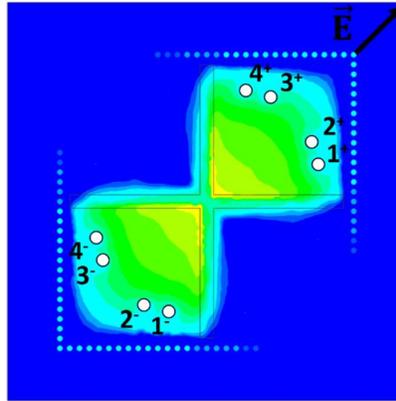


Figure 76 : Coefficient de réflexion actif des ports 1⁺ et 2⁺ de la 16CBP (rouge) ainsi que l'efficacité de l'antenne (noir) pour différentes valeurs de tangente diélectrique $\tan\delta_{d2}$.

Pour des raisons de simplicité, le substrat S3 est ici simulé comme de l'air et est inclus dans l'épaisseur h_{air1} . Encore une fois, seuls les coefficients de réflexion actifs des ports 1⁺ et 2⁺ sont mis en évidence ici pour les mêmes raisons précédemment énoncées.

Concernant l'efficacité de l'antenne, la sensibilité précédente au $\tan\delta_{d2}$ a été totalement annulée : avec un $\tan\delta_{d2} = 0,0027$, l'efficacité diminue seulement de -0,03 dB. Ceci peut être expliqué à travers la Figure 77 qui montre la distribution du champ E au sein de la cavité de la 16CBP. Par rapport à l'antenne 16CB, sans patch (Figure 71), cette amplitude est beaucoup plus faible et induit donc moins de pertes diélectriques. Afin de garder les points d'alimentation sur la même isoligne du champ E, et in-fine de maintenir un couplage suffisant, il a été nécessaire de ramener les points d'alimentation vers le centre, en comparaison avec l'antenne 16CB (cf. Figure 71).





(c)

Figure 77 : Champ E du mode TE_{210} de la 16CBP (seules les paires 1,2,3 et 4 sont activées en normalisant leur puissance) : (a) 2,2 GHz, (b) 2,4 GHz et (c) 2,6 GHz.

Partie IV : Démonstrateurs de l'antenne multiport

La même méthode que la section II de ce chapitre sera employée. Des démonstrateurs passifs, basés sur l'antenne CBP, permettront de valider les performances antennaires tandis que les démonstrateurs actifs valideront le potentiel en combinaison de puissance antennaire.

1. Fabrication et mesure des démonstrateurs passifs

Trois démonstrateurs passifs ont été fabriqués : les CBP 2 ports, 4 ports et 16 ports, respectivement appelés 2CBP, 4CBP et 16CBP. Les deux premières antennes serviront de référence afin de remonter ensuite aux pertes des circuits (Wilkinson, rat-race, etc..), ce qui sera grandement utile pour comparer les versions actives entre elles.

a. Présentation

Des photographies du démonstrateur 2 ports sont montrées sur la Figure 78. Afin d'éviter toute redondance, seules les vues arrières des 4CBP et 16CBP sont représentées sur la Figure 79.

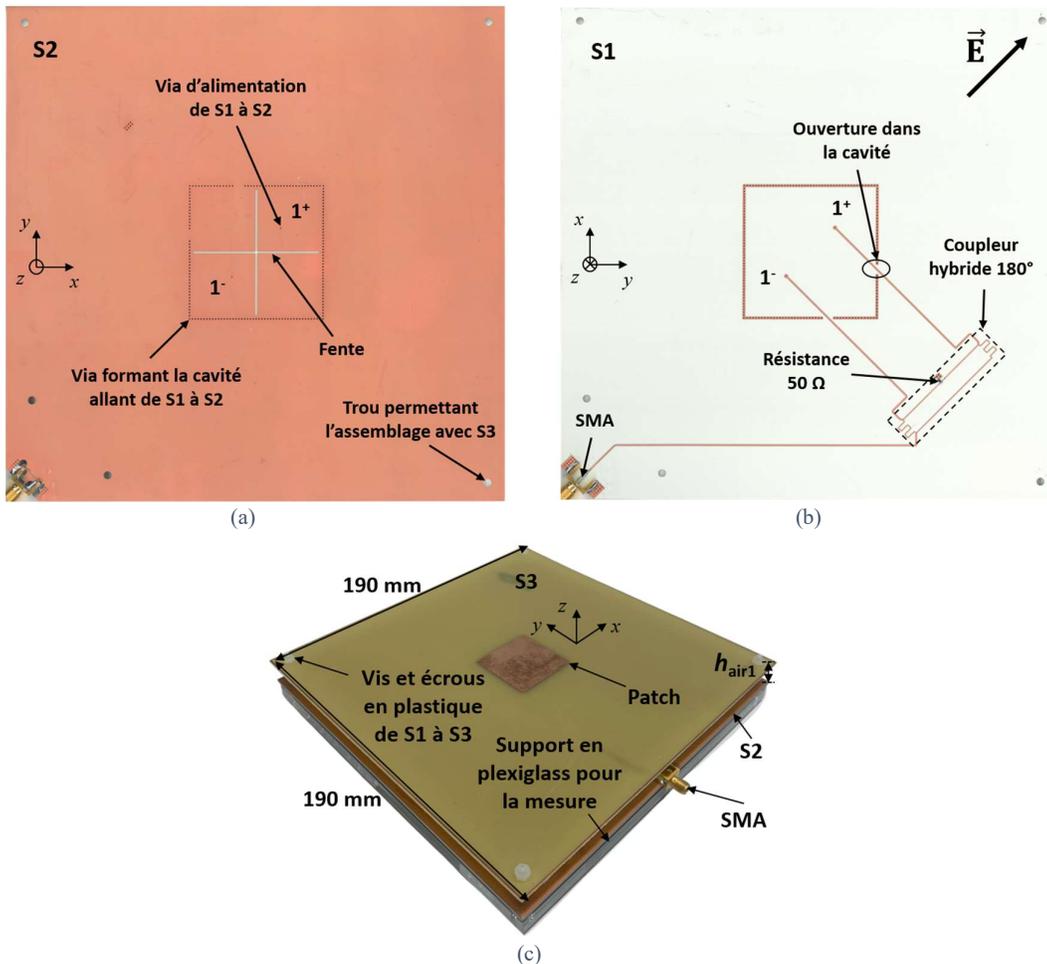


Figure 78 : Photographie de la 2CBP : (a) vue avant avec S2 visible, (b) vue arrière avec S1 visible et (c) vue de l'empilement entier de S1 à S3.

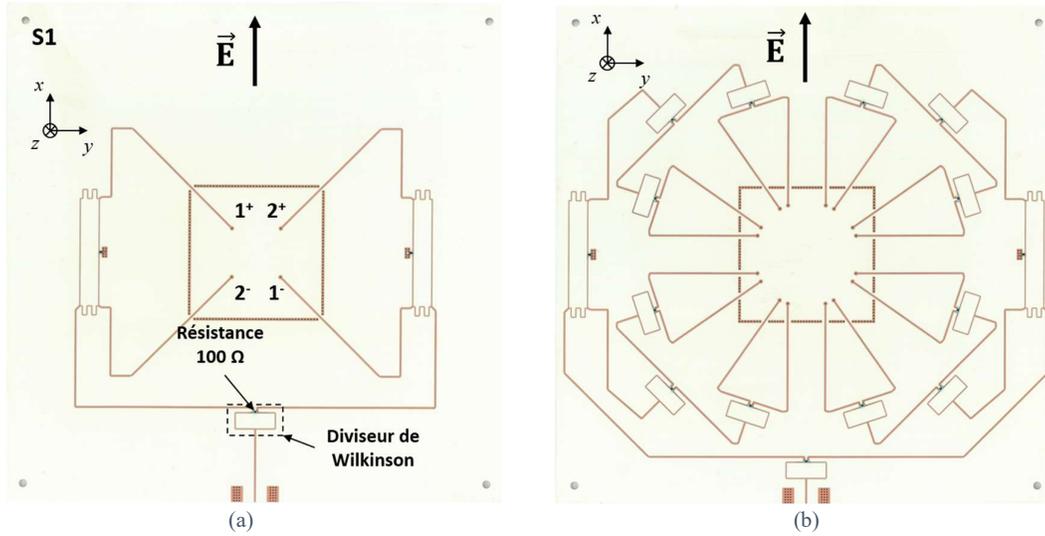


Figure 79 : Vue arrière (S1) des CBP : (a) 4 ports et (b) 16 ports.

L'alimentation des antennes se fait à l'aide d'un SMA en bord de carte. Afin d'alimenter les ports en amplitude et phase adéquate, plusieurs rat-races et diviseurs de Wilkinson sont placés en cascade. La cavité étant formée de vias métallisés, il est nécessaire de créer des ouvertures dans celle-ci afin de laisser passer les microstrips qui alimentent l'antenne. Ces ouvertures ne compromettent ni l'adaptation, ni le rayonnement. Quant à l'empilement, le substrat S1 - basé sur du Rogers 4350 d'épaisseur $h_1 = 0,25$ mm - est assemblé à S2 - qui est lui basé sur du Rogers 4003 d'épaisseur $h_2 = 1,5$ mm - avec une seule couche de pre-preg Rogers 4450F d'épaisseur $101 \mu\text{m}$. Le substrat S3, sur lequel le patch est gravé, est basé sur du FR-4 d'épaisseur $h_3 = 1,5$ mm. L'épaisseur d'air $h_{\text{air}1}$ est réalisée en élevant S3 à l'aide de vis et d'écrous en plastique, comme montrés sur la Figure 78(c). Ces vis traversent l'ensemble des substrats S1, S2 et S3.

Concernant les antennes de référence, la 4CBP est la même que la 2CBP, à l'exception près que les deux polarisations à 45° et -45° sont combinées en une polarisation verticale. Les paramètres géométriques des trois démonstrateurs multiports CBP peuvent être retrouvés dans le Tableau 7.

Tableau 7 : Paramètres géométriques des trois démonstrateurs multiports CBP (en mm).

	2 et 4 ports	16 ports
$h_{\text{air}1}$	10,5	10,5
$W_{\text{patch}1}$	35,5	35,5
W_{cavity}	50,7	50,7
L_{slot}	48,2	48,2
W_{slot}	0,7	0,7
$dx^{\text{feed}1}$	9,3	7,2
$dy^{\text{feed}1}$	9,3	18,7
$dx^{\text{feed}2}$	-	10,3
$dy^{\text{feed}2}$	-	17,4

b. Bande passante

Premièrement, le coefficient de réflexion des trois prototypes est montré sur la Figure 80. Les bandes passantes à -10 dB des deux prototypes sont évaluées à 20, 22 et 25 %, respectivement pour la 2CBP, 4CBP et 16CBP. La mesure montre une bonne adéquation avec la simulation, malgré la présence d'un effet de « ripple » surtout présent sur le démonstrateur 16 ports dû aux grandes longueurs de lignes microstrip. En ce qui concerne le gain dans l'axe, montré sur le haut de la figure, celui-ci a été mesuré à l'aide d'une mesure antennaire 2 ports ainsi qu'un VNA. Encore une fois, une bonne corrélation simulation/mesure est observée. Cependant, certaines différences subsistent probablement à cause d'erreurs dans la valeur du gain de l'antenne de référence.

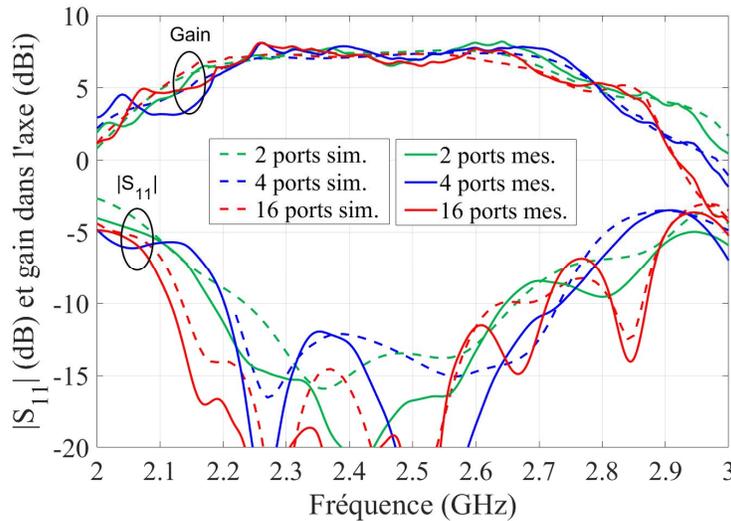


Figure 80 : Simulations vs mesures en coefficient de réflexion et en gain (dans l'axe) des prototypes 2CBP (vert), 4CBP (bleu) et 16CBP (rouge).

c. Diagrammes de rayonnement

La mesure du diagramme de rayonnement dans le plan E et H à 2,45 GHz est affichée sur la Figure 81, où l'on constate une très bonne corrélation avec la simulation (0,1 dB d'écart moyen), en particulier dans le plan H.

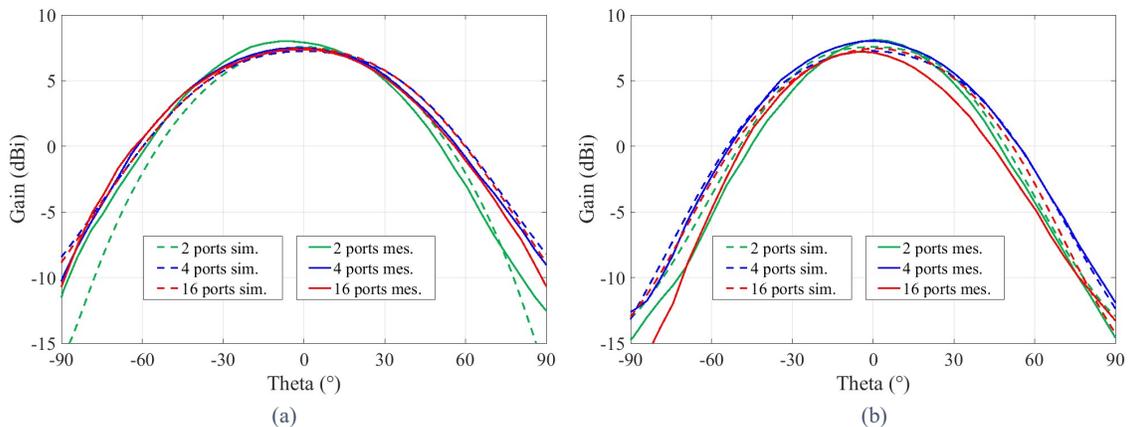


Figure 81 : Mesures vs simulations en co-polarisation à 2,45 GHz de la 2CBP (vert), 4CBP (bleu) et 16CBP (rouge) : (a) plan H et (b) plan E.

Certaines différences apparaissent dans le plan E, probablement dues à des incertitudes dans l'alignement des antennes. Dans l'axe ($\theta = 0^\circ$), les gains mesurés sont de 7,9, 7,5 et 7,4 dBi respectivement pour les antennes 2 ports, 4 ports et 16 ports. Ces différences proviennent principalement des pertes des circuits d'alimentation.

Globalement, les performances de l'antenne, telles que le rayonnement et la bande passante, sont validées.

2. Présentation et mesure des démonstrateurs actifs

Afin de maintenant prouver la tenue en puissance des démonstrateurs, et ainsi de valider le potentiel de combinaison de puissance antennaire, la version active des trois prototypes précédents a été fabriquée (Figure 82). Théoriquement, une augmentation de la PIRE de +9 dB est attendue en comparant la 16CBP et la 2CBP, puisqu'il y a 8 fois plus d'amplificateurs et que la combinaison antennaire se veut sans perte. En sous-divisant ce nombre, il est attendu +3 dB de PIRE entre la 4CBP et la 2CBP, et +6 dB entre la 16CBP et la 4CBP.

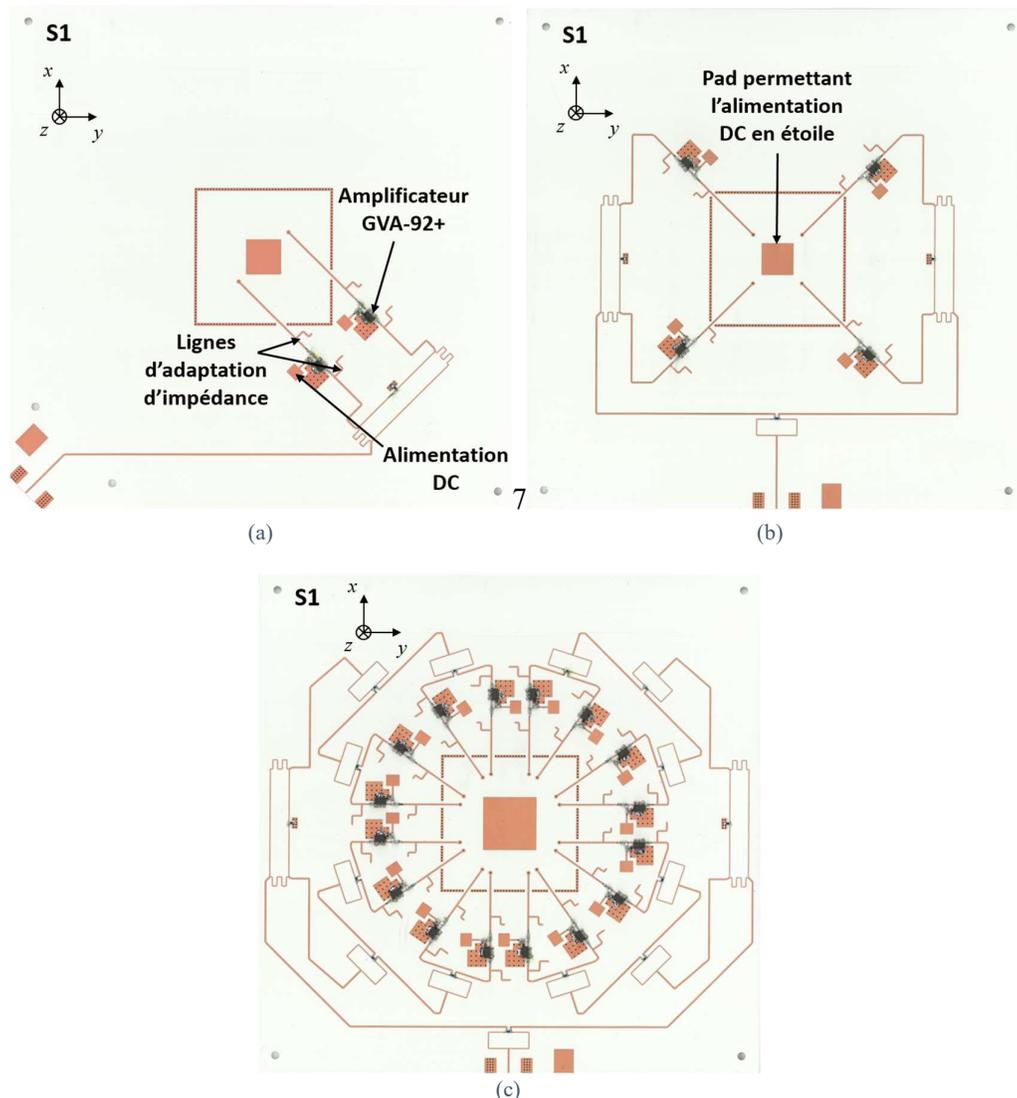


Figure 82 : Vue de dessous des trois démonstrateurs CBP actifs : (a) 2 ports, (b) 4 ports et (c) 16 ports.

Pour vérifier ce résultat par la mesure, les mêmes amplificateurs GVA-92+ que précédemment ont été soudés au plus près des points d'alimentation des antennes afin de minimiser les pertes en sortie des amplificateurs. L'alimentation DC des amplificateurs se fait, encore une fois, à l'aide de câbles DC soudés (non visibles sur la Figure 82) à partir d'un pavé de conducteur central, permettant l'alimentation en étoile de tous les amplificateurs.

La mesure de ces antennes actives se fait aussi de la même manière que précédemment (Figure 65). La Figure 83 met en avant les mesures en grand signal des circuits 2 ports (vert), 4 ports (bleu) et 16 ports (rouge). Celle-ci inclut : la PIRE ($PIRE_{AA}$), la PAE (PAE_{AA}) ainsi que le gain des antennes actives qui a été normalisé par rapport au gain de la 2CBP passive.

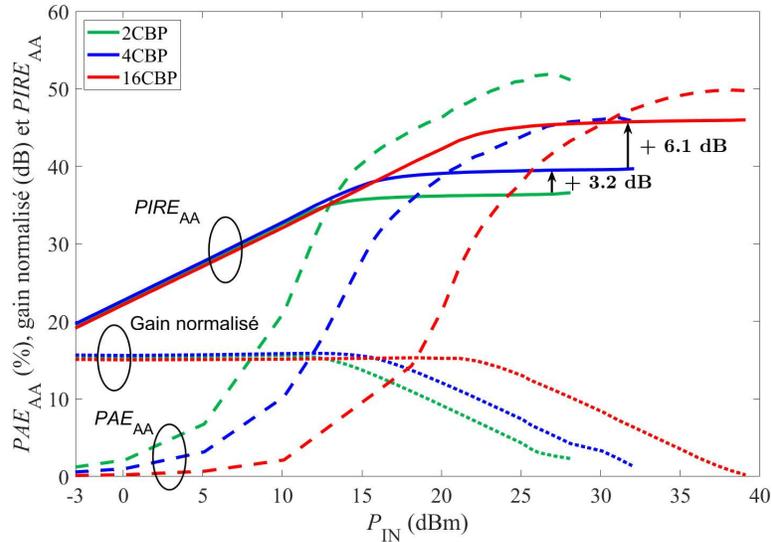


Figure 83 : Mesures grand-signal incluant : le gain normalisé des antennes actives par rapport au gain de la 2CBP passive, la PAE et la PIRE des antennes actives.

Afin de clarifier l'analyse des courbes, celle-ci se divisera, à nouveau, en deux : le petit signal et le grand signal. Toutes les valeurs sont récapitulées dans le Tableau 8.

Tableau 8 : Récapitulatif des performances mesurées sur les trois démonstrateurs passifs et actifs CBP (en mm).

Démonstrateurs	2CBP passif	4CBP passif	16CBP passif	2CBP actif	4CBP actif	16CBP actif
Gain (dBi)	7,9	7,5	7,4	23,3	23,5	22,9
Gain normalisé (dB)	0	-0,4	-0,5	15,4	15,6	15
$PIRE_{AA}$ (dBm)	-	-	-	36,5	39,7	45,8
$PIRE_{AA}$ normalisé (dB)	-	-	-	0	3,2	9,3
PAE_{AA} (%)	-	-	-	51	46	50

Analyse petit signal : les gains normalisés petits signaux sont mesurés à 15,4, 15,6 et 15 dB, respectivement pour la 2CBP, 4CBP et 16CBP. Par comparaison avec la mesure directe de l'amplificateur (Figure 64), une bonne corrélation est retrouvée avec le gain normalisé de l'antenne 2CBP (15,4 vs 15,4 dB). Pour l'antenne 4CBP, son gain normalisé de 15,6 dB était attendu à 15 dB par extrapolation de la différence des gains entre les antennes passives 4 ports

et 2 ports. En revanche, concernant le gain normalisé du 16CBP, celui-ci, mesuré à 15 dB, est en bonne adéquation avec la valeur attendue de 14,9 dB, obtenue par extrapolation.

Analyse grand signal: les PIRE maximales des prototypes sont mesurées à 36,5 (4,5 W) dBm, 39,7 dBm (9,3 W) et 45,8 dBm (38 W), respectivement pour la 2CBP, 4CBP et 16CBP. Les différences deux à deux sont alors de +3,2 et +6,1 dB. Ces différences sont en très bonne adéquation avec les valeurs théoriques précédemment mentionnées de +3 et +6 dB. Cette mesure de la PIRE valide pleinement le potentiel de combinaison de puissance antennaire, permettant ainsi l'augmentation de la puissance rayonnée de +9 dB en comparant les antennes actives 16CBP et 2CBP. Quant à la mesure de la PAE, celle-ci est mesurée à 51, 46 et 50%, respectivement dans le même ordre que précédemment. Sachant que l'amplificateur mesuré seul atteint 45 % de PAE, une bonne adéquation est encore une fois obtenue. Cette mesure précise s'est faite à l'aide d'une alimentation DC régulée, permettant de compenser les pertes ohmiques des câbles DC qui sont d'autant plus dommageables lorsque le courant est élevé (1,6 A sur le prototype 16 ports).

Les différences entre théorie et mesure obtenues - que ce soit pour le gain normalisé, la PAE ou la PIRE - peuvent provenir d'incertitudes dans la fabrication des démonstrateurs, l'alignement des antennes, la disparité des composants et l'échauffement thermique. Plus précisément, les écarts de PAE peuvent aussi provenir d'une erreur dans l'évaluation du gain de l'antenne G_{TX} ; gain qui est évalué en mélangeant simulation et mesure afin d'évaluer le gain antennaire seulement après les amplificateurs.

3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne étudiée

Maintenant que le concept de CPA est validé sur cette topologie, le tableau suivant permet d'évaluer l'intérêt de la structure présentée pour une application AESA.

Tableau 9: Synthèse des caractéristiques de la structure CBP.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Cavity-backed	Vias	16	2,45 / 25 %	95 %	Excentrés	Nécessaire

*Simulée au niveau des vias d'alimentation

L'avantage principal de cette topologie d'antenne réside dans son potentiel de multiplication théoriquement quasi-infinie des ports antennaires. Celle-ci permet alors d'émettre beaucoup plus de puissance. En outre, avec l'ajout d'un patch, une bande passante satisfaisante peut être obtenue, tout en gardant une bonne efficacité.

En ce qui concerne l'interconnexion puce-antenne, les points d'alimentation sont suffisamment excentrés, ce qui facilite l'interconnexion. Néanmoins, cette topologie possède un inconvénient direct : il sera nécessaire de croiser les pistes étant donné que les accès différentiels d'une même paire sont situés de part et d'autre (cf. Figure 67(a)).

Conclusion du chapitre

Ce chapitre a permis de mettre en exergue deux structures intéressantes pour la combinaison de puissance antennaire (CPA). La première, basée sur un patch alimenté par huit brins, est certainement la plus compliquée à mettre en œuvre au regard des problèmes de mode commun qui nécessite une étroite co-intégration entre le MMIC et l'antenne. De plus, sa bande passante et son efficacité sont très limitées. Toutefois, cette structure a permis de mettre en valeur une configuration géométrique extrêmement intéressante pour notre application qui permettrait potentiellement de simplifier l'empilement de substrat, mais aussi l'interconnexion puce-antenne.

Dans un second temps, une structure d'antenne 16 ports a été mise en avant. Avec une bande passante et une efficacité qui répondent aux critères du Chapitre I, son potentiel de CPA est théoriquement illimité. Cependant, dans un réseau AESA, la multiplication des points d'alimentation pose un problème évident de densité d'intégration dont il faut tenir compte.

Références

- [NAW2018] H. Nawaz and I. Tekin, "Double-differential-fed, dual-polarized patch antenna with 90 dB interport RF isolation for a 2.4 GHz in-band full-duplex transceiver," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, no. 2, pp. 287-290, Feb. 2018.
- [DUA2019] W. Duan, X. Y. Zhang, S. Liao, K. X. Wang, and Q. Xue, "Multiport power combining patch antenna with stable reflection coefficient and radiation pattern in six polarization states," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 719-729, Feb. 2019.
- [SCH1981] D. Schaubert, F. Farrar, A. Sindoris, and S. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 118-123, Jan. 1981.
- [ZHA2016₁] W X. Zhang and L. Zhu, "Gain-enhanced patch antennas with loading of shorting pins," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3310-3318, Aug. 2016.
- [ZHA2016₂] W X. Zhang and L. Zhu, "High-gain circularly polarized microstrip patch antenna with loading of shorting pins," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2172-2178, Jun. 2016.
- [ADH2013] S. Adhikari, A. Ghiotto, and K. Wu, "Simultaneous electric and magnetic two-dimensionally tuned parameter-agile SIW devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 423-435, Jan. 2013.
- [TAR1998] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, and D. M. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sept. 1998.
- [LEG2022] T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, and G. Pillet, "A low-loss slot-line based balanced microstrip common-mode isolator," *2022 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Jul. 2022, to be published.
- [HUA2022] F. Huang, L. Zhu, and H. Zhang, "Study on a multi-point differential feeding strategy for design of filtering patch antennas with stopband enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2022.

CHAPITRE III

COMBINAISON DE PUISSANCE A L'AIDE DE FENTES

Introduction du chapitre	89
Partie I : Analyse théorique et démonstration en bande S de l'alimentation par fentes décentrées	90
1. Analyse du couplage entre un patch et une fente	90
2. Conception de l'antenne multiport à fentes excentrées	93
a. Résultats des prototypes passifs	94
b. Validation de la combinaison de puissance antennaire	95
3. Récapitulatif des caractéristiques de la structure.....	96
Partie II : Démonstration en bande X avec un empilement de patches à fentes décentrées.....	97
1. Etude des résonances mutuelles avec l'ajout d'un patch parasite	97
2. Démonstrateur huit ports.....	102
a. Bande passante et transmission entre chaque port	102
b. Fabrication	103
c. Mesures.....	105
3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne.....	106
Partie III : Utilisation de fentes centrées.....	107
1. Présentation de l'empilement	107
a. Version quatre ports	107
b. Evolution vers une structure huit ports.....	107
2. Validation par simulation.....	108
3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne.....	110
Conclusion du chapitre	111
Références	112

Introduction du chapitre

Le Chapitre II a permis de mettre en évidence deux topologies différentes d'élément rayonnant permettant la combinaison de puissance antennaire (CPA), toutes deux alimentées à l'aide de via. Ce nouveau chapitre a pour objectif de proposer de nouvelles topologies d'élément rayonnant multiport, basées cette fois sur une alimentation par fente.

Dans un premier temps, une structure de patch seul alimenté par des fentes dites excentrées sera mise en avant. Après une étude théorique, une démonstration en bande S sera réalisée en alimentant seulement une polarisation linéaire.

Dans un second temps, cette même structure sera repensée afin d'alimenter les deux polarisations linéaires et d'augmenter sa bande passante avec l'ajout d'un patch parasite. Cette topologie fera l'objet d'un prototypage en bande X.

Enfin, une troisième structure d'alimentation de patch par fentes, cette fois centrées, sera exploitée afin de pouvoir réaliser la CPA d'une autre manière tout en maintenant une large bande passante.

Partie I : Analyse théorique et démonstration en bande S de l'alimentation par fentes décentrées

1. Analyse du couplage entre un patch et une fente

Bien que l'alimentation par via soit simple, celle-ci requiert une séquence de perçage additionnelle. Dans certains cas, il peut être avantageux d'utiliser une alimentation par fentes (simplicité technologique, pureté de polarisation, ...). Un exemple de mise en œuvre sur un patch est illustré sur la Figure 84.

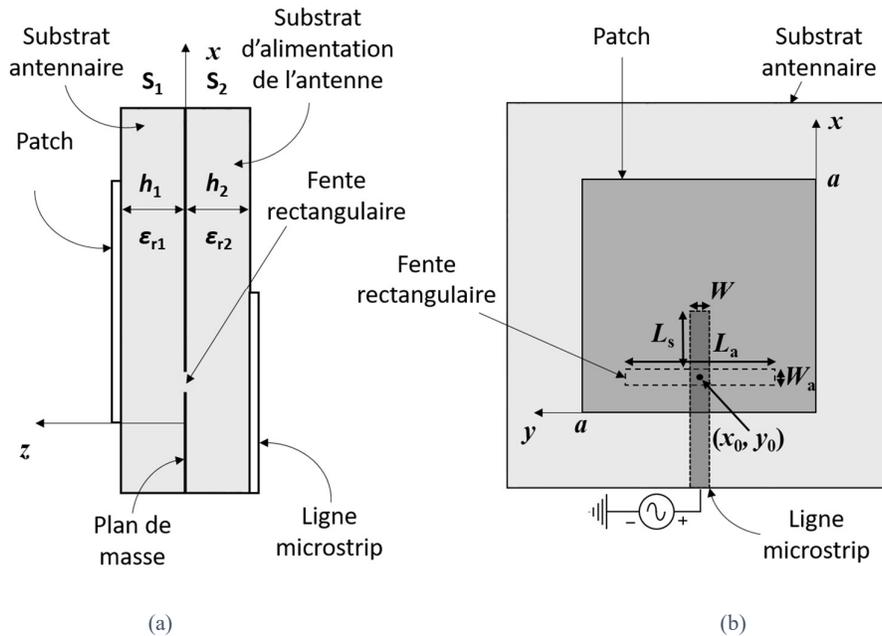


Figure 84 : Illustration d'une antenne patch monoport alimentée par fente : (a) vue en coupe et (b) vue du dessus en transparence.

Aucun perçage ni métallisation n'est nécessaire dans cette configuration. La fente, gravée dans le plan de masse entre S1 et S2, permet le couplage entre la ligne microstrip et le patch. L'introduction de cette alimentation a lieu dans [POZ1985] qui est suivi d'une analyse théorique sur le couplage. Beaucoup d'autres travaux ont permis de modéliser le comportement de ce dernier, en particulier lorsque la fente est centrée [POZ1986], [HIM1989]. Un modèle analytique simple a été proposé sur la base de la Figure 85.

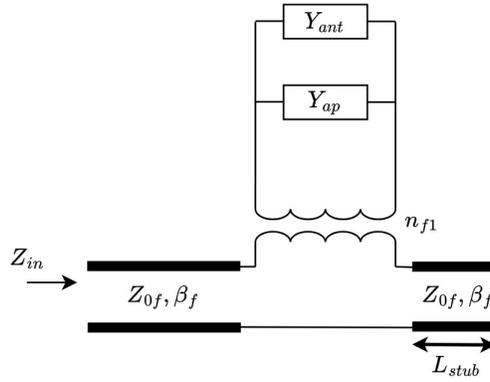


Figure 85 : Modèle équivalent de l'antenne patch alimentée par une fente couplée par une microstrip.

Ce modèle est basé sur un transformateur de rapport n_{f1} chargé par l'admittance du patch Y_{ant} et de celle de la fente Y_{ap} . La ligne microstrip d'impédance caractéristique Z_{0f} et de constante de propagation β_f est terminée par un stub en circuit ouvert de longueur L_{stub} . Dans le cas où la fente est centrée, toutes ces valeurs peuvent être évaluées à partir des références précédentes et de [ITT1991]. Cependant, dans le cas où la fente est excentrée, ce qui est le cas sur la Figure 1, le couplage fente-patch est modifié et les équations ne sont plus valables.

David Pozar [POZ1985] a mis en avant les différents mécanismes de couplage en fonction de la position x_0 de la fente. Avec les annotations de la Figure 84, les facteurs de couplage électrique et magnétique entre la fente et le patch, respectivement C_E et C_M , sont exprimés tels que :

$$C_E(x_0) = -\frac{\alpha_E \varepsilon_{r1} k_0^2}{P_{10}} \cos\left(\frac{\pi x_0}{a}\right), \quad (16)$$

$$C_M(x_0) = -j \frac{\alpha_M k_0 Z_0 \pi h_2}{P_{10} a Z_c W} \sin\left(\frac{\pi x_0}{a}\right), \quad (17)$$

avec $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, P_{10} étant la constante représentant la puissance totale parcourant la ligne microstrip qui est supposée infiniment longue, $Z_0 = 377 \Omega$, Z_c étant l'impédance caractéristique de la ligne microstrip, α_E et α_M étant respectivement la polarisabilité électrique et magnétique de la fente. Pour une fente rectangulaire de longueur L_a , ces valeurs de polarisabilité sont données par Cohn dans [COHN1952], [COHN1951] :

$$\alpha_M = 0,065 * L_a^3, \quad (18)$$

$$\alpha_E = 0,002 * L_a^3. \quad (19)$$

Ces deux équations, combinées avec (16) et (17), indiquent naturellement que plus la fente est longue, plus le couplage est grand, qu'il soit électrique ou magnétique. De plus, le couplage magnétique domine lorsque la fente est au milieu du patch ($x_0 = a/2$) et devient progressivement électrique à mesure que la fente se rapproche d'un bord du patch.

Notre objectif est d'excentrer la fente au maximum et ainsi de pouvoir la dédoubler par symétrie horizontale. Chaque fente sera ensuite alimentée par deux brins, portant le total de ports au nombre de quatre pour une seule polarisation linéaire. Avant d'initier tout design, il est alors intéressant de s'attarder sur les différentes longueurs de fente nécessaires au regard des différents couplages.

Afin d'obtenir le même niveau entre le couplage purement électrique, arrivant lorsque la fente est au bord du patch, et celui purement magnétique, lorsque la fente est au centre, il est possible d'exprimer $C_{E,MAX}$ et $C_{M,MAX}$, qui sont les couplages maximums aux conditions précédentes sur x_0 , comme ceci :

$$\frac{C_{M,MAX}}{C_{E,MAX}} = \frac{\alpha_M}{\alpha_E} * \frac{Z_0 \pi h_2}{a Z_c W \epsilon_{r1} k_0} = 1. \quad (20)$$

Dans le même temps, en utilisant les variables $L_{a,e}$ et $L_{a,m}$, qui sont respectivement les longueurs de fente nécessaires à $x_0 = 0$ et $x_0 = a/2$ afin de maintenir le même niveau de couplage, (20) combiné avec (18), (19) donne :

$$\frac{L_{a,e}}{L_{a,m}} = \sqrt[3]{\frac{0,065 * Z_0 \pi h_2}{0,002 * a Z_c W \epsilon_{r1} k_0}} = 3,6. \quad (21)$$

avec $a = 31$ mm, $h_2 = 0,25$ mm et $W = 0,56$ mm pour obtenir $Z_c = 50 \Omega$.

Concrètement, afin de garder un couplage constant, la longueur d'une fente au bord du patch doit être 3,6 fois plus longue que lorsque la fente est placée au centre du patch. Afin de confirmer cette valeur théorique, une étude paramétrique en simulation a été réalisée. La Figure 86 met en exergue la longueur de fente nécessaire pour maintenir un couplage constant (i.e. une boucle de rayon constant sur l'abaque de Smith) lorsque la fente est tradatée selon l'axe x . Le précédent ratio peut être calculé à partir de la valeur de L_a/a à $x_0/a = 0$ et $x_0/a = 0,5$. Par lecture graphique, ce ratio est évalué à 3,5 ce qui corrobore la valeur théorique précédemment obtenue. Il faut toutefois noter que l'abaque de la Figure 86, obtenue par simulation, est valide seulement lorsque les substrats S1 et S2 ont des constantes diélectriques similaires.

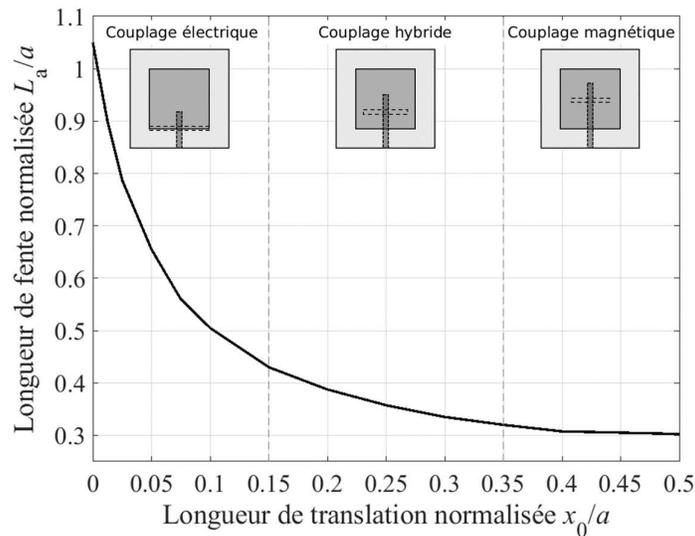


Figure 86 : Longueur de fente requise afin de maintenir un couplage constant lorsque la fente est tradatée selon l'axe x .

2. Conception de l'antenne multiport à fentes excentrées

Comme précédemment mentionné, la translation de la fente permet d'une part de doubler la fente, et d'autre part de libérer de la place au centre de la cellule. Afin d'obtenir quatre ports pour une même polarisation, chaque fente est alors alimentée par deux brins comme illustré sur la Figure 87.

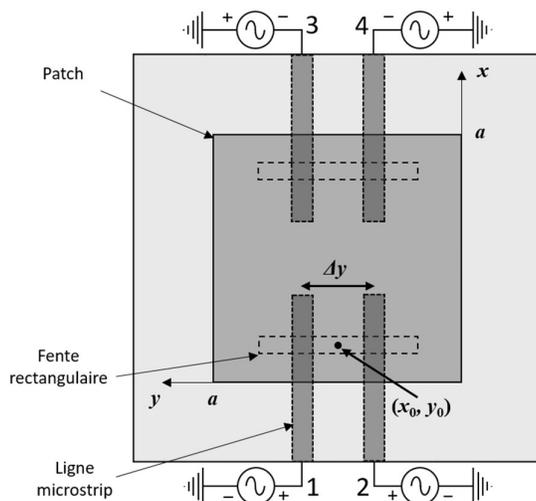


Figure 87 : Illustration de l'antenne patch monopolarisée multiport alimentée par deux fentes excentrées doublement excitées.

Chaque fente est ici alimentée par deux brins espacés d'une longueur Δy , tous deux terminés par un stub de longueur L_s . Cette longueur de stub permet de compenser la réactance amenée par la fente. La position de ceux-ci par rapport à la fente permet de moduler le couplage et ainsi d'adapter plus finement l'impédance. Le patch étant couplé électriquement avec les fentes, les deux fentes doivent être alimentées en opposition de phase (cf. sens des générateurs sur la Figure 87). Cette condition provient naturellement de l'opposition de phase du champ E entre chaque bord du patch.

Afin de fabriquer un démonstrateur, nous avons opté pour une réalisation en interne à $f_0 = 2,45$ GHz. La Figure 88(a) montre le substrat S1 (Rogers 4003, $h_1 = 1,5$ mm, $\epsilon_{r1} = 3,5$) où est gravé le patch carré de côté $a = 31$ mm. En ce qui concerne les fentes, légèrement visibles sur la Figure 88(b), elles sont placées arbitrairement à $x_0 = 5$ mm, résultant en un ratio de $x_0/a = 0,16$. A partir de cette valeur et de l'abaque précédente (Figure 86), la longueur de fente est choisie à $L_a = 11,6$ mm avec une largeur standard d'un dixième, soit $W_a = 1,1$ mm. Les lignes d'alimentation chevauchant les fentes sont distantes de $\Delta y = 6$ mm et terminées par un stub de longueur $L_s = 6$ mm. La Figure 88(b) montre le substrat S2 (Rogers 4350, $h_2 = 0,25$ mm, $\epsilon_{r2} = 3,6$) où les circuits permettant d'alimenter l'antenne multiport sont gravés. Un diviseur de Wilkinson et deux rat-races sont utilisés afin d'obtenir les phases et amplitudes adéquates sur les quatre ports. La gravure a été réalisée grâce à une machine LPKF ProtoMat S103.

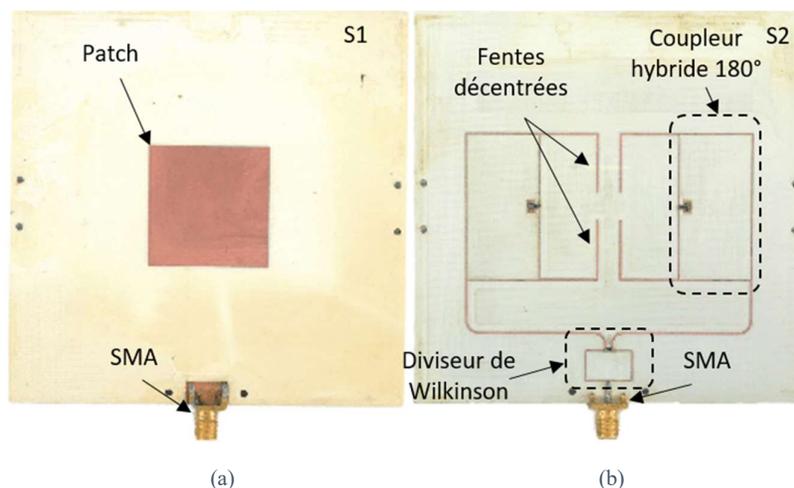


Figure 88 : Photographie du démonstrateur passif à 2,45 GHz : (a) vue du dessus (S1 visible) et (b) vue du dessous (S2 visible).

a. Résultats des prototypes passifs

Comme dans le Chapitre II, à des fins de comparaison, une version passive et active de l'antenne monoport ont été réalisées. Les mesures en coefficient de réflexion sont confrontées à la simulation sur la Figure 89. Malgré des écarts entre la simulation et la mesure, les deux démonstrateurs sont bien adaptés à 2,45 GHz. Ces différences sont principalement dues à des imprécisions dans la fabrication, probablement liées à la méthode de gravure (mécanique) qui élimine une légère épaisseur de substrat ($\sim 75 \mu\text{m}$) en plus du cuivre. En effet, cette méthode, bien que rapide et peu coûteuse, ne permet une très bonne précision de gravure.

Le diagramme de rayonnement dans le plan E et H des démonstrateurs est montré sur la Figure 90. Les gains maximums dans l'axe sont de respectivement 5,8 et 5,4 dB pour le démonstrateur monoport et multiport. Une différence de 0,4 dB apparaît à cause des pertes du diviseur de Wilkinson et des rat-races.

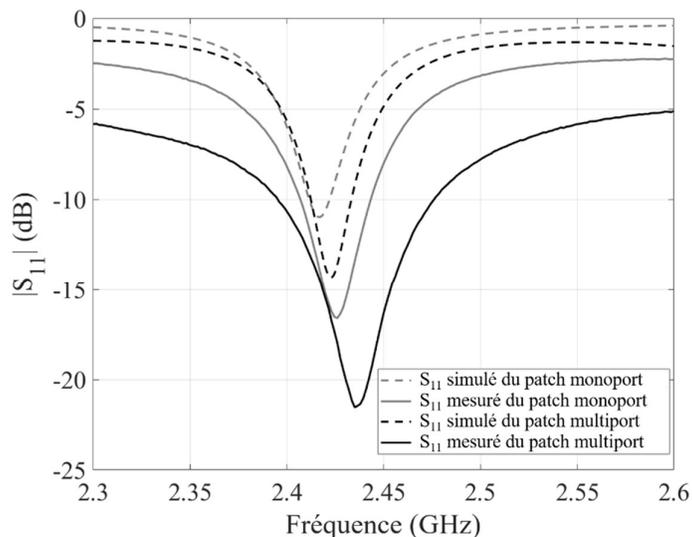


Figure 89 : Coefficients de réflexions mesurés et simulés du démonstrateur monoport (gris) et multiport (noir).

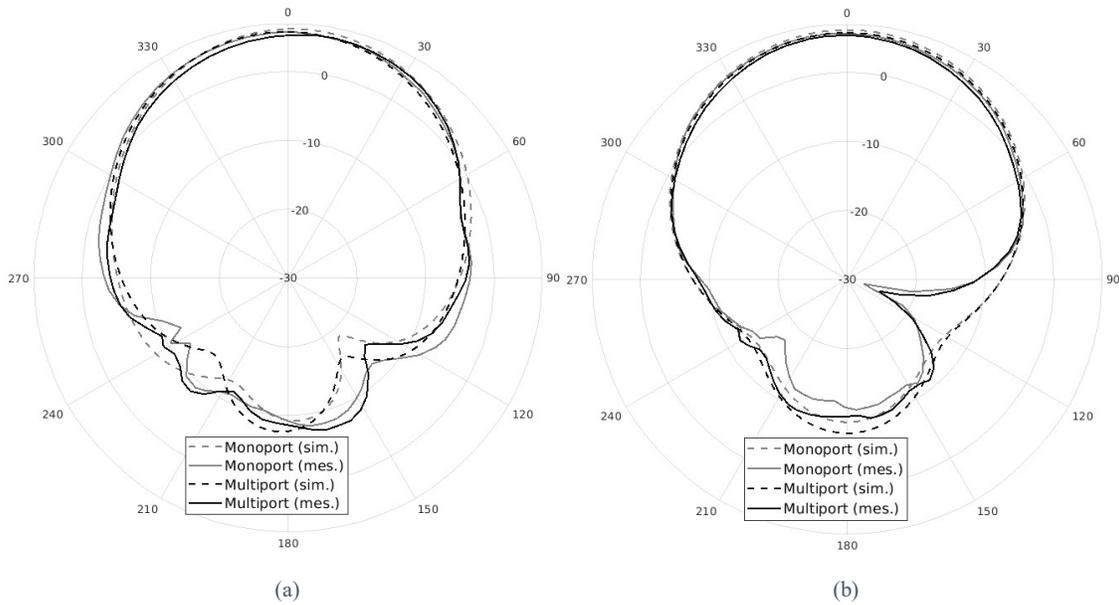


Figure 90 : Diagrammes de rayonnement du démonstrateur monoport et multiport : (a) plan E et (b) plan H.

b. Validation de la combinaison de puissance antennaire

A l'instar du Chapitre II, la validation du concept de combinaison de puissance antennaire passe par l'ajout d'amplificateurs afin de vérifier le comportement de l'antenne multiport en grand-signal. Sur ces démonstrateurs, d'autres amplificateurs ont été choisis : les GALI-39+. Ceux-ci ont un gain plus élevé (19,8 dB), mais un potentiel en forte puissance bien plus faible avec un ICP_1 de -8 dBm contre 10,3 dBm pour les GVA-92+. Une comparaison grand-signal entre les deux antennes actives monoports (en haut à droite sur la Figure 91) et multiport (en bas à gauche) est mise en exergue sur la Figure 91.

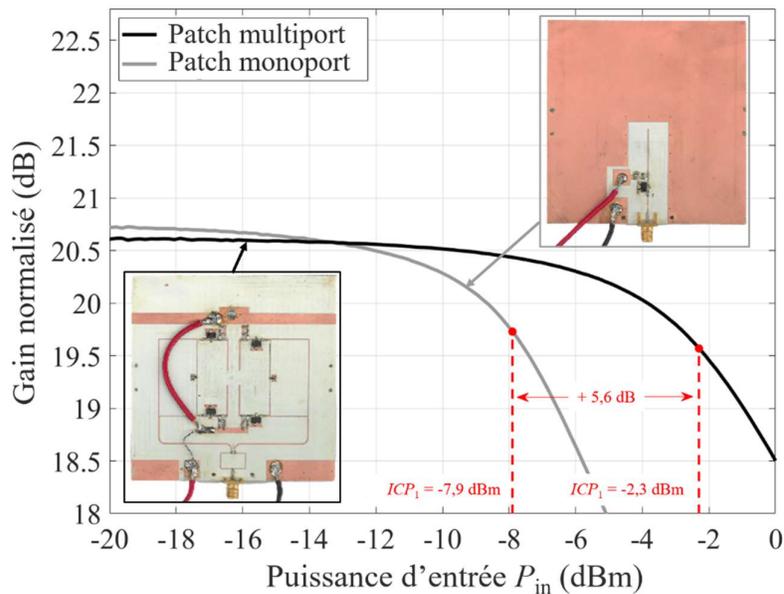


Figure 91 : Mesure en grand signal des démonstrateurs actifs monoport (gris) et multiport (noir).

Les gains des prototypes actifs sont tous normalisés par rapport au gain de l'antenne passive monoport. Seul le gain de l'amplificateur et les pertes du circuit d'alimentation devraient donc apparaître. Les gains normalisés petit-signal sont respectivement mesurés à 20,7 et 20,6 dB pour les antennes monoport et multiport. Des écarts apparaissent : la première valeur devrait correspondre au gain de l'amplificateur (20,7 vs 19,8 dB) et, dans un second temps, la différence de gain entre les deux prototypes actifs devrait être la même que celle des démonstrateurs passifs (0,1 vs 0,4 dB).

En compression, les ICP_1 sont mesurés respectivement à -7,9 dBm et -2,3 dBm pour l'antenne monoport et multiport. Une différence de +5,6 dB apparaît alors entre ces deux valeurs mesurées. Cette différence est à mettre en regard avec la valeur théorique attendue de +6,4 dB : +6 dB provenant de la multiplication par quatre des amplificateurs et +0,4 dB des pertes de circuit en amont. Ces différences peuvent être principalement expliquées par le processus de fabrication, par la variabilité en performance de chaque amplificateur, mais aussi par les incertitudes de mesure. Malgré tout, le concept de combinaison de puissance à l'aide de quatre ports sur un patch alimenté par des fentes excentrées est validé. Ce concept fut aussi validé en réception à l'aide d'un banc à forte puissance (cf. Annexe 1). La compression peut alors être repoussée de +6 dB au niveau du Low-Noise Amplifier (LNA), améliorant ainsi la linéarité.

3. Récapitulatif des caractéristiques de la structure

Le Tableau 10 présente un résumé des performances simulées de la structure. L'évaluation de l'interconnexion puce-antenne est effectuée dans la partie suivante.

Tableau 10 : Récapitulatif des performances du patch alimenté par fentes décentrées.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Patch seul	Fentes décentrées	4	2,45 / 1 %	80%	-	-

*évaluée en simulation au plus près des fentes.

Partie II : Démonstration en bande X avec un empilement de patches à fentes décentrées.

1. Etude des résonances mutuelles avec l'ajout d'un patch parasite

Bien que nous venions de démontrer que la CPA peut être réalisée sur cette structure à fentes décentrées, celle-ci ne satisfait pas encore les critères énoncés au Chapitre I : la bande passante est très faible ($< 3\%$) et le nombre de ports est limité à quatre.

Afin de pallier ce premier problème, un patch parasite est ajouté au-dessus du premier, comme montré sur la Figure 92(a). Cette structure est maintenant appelée SPFD (Stack de Patches à Fentes Décentrées). A l'inverse du démonstrateur en bande S, la fente est d'une longueur suffisante pour créer un phénomène de résonance mutuelle avec le premier patch, ce qui a pour effet d'augmenter d'avantage la bande passante. Toutefois, à partir d'une certaine longueur, celle-ci engendre un rayonnement arrière que l'on veut éviter. Pour cela, une structure dite « tri-plaque » est utilisée, consistant à utiliser trois niveaux de métallisation sur deux substrats S2 et S3. La couche haute de S3 représente un plan de masse où les fentes sont gravées. La couche basse de S2 représente un autre plan de masse vierge qui permet d'éviter tout rayonnement arrière. L'alimentation des fentes se fait alors à l'aide de striplines situées entre S2 et S3. Des vias sont ajoutés au sein de la tri-plaque afin d'obtenir une cavité carrée (nécessaire plus tard dans le réseau au Chapitre IV). Les rangées de vias en diagonale permettent quant à elles d'annuler les modes de cavité pour permettre un meilleur contrôle sur le couplage.

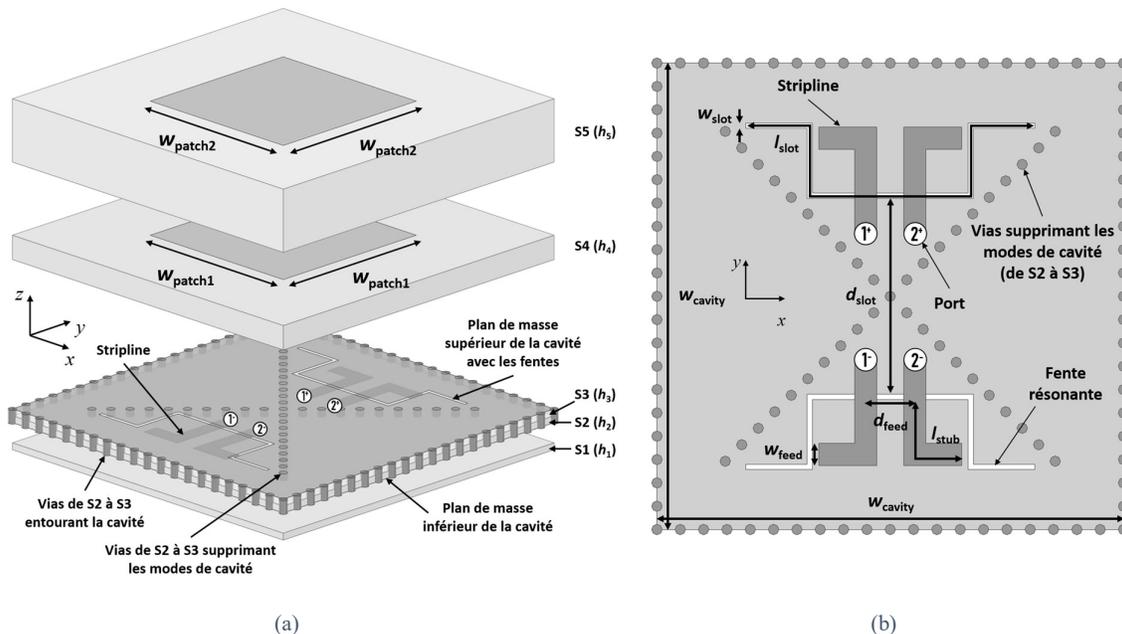


Figure 92 : Illustration du SPFD multiport monopolarisé : (a) vue isométrique et (b) vue au sein de la cavité.

Quant aux fentes, celles-ci sont placées dans chaque quart de la cavité afin de pouvoir alimenter l'autre polarisation ultérieurement. Celles-ci sont recourbées afin d'obtenir une longueur suffisante pour augmenter le couplage et, parallèlement, obtenir le phénomène de résonance mutuelle (cf. II.b).

Le premier ainsi que le second patch, résidant respectivement sur les substrats S4 et S5 d'épaisseur h_4 et h_5 , se trouvent au-dessus des fentes. Si une analyse théorique est réalisable lorsqu'il n'y a qu'un seul patch, nous ne disposons pas de modèle équivalent pour le SFPD et une telle analyse sort du cadre de cette étude. Par conséquent, la structure a été étudiée seulement au travers d'une analyse paramétrique, en l'occurrence dans [TAR1998] qui fait autorité en analysant un empilement de patches où les fentes sont centrées. Nous allons maintenant vérifier cette analyse sur notre structure, lorsque les fentes sont décentrées.

L'analyse portera sur le coefficient de réflexion actif d'un seul port, en particulier son abaque de Smith, en partant du principe que les quatre ports ont le même coefficient de réflexion actif grâce à la symétrie selon (x, y) et (x, z) . La structure étant simulée entièrement avec du Rogers 4350 ($\epsilon_r = 3,6$), celle-ci possède initialement les caractéristiques géométriques suivantes :

Tableau 11 : Paramètres géométriques initiaux du SFPD (en mm).

h_2	0,25	d_{slot}	6,3
h_3	0,25	w_{patch1}	6,4
h_4	1	w_{patch2}	6,1
h_5	3	l_{stub}	3,2
l_{slot}	15,6	d_{feed}	2,2

Influence de la longueur de fente l_{slot} :

Il convient d'abord d'expliquer le phénomène de résonance mutuelle permettant d'augmenter la bande passante. La résonance mutuelle est le produit de deux résonances individuelles. Deux résonances mutuelles deux à deux apparaissent ici : celle produite par l'interaction de la fente et du premier patch et celle provenant de l'interaction entre les deux patches. Chaque résonance mutuelle est associée à une boucle dans l'abaque de Smith, ce qui peut être observé sur la Figure 93 (a). La première, souvent localisée à la fréquence basse, est associée à l'interaction fente/patch tandis que l'autre boucle est associée à l'interaction patch/patch.

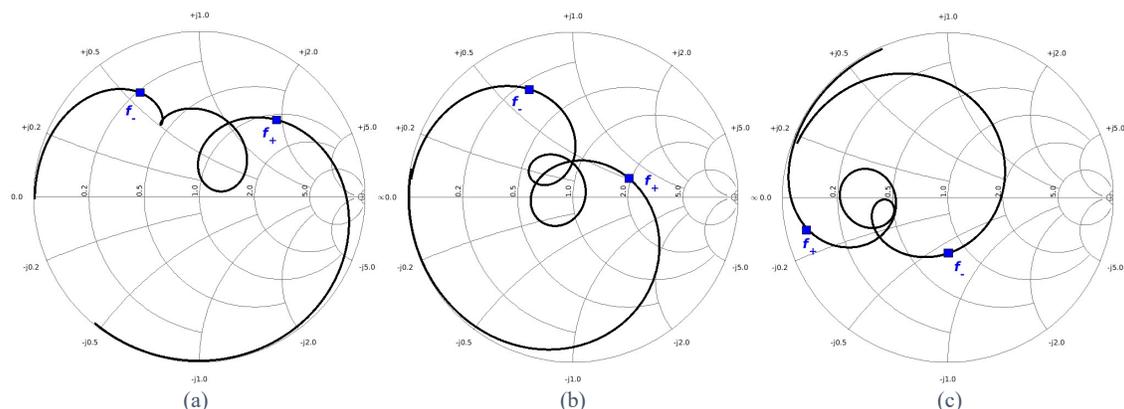


Figure 93 : Impédance d'entrée en fonction de la longueur de la fente : (a) $l_{\text{slot}} = 8,7$ mm, (b) $l_{\text{slot}} = 15,6$ mm, (c) $l_{\text{slot}} = 18$ mm.

Sur cette même figure (Figure 93 (a)), les deux résonances mutuelles sont découplées (boucles distinctes). L'augmentation de la bande passante est alors réalisée sur la Figure 93 (b), là où les résonances mutuelles sont couplées (boucles proches l'une de l'autre). En plus de cette

condition, il est nécessaire que l'interaction entre chaque résonateur individuel soit assez faible afin de limiter le rayon de chaque boucle. En résumé, pour obtenir la meilleure largeur de bande, il est nécessaire de trouver les paramètres géométriques de sorte que chaque rayon de boucle ne soit pas trop grand et que les deux boucles soient proches l'une de l'autre.

Le premier paramètre géométrique à l'étude est la longueur de fente. Sur la Figure 93, cette longueur n'impacte que très peu la deuxième boucle, produit de l'interaction entre les deux patches. En revanche, la première boucle grossit et se rapproche de la deuxième à mesure que la fente s'allonge. Cette observation est beaucoup moins prononcée sur la Figure 93 (c), signe que le couplage n'est pas linéaire en fonction de la longueur de la fente lorsque celle-ci est décentrée. Ce n'est pas le cas lorsque la fente est centrée, comme dans l'analyse de [TAR1998] : la première boucle grossit linéairement à mesure que la fente s'allonge. Cette différence sera reprise lors de l'analyse paramétrique sur la translation de la fente d_{slot} .

Influence de la taille du premier patch w_{patch1} :

Lorsque w_{patch1} varie, il est nécessaire de modifier le paramètre de translation d_{slot} de la même manière. Comme en témoigne l'analyse ultérieure sur d_{slot} , la translation de celle-ci par rapport au premier patch modifie grandement le couplage. Toute proportion gardée, la fente devra donc suivre les variations du premier patch afin de seulement pouvoir observer l'effet de w_{patch1} .

Comme attendu et constaté sur la Figure 94, le couplage entre la fente et le premier patch reste relativement constant. En effet, celui-ci est représenté par la plus petite boucle au centre sur la Figure 94 (a). A mesure que w_{patch1} s'incrémente, le rayon de cette boucle n'augmente que légèrement.

A contrario, la deuxième boucle, représentant le couplage patch/patch, est drastiquement réduite et se découple de la première.

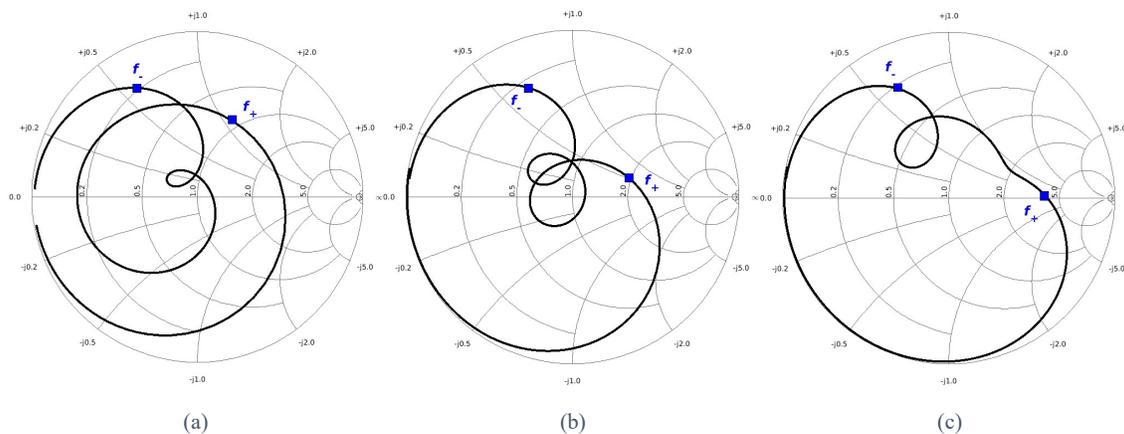


Figure 94 : Impédance d'entrée en fonction de la taille du premier patch : (a) $w_{patch1} = 5,8$ mm, (b) $w_{patch1} = 6,4$ mm, (c) $w_{patch1} = 7$ mm.

Influence de la taille du second patch w_{patch2} :

En comparant les Figure 94(a) et Figure 95(c) ainsi que les Figure 94(c) et Figure 95 (a), il est évident que les courbes sont très similaires et l'effet de w_{patch2} est inverse à celui de w_{patch1} .

L'intensité du couplage réside alors moins dans la taille absolue des patches que dans leur taille relative l'une par rapport à l'autre.

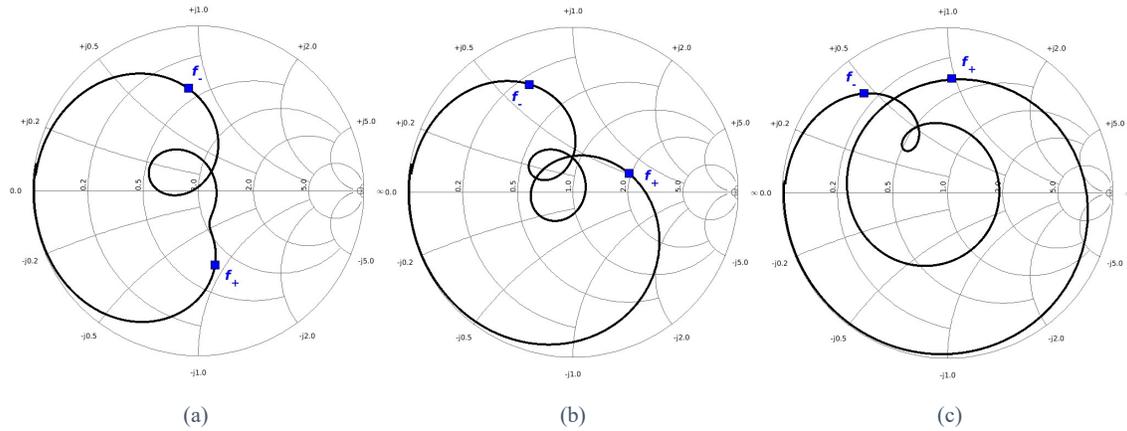


Figure 95 : Impédance d'entrée en fonction de la taille du second patch : (a) $w_{\text{patch}2} = 5,5$ mm, (b) $w_{\text{patch}2} = 6,1$ mm, (c) $w_{\text{patch}2} = 6,7$ mm.

Influence de l'épaisseur de substrat sous le premier patch h_4 :

L'impact majeur de h_4 se fait naturellement sur l'intensité du couplage entre le premier patch et la fente. Le rayon de la première boucle diminue à mesure que h_4 augmente. Celle-ci se découple aussi de la deuxième boucle.

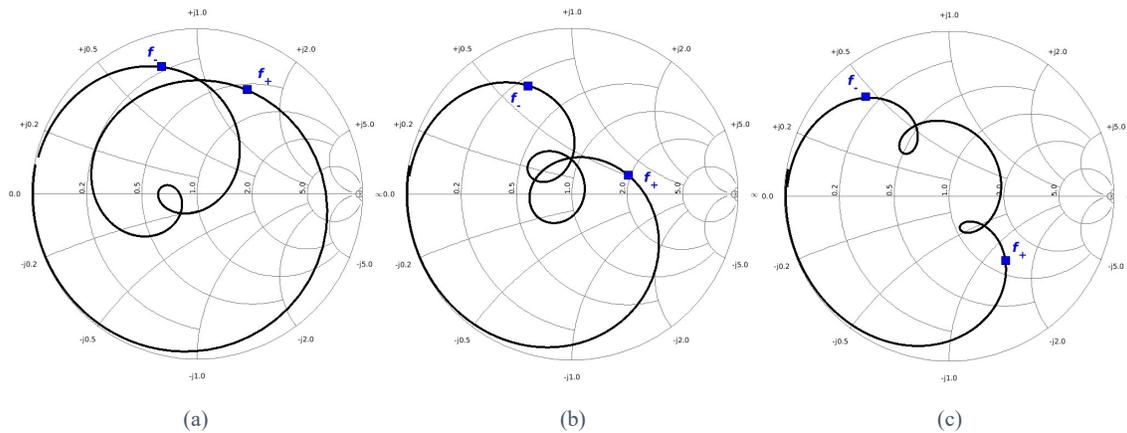


Figure 96 : Impédance d'entrée en fonction de l'épaisseur en dessous du premier patch: (a) $h_4 = 0,5$ mm, (b) $h_4 = 1$ mm, (c) $h_4 = 1,5$ mm.

Influence de l'épaisseur de substrat sous le second patch h_5 :

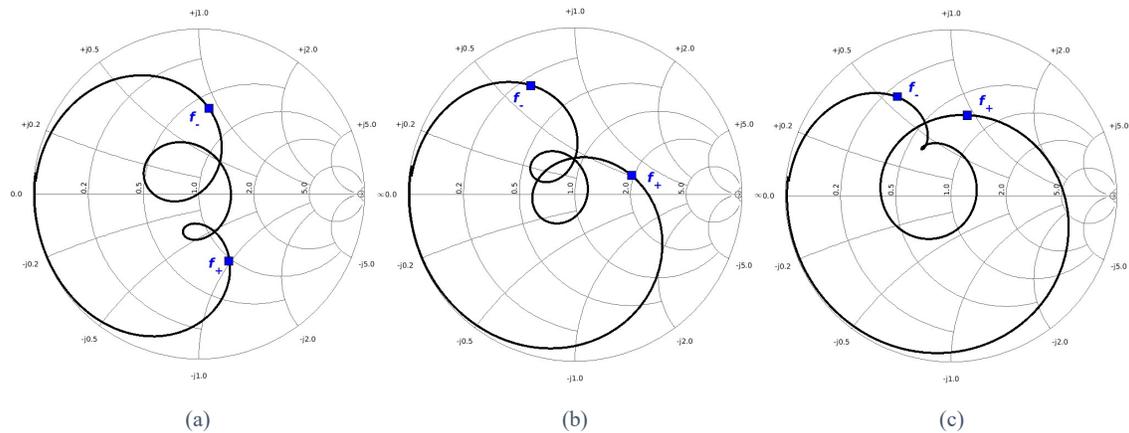


Figure 97 : Impédance d'entrée en fonction de l'épaisseur en dessous du deuxième patch: (a) $h_5 = 2,2$ mm, (b) $h_5 = 3$ mm, (c) $h_5 = 3,8$ mm.

Ce paramètre a un effet clair sur les deux résonances mutuelles contrairement à la précédente épaisseur. La plus grosse boucle sur la Figure 97 (a), représentant dans cette configuration le couplage patch/patch, diminue naturellement à mesure que h_5 augmente. Parallèlement, la résonance mutuelle entre le patch et la fente domine de plus en plus.

Influence de la translation de la fente d_{slot} :

Les conjectures présentées en analysant l'effet de chaque variable lorsque les fentes sont décentrées sont cohérentes avec celles de [TAR1998], où les fentes sont centrées. La seule différence entre les deux analyses réside dans la variation de la longueur de fente (cf. paragraphe dédié).

Il s'agit maintenant d'évaluer l'influence de la variation d_{slot} , qui n'a pas été analysée dans les travaux de [TAR1998]. Premièrement, force est de constater que, parmi toutes les analyses précédentes, la longueur de fente est très importante (15,6 mm) par rapport à sa valeur de base située autour de $\lambda/2$ dans le substrat (~ 8 mm). Cette valeur fait écho au constat réalisé dans la Partie I, où il a été démontré qu'il est nécessaire d'augmenter la longueur de fente (i.e. augmenter le couplage) lorsque la fente est tradatée vers le bord du patch. La Figure 98 permet de mettre en évidence cette remarque, toujours présente avec l'ajout d'un patch parasite.

La fente est ici tradatée de 3,2 mm, 4,8 mm et 6,2 mm respectivement. Avec une même longueur de fente, les couplages restent sensiblement les mêmes pour les deux premières valeurs. Le couplage patch-fente, correspondant à la plus grosse boucle, diminue alors drastiquement lorsque $d_{slot} = 6,2$ mm (bord du patch), ce qui corrobore le caractère exponentiellement décroissant du couplage électrique entre le patch et la fente. Naturellement, à mesure que la fente se rapproche du bord du premier patch, les paramètres prédominants à modifier seront h_4 et l_{slot} , ceux influant le plus sur le couplage patch-fente. Afin de vérifier cette hypothèse, la structure a été optimisée pour une bande passante donnée sur les variations précédentes de d_{slot} . Les valeurs pour chaque variation sont reportées dans le Tableau 12

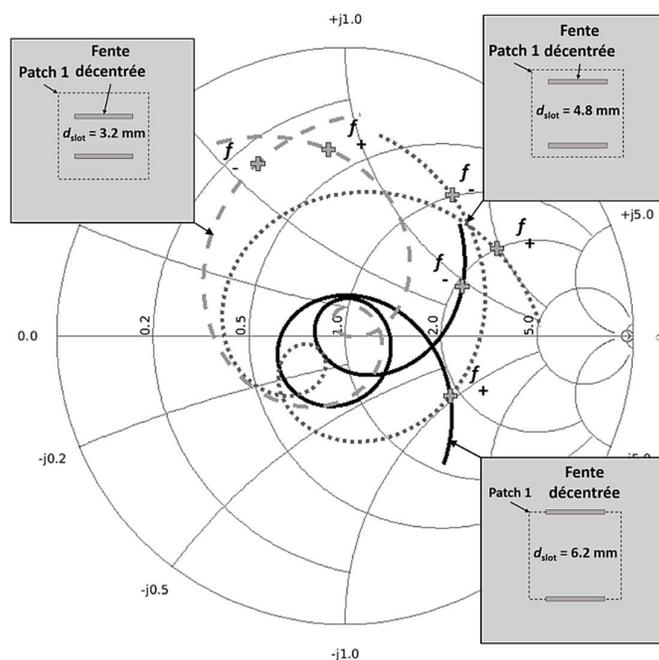


Figure 98 : Impédance d'entrée en fonction de la translation de la fente d_{slot} .

Tableau 12 : Paramètres géométriques optimisés pour différentes valeurs de d_{slot} (en mm).

	$d_{slot} = 3,2$	$d_{slot} = 4,8$	$d_{slot} = 6,2$
h_4	1,5	1,3	1
h_5	3,3	3	3
w_{patch1}	6,3	6,5	6,4
w_{patch2}	5,6	5,8	6,1
l_{slot}	9,2	11,2	15,6
l_{stub}	2,4	2,9	3,1

Afin de garder un bon couplage lorsque d_{slot} augmente, l_{slot} doit aussi augmenter tandis que h_4 diminue. L'élongation de la fente se fait alors de manière exponentielle. Le ratio w_{patch1}/w_{patch2} varie aussi légèrement. En ce qui concerne la longueur de stub l_{stub} , cette valeur augmente naturellement afin de contrer la réactance additionnelle apportée par l'élongation de la fente.

2. Démonstrateur huit ports

La structure étudiée est maintenant dupliquée pour exciter les deux polarisations et obtenir une antenne huit ports, tel que montré sur la Figure 100 (b).

a. Bande passante et transmission entre chaque port

A l'issu d'une optimisation afin de maximiser la bande passante, regardons d'abord les coefficients de réflexion actifs simulés ainsi que les couplages entre les ports, montrés sur la Figure 99. Deux remarques surviennent en constatant la Figure 99 (a) : les deux coefficients de réflexion actifs sont légèrement différents et l'un d'entre eux est supérieur à 0 dB. Pour la deuxième remarque, sachant que le coefficient de réflexion actif prend en compte l'énergie transmise par les autres ports, il n'est pas surprenant qu'il soit supérieur à 0 à certaines

fréquences. En effet, cette situation peut apparaître si le port 2^+ est fortement désadapté et qu'il y a transmission d'énergie par le port 1^+ . L'énergie reçue est alors supérieure à l'énergie envoyée (i.e. Active $S(2^+,2^+) > 0$).

Dans un second temps, le fait que les deux coefficients de réflexion actifs soient légèrement différents provient d'un environnement lui-même légèrement différent de chaque port. Prenons le cas de la Figure 100 (b). Le voisinage du port 2^+ , à savoir 1^+ et 3^+ , ne comporte pas la même phase que le voisinage de 1^+ , en l'occurrence 2^+ et 3^+ . Le champ électrique résultant de l'excitation de tous les ports ne sera donc pas exactement le même entre le port 1^+ et le port 2^+ , d'où la légère différence de coefficient de réflexion actif. A partir de cette observation, nous pouvons en déduire que les quatre ports 1^+ , 2^+ , 3^+ , 4^+ possèdent les mêmes coefficients de réflexion actifs (en regardant les voisinages). Même remarque sur les ports 1^- , 2^- , 3^- et 4^- .

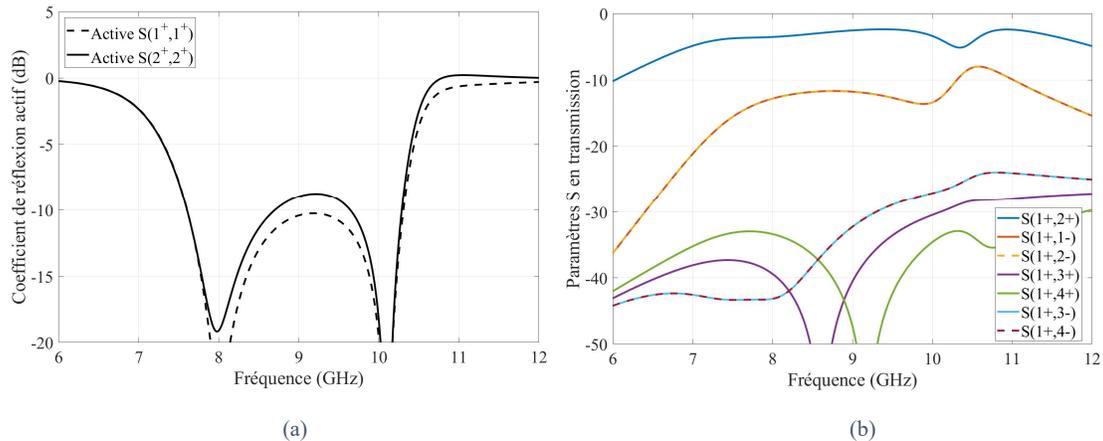


Figure 99 : (a) Coefficients de réflexion actifs des ports 1^+ et 2^+ , (b) transmissions entre le port 1^+ et les autres ports (cf. Figure 100(b) pour les noms des ports).

b. Fabrication

A partir de la précédente optimisation en bande passante, un démonstrateur en bande X a été fabriqué. Afin d'alimenter les ports en amplitude et phase adéquates, un substrat S1 (Rogers 4350 d'épaisseur $h_1 = 0,25$ mm) est assemblé en dessous de la structure où y sont gravés les diviseurs de Wilkinson et rat-races. Une photographie de la face arrière du prototype, où seul S1 est visible, est montré sur la Figure 100 (a). L'alimentation de la cavité est aussi mise en avant sur la Figure 100 (b). Sur la première figure, la cavité est ouverte à certains endroits afin de faire pénétrer les microstrips. L'impédance caractéristique des striplines ayant été choisie à 30Ω afin d'améliorer le couplage, un stub en circuit ouvert est implémenté afin de réaliser l'adaptation d'impédance. Les striplines au sein de la cavité sont ensuite alimentées par des vias de S1 à S2 traversant des épargnes dans le plan de masse.

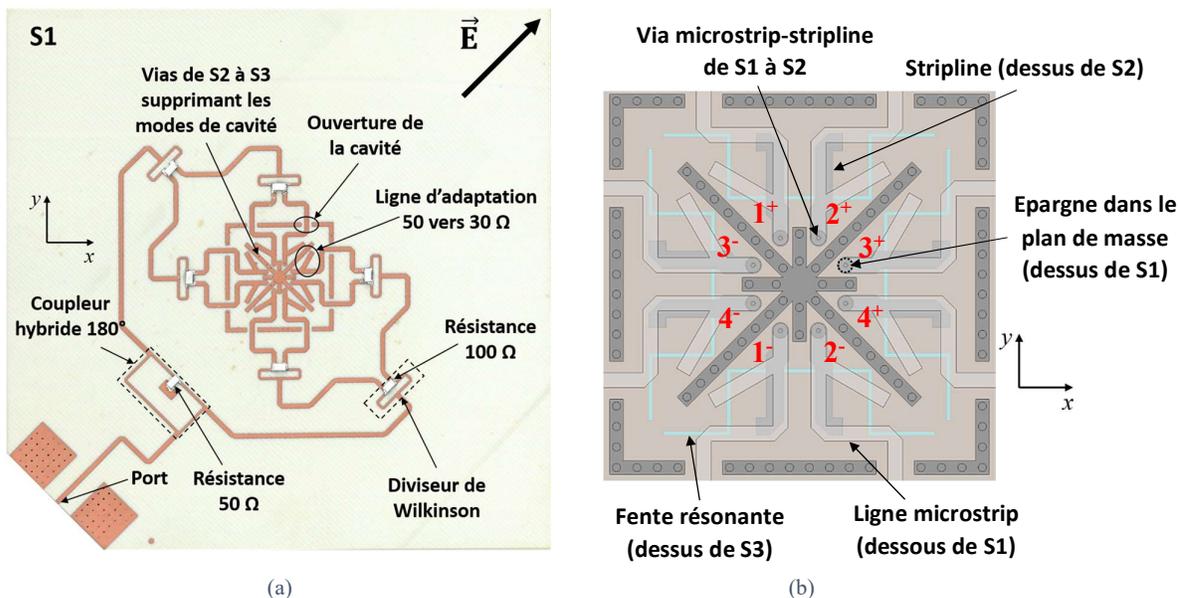


Figure 100 : (a) Vue arrière du démonstrateur SPFD huit ports et (b) illustration de l'alimentation au sein de la cavité avec les fentes et les striplines (en S2 et S3) et les lignes microstrips sur S1.

Avec une isolation dépassant -30 dB (cf. Figure 99(b)) entre les deux polarisations, la structure implémentée possède les paramètres géométriques indiqués dans le Tableau 13. Les substrats, tous réalisés en Rogers RO4350, possèdent des épaisseurs respectives $h_1 = 0,25$ mm, $h_2 = h_3 = 0,17$ mm et $h_4 = 0,76$ mm. L'épaisseur h_5 n'étant pas proche d'une épaisseur standard, celle-ci fut réalisée en empilant deux substrats d'épaisseur $h_{5_1} = 1,52$ mm et $h_{5_2} = 0,76$ mm. Chaque substrat est assemblé l'un à l'autre par une couche de pre-preg Rogers 4450F d'une épaisseur de 0,101 mm.

Tableau 13 : Paramètres géométriques du démonstrateur SPFD huit ports (en mm).

w_{patch1}	6,2	d_{feed}	1,8
w_{patch2}	5,9	w_{feed}	0,6
d_{slot}	6,3	l_{stub}	2,8
l_{slot}	14,5	w_{cavity}	13,3
w_{slot}	0,15		

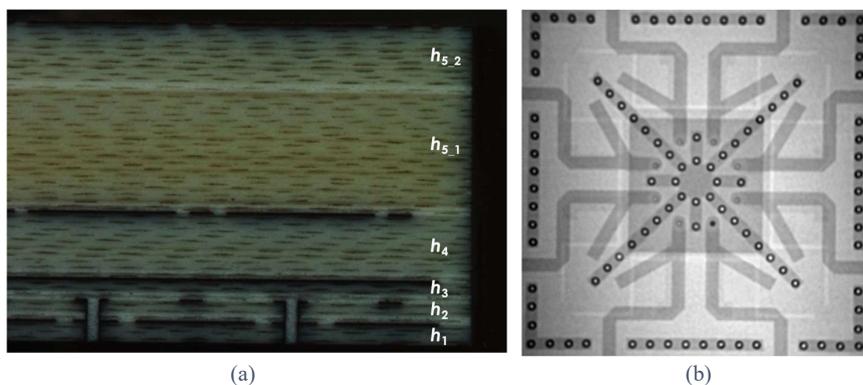


Figure 101 : (a) Photographie de l'empilement des couches et (b) photographie aux rayons X mettant en évidence toutes les couches de conducteur.

Afin de rétro-simuler l'antenne fabriquée, une mesure des épaisseurs a été réalisée, comme illustré sur la Figure 101(a). Toutes les épaisseurs mesurées sont en bonne adéquation avec les valeurs initiales, mis à part h_{5_1} , mesuré à 1,42 mm contre 1,52 mm en design.

Pour mesurer la taille des patches et des fentes, une mesure aux rayons X fut nécessaire (Figure 101 (b)). Les valeurs mesurées et les valeurs initiales sont très proches, avec au maximum 3 % de différence.

c. Mesures

Le coefficient de réflexion de la structure multiport est montré sur la Figure 102. Une bonne corrélation mesure/rétro-simulation est obtenue malgré quelques écarts dus aux incertitudes de fabrication et au comportement parasite des résistances au-dessus de 10 GHz (référence : FC0603). La bande passante à -10 dB atteint tout de même 36 % centrée à 9,6 GHz.

Montré en haut sur la même figure, le gain dans l'axe a été mesuré à l'aide d'un VNA et d'une mesure deux antennes. Encore une fois, une bonne corrélation est trouvée malgré des écarts provenant principalement d'un défaut d'alignement des antennes, d'une incertitude dans le gain des antennes de référence, mais aussi au large plan de masse qui modifie le diagramme de rayonnement. Cette affirmation est corroborée par la Figure 103, où les diagrammes de rayonnement à 8, 9 et 11 GHz sont affichés. La diffraction du plan de masse - d'une taille de $5\lambda \times 5\lambda$ dans le substrat (75 x 75 mm) - vient perturber la forme du diagramme de rayonnement.

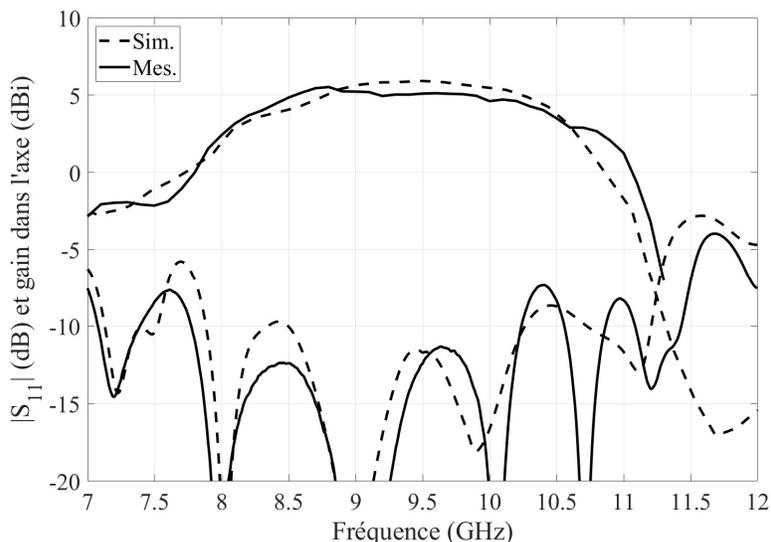


Figure 102 : Mesure vs retro-simulation du coefficient de réflexion (bas) et du gain dans l'axe (haut) du SPFD huit ports.

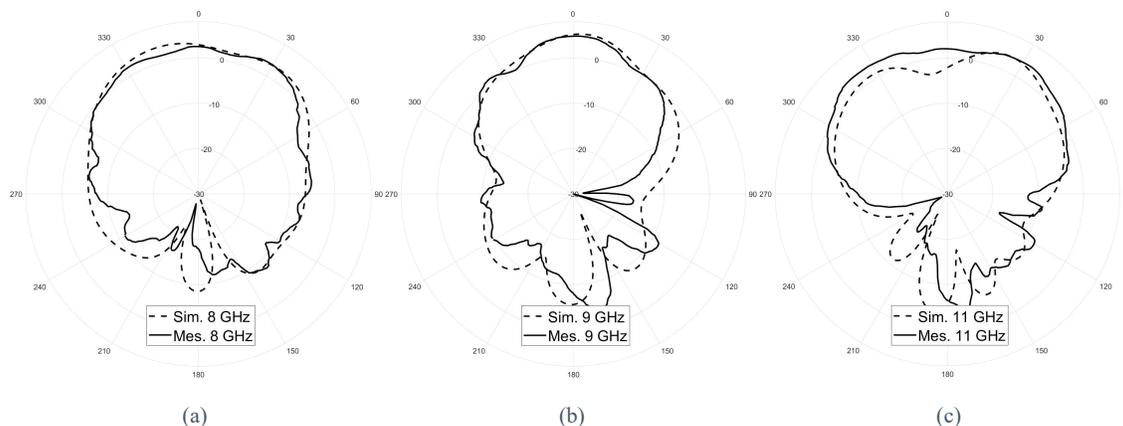


Figure 103 : Diagrammes de rayonnement dans le plan H du SPFD huit ports : (a) 8 GHz, (b) 9 GHz, (c) 11 GHz.

3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne

Toutes ces mesures nous permettent de valider le fonctionnement de l'antenne SPFD multiport. Contrairement aux travaux en bande S, l'ajout d'amplificateurs s'avère compliqué dans la bande étudiée. Seul l'accord entre la simulation et la mesure des prototypes passifs permet de démontrer que la combinaison de puissance antennaire est réalisable, ce qui est le cas.

Complétons maintenant le tableau synthétisant les performances du prototype étudié :

Tableau 14 : Récapitulatif des performances du SPFD.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Empilement de patches	Fentes décentrées	8	9,1 / 29 %	90 %	Peu excentrés	Nécessaire

*évaluée en simulation au plus près des fentes

L'efficacité de l'antenne est évaluée par simulation en alimentant l'antenne au plus proche des ports afin de s'affranchir des pertes des diviseurs en amont. L'interconnexion entre la puce et l'antenne est mauvaise à cause de deux problèmes énoncés précédemment au chapitre II. Le premier provient de la position des points d'alimentation. Ceux-ci sont situés au centre de la maille (ou de la cavité), ce qui nécessite un circuit de distribution (fan-out) supplémentaire afin de réaliser l'interconnexion avec le MMIC.

Le second problème, présent aussi sur le prototype basé sur une cavité, réside dans le fait que les ports d'une paire différentielle se retrouvent de part et d'autre de la structure. Concrètement, sur la Figure 100 (b), le point 1⁺ se trouve dans la moitié haute de la structure, tandis que 1⁻ réside dans la moitié basse. Cette configuration nécessite donc un croisement des pistes différentielles à un certain moment.

Partie III : Utilisation de fentes centrées

1. Présentation de l'empilement

a. Version quatre ports

A partir des problèmes d'industrialisation du SPFD, il est possible de revenir à une alimentation où les fentes sont centrées, dites « en croix », comme sur la Figure 104. Cette configuration SPFC (Stack de Patches à Fentes Centrées) a pour précieux avantage d'avoir ses points d'alimentation situés sur le pourtour de la cavité/maille. Ici, l'alimentation de chaque fente s'effectue en les alimentant par deux brins situés de part et d'autre. Ceux-ci sont géométriquement placés en tête-bêche afin d'obtenir des courants de surface en opposition de phase. Cette phase est ensuite corrigée par l'utilisation d'une alimentation différentielle, par exemple $(1^+, 1^-)$, pour exciter le mode principal de la fente.

Ce type d'alimentation est limité dans son nombre de points d'accès (4), limitant ainsi le potentiel de CPA. De plus, il sera encore une fois nécessaire de « croiser les pistes » puisque les points de chaque paire différentielle se situent aux antipodes de la cavité.

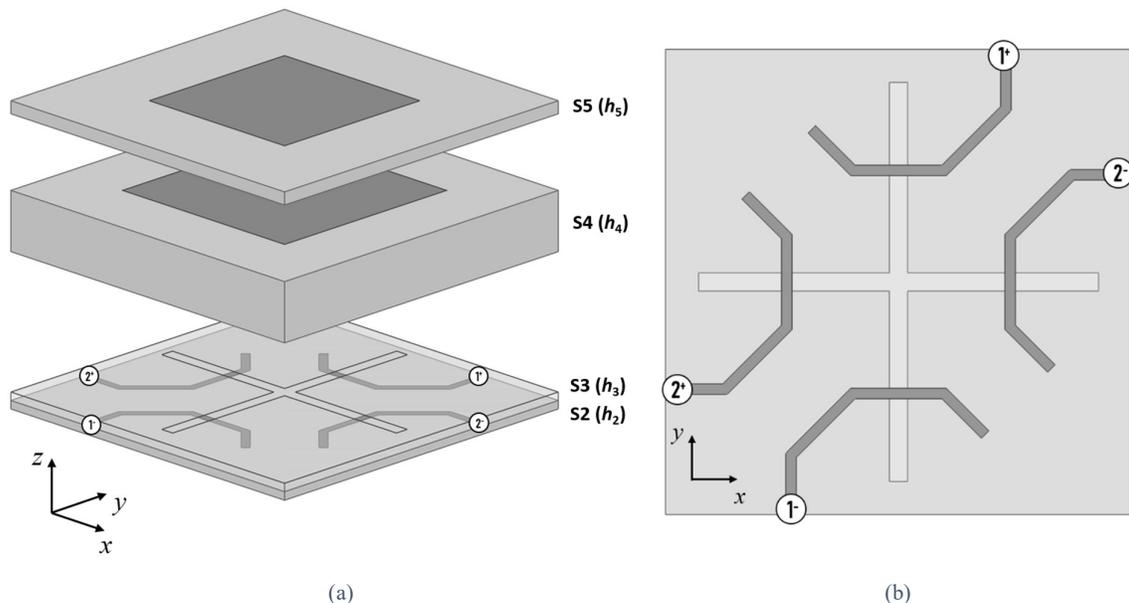


Figure 104 : Illustration du SPFC quatre ports : (a) vue isométrique de l'empilement entier, (b) vue de l'alimentation des fentes en croix à l'aide de striplines.

b. Evolution vers une structure huit ports

Afin de pallier ces deux inconvénients, chaque brin d'alimentation peut être doublé de manière ingénieuse, tel que montré sur la Figure 105. A l'instar de l'alimentation précédente, la technique consistant à placer en tête-bêche deux brins est de nouveau utilisée ici, à la différence près qu'elle se fait sur un même demi-côté de la fente et non plus de part et d'autre de celle-ci. Cela a pour avantage de porter le nombre de points d'alimentation à huit, mais surtout de pouvoir acheminer les sorties d'un amplificateur différentiel sans devoir croiser les pistes.

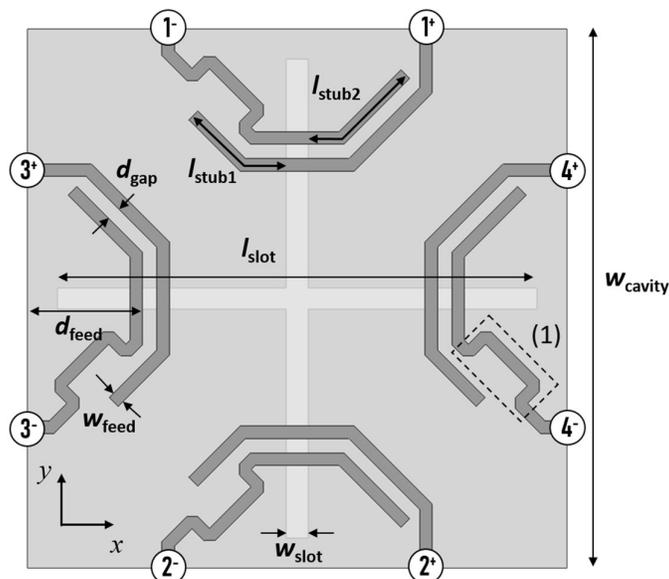


Figure 105 : Illustration du SPFC huit ports où chaque paire différentielle, par exemple $(1^+, 1^-)$, se situe sur un seul et même côté de la cavité.

D'un point de vue hyperfréquence, les deux brins, 1^+ et 1^- par exemple, chevauchent la fente à partir de deux accès proches, mais différents. Ceci affectera donc légèrement leur coefficient de réflexion actif. Afin de minimiser cette différence, la distance d_{gap} doit être la plus petite possible, tout en restant dans les standards de fabrication ($> 150 \mu\text{m}$).

En outre, l'asymétrie des brins induit des longueurs d'accès différentes. Par exemple, la longueur d'accès jusqu'à la fente du port 4^+ est plus grande que celle du port 4^- . Afin que les signaux de la paire différentielle arrivent bien en opposition de phase, l'accès de 4^- est recourbé (carré pointillé (1) sur la Figure 105) pour compenser la longueur additionnelle de l'accès de 4^+ .

2. Validation par simulation

Afin de prouver le potentiel en bande passante de cette antenne, une simulation a été réalisée avec l'empilement de la Figure 104 (a). Tous les substrats sont basés sur du Rogers 4350, mis à part S4 qui est simulé comme de l'air ($\epsilon_r = 1$). Ce choix important de permittivité sera expliqué au Chapitre IV lorsque l'antenne SPFC sera simulée en réseau. Cette même configuration nous permettra alors de comparer la bande passante de cet élément lorsqu'il est ou non en réseau.

En considérant les couplages mentionnés dans la Partie II et dans [TAR1998], le Tableau 15 propose les paramètres géométriques résultants de l'optimisation du SPFC afin d'obtenir la meilleure bande passante possible en bande X.

Tableau 15 : Paramètres géométriques optimisés du démonstrateur SPFC huit ports (en mm).

w_{patch1}	7,8	l_{stub1}	3
w_{patch2}	5,9	l_{stub2}	3
l_{slot}	12,3	w_{cavity}	14,3
w_{slot}	0,8	h_2	0,4
d_{feed}	3	h_3	0,4
d_{gap}	0,36	h_4	2,6
w_{feed}	0,5	h_5	1,8

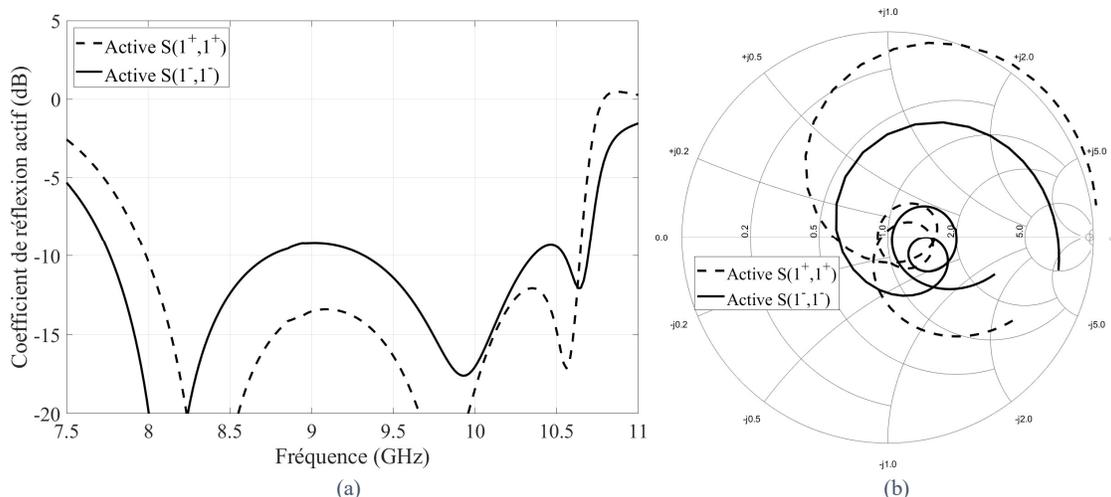


Figure 106 : Coefficients de réflexion actifs simulés des ports 1^+ et 1^- : (a) valeur en dB et (b) illustration sur l'abaque de Smith.

Cette bande passante est montrée à travers les coefficients de réflexion actifs de la Figure 106. Comme mentionné précédemment, ces derniers actifs sont différents, mais similaires, en raison de leur position différente par rapport à la fente. Cette affirmation est d'autant plus vraie en regardant l'abaque de Smith de la Figure 106 (b) : les mêmes boucles sont présentes même si les rayons diffèrent légèrement.

La Figure 107 met en exergue les paramètres S en transmission vers le port 1^+ . Naturellement, à l'instar du SPFD, la transmission entre 1^+ et 1^- est très élevée. Cette transmission participe grandement au coefficient de réflexion actif de la Figure 106(a).

Contre intuitivement, les ports responsables de l'autre polarisation, à savoir $(3^+, 3^-)$ et $(4^+, 4^-)$, ont aussi une transmission élevée (traits pointillés) ce qui pourrait présager de hauts niveaux de polarisation croisée. Toutefois, à l'instar du coefficient de réflexion actif, une somme des transmissions avec les phases appropriées doit être effectuée afin d'évaluer réellement l'énergie passant d'une polarisation à l'autre.

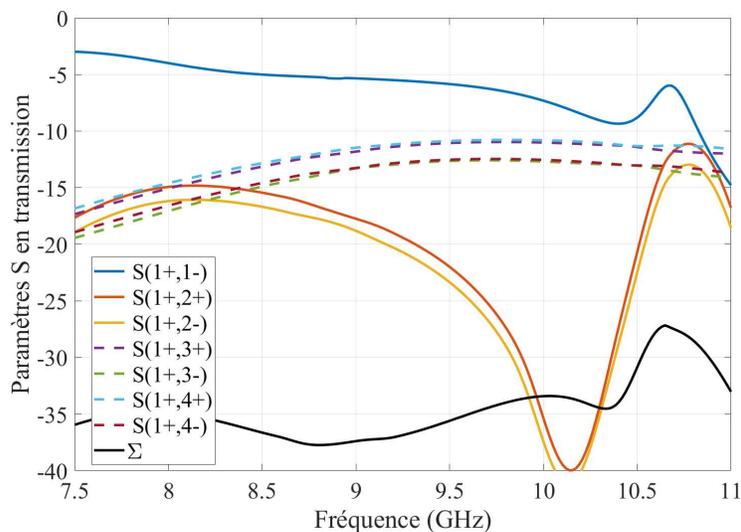


Figure 107 : Transmission entre le port 1^+ et les autres ports (cf. Figure 105 pour les noms des ports).

La somme des transmissions est donnée par l'équation suivante :

$$\Sigma = S(1^+, 3^+) - S(1^+, 3^-) + S(1^+, 4^+) - S(1^+, 4^-) \quad (7)$$

Cette valeur est représentée en noir sur la Figure 107 qui montre maintenant un couplage très faible entre les polarisations (< -30 dB).

La Figure 108 permet de vérifier le rayonnement de l'antenne simulée. L'excitation est réalisée de manière simultanée par les ports (1⁺, 1⁻) et (2⁺, 2⁻) ; l'excitation par tous les autres donnant sensiblement les mêmes résultats, modulo 90° en azimut. Le ratio maximum lobe avant/arrière (FTBR) est faible (-16 dB) grâce au plan de masse de la tri-plaque. Concernant la polarisation croisée affichée sur la Figure 108 (b), celle-ci est aussi de très faible valeur, au maximum de -40 dB. Même si ces deux valeurs varient en fonction de la taille du plan de masse, le rayonnement de l'élément seul est validé.

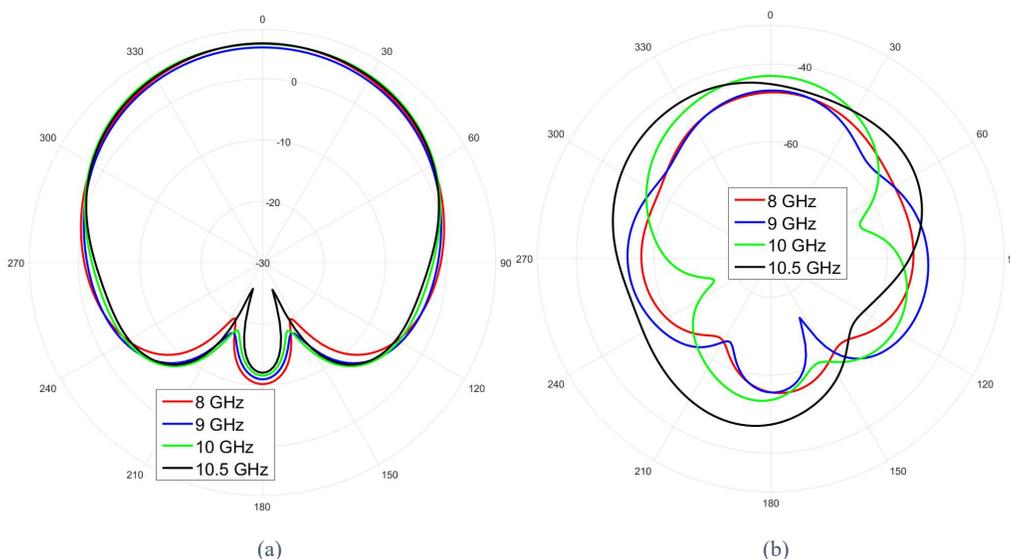


Figure 108 : Diagrammes de rayonnement sur plusieurs fréquences en excitant les ports 1⁺, 1⁻, 2⁺, 2⁻ : (a) co-polarisation et (b) polarisation croisée.

3. Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne

Les résultats de simulation précédents permettent de valider le grand intérêt de la structure pour notre principe de combinaison de puissance antennaire.

Complétons maintenant le tableau comparatif des prototypes, en y ajoutant cette structure :

Tableau 16 : Récapitulatif des performances de l'antenne élémentaire SPFC.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Empilement de patches	Fentes centrées	8	9,2 / 27 %	96 %	Très excentrés	Non nécessaire

*évaluée en simulation au plus près des fentes

La structure présentée dans ce chapitre est très intéressante pour une application AESA. Sa bande passante est satisfaisante et son efficacité est très bonne. Toutefois, l'avantage majeur réside dans sa facilité d'interconnexion avec la puce : les ports sont excentrés (pas besoin de circuit de distribution) et les paires différentielles sont situées d'un seul et même côté (pas de croisement de ces dernières).

Conclusion du chapitre

Dans un premier temps, une structure de patch seul alimenté par des fentes décentrées a été étudiée afin d'atteindre quatre ports sur une seule polarisation. Sur la base de cette analyse, un prototype actif a démontré le potentiel en combinaison de puissance antennaire à 2,45 GHz. Toutefois, cette structure reste limitée dans son nombre de ports et en bande passante.

Afin de pallier ces inconvénients, un patch parasite est ajouté afin d'augmenter fortement la bande passante et les deux polarisations linéaires sont alimentées, portant le nombre de ports à huit. Fort d'une bande passante atteignant 29 % en simulation, un démonstrateur passif en bande X a permis de démontrer l'intérêt de cette antenne multiport pour notre application. Néanmoins, l'interconnexion MMIC-antenne de cette topologie s'avère compliquée.

Une structure similaire, où les fentes sont cette fois centrées, est proposée. Celle-ci est extrêmement intéressante puisqu'elle évite de croiser les paires différentielles. Avec de bonnes performances en simulation, cette dernière configuration SPFC semble donc être la plus intéressante, selon les spécifications énoncées au Chapitre I.

Le Tableau 17 présente une synthèse de toutes les structures que nous avons étudiées jusque-là (chapitre II inclus). Afin d'évaluer fidèlement chaque topologie, seule la simulation est prise en compte afin de s'affranchir des pertes de chaque circuit de distribution inhérentes aux démonstrateurs mesurés, qui sont également soumis aux incertitudes de mesure.

Tableau 17: Récapitulatif des performances simulées des structures étudiées.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Patch seul (8DPA)	Vias	8	2,45 / 3 %	67 %	Modérément excentrés	Non nécessaire
Cavity-backed (CBP)	Vias	16	2,45 / 25 %	95 %	Excentrés	Nécessaire
Patch seul	Fentes décentrées	4	2,45 / 1 %	90 %	-	-
Empilement de patches (SFPD)	Fentes décentrées	8	9,1 / 29 %	90 %	Peu excentrés	Nécessaire
Empilement de patches (SPFC)	Fentes centrées	8	9,2 / 27 %	96 %	Très excentrés	Non nécessaire

Code couleur : satisfaisant, moyen, faible.

L'objectif du chapitre IV est d'évaluer uniquement les structures CBP, SFPD et SPFC au sein d'un réseau, car les performances des autres topologies en élément unitaire ne sont pas satisfaisantes.

Premièrement, une analyse théorique des réseaux d'antennes fera ressortir différents problèmes inhérents aux réseaux, notamment le coefficient de réflexion actif, les directions aveugles ainsi que les lobes de réseau. Dans un second temps, certains problèmes de phase entre les ports seront analysés en étudiant le SFPD et la CBP au sein d'un réseau. Un prototype du premier sera fabriqué en réseau linéaire afin de démontrer le maintien de la bande passante malgré de forts dépointages. Finalement, le même type de travail sera effectué sur le SPFC avant de dresser une comparaison des performances de ces trois structures, cette fois en réseau.

Références

- [POZ1985] D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line," *Electron. Lett.*, vol. 21, 1985, pp. 49-50.
- [POZ1986] D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 34, no. 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.
- [HIM1989] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, "Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method," *Electron. Lett.*, vol. 25, 1989, pp. 391-392.
- [ITT1991] A. Ittipiboon, R. Oostlander, Y. M. M. Antar, M. Cuchaci, "A modal expansion method of analysis and measurement on aperture-coupled microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 39, no. 11, pp. 1567-1574, Nov. 1991.
- [COHN1952] S. B. Cohn, "The electric polarizability of apertures of arbitrary shape," *Proceedings of the IRE.*, vol. 40, no. 9, pp. 1069-1071, Sept. 1952.
- [COHN1951] S. B. Cohn, "Determination of aperture parameters by electrolytic-tank measurements," *Proceedings of the IRE.*, vol. 39, no. 11, pp. 1416-1421, Nov. 1951.
- [TAR1998] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, and D. M. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sept. 1998.
- [MON2017] D. F. Mona, E. S. Sakomura, and D. C. Nascimento, "Directly matched active integrated antenna for GPS receiver," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aguas de Lindoia, 2017, pp. 1-5.

CHAPITRE IV

IMPLEMENTATION D'ANTENNES MULTIPORTS DANS UN RESEAU

Introduction du chapitre	115
Partie I : Analyse théorique du réseau.....	116
1. Introduction au réseau.....	116
2. Phénomènes intrinsèques	117
a. Lobes de réseau.....	117
b. Sources de couplage inter-éléments.....	118
c. Coefficient de réflexion actif.....	119
d. Directions aveugles	119
3. Passage au réseau infini : algèbre de Floquet.....	120
Partie II : Etudes préliminaires.....	122
1. Etude du SPFD en réseau infini.....	122
a. Cellule investiguée	122
b. Différence de phase sur les ports de la polarisation TM	123
c. Perte par transmission au mode commun.....	124
d. Etude des courants de surface	125
2. Apparition du mode commun sur la CBP	127
3. Solution par réjection du mode commun	128
a. Application sur le SPFD	129
b. Application sur la topologie à cavité.....	130
Partie III : Implémentation du SPFD en réseau.....	132
1. Optimisation en réseau infini	132
2. Validation expérimentale	135
a. Présentation du réseau	135
b. Mesures.....	136
c. Conclusion	137
Partie IV : Implémentation du SPFC en réseau	139
1. Optimisation en réseau infini et choix de l'empilement	139
2. Validation expérimentale	142
a. Présentation du démonstrateur	142
b. Coefficient de réflexion actif	144
c. Diagrammes de rayonnement	144
d. Conclusion	146
Conclusion du chapitre.....	147
Références	148

Introduction du chapitre

Le Chapitre II et III ont permis de mettre en exergue plusieurs structures d'éléments rayonnants isolés (non implémentés en réseau). Ce chapitre a maintenant pour but de les étudier au sein d'un réseau.

Premièrement, une analyse théorique des réseaux sera effectuée. Celle-ci n'aura pas pour objectif d'expliquer exhaustivement tous les phénomènes inhérents à la mise en réseau, mais plutôt d'apporter certaines briques de compréhension qui nous seront grandement utiles ultérieurement.

Dans un second temps, un phénomène bien particulier, intrinsèque à certaines de nos antennes multiports au sein d'un réseau sera étudié. Deux solutions seront proposées afin d'éviter ou de minimiser ce phénomène, dont une qui débouchera sur la fabrication d'un démonstrateur basé sur la structure de patchs à fentes décentrées (SPFD).

Finalement, un second démonstrateur en réseau sera fabriqué à partir de la dernière solution présentée, se basant sur des patchs à fentes centrées (SPFC).

Partie I : Analyse théorique du réseau

1. Introduction au réseau

Un réseau d'antennes peut se voir comme la discrétisation d'une ouverture rayonnante par des éléments rayonnants (ER) unitaires (Figure 109).

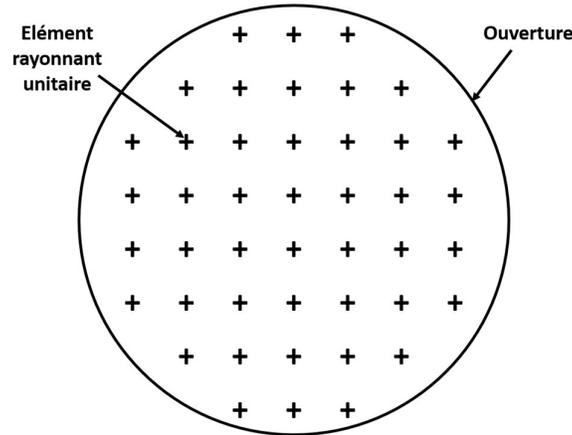


Figure 109 : Ouverture échantillonnée par des éléments rayonnants unitaires.

Cette discrétisation permet d'augmenter le gain de l'antenne unitaire en occupant une surface beaucoup plus grande. La Figure 110 permet d'illustrer le réseau grâce à un tableau d'une dimension (M, N) , où ces deux variables sont respectivement le nombre d'éléments selon y et x . Dans notre cas d'étude, la longueur inter-élément est de d , quel que soit l'axe.

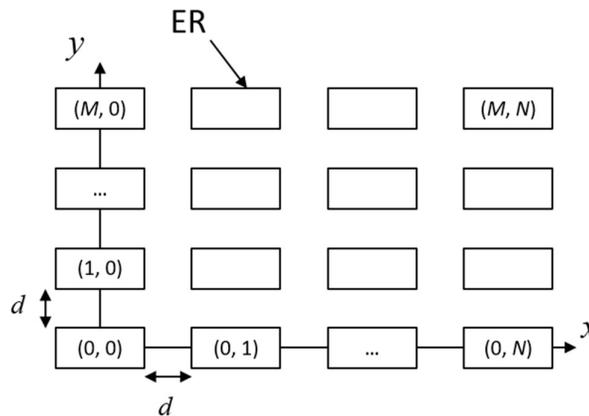


Figure 110 : Réseau 2D uniformément espacé par la longueur inter-élément d .

Outre cette augmentation, la mise en réseau permet de dépointer un faisceau, selon les angles $(\theta_{scan}, \varphi_{scan})$ définis sur la Figure 111(a), en appliquant un déphasage contrôlé entre chaque maille (i.e. chaque ER unitaire). La Figure 111(b) illustre ce principe.

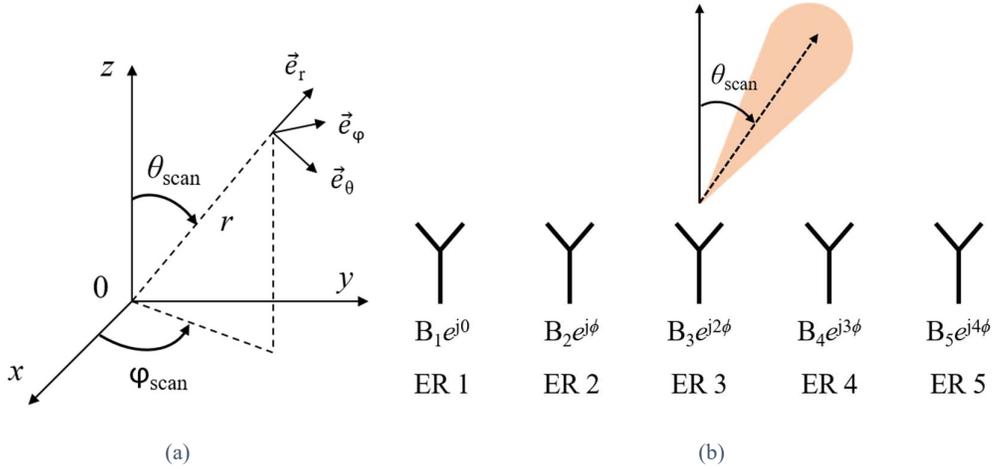


Figure 111 : (a) Coordonnées sphériques du dépointage et (b) illustration de ce dépointage dans un réseau 1D.

Le déphasage nécessaire ici afin de dépointer de θ_{scan} est régi par l'équation suivante :

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta_{scan}) \quad (22)$$

2. Phénomènes intrinsèques

a. Lobes de réseau

De forts dépointages peuvent faire apparaître des lobes de réseau. L'apparition de ces lobes intervient à partir d'une certaine valeur d'espacement inter-élément d , ce qui recombine les signaux vers une direction non désirée.

Le facteur de réseau, grandeur synthétisant les effets de la mise en réseau, permet de mettre ces lobes en évidence. En reprenant les notations de la Figure 111(b), le facteur de réseau normalisé d'un réseau linéaire de taille N avec dépointage θ_{scan} peut s'écrire comme :

$$AF(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N\pi d}{\lambda}(\sin(\theta) - \sin(\theta_{scan}))\right]}{\sin\left[\frac{\pi d}{\lambda}(\sin(\theta) - \sin(\theta_{scan}))\right]} \quad (23)$$

La Figure 112 met en évidence ce facteur de réseau pour un dépointage de $\theta_{scan} = 60^\circ$ et pour deux valeurs d de $0,5\lambda$ et $0,8\lambda$. Aucun lobe de réseau n'est observé pour la plus petite valeur de d . En revanche, lorsque $d = 0,8\lambda$, ce lobe non désiré apparaît autour de -20° . L'apparition de ce lobe va naturellement diminuer le gain dans la direction du lobe principal. Afin d'éviter cet effet, l'espace inter-élément d est choisi tel que :

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (24)$$

Pour une antenne ayant une large bande passante, cette condition est prise à la fréquence limite supérieure.

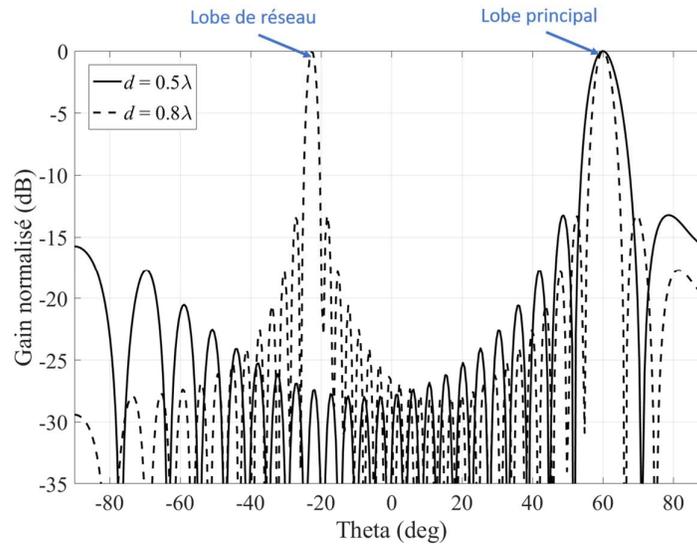


Figure 112 : Facteur de réseau d'un réseau linéaire ($N=25$) avec dépointage de 60° pour différentes valeurs de d .

b. Sources de couplage inter-éléments

La proximité des éléments entre eux va induire une transmission d'énergie de l'un vers l'autre et réciproquement. Cette transmission va dépendre de l'espace inter-élément d , du rayonnement des ER unitaires, de l'épaisseur des substrats et de l'environnement du réseau (présence ou non de blindage vertical par exemple). La transmission d'énergie peut se faire par trois mécanismes pouvant coexister, reportés dans [AYI2019]. Ces derniers sont illustrés sur la Figure 113 entre deux cellules.

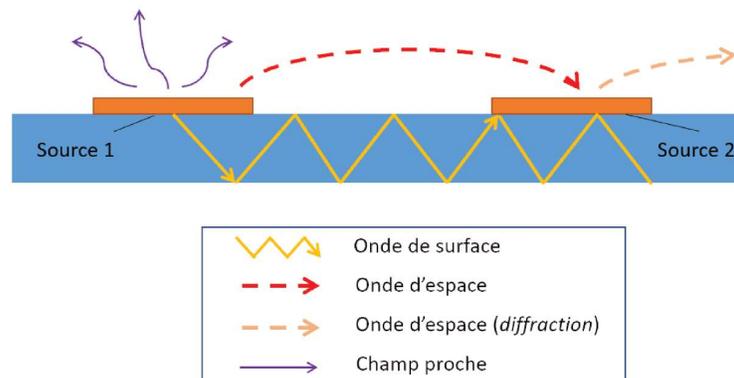


Figure 113 : Sources de couplage inter-élément dans un réseau imprimé [AYI2019].

Ces couplages sont de plusieurs types :

- Le couplage en champ proche : dominant lorsque les éléments se trouvent très proches l'un de l'autre ($d < \frac{\lambda}{2\pi}$), ce couplage provient d'ondes évanescentes. Celui-ci ne sera pas prédominant dans nos travaux.
- Le couplage par onde de surface : ce couplage nécessite un substrat commun sur lequel reposent les éléments rayonnants en réseau, ce qui est le cas des antennes patches utilisées dans nos travaux. L'onde de surface se caractérise par la propagation d'un mode guidé entre un plan de masse et l'interface entre deux milieux diélectriques

différents. Contrairement au mécanisme précédent, la portée de ces ondes est beaucoup plus grande et leur apparition va de pair avec l'augmentation de l'épaisseur et/ou de la permittivité du substrat [BAL2005]. Les ondes de surface sont négligeables lorsque la condition suivante est vérifiée [RAM2001] :

$$\frac{h}{\lambda} \leq \frac{0,3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (25)$$

avec h l'épaisseur du substrat et ϵ_r sa permittivité.

Ces ondes de surface sont plus importantes dans le plan E (plan du vecteur de champ électrique). Cette propriété nous permettra de simplifier le maquetage de nos démonstrateurs en réseau.

- Le couplage par onde d'espace : ce couplage provient du rayonnement de chaque source. Celui-ci peut être minimisé en choisissant une source très directive (par exemple une antenne Vivaldi/cornet), ce qui a pour conséquence de minimiser la transmission d'énergie vers ses voisins. Dans notre cas, en considérant le diagramme de rayonnement d'un patch, ce couplage sera important. Eventuellement, il serait possible de le réduire en utilisant des motifs périodiques gravés dans le plan de masse [SUW2011].

c. Coefficient de réflexion actif

Les deux derniers couplages étant potentiellement prédominants dans nos structures de patches, ceux-ci auront un impact sur l'adaptation de chaque port. Si le chapitre I a proposé une version simple du coefficient de réflexion actif (CRA), prenant en compte les couplages entre tous les ports d'un ER multiport seul, cette version doit être redéfinie dans le cas d'un réseau afin de considérer les couplages entre chaque élément du réseau. En reprenant les annotations de la Figure 111(b), le coefficient de réflexion actif de la cellule du milieu est donné par l'équation suivante :

$$\text{ActiveS}(3:3) = S(1,3)e^{-2j\phi} + S(2,3)e^{-j\phi} + S(3,3) + S(4,3)e^{j\phi} + S(5,3)e^{2j\phi}. \quad (26)$$

Avec une dépendance à ϕ , le coefficient de réflexion actif verra sa valeur évoluer en fonction de θ_{scan} . Pour chaque solution étudiée dans ce chapitre, le but principal sera de maintenir ce coefficient de réflexion actif en dessous d'une valeur (-10 dB), sur une certaine bande passante, et surtout selon un dépointage allant de -60 à 60°.

d. Directions aveugles

Au sein d'un réseau de taille suffisante, les mécanismes de couplage précédents peuvent aboutir à ce que l'on appelle une direction aveugle. Ce phénomène est dû au fait que, pour des fréquences et des angles de dépointage très précis, l'onde incidente vient se coupler de manière privilégiée avec l'onde de surface ou d'espace au lieu d'exciter les modes attendus de l'ER (TM₁₀ par exemple pour un patch). Ce phénomène a été exposé dans [ULI2016] sur un empilement de patches.

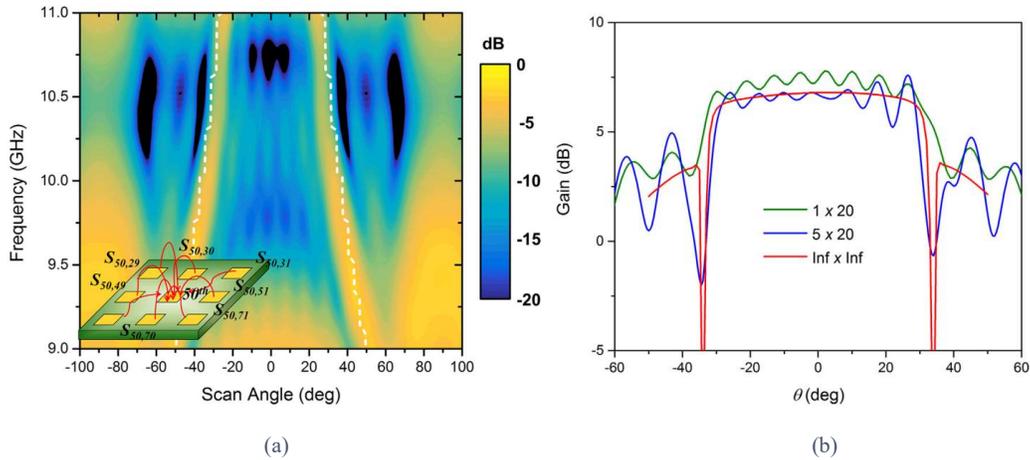


Figure 114 : (a) : Mise en évidence de la direction aveugle (pointillé blanc) sur le coefficient de réflexion actif (dB) en fonction de la fréquence et du dépointage et (b) effet de cette direction aveugle sur le gain à +/- 33° de dépointage [ULI2016].

Cette direction aveugle est montrée par les traits pointillés blancs sur la Figure 114(a), où le coefficient de réflexion actif est proche de 0 dB. Sur le diagramme de rayonnement, cette direction aveugle se traduit par une diminution abrupte du gain pour un dépointage de +/- 33° (Figure 114(b)). Cette réduction est proportionnelle à la taille du réseau.

3. Passage au réseau infini : algèbre de Floquet

Afin d'analyser un grand réseau, celui-ci peut être considéré comme infini afin d'évaluer les couplages mutuels entre les éléments.

L'étude mathématique d'un réseau infini dans [BHA2006] se base sur la transformée de Fourier appliquée à la superposition d'une infinité de sources, chacune placée à un intervalle régulier (dans notre cas d). Cette périodicité permet en effet de décomposer les champs en séries de Fourier, i.e en somme d'exponentielles qui correspondent chacune à un mode de Floquet. Physiquement, cela revient à dire que le champ rayonné est une superposition linéaire d'ondes planes. Parmi ces modes, une distinction est faite entre le mode fondamental (0, 0) et les autres modes d'ordre supérieur (p, q). Pour une fréquence donnée, chacun de ces modes possède sa propre constante de propagation et une direction de dépointage propre (θ_{pq}, Φ_{pq}). Ces dépointages sont donnés par :

$$k_{xpq} = k_0 \sin(\theta_{pq}) \cos(\Phi_{pq}) \quad (27)$$

$$k_{ypq} = k_0 \sin(\theta_{pq}) \sin(\Phi_{pq}) \quad (28)$$

avec k_0 la constante de propagation dans le vide.

Cette astuce mathématique permet de restreindre l'analyse du problème à une seule période du réseau : la cellule unitaire. Ainsi, plutôt que de simuler un réseau de grande taille, on ne modélise qu'une cellule du réseau à laquelle on applique des conditions de périodicité. Cela permet de grandement limiter les ressources numériques et les temps de simulation. D'autre part, cela permet de dé-corréler les effets intrinsèques du réseau des artefacts liés à son aspect fini (e.g les ondulations du diagramme observées en Fig. 114-b).

Les modes de Floquet supérieurs ne contribuent pas au rayonnement et sont dits évanescents dès lors que $k_{xpq}^2 + k_{ypq}^2 > k_0^2$. Dans [BHA2006], au sein d'un réseau de patches, l'auteur démontre qu'une direction aveugle apparaît lorsque la constante de propagation d'une onde de surface coïncide avec celle d'un des modes de Floquet supérieurs. Ce mode supérieur devient propagatif et se couple ensuite à l'onde de surface dans le substrat.

Dans le cas où les ondes de surfaces seraient fortement atténuées (avec un blindage autour de la cellule par exemple), le couplage par onde d'espace peut tout de même engendrer une autre direction aveugle [AYI2019].

Partie II : Etudes préliminaires

Cette partie ainsi que la suivante feront fréquemment référence aux ER unitaires proposés dans les chapitres II et III. Pour faciliter la compréhension, une fiche de rappel de chaque ER est proposée à la fin du manuscrit.

1. Etude du SPFD en réseau infini

a. Cellule investiguée

La première des structures étudiée en réseau est le SPFD précédent. Pour rappel, cette structure se base sur l'alimentation d'un empilement de patches à l'aide de fentes décentrées. L'analyse en réseau infini est menée à partir de la cellule unitaire montrée sur la Figure 115.

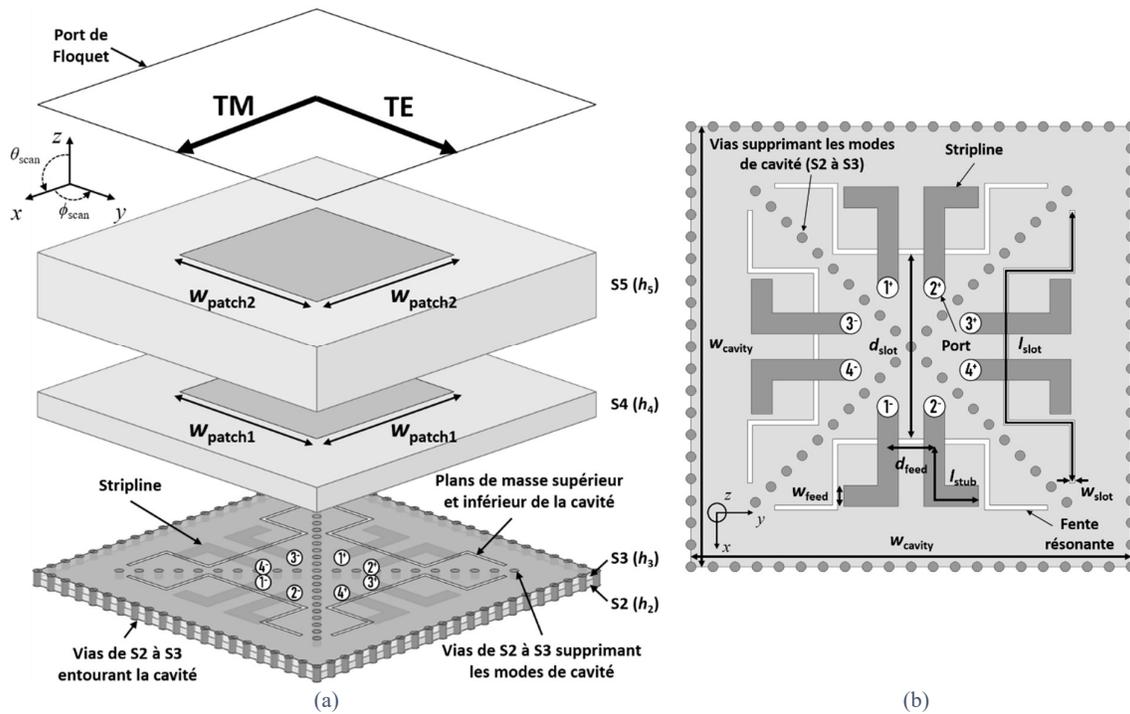


Figure 115 : Cellule unitaire du SPFD étudié en réseau infini.

Sur la Figure 115(a), la configuration « réseau infini » est réalisée à l'aide du port de Floquet, situé sur le dessus de la structure, ainsi que des conditions de périodicité, situées sur le pourtour. La polarisation appelée transverse magnétique (TM) est localisée dans le plan de dépointage de θ_{scan} . L'autre polarisation, transverse électrique (TE), est orthogonale à ce plan. Ainsi, les ports différentiels (1^+ , 1^-) et (2^+ , 2^-) excitent le TM tandis que (3^+ , 3^-) et (4^+ , 4^-) excitent le TE. Le pas du réseau est choisi à $d = 0,5\lambda$, à 11,5 GHz. Bien que cela augmente les contraintes d'intégration (maille plus petite), aucune direction aveugle ne devrait apparaître dans notre bande d'étude, à savoir 8-10 GHz. Le côté de la cavité a la même valeur que le pas du réseau ($W_{cavity} = d$) afin de mutualiser les vias de blindage entre deux cellules.

Si le chapitre III a permis de souligner les bonnes performances de cette antenne multiport seule (non implémentée en réseau), un phénomène inhérent à certaines antennes multiports

agencées en réseau apparaît. Ce phénomène, explicité après, provient de la translation de la fente d_{slot} .

Avant d'analyser les résultats paramétriques en fonction de d_{slot} , il faut que les variations de ce paramètre soient suffisantes pour observer ledit phénomène. Naturellement, la limite supérieure de d_{slot} est la taille du premier patch, sinon la fente ne serait plus située en dessous de celui-ci et le couplage entre les deux deviendrait alors insuffisant. Les substrats constituant l'empilement entier sont simulés en tant que Rogers 5880 ($\epsilon_r = 2,2$) afin de maximiser la taille du premier patch, ce qui a pour conséquence d'augmenter aussi la variation possible de d_{slot} . A l'exception de cette variable, les autres paramètres géométriques sont gardés constants et sont reportés dans le Tableau 18. Ceci nous permettra alors d'évaluer seulement l'impact de la translation.

Tableau 18 : Paramètres géométriques du démonstrateur SPFD huit ports en réseau infini (en mm).

d_{feed}	1,4	$w_{\text{patch}2}$	7,5
l_{stub}	3,3	h_2	0,25
l_{slot}	13,4	h_3	0,25
w_{slot}	0,15	h_4	1,1
$w_{\text{patch}1}$	8,2	h_5	2,6

b. Différence de phase sur les ports de la polarisation TM

La Figure 116 permet de mettre en avant une différence de phase en transmission entre les ports 1^+ et 1^- (qui sont sur deux fentes distinctes, cf Fig. 115(b)) par rapport au mode de Floquet TM, pour un dépointage de $\theta_{\text{scan}} = 60^\circ$ (représentatif d'un balayage de $\pm 60^\circ$ puisque la cellule est symétrique). La même différence de phase entre les ports 3^+ et 3^- par rapport à l'autre mode de Floquet TE est aussi affichée. Les différences de phase concernant les autres ports (2^+ , 2^-) et (4^+ , 4^-) ne sont pas montrées puisqu'ils ont exactement les mêmes comportements. Les deux valeurs précédentes sont calculées avec les équations suivantes :

$$\Delta\phi_{\text{TM}} = \text{phase}(S(1^+, \text{TM})) - \text{phase}(S(1^-, \text{TM})) \quad (29)$$

$$\Delta\phi_{\text{TE}} = \text{phase}(S(3^+, \text{TE})) - \text{phase}(S(3^-, \text{TE})) \quad (30)$$

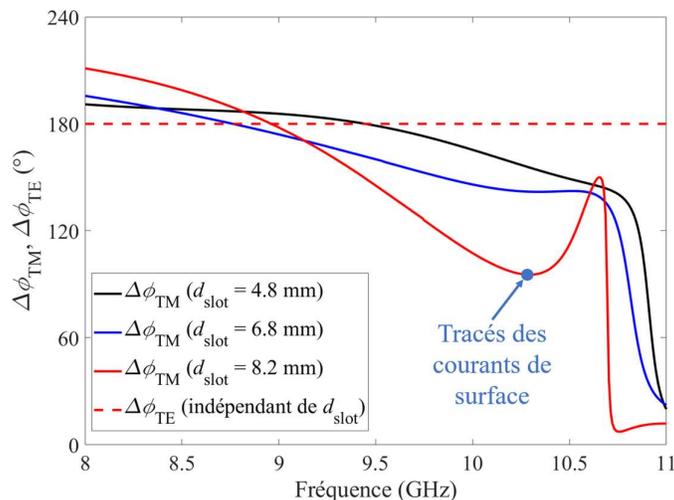


Figure 116 : Différence de phase simulée de la transmission entre (1) le TM et les ports 1^+ et 1^- et (2) le TE et les ports 3^+ et 3^- (pointillé) pour différentes valeurs de d_{slot} lors d'un dépointage constant de $\theta_{\text{scan}} = 60^\circ$.

Analysons d'abord la polarisation qui se comporte normalement : le TE. Sa différence de phase avec ses ports $\Delta\phi_{TE}$ est constante sur toute la bande et évaluée à 180° . Cette valeur corrobore le couplage électrique entre les fentes et le premier patch, ce qui impose aux deux fentes responsables d'une polarisation d'être en opposition de phase.

En ce qui concerne le TM, cette différence de phase fluctue en fonction de la fréquence. En effet, plus la translation d_{slot} est grande, plus cette fluctuation est importante. Par exemple, pour $d_{slot} = 4,8$ mm, $\Delta\phi_{TM}$ fluctue de 21° entre 9 et 10 GHz tandis que cette variation atteint 70° pour $d_{slot} = 8,2$ mm, sur la même bande de fréquence.

c. Perte par transmission au mode commun

Comme nous venons de le voir, seules les paires différentielles $(1^+, 1^-)$ et $(2^+, 2^-)$, responsables du TM, ne sont plus en opposition de phase lors d'un dépointage. Ceci induit la présence indésirable d'un mode commun au sein de chaque paire différentielle, qui n'est pas présent sur les ports du TE. Afin de quantifier l'impact de ce mode commun, les équations suivantes permettent d'évaluer la transmission d'énergie du port de Floquet vers le mode commun des ports :

$$\Delta_{CM, TM} = \frac{1}{\sqrt{4}} [S(1^+, TM) + S(1^-, TM) + S(2^+, TM) + S(2^-, TM)] \quad (31)$$

$$\Delta_{CM, TE} = \frac{1}{\sqrt{4}} [S(3^+, TE) + S(3^-, TE) + S(4^+, TE) + S(4^-, TE)] \quad (32)$$

Cette transmission n'est pas désirable et peut donc être considérée comme une perte d'énergie. Ces pertes sont mises en avant en fonction des valeurs précédentes de d_{slot} sur la Figure 117.

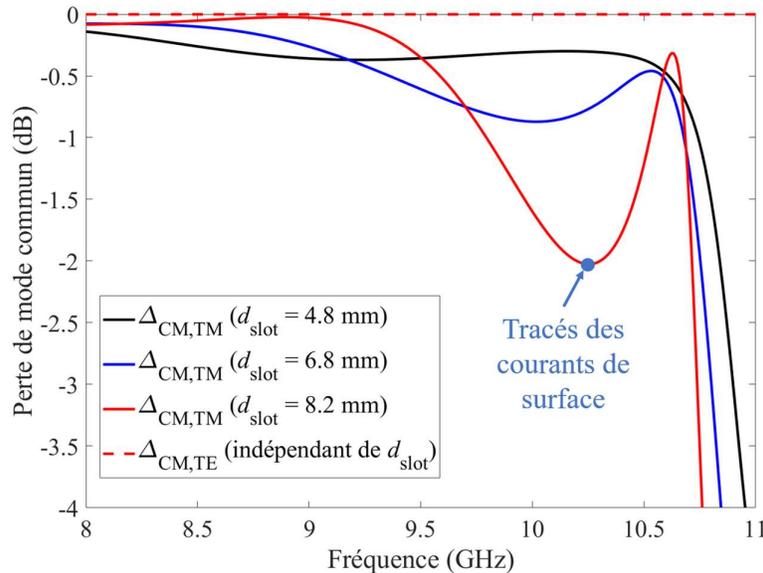


Figure 117 : Perte d'énergie par transmission du TM vers le mode commun des ports $(1^+, 1^-)$ et $(2^+, 2^-)$; le TE n'étant pas impacté.

Concernant le TE, comme prévu, aucune perte n'est observée puisque $\Delta\phi_{TE}$ est maintenue à 180° . En revanche, sur le TM, les pertes de mode commun sont d'autant plus importantes en

haut de bande, lorsque l'écart de phase se creuse (cf. Figure 116). En prenant la valeur maximale de d_{slot} de 8,2 mm, cet écart a pour effet une perte de 2 dB à 10,3 GHz. Ces pertes sont accentuées à mesure que d_{slot} augmente.

Afin de vérifier que cet effet n'a lieu que lors d'un dépointage ($\theta_{\text{scan}} \neq 0^\circ$), la Figure 118 montre ces pertes en fonction de d_{slot} et de θ_{scan} , pour une fréquence fixe de 10,3 GHz.

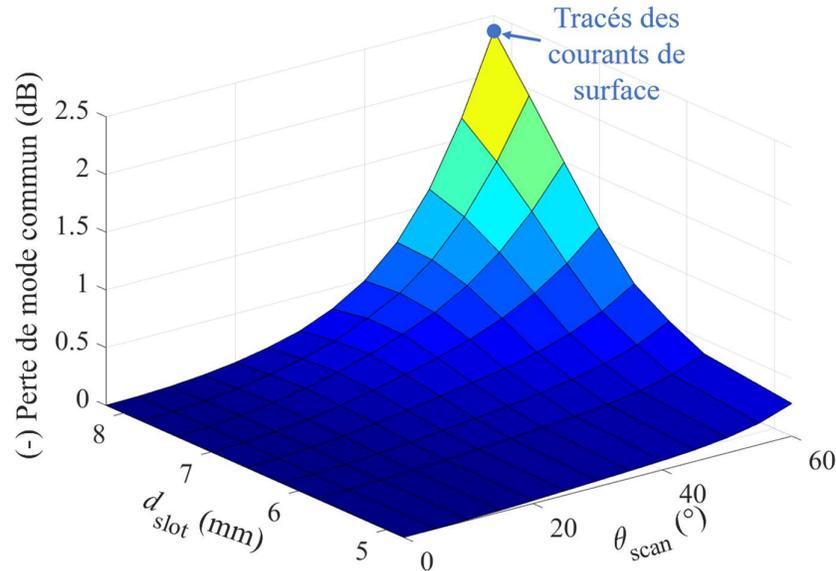


Figure 118 : Perte d'énergie par transmission du TM vers le mode commun des ports (1⁺, 1⁻) et (2⁺, 2⁻) en fonction de d_{slot} et θ_{scan} à 10,3 GHz.

Comme mentionné, les pertes sont bien nulles pour $\theta_{\text{scan}} = 0^\circ$ et indépendamment de d_{slot} . Celles-ci restent même relativement faibles jusqu'à 30° de dépointage (< 0,3 dB).

Lorsque la translation est minimisée, ces pertes sont évaluées seulement à 0,3 dB pour le plus fort dépointage. Cependant, l'effet du mode commun semble exponentiel lorsque $d_{\text{slot}} > 6$ mm et pour $\theta_{\text{scan}} > 30^\circ$.

Cet effet est indépendant de la longueur d'accès nécessaire entre le point d'alimentation de la stripline et la fente (e.g. du port 1⁺ au plan horizontal de la fente supérieure sur la Figure 115(b)). L'apparition du mode commun provient donc uniquement de la translation de la fente.

d. Etude des courants de surface

Afin de mieux comprendre le phénomène, la distribution des courants de surface, situés sur la couche de cuivre où les fentes sont gravées, peut être étudiée. Afin d'accentuer l'apparition du mode commun, les variables mises en avant sur la figure précédente par « Tracés des courants de surface » ont été choisies ($d_{\text{slot}} = 8,2$ mm, $\theta_{\text{scan}} = 60^\circ$ et 10,3 GHz). La Figure 119 montre ces courants de surface pour une excitation en polarisation TE issue du port de Floquet. Comme prévu, une très bonne symétrie est obtenue, quelle que soit la phase du signal d'excitation φ_{exc} . Ceci corrobore le bon fonctionnement du TE, qui est dépourvu de tout effet de mode commun.

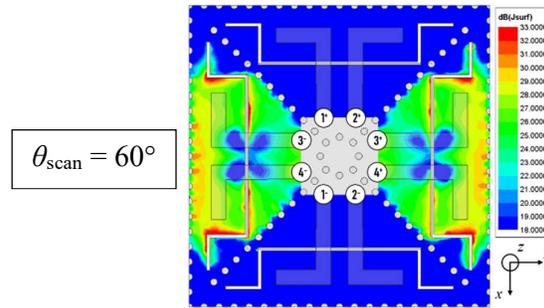


Figure 119 : Distribution des courants de surface au sein de la cavité, sur la couche cuivrée des fentes, lorsque seulement le port TE excite la structure, à 10,3 GHz, pour $d_{\text{slot}} = 8,2$ mm et $\theta_{\text{scan}} = 60^\circ$.

Cette symétrie n'est absolument pas retrouvée pour une excitation en polarisation TM (Figure 120). Pour une phase du signal d'entrée $\varphi_{\text{exc}} = 0^\circ$ (Figure 120(a)), les courants de surface situés sur la fente supérieure sont bien plus importants que ceux localisés autour de la fente inférieure. L'inverse est ensuite observé pour $\varphi_{\text{exc}} = 60^\circ$, où les courants de surface autour de la fente inférieure sont maintenant plus importants.

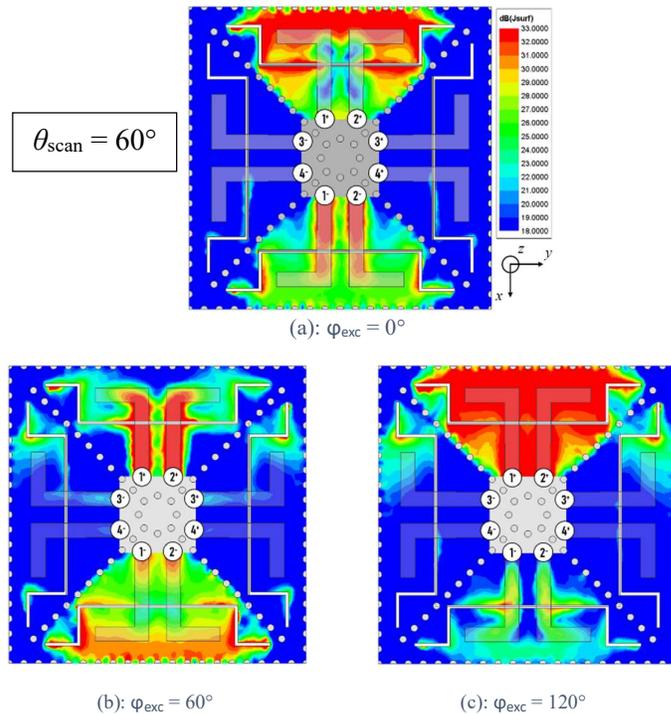


Figure 120 : Distribution des courants de surface au sein de la cavité, sur la couche cuivrée des fentes, lorsque seulement le port TM excite la structure, à 10,3 GHz, pour $d_{\text{slot}} = 8,2$ mm et $\theta_{\text{scan}} = 60^\circ$: (a) $\varphi_{\text{exc}} = 0^\circ$, (b) $\varphi_{\text{exc}} = 60^\circ$ et (c) $\varphi_{\text{exc}} = 120^\circ$,

Les mêmes courants de surface excités par le TM sont reportés sur la Figure 121, mais sans dépointage ($\theta_{\text{scan}} = 0^\circ$). Ces courants ici sont bien symétriques, indépendamment de φ_{exc} .

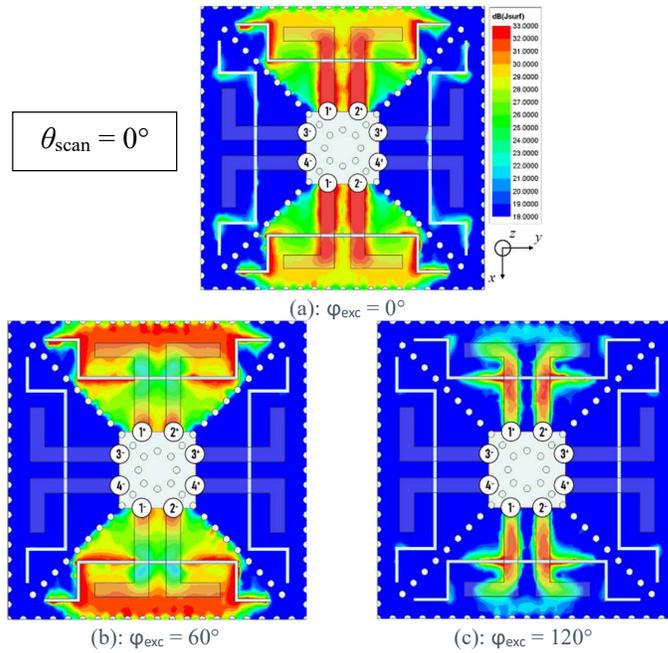


Figure 121 : Distribution des courants de surface au sein de la cavité, sur la couche cuivrée des fentes, lorsque seulement le port TM excite la structure, à 10,3 GHz, pour $d_{slot} = 8,2$ mm et $\theta_{scan} = 0^\circ$: (a) $\varphi_{exc} = 0^\circ$, (b) $\varphi_{exc} = 60^\circ$ et (c) $\varphi_{exc} = 120^\circ$,

En résumé, cette structure est soumise à un mode commun délétère qui n'apparaît que sur la polarisation TM, lorsque le faisceau est dépointé. Cet effet est accentué lorsque ce dépointage (θ_{scan}) augmente. Toutefois, les effets du mode commun peuvent être minimisés en réduisant la translation de la fente, comme montré sur la Figure 116 et la Figure 117.

Ce mode commun apparaît aussi sur la structure « cavity-backed patch », présentée au chapitre II (cf. fiche de rappel « CBP » à la fin du manuscrit).

2. Apparition du mode commun sur la CBP

Reprenons cette structure CBP, mais cette fois dans une configuration en réseau infini (Figure 122).

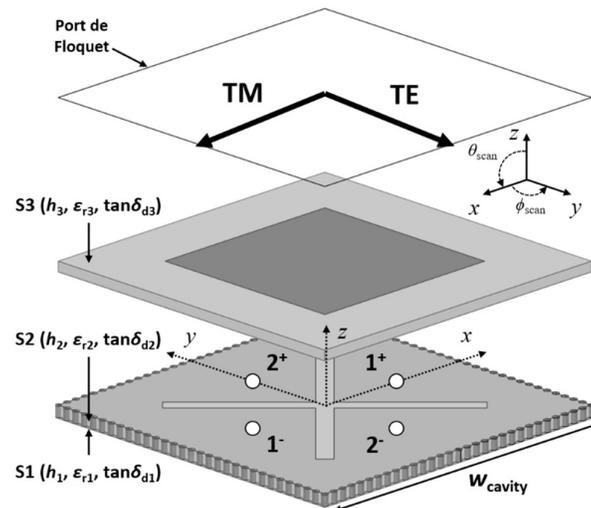


Figure 122 : Illustration de la cavité étudiée en réseau infini.

Une rotation des fentes de 45° a été effectuée afin que les modes orthogonaux de la cavité TE_{120}/TE_{210} , respectivement excités par les paires $(1^+, 1^-)$ et $(2^+, 2^-)$, n'excitent respectivement que le TM et TE. Sans cette rotation, chaque mode exciterait une polarisation diagonale, ce qui complexifie l'analyse.

La Figure 123 met en exergue la même différence de phase que la Figure 116 pour un dépointage de 60° . Les équations ici prises sont les suivantes :

$$\Delta\phi_{TM} = \text{phase}(S(1^+, TM)) - \text{phase}(S(1^-, TM)) \quad (33)$$

$$\Delta\phi_{TE} = \text{phase}(S(2^+, TE)) - \text{phase}(S(2^-, TE)) \quad (34)$$

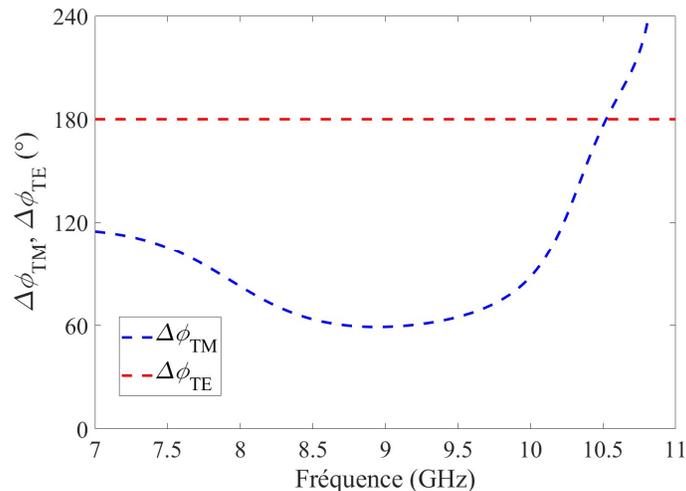


Figure 123 : Différence de phase en transmission de la CBP simulée en réseau infini lors d'un dépointage de 60° .

A l'instar du SPFD en réseau, les ports $2^+, 2^-$ sont bien en opposition de phase dans leur transmission au TE, peu importe la fréquence. En revanche, ce n'est pas du tout le cas pour les ports $1^+, 1^-$, ce qui a pour conséquence l'apparition indésirable du mode commun, seulement sur le TM. Il est à noter que l'écart de phase est plus important sur la CBP que sur le SPFD. En outre, de forts niveaux de polarisation croisée apparaissent.

En raison de ce mode commun très prononcé, aucune des optimisations effectuées sur la CBP dans l'état ne converge vers une solution satisfaisante.

3. Solution par réjection du mode commun

Si l'effet du mode commun sur l'excitation du patch à fentes décentrées (SPFD) peut être maîtrisé en minimisant la translation d_{slot} des fentes, ce n'est pas le cas de la topologie à cavité (CBP). La suite de cette section propose une solution.

Les précédentes simulations ont toutes été réalisées en « pseudo-différentiel » : les ports de chaque paire différentielle sont référencés à la masse et sont excités indépendamment en opposition de phase. Les ports ayant une impédance caractéristique de 50Ω , chacune des paires différentielles possède alors une impédance de mode commun Z_{cc} égale à 25Ω (deux impédances de 50Ω en parallèle). L'impédance de mode différentiel Z_{dd} est de 100Ω .

Tout comme le 8DPA du chapitre II (patch seul alimenté par huit vias), il est possible de rejeter le mode commun en présentant une impédance de mode commun infinie. Pour cela, chacune des paires différentielles est maintenant connectée à un port purement différentiel ($Z_{dd} = 100 \Omega$ et $Z_{cc} = \infty \Omega$).

Par conséquent, l'adaptation va s'en trouver modifiée, étant donné que l'énergie précédemment transmise au mode commun est maintenant soit rayonnée, soit transmise au mode différentiel des ports.

a. Application sur le SPFD

Cette première affirmation est confirmée en comparant la Figure 124 (a) et la Figure 124 (b), montrant les coefficients de réflexion des modes de Floquet à 60° sur le SPFD ($d_{slot} = 2,4 \text{ mm}$), respectivement sans et avec ports différentiels.

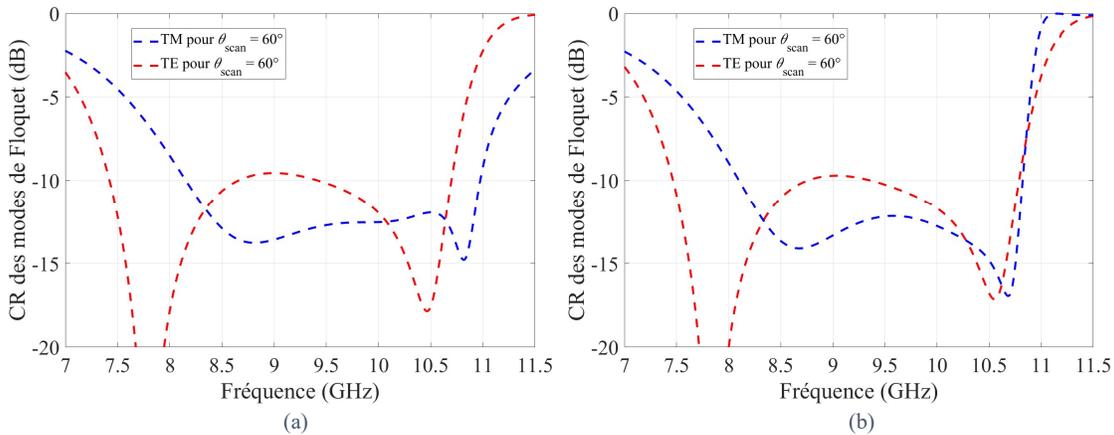


Figure 124 : Coefficient de réflexion des modes de Floquet du SPFD en réseau, pour $d_{slot} = 2,4 \text{ mm}$: (a) ports pseudo-différentiels et (b) ports purement différentiels.

La polarisation TE (rouge), dépourvue de mode commun, ne subit aucune modification. Quant à la polarisation TM (bleu), celle-ci subit une légère ré-adaptation, plus marquée en haut de bande (Fig. 124-b).

Afin de quantifier l'impact de cette réadaptation sur le rayonnement, il est possible d'évaluer la transmission des modes de Floquet vers le mode différentiel des ports correspondants. Normalisées, ces transmissions sont calculées selon les équations suivantes :

$$\Delta_{CM, TM} = \frac{1}{\sqrt{4}} [S(1^+, TM) - S(1^-, TM) + S(2^+, TM) - S(2^-, TM)] \quad (35)$$

$$\Delta_{CM, TE} = \frac{1}{\sqrt{4}} [S(2^+, TE) - S(2^-, TE) + S(3^+, TM) - S(3^-, TM)] \quad (36)$$

En comparant les deux figures suivantes, une amélioration de la transmission sur la polarisation TM est observée avec l'ajout du port différentiel ($\sim + 0,4 \text{ dB}$ en moyenne sur toute la bande). En d'autres termes, l'énergie précédemment transmise au mode commun est maintenant bien transmise au mode différentiel par l'ajout d'un port purement différentiel. Naturellement, la transmission sur la polarisation TE n'est pas modifiée.

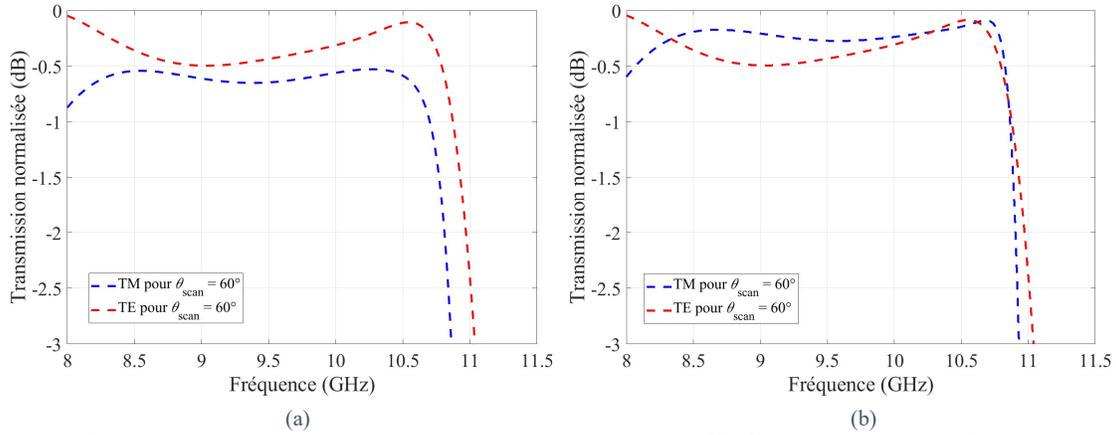


Figure 125 : Transmission des modes de Floquet vers les ports antennaires du SPFD en réseau, pour $d_{\text{slot}} = 2,4$ mm : (a) ports pseudo-différentiels et (b) ports purement différentiels.

Il convient de noter que la translation de la fente est ici prise à sa valeur minimale (2,4 mm), ce qui induit un faible mode commun. Pour une valeur de translation plus élevée, le bénéfice du port purement différentiel serait d'autant plus marqué à cause de l'accentuation du mode commun.

b. Application sur la topologie à cavité

Le même travail a été effectué sur la CBP. Le coefficient de réflexion de la polarisation TM est ici réadapté en amplitude et décalé en fréquence avec l'ajout du port différentiel (Figure 126).

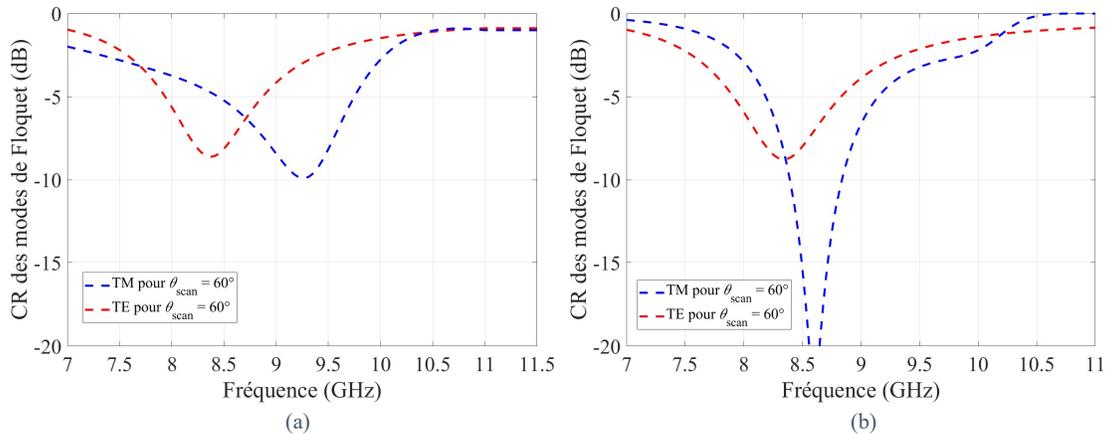


Figure 126 : Coefficient de réflexion des modes de Floquet de la CBP en réseau : (a) ports pseudo-différentiels et (b) ports purement différentiels.

La différence provenant du port différentiel apparait bien plus clairement en comparant la transmission d'énergie du mode de Floquet vers le mode différentiel des ports (Figure 127).

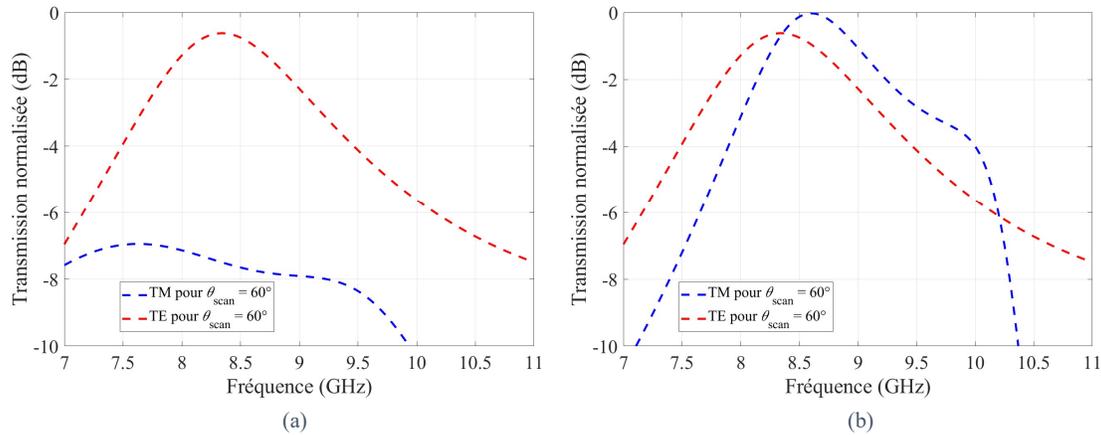


Figure 127 : Coefficient de réflexion des modes de Floquet de la topologie à cavité : (a) ports pseudo-différentiels et (b) ports purement différentiels.

Sur la Figure 127 (a), la transmission normalisée du TM vers le mode différentiel des ports antennaires est seulement évaluée autour de -7 dB, malgré une adaptation correcte du TM (Figure 126(a)). Cette faible valeur indique donc une forte transmission vers le mode commun des ports antennaires. Avec le remplacement des ports pseudo-différentiels par des ports purement différentiels, la transmission vers le mode différentiel est drastiquement améliorée (Figure 127 (b)).

Avec la réjection du mode commun, un mécanisme similaire à celui présenté au chapitre II Partie I sur le 8DPA apparaît : les longueurs électriques des interconnexions exercent un décalage en fréquence tandis que les atténuations réduisent de beaucoup l'efficacité. Ce point est discuté dans les perspectives, en fin de manuscrit.

Sachant que la partie suivante a pour but de fabriquer un premier sous-réseau, la solution basée sur la réjection de mode commun est mise de côté en raison de sa complexité d'intégration, qui est d'autant plus marquée au sein d'un réseau. La première structure de patchs à fentes décentrées (SPFD) a alors été retenue, car la translation des fentes permet à elle seule de moduler l'apparition du mode commun et d'éviter l'utilisation de réjecteurs.

Partie III : Implémentation du SPFD en réseau

1. Optimisation en réseau infini

Le but de cette sous-partie est d'optimiser le SPFD au sein d'une maille carrée. Il s'agira alors de maximiser la bande passante sur des dépointages allant de 0 à 60°. Dès maintenant, la fabricabilité de l'élément rayonnant sera prise en compte.

La Figure 128 met en avant une version plus fabricable de la cellule unitaire précédemment étudiée sur laquelle sera effectuée l'optimisation.

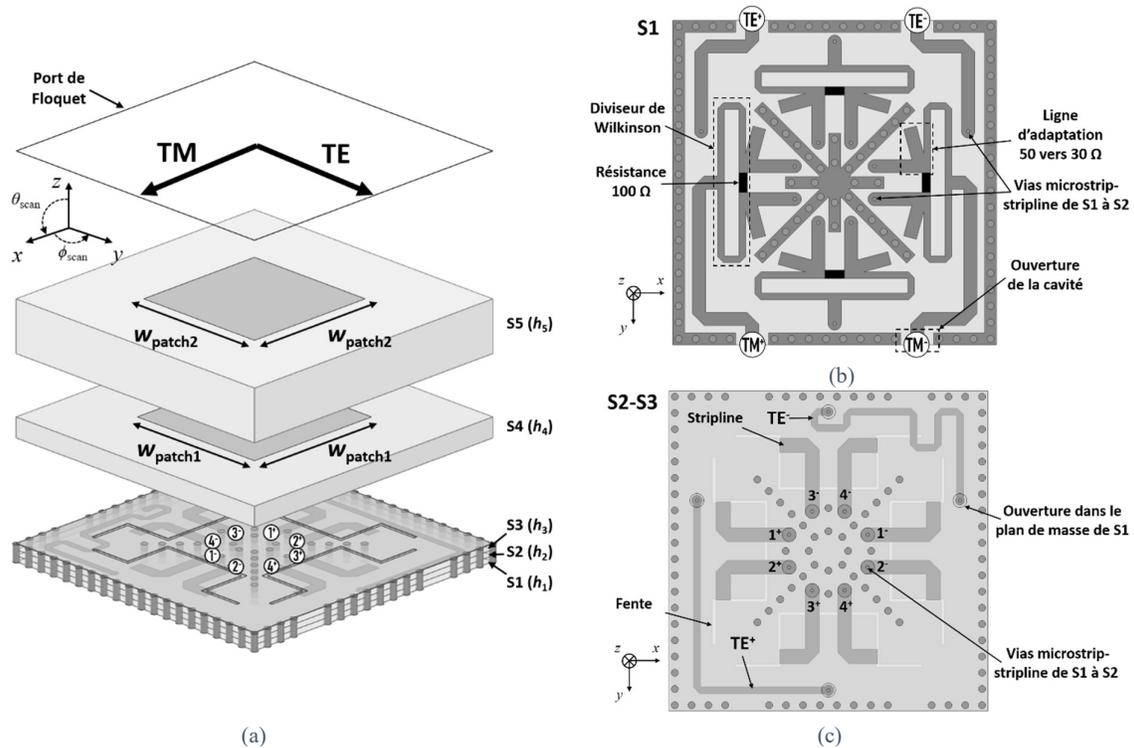


Figure 128 : Cellule unitaire du SPFD optimisée en réseau infini dans l'objectif d'un maquetage.

Le même procédé d'alimentation que le SPFD en élément rayonnant seul est utilisé (cf. Chapitre III). Celui-ci consiste à attaquer les striplines en amplitude et phase adéquates à l'aide de circuits, comme des diviseurs de Wilkinson et rat-races, basés sur la couche inférieure de S1. En l'occurrence, la Figure 128 (b) met en évidence ces diviseurs de Wilkinson qui ont été intégrés dans la simulation en réseau infini. Les rat-races seront ajoutés par suite lors de l'implémentation du réseau fini.

Sur la Figure 128 (c), les ports du TM (1^+ , 2^+ et 1^- , 2^-) sont directement excités par des vias provenant, respectivement, des lignes TM^+ et TM^- de la Figure 128 (b). A cause des contraintes d'intégration, les ports du TE doivent contourner la maille en rentrant une première fois au sein de la cavité. Des lignes striplines d'impédance caractéristique 50Ω sont utilisées : l'une en angle droit (TE^+), et l'autre en serpentin (TE^-) afin de garder la même longueur électrique entre les deux branches. Par suite, chacune de ces striplines est connectée avec un via à l'entrée des

diviseurs de Wilkinson (situés sur la partie supérieure et inférieure de la Figure 128 (b), sur le S1), ce qui permet la bonne alimentation des ports (3⁺, 3⁻) et (4⁺, 4⁻) par suite.

Afin de fabriquer facilement un sous-réseau ultérieurement, chaque couche constitutive de l'empilement est simulée en tant que Rogers 4350 ($\epsilon_r = 3,6$). Un pre-preg (Rogers 4450F d'épaisseur 100 μm) est ajouté entre chaque substrat afin d'être fidèle à ce qui sera fabriqué.

La cellule unitaire a alors été optimisée pour obtenir au minimum une bande passante à -10 dB allant de 8 à 10 GHz, de 0 à 60° de dépointage, sur le TE et le TM. La translation de la fente d_{slot} est minimisée afin de réduire l'apparition du mode commun sur le TM. Les principales variables du SPFD à la suite de l'optimisation sont les suivantes :

Tableau 19 : Paramètres géométriques optimisés du démonstrateur SPFD huit ports en réseau infini (en mm).

d_{feed}	1,2	w_{patch2}	6,2
l_{stub}	3,2	h_1	0,25
l_{slot}	12,4	h_2	0,17
w_{slot}	0,15	h_3	0,17
d_{slot}	4,8	h_4	0,76
w_{patch1}	6,8	h_5	2,5

La Figure 129 montre les résultats de cette optimisation sur le coefficient de réflexion (CR) du port de Floquet.

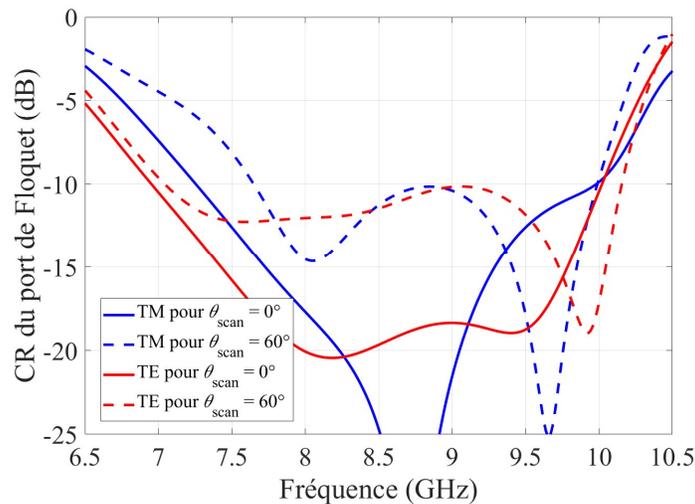


Figure 129 : Coefficients de réflexion des modes de Floquets optimisés en bande passante de 0 à 60° de dépointage.

Les coefficients de réflexion du TE et TM à 0° de dépointage sont différents : ceci provient des accès distincts, notamment les pistes TE⁺ et TE⁻ qui doivent contourner la maille contrairement aux pistes TM⁺ et TM⁻. La Figure 130 montre la différence de phase $\Delta\phi_{\text{TM}}$ entre les ports TM⁺ et TM⁻ à 60°. Même si l'écart se creuse en haute fréquence entre 9 et 10 GHz, le choix de minimiser d_{slot} a bien permis de maintenir cet écart aussi proche que possible de 180°.

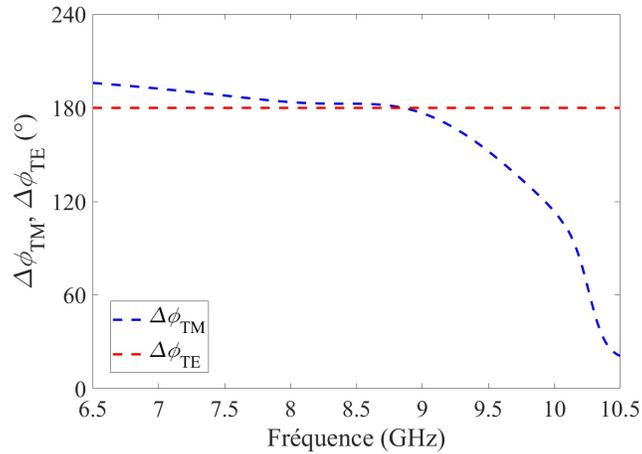


Figure 130 : Différence de phase en transmission entre les ports TM+, TM- (Figure 128(b)) et le port de Floquet TM pour un dépointage de 60°.

Le gain de l'antenne réseau peut être évalué en observant la transmission d'énergie entre les ports antennaires de la cellule et le port de Floquet. Cette transmission, dans notre cas, est calculée selon les équations suivantes :

$$\Delta_{\text{TM}} = \frac{1}{\sqrt{2}} [S(\text{TM}^+, \text{TM}) - S(\text{TM}^-, \text{TM})] \quad (35)$$

$$\Delta_{\text{TE}} = \frac{1}{\sqrt{2}} [S(\text{TE}^+, \text{TM}) - S(\text{TE}^-, \text{TM})] \quad (36)$$

La Figure 131 montre ces transmissions normalisées, à 0 et 60°, sur le TE et le TM.

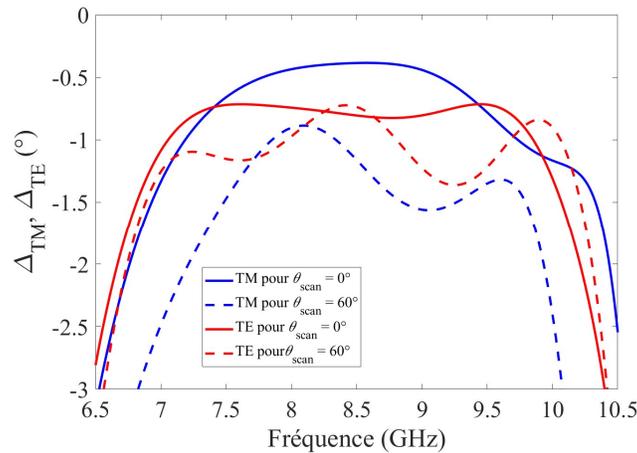


Figure 131 : Transmission normalisée entre les ports antennaires et le mode de Floquet correspondant.

Pour $\theta_{\text{scan}} = 0^\circ$, la transmission normalisée sur le TM est limitée à -0.4 dB, tout en gardant une très bonne adaptation (Figure 129). Cette valeur correspond aux pertes d'insertion des ports microstrips TM+, TM- vers les ports striplines correspondants 1+, 2+ et 1-, 2- (diviseur de Wilkinson et transition microstrip-stripline). La transmission du TE est en moyenne située -0,3 dB en dessous de celle du TM. Cette différence provient des chemins d'accès supplémentaires de TE+ et TE- qui contournent la maille avant d'alimenter leurs striplines correspondantes.

Pour un dépointage $\theta_{\text{scan}} = 60^\circ$, la transmission du TE est plus faible qu'à 0° en raison d'un coefficient de réflexion légèrement dégradé. Cependant, sur le TM, la différence de transmission entre 0° et 60° est trop grande et ne peut être imputée seulement à une désadaptation. Il est alors nécessaire de prendre en compte la perte d'énergie due à l'apparition du mode commun (cf Figure 130), plus importante en haute fréquence.

2. Validation expérimentale

a. Présentation du réseau

Cette section a pour objectif de confirmer les résultats obtenus en simulation par la mesure. Idéalement, la solution développée a vocation à être pilotée par des T/R modules actifs, intégrés au sein d'un MMIC dans la maille du réseau, derrière les éléments rayonnants (et au plus proche). Lesdits modules actifs nécessitent un développement spécifique, qui sort du cadre de ces travaux. En lieu et place des composants intégrés, la démonstration s'appuierait donc sur des composants discrets, comme ce qui a été réalisé en bande S au chapitre II (cf. fiche de synthèse à la fin du manuscrit de la CBP et 8DPA). Ceux-ci étant proportionnellement beaucoup plus volumineux en bande X, il n'est pas possible de les intégrer directement dans la maille antennaire. Le choix a donc été fait de ne mesurer qu'une rangée de 5x1 éléments rayonnants passifs, comme montré sur la Figure 132. L'adéquation simulation/mesure validera l'intérêt du SPFD en réseau et augmentera le degré de confiance dans la fabrication de ce type de structure dans un réseau beaucoup plus grand.

La Figure 132 montre la face avant et la face arrière du démonstrateur. Sur la Figure 132(b), chaque accès différentiel (TE^+ , TE^-) et (TM^+ , TM^-) est alimenté par un rat-race, chargé par une résistance 50Ω . Ce rat-race est alimenté par un connecteur SMA (non soudé sur la photographie) situé sur les ports ($TE1$, $TE2$, ...) et ($TM1$, $TM2$, ...). La numérotation précédente correspond au numéro de la cellule au sein du réseau.

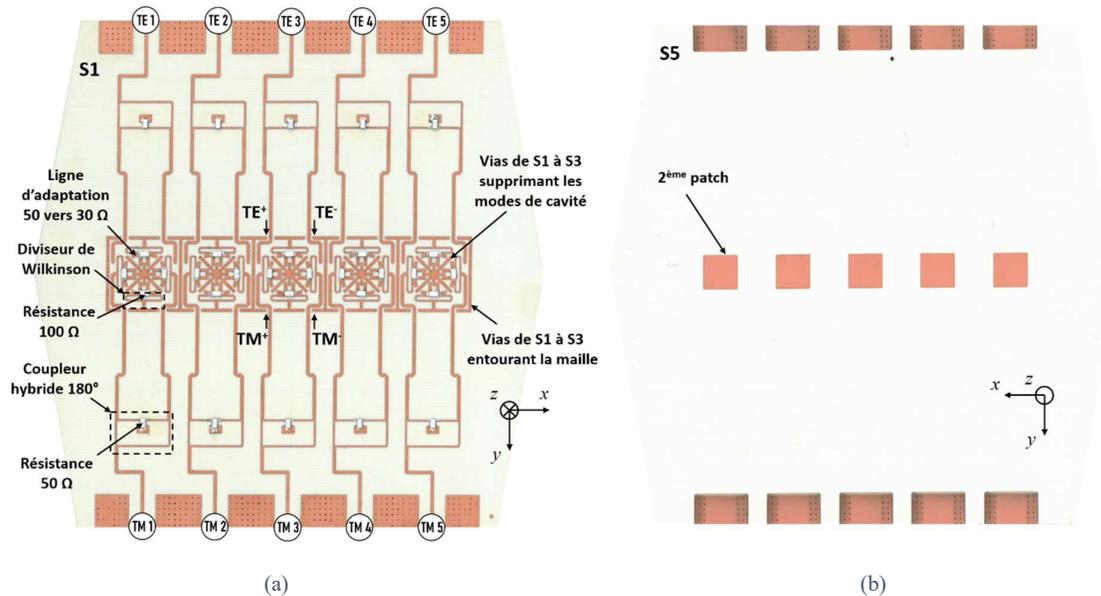


Figure 132 : Photographie du sous-réseau 5x1 optimisé en réseau infini : (a) face arrière (S1), face avant (S5).

Les résistances soudées sont les mêmes que celles utilisées au chapitre III, en raison de leurs performances jusqu'à 10 GHz (référence : FC0603). Le port central 3 étant le plus environné, les mesures se concentreront sur lui.

b. Mesures

La mesure du coefficient de réflexion actif (CRA) en TE et TM de l'élément central se fait à l'aide de l'équation (26). La Figure 133 montre le CRA du port TM3 représentant la polarisation TM de cet élément central, pour un dépointage de 0 et 60°. Il est à noter que la simulation prend en compte les épaisseurs mesurées de chacun des substrats et pre-preg (rétro-simulation).

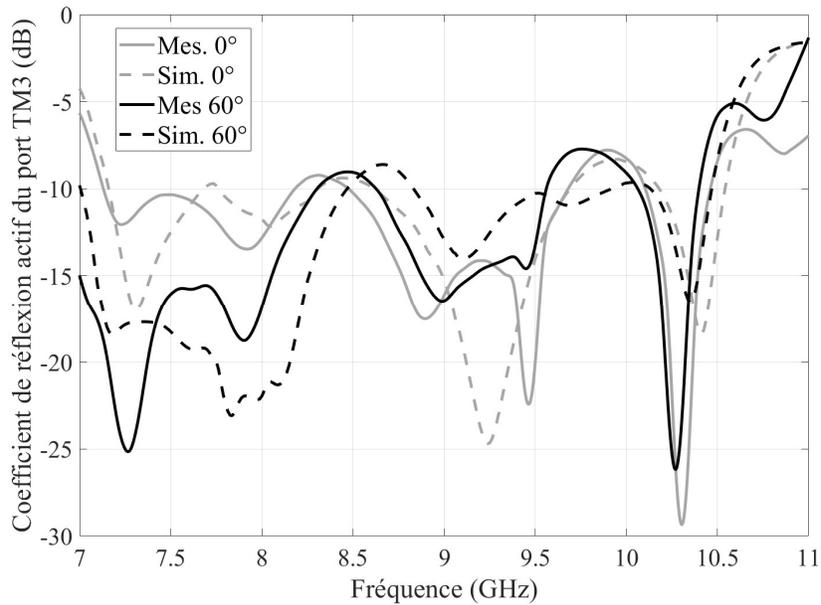


Figure 133 : Coefficient de réflexion actif du port TM3 à 0 et 60° de dépointage.

Malgré de légers ressauts du coefficient de réflexion actif autour de 8,5 et 9,7 GHz, une bonne corrélation simulation/mesure est observée. Les différences constatées peuvent être dues à une incertitude sur la permittivité des matériaux, des imprécisions de gravure, ou encore à d'éventuelles torsion des câbles de mesure.

En effet, afin de mesurer les transmissions entre le port central et ses voisins, il a été nécessaire de modifier la position du second port du VNA (le premier port restant connecté à la cellule centrale) en fonction de la transmission mesurée. En d'autres termes, la torsion du câble est légèrement différente entre le port TM2 et le port TM5. Cette différence n'est pas prise en compte par la calibration et peut potentiellement créer une incertitude en phase qui est par conséquent délétère dans le calcul du coefficient de réflexion actif.

Quant au CRA du port TE3, celui-ci ne répond pas aux exigences en bande passante, même en simulation : il ne sera donc pas montré. Il s'avère que pour la polarisation TE, le réseau 5x1 ne présente que des cellules de bord. On s'attend donc à ce que le CRA actif résultant soit très différent de la simulation en réseau 2D infini. En revanche, du point de vue de la polarisation TM, l'élément central du réseau est environné par 2 cellules de bord de part et d'autre, qui permettent d'amortir – en quelque sorte – les artefacts liés à l'aspect fini du réseau.

Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement environnés provenant du port TM3 sont montrés sur la Figure 103, sur trois fréquences et dans le plan H.

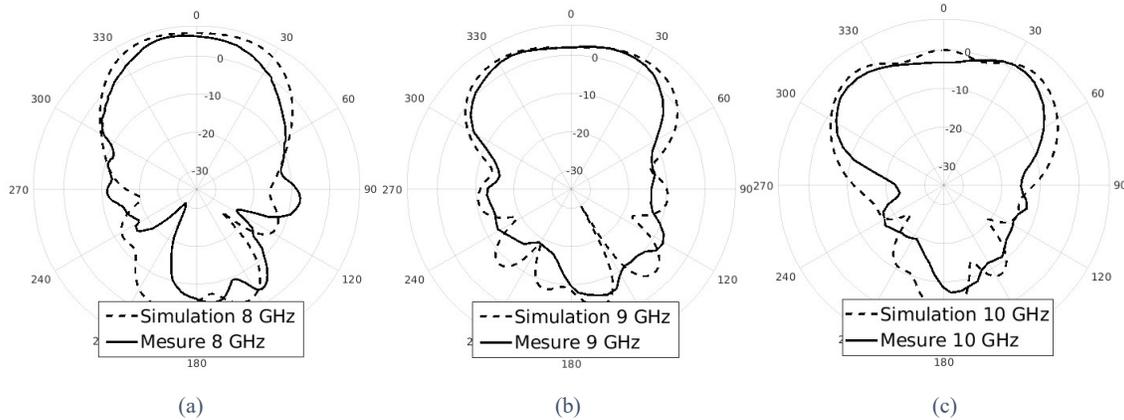


Figure 134 : Diagrammes de rayonnement environnés dans le plan H de l'élément central (port TM3) : (a) 8 GHz, (b) 9 GHz, (c) 10 GHz.

Une bonne corrélation simulation/mesure est observée, en particulier sur le demi-lobes supérieur. Une distorsion du rayonnement en simulation est observée à 10 GHz. Ce phénomène de diffraction est aussi observé sur le SPFD en élément rayonnant seul autour de cette bande de fréquence (cf. chapitre III).

Malheureusement, le diagramme de rayonnement résultant de l'excitation simultanée des cinq ports ne peut pas être mesuré facilement. Cela nécessite, en plus de la mesure en amplitude, une mesure en phase du diagramme de rayonnement environné de chaque source. Le même type de calcul que celui du coefficient de réflexion actif - par pondération de chaque diagramme unitaire par un coefficient de phase - permettrait alors de reconstruire le diagramme du réseau selon tous les dépointages. Toutefois, au regard de la Figure 103, la mesure confrontée à la simulation permet de valider une partie du rayonnement du réseau.

c. Conclusion

La fabricabilité de la structure ainsi qu'une partie de ses performances ont été démontrées, notamment grâce à la bonne corrélation simulation/mesure. Bien que les performances de cette antenne en termes de bande passante soient bonnes, elle possède plusieurs inconvénients.

Le premier est l'apparition du mode commun. Même si son impact peut être réduit en minimisant la translation de la fente, des pertes relativement significatives sont à prévoir (~ -0.4 dB selon la Figure 125).

Le deuxième inconvénient a déjà été résumé dans le Tableau 17, dont une partie est visible à nouveau ci-dessous : l'interconnexion puce-antenne du SPFD est évaluée comme moyenne (cf. Chapitre III, Partie II.3).

Pour ces deux raisons, la solution de patches excités par des fentes décentrées n'est pas la plus optimale. A l'inverse, la solution de patches excités par des fentes centrées (SPFC) semble satisfaire à tous les critères et est donc une candidate de choix pour être également étudiée en réseau.

Chapitre IV : Implémentation d'antennes multiports dans un réseau

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Empilement de patchs (SFPD)	Fentes décentrées	8	9,1 / 29 %	90 %	Peu excentrés	Nécessaire
Empilement de patchs (SPFC)	Fentes centrées	8	9,2 / 27 %	96 %	Très excentrés	Non nécessaire

Code couleur : satisfaisant, moyen, faible.

Partie IV : Implémentation du SPFC en réseau

Cette partie se consacre à l'optimisation du précédent SPFC (fentes centrées) au sein d'un réseau. A l'instar de la partie précédente, le but final sera de fabriquer un sous-réseau linéaire.

1. Optimisation en réseau infini et choix de l'empilement

La Figure 135 présente la cellule unitaire à l'étude. Le substrat S1 n'est pour l'instant pas inclus dans la simulation et le sera seulement lors de la conception du démonstrateur. L'objectif est ici d'atteindre une bande passante allant de 8,5 à 10,5 GHz (contre 8-10 GHz pour le SPFD) et pour un dépointage allant de 0 à 60°. D'autre part, la taille de la maille est choisie 8 % plus grande que sur le SPFD.

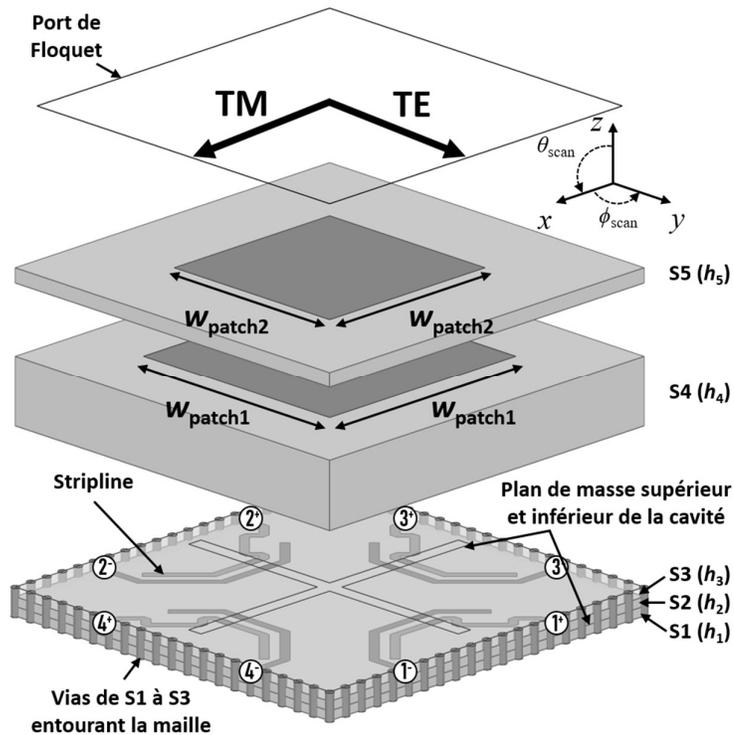


Figure 135 : Cellule unitaire du SPFC optimisée en réseau infini.

La contrainte sur la taille de la maille fait cette fois apparaître une direction aveugle au sein de la bande lorsque l'empilement est à nouveau constitué entièrement de Rogers 4350. L'apparition de ce phénomène, arrivant en haut de bande, est d'autant plus marquée que la bande passante spécifiée est décalée de 0,5 GHz par rapport au démonstrateur précédent.

La constante diélectrique des matériaux ayant un fort impact sur l'apparition – ou non – d'une direction aveugle dans la bande de fréquence visée, le substrat le plus épais (S4) est maintenant simulé comme de l'air ($\epsilon_r = 1$). Les autres substrats sont quant à eux simulés comme du CLTE de Rogers. Ce dernier a pour avantage d'avoir une permittivité réduite (3 vs 3,6 pour du Rogers 4350) tout en gardant un degré de fabricabilité élevé (à l'inverse du 5880 de Rogers qui présente une forte anisotropie dans ses coefficients d'expansion thermique). Ces deux

changements de substrat permettent de repousser la direction aveugle bien au-dessus de 10,5 GHz.

Cependant, le choix d'un substrat à base d'air impose que son épaisseur soit plus élevée (inversement proportionnelle à sa permittivité). Les ondes de surface, proportionnelles à l'épaisseur du substrat, seront alors d'autant plus excitées, ce qui accentue le couplage entre les éléments. Afin d'éviter cet effet, les vias entourant la maille peuvent être prolongés jusqu'à S4 ce qui annulera la propagation de ces ondes dans ce substrat.

Cette affirmation est corroborée par la Figure 136 où l'on compare les différents coefficients de réflexion des deux modes de Floquet lorsque les vias sont remontés jusqu'à S4 (Figure 136 (a)) ou seulement jusqu'à S3 (Figure 136 (b)). On parlera alors, respectivement, de blindage fort et faible. L'effet du blindage n'est pas marqué dans l'axe ($\theta_{scan} = 0^\circ$), là où le couplage a le moins d'impact. En revanche, une nette augmentation du coefficient de réflexion du TM à 60° apparaît avec un blindage faible (courbe bleue en pointillé sur la Figure 136 (b)). Le TE n'est lui que très peu affecté par la profondeur de ce blindage.

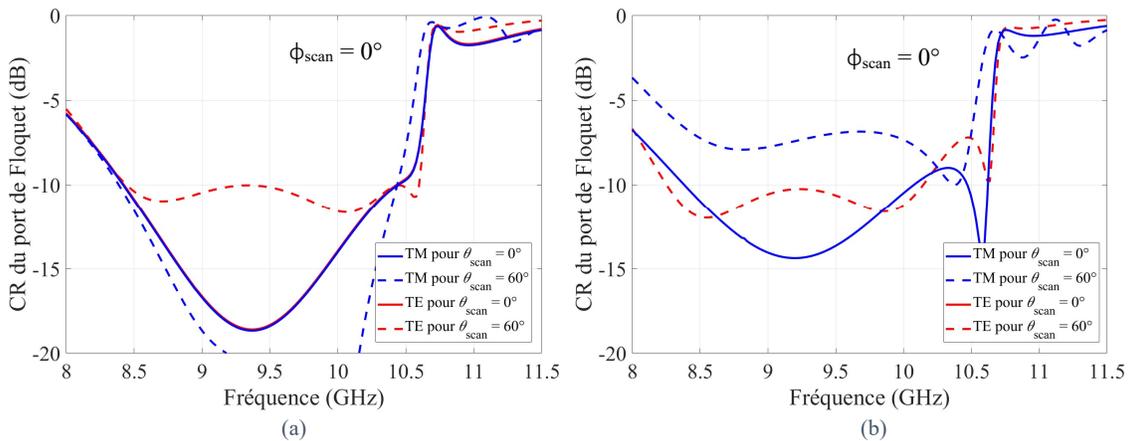


Figure 136 : Coefficient de réflexion des modes de Floquet à 0 et 60° de dépointage et $\phi_{scan} = 0^\circ$: (a) blindage jusqu'à S4 et (b) blindage jusqu'à S3. Les deux courbes en trait plein coïncident naturellement puisque $\theta_{scan} = 0^\circ$.

Avec un faible blindage, les écarts importants du TM en fonction du dépointage compliquent le processus d'optimisation en bande passante. Ainsi, la solution la plus fortement blindée (Figure 136 (a)) est choisie pour atteindre la bande de 8,5 à 10,5 GHz de 0 à 60° de dépointage. Sur la Figure 136, la direction aveugle mise en évidence a été repoussée au-delà de 11 GHz grâce aux deux choix de substrats. Il convient de noter que cette direction aveugle est à différencier de la brusque remontée du coefficient de réflexion autour de 10,6 GHz, indépendamment du blindage et du dépointage. Cette remontée arrive systématiquement lorsque les courants de surface des deux patches sont en opposition de phase, caractérisant alors la limite supérieure de la bande passante [TAR1998].

La direction aveugle précédente, située plus loin autour de 11 GHz, est visible sur la Figure 137, où est affichée la transmission normalisée des ports antennaires vers les modes de Floquet correspondants.

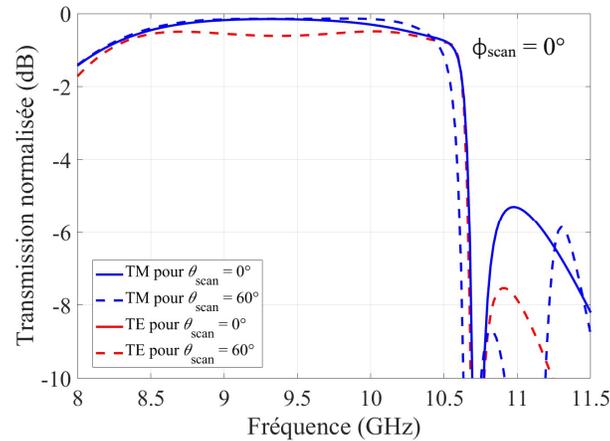


Figure 137 : Transmission normalisée entre les ports antennaires et les modes de Floquet correspondants. Les deux courbes en trait plein coïncident naturellement puisque $\theta_{scan} = 0^\circ$.

Cette transmission est évaluée à l'aide d'équations analogues à (35) et (36). Au sein de la bande, sa valeur minimale est simulée à $-0,7$ dB sur le TE à 60° . En retranchant les pertes par désadaptation, les pertes de substrat et de conductivité sont très faibles ($\sim 0,2$ dB).

Sachant que les résultats sont identiques pour ϕ_{scan} égal à 0° ou 90° (iso-maille : $d_1 = d_2 = d$), l'optimisation est également valable dans le plan cardinal ($\phi_{scan} = 45^\circ$) comme le montre la Figure 138, malgré une légère remontée du coefficient de réflexion sur le TE. Il convient de noter que la direction aveugle survient plus haut en fréquence dans le plan cardinal.

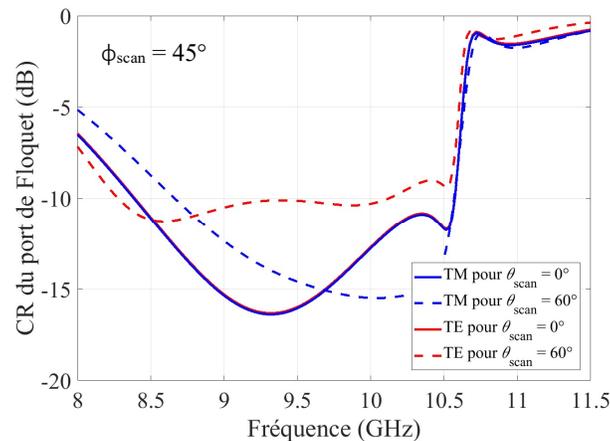


Figure 138 : Coefficient de réflexion des modes de Floquet à 0 et 60° de dépointage et $\phi_{scan} = 45^\circ$, avec un blindage fort.

Pour résumer, les bonnes performances simulées du SPFD en réseau infini sont atteintes grâce :

- à l'utilisation d'un substrat à base d'air (S4) afin de repousser la direction aveugle en haute fréquence.
- à la sélection d'un matériau à faible permittivité diélectrique ($\epsilon_r = 3$) dans le but de repousser davantage cette direction aveugle.
- au blindage de S4 pour réduire le couplage entre les éléments.

Une illustration finale de la structure fortement blindée est présentée sur la Figure 139.

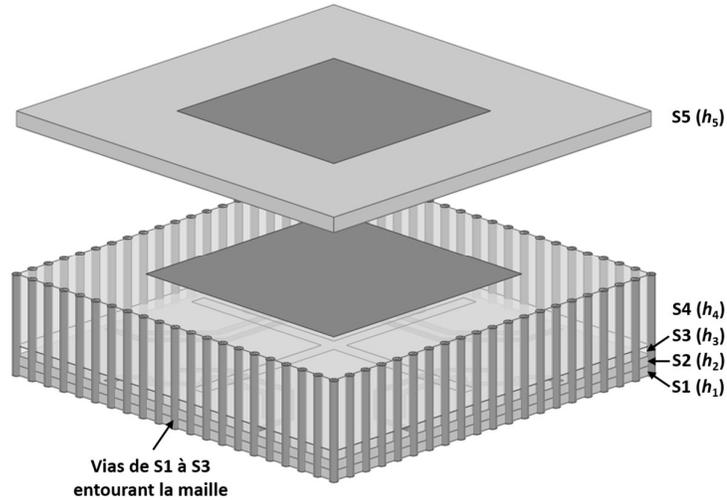


Figure 139 : Empilement final étudié où les vias entourant la cellule remontent jusqu'à S4.

Les paramètres géométriques de la structure optimisée sont reportés au Tableau 20 (cf. Figure 105 du chapitre III pour le référencement des annotations).

Tableau 20 : Paramètres géométriques optimisés du démonstrateur SPFC huit ports en réseau infini (en mm).

w_{patch1}	8,5	l_{stub1}	3
w_{patch2}	7,1	l_{stub2}	3
l_{slot}	12,3	w_{cavity}	14,3
w_{slot}	0,6	h_2	0,25
d_{feed}	2,8	h_3	0,25
d_{gap}	0,36	h_4	2,6
w_{feed}	0,3	h_5	0,6

2. Validation expérimentale

a. Présentation du démonstrateur

A l'instar de la partie précédente, le but est ici de fabriquer un sous réseau linéaire de cinq éléments basés sur le SPFC en réseau infini que l'on vient d'étudier. Cependant, puisque les mesures précédentes des ports du TE n'ont pas été concluantes, seuls les ports du TM seront ici excités. Ce choix simplifiera le PCB ainsi que la mesure.

Dans un premier temps, la cellule précédemment optimisée en réseau infini a été légèrement ré-optimisée dans une configuration de réseau linéaire 5x1, de façon à obtenir à nouveau la bande passante recherchée de 0 à 60° de dépointage sur l'élément central.

Toutefois, pour des raisons de délai d'approvisionnement, le substrat CLTE a été remplacé par du Rogers 4350 afin de fabriquer le démonstrateur (S4 étant toujours de l'air, sa réalisation est explicitée ultérieurement). Ce seul remplacement de substrat fait subitement apparaître une direction aveugle dans la bande et contraint alors de redéfinir la bande passante du démonstrateur entre 8 et 10 GHz (contre 8.5GHz à 10.5GHz précédemment). Une nouvelle optimisation du réseau linéaire, désormais constitué de Rogers 4350, a été réalisée directement en réseau fini. Cette optimisation est portée sur le réseau mis en avant sur la Figure 140.

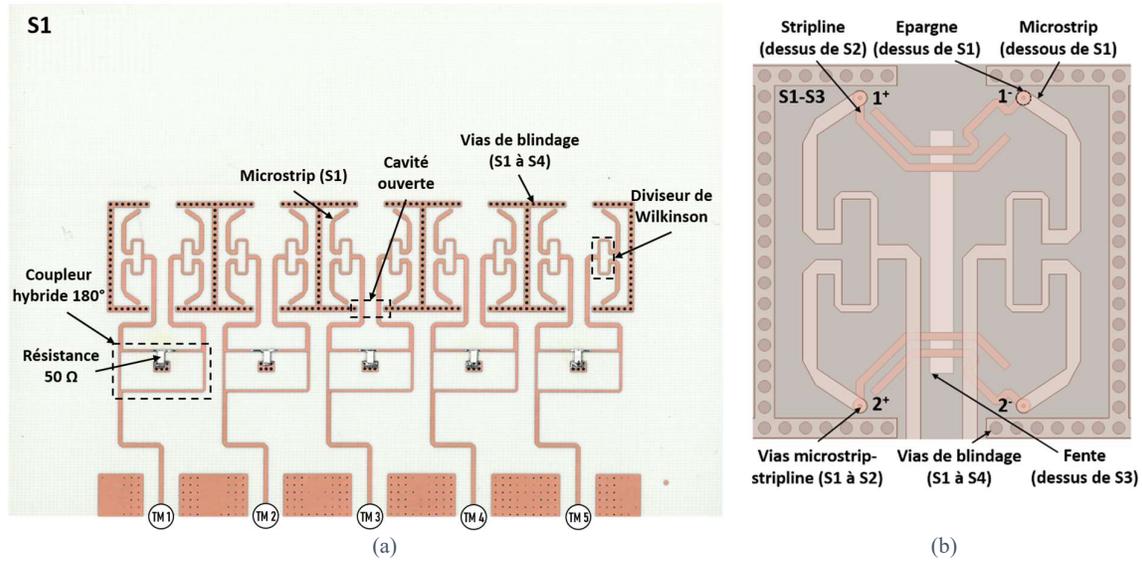


Figure 140 : (a) Photographie de la face arrière du réseau linéaire basé sur le SPFC et (b) illustration de la transition microstrip-stripline au sein de la cavité.

La Figure 140 (a) montre la face arrière (S1) du démonstrateur. Les quatre ports de chaque cellule sont alimentés en phase et en amplitude par deux diviseurs de Wilkinson combinés en amont par un coupleur hybride 180° (rat-race). La Figure 140 (b) permet de mieux comprendre l'interconnexion microstrip-stripline.

Idéalement, afin de coller le plus à une implémentation MMIC-antenne, les paires différentielles (1+, 1-) et (2+, 2-) devraient être alimentées par deux coupleurs hybrides 180° avec un seul diviseur de Wilkinson en amont. Toutefois, la solution proposée sur la Figure 140 (b) permet de simplifier le routage. Afin de laisser passer les lignes microstrips (S1) à l'intérieur de la maille, la cavité a été ouverte de part et d'autre afin de conserver une symétrie horizontale.

La particularité de cet empilement provient du substrat S4 qui est simulé comme de l'air. Pour parvenir au même résultat, un substrat FR4 a été évidé afin de créer des cavités d'air faisant la taille de chaque cellule. Seule une tranche de 1,6 mm est laissée entre chaque maille afin de percer et de métalliser les vias allant de S1 à S4. Ce substrat est assemblé aux autres à l'aide de pre-preg spéciaux qui ne fluent que très peu dans la cavité d'air, contrairement à un pre-preg standard.

Les paramètres géométriques de la structure optimisée, maintenant constituée de Rogers 4350, sont reportés au Tableau 21 (cf. Figure 105 du chapitre III pour le référencement des annotations).

Tableau 21 : Paramètres géométriques optimisés du SPFC constitué de Rogers 4350 en réseau linéaire (en mm).

w_{patch1}	7	l_{stub1}	3
w_{patch2}	5,45	l_{stub2}	3
l_{slot}	9,9	w_{cavity}	14,3
w_{slot}	0,9	h_1	0,25
d_{feed}	3	h_2, h_3	0,25
d_{gap}	0,36	h_4	2,4
w_{feed}	0,3	h_5	1,5

b. Coefficient de réflexion actif

La Figure 141 montre la bonne corrélation entre simulation et mesure du coefficient de réflexion actif du port TM3 pour un dépointage de 0 et 60°. La bande passante à -10 dB mesurée atteint 27 %, allant de 7.8 à 10 GHz. En outre, en raison de la similitude de cette mesure entre 0° et 60° de dépointage, l'effet du blindage des cavités est confirmé.

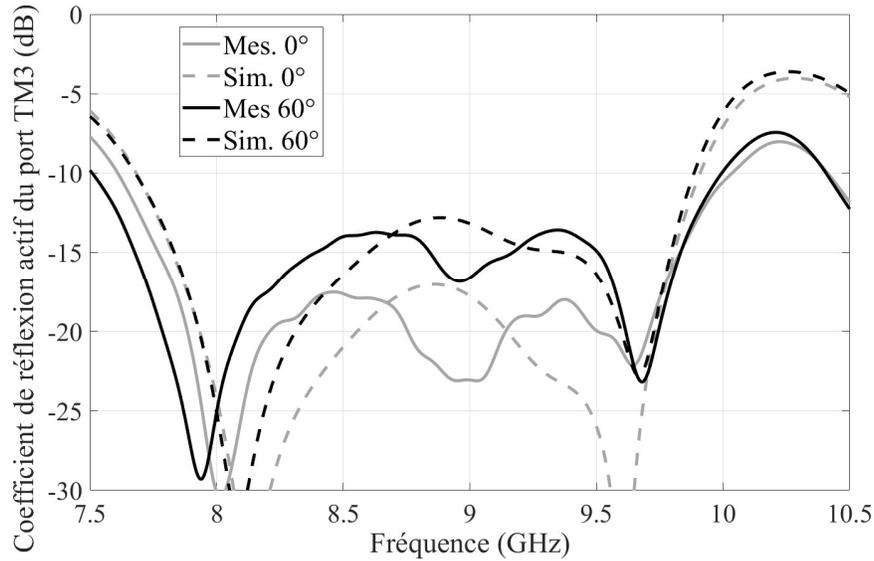
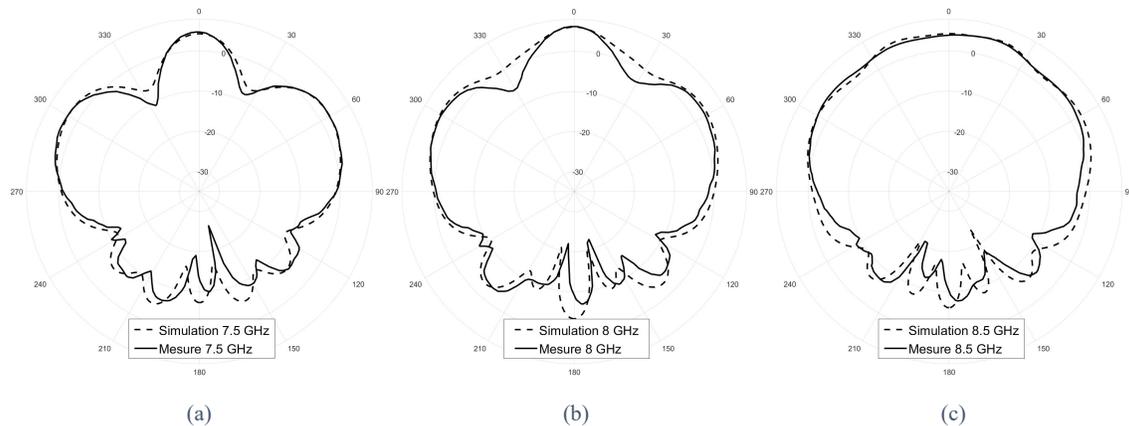


Figure 141 : Simulation vs mesure en coefficient de réflexion actif du port TM3 à 0 et 60° de dépointage.

c. Diagrammes de rayonnement

Comme dans la partie précédente, seuls les diagrammes de rayonnement environnés du port 3 ont été mesurés. La Figure 142 et la Figure 150 mettent en avant ces diagrammes dans les plans E et H, respectivement, avec un pas fréquentiel de 500 MHz.



Chapitre IV : Implémentation d'antennes multiports dans un réseau

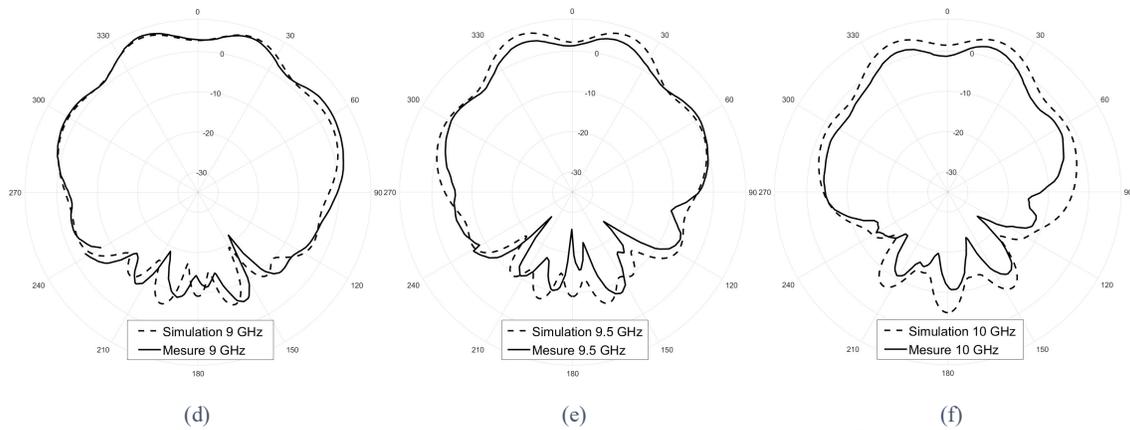


Figure 142 : Diagrammes de rayonnement environnés dans le plan E de l'élément central (port TM3) : (a) 7,5 GHz, (b) 8 GHz, (c) 8,5 GHz, (d) 9 GHz, (e) 9,5 GHz, (f) 10 GHz.

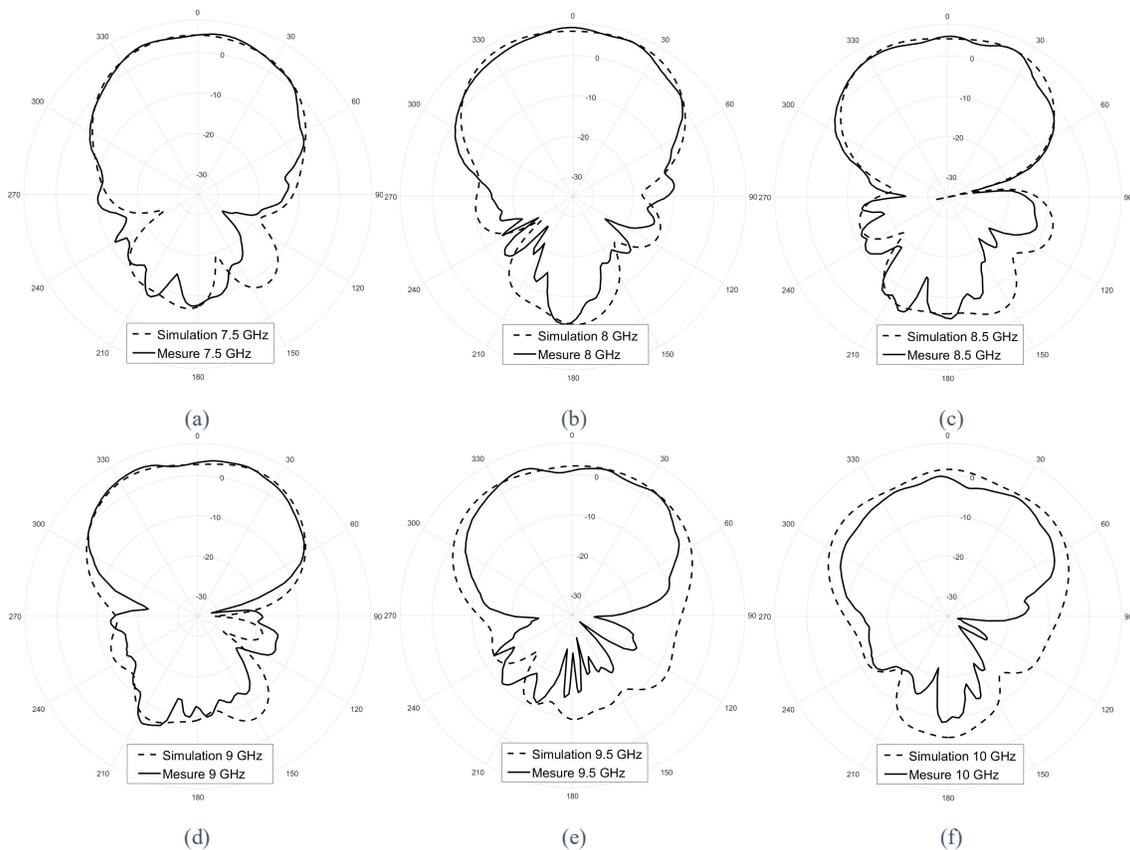


Figure 143 : Diagrammes de rayonnement environnés dans le plan H de l'élément central (port TM3) : (a) 7,5 GHz, (b) 8 GHz, (c) 8,5 GHz, (d) 9 GHz, (e) 9,5 GHz, (f) 10 GHz.

Une très bonne corrélation simulation/mesure est obtenue dans les deux plans, en particulier de 7,5 à 9,5 GHz. Comparé au plan H, les diagrammes du plan E sont très déformés en raison de la présence des cellules adjacentes à l'élément mesuré, présentes uniquement dans ce plan. Certaines différences apparaissent à 10 GHz et sont probablement dues à une incertitude dans le gain de l'antenne de référence.

d. Conclusion

La bonne adéquation simulation/mesure permet de valider les performances en bande passante de la structure, mais aussi de confirmer la fabricabilité d'une structure fortement blindée avec l'utilisation d'un substrat évidé. Ce dernier point étant possiblement un verrou, cette maquette permet d'apporter un degré de confiance vis-à-vis de l'empilement utilisé.

Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, la structure d'un empilement de patchs à fentes décentrées (SPFD) a d'abord été étudiée en réseau infini. Il y apparaît un mode commun, présent sur l'excitation différentielle entre les deux fentes, qui dégrade les performances de l'antenne. Se produisant uniquement sur le TM et lors d'un dépointage, ce mode commun est d'autant plus présent sur la structure « cavity-backed » (CBP) présentée au chapitre II.

Une solution consistant à rejeter le mode commun permet d'éviter la dégradation des performances de l'antenne en réseau. Un mécanisme très similaire à celui présenté sur le 8DPA du chapitre II apparaît alors : une interconnexion non maîtrisée derrière chaque port peut alors décaler la fréquence de résonance et dégrader drastiquement l'efficacité de l'antenne.

La deuxième solution, unique au SPFD consiste à limiter l'apparition du mode commun en minimisant le plus possible la translation des fentes. De par sa simplicité, cette solution a alors été optimisée en réseau infini, permettant d'atteindre une bande passante de 7,5 à 10 GHz de 0 et 60° de dépointage, que ce soit sur le TE et TM. Un sous-réseau linéaire à partir de cette structure a permis de valider les performances en réseau, notamment sur le TM.

La solution la plus industrialisable, à savoir le SPFC (cf. conclusion du chapitre III), a aussi été optimisée en réseau infini, de 8,5 à 10,5 GHz. Un sous réseau linéaire a permis de démontrer une partie de ses performances en bande passante, mais aussi la fabricabilité de son empilement. A l'inverse des structures précédentes, aucune apparition de mode commun n'est observée ici. Cet avantage, combiné avec de bonnes performances en bande passante et en efficacité ainsi qu'une très bonne co-intégration avec le MMIC (cf. chapitre III), permet de souligner l'intérêt particulier de la structure parmi les autres.

Le tableau suivant permet de synthétiser les performances et avantages des trois structures au sein d'un réseau AESA.

Tableau 22: Récapitulatif global des performances en réseau infini.

Topologie	Taille de maille (mm)	Apparition de mode commun	Fréq / BW (GHz / %)	Interconnexion puce-antenne	
				Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Cavity-backed (CBP)	13.3	Sévère	N.A	Excentrés	Nécessaire
Stack de patchs (SFPD)	13.3	Potentiellement modérée	[7,5 - 10] / 28 %	Peu excentrés	Nécessaire
Stack de patchs (SPFC)	14.3	Non	[8,5 - 10,5] / 21 %	Très excentrés	Non nécessaire

Code couleur : satisfaisant, moyen, faible.

Références

- [AYI2019] A. Ayissi Manga, "Techniques de maîtrise des phénomènes de couplage dans les antennes réseaux imprimées à balayage électronique : application à la réduction des directions aveugles", thèse à l'Université de Bretagne Loire, 2019.
- [BAL2005] C.A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [RAM2001] G. Ramesh, B. Prakah, and I. Apisak, Microstrip Antenna Design Handbook, The Artech House Antennas and Propagation Library, Artech House, 2001.
- [BHA2006] A. K. Bhattacharyya, Phased Array Antennas : Floquet Analysis, BFNs, and Active Array Systems, Microwave and Optical Engineering, John Wiley & Sons, 2006.
- [SUW2011] M. M. Bait-Suwailam, "Metamaterials for decoupling antennas and electromagnetic systems", thèse à l'Université de Waterloo (Ontario, Canada), 2011.
- [ULI2016] P. R. Ulibarri, "Experimental demonstration of metamaterials application for mitigating scan blindness in phased array antennas", EPJ Appl. Metamat, 3(9), 2016.

Conclusion générale

1. Résultats importants

Comme nous l'avons souligné au chapitre I, la combinaison de puissance antennaire sur PCB n'en était qu'à ses débuts. Limitée à quatre ports dans la bibliographie, nous avons pu démontrer qu'il était possible d'atteindre huit, voire 16 ports.

En effet, au chapitre II, deux structures d'antennes multiports alimentées par via ont été proposées. La première, qui consiste en un patch seul alimenté par huit brins excentrés (8DPA), a montré une PIRE augmentée de +8,3 dB par rapport à son homologue monoport. Cependant, un couplage entre le mode différentiel d'une polarisation et le mode commun de l'autre polarisation orthogonale rend la structure extrêmement sensible aux interconnexions entre un éventuel MMIC et les ports de l'antenne.

La deuxième structure, basée sur les modes secondaires d'une cavité (CBP), permet théoriquement d'accueillir une infinité de ports. Un démonstrateur 16 ports en bande S a montré une augmentation de la PIRE de +9,3 dB par rapport à sa version 2 ports. Bien que cette antenne atteigne une largeur de bande satisfaisante ($\sim 25\%$), la position des ports différentiels (de part et d'autre de la maille) rend l'interconnexion MMIC-antenne difficile.

Dans un second temps, au chapitre III, deux autres structures d'antennes multiports, cette fois alimentées par fente, ont été mises en avant. La première est basée sur un patch alimenté par des fentes décentrées (SPFD). Un prototype actif en bande S a permis de démontrer le principe de combinaison de puissance antennaire sur une seule polarisation et à l'aide de quatre ports. Sa faible bande passante a été corrigée par l'ajout d'un patch parasite, tandis que l'autre polarisation a été adressée afin d'obtenir une structure huit ports. Un démonstrateur passif en bande X a validé la large bande passante de l'antenne ($\sim 36\%$). Malheureusement, encore une fois, la position des points d'alimentation rend la structure assez défavorable à une interconnexion MMIC-antenne.

À l'inverse la seconde topologie, où les fentes sont cette fois centrées (SPFC), rend cette interconnexion beaucoup plus aisée. Son optimisation en simulation permet de valider une largeur de bande satisfaisante ainsi qu'une bonne efficacité.

La conclusion du chapitre III synthétise les avantages et les inconvénients de chacune des quatre topologies étudiées. L'antenne 8DPA est délaissée pour ses problèmes de mode commun tandis que les autres sont amenées à être étudiées en réseau.

Au chapitre IV, les trois structures SPFD, CBP et SPFC sont d'abord étudiées en réseau infini. L'apparition d'un mode commun, survenant seulement lors du dépointage et sur le TM, dégrade les performances des deux premières antennes tandis que ce phénomène n'est pas observé sur le SPFC. Cet avantage, combiné à une interconnexion MMIC-antenne plus aisée, fait de cette dernière la structure la plus intéressante dans le cadre d'une application AESA. La fabrication d'un sous-réseau en bande X a permis de vérifier sa largeur de bande, de 0 à 60° de dépointage, mais aussi sa fabricabilité.

En tirant parti de la haute intégrabilité du SiGe, la co-intégration du MMIC avec les antennes innovantes proposées dans cette thèse, en particulier la dernière, permettrait

d'augmenter de manière significative la puissance rayonnée, mais aussi de simplifier l'interconnexion entre l'antenne et la puce. Il convient toutefois de noter que les antennes proposées peuvent aussi être co-intégrées avec des MMIC III-V, même si la faible intégrabilité de ces technologies rend encore plus difficile l'interconnexion avec ces antennes, à moins que des applications en plus basses fréquences soient adressées.

2. Perspectives

a. Apparition du mode commun

Bien que la partie II du chapitre IV met en évidence l'apparition d'un mode commun lors d'un dépointage et ses conséquences sur certaines structures, elle n'explique pas pourquoi ce mode commun n'apparaît pas sur le SPFC en particulier. La cause racine de cette apparition doit alors être investiguée.

b. Evaluation de la solution par réjection du mode commun

L'apparition de ce mode commun peut être évitée en mettant en œuvre des réjecteurs de mode commun, soit au sein du MMIC, soit sur le PCB. Cependant, le même phénomène de sensibilité aux interconnexions, similaire au 8DPA du chapitre II, apparaît alors (décalage fréquentiel, perte d'efficacité). Une étude approfondie d'une interconnexion réelle (bonding, BGA, fan-out, etc..) permettrait de fixer définitivement l'intérêt du SPFD et de la CBP.

c. Evaluation de la modulation de charge « Load-Pull »

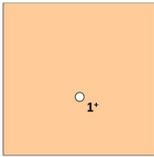
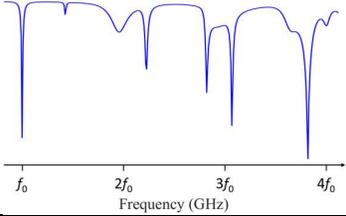
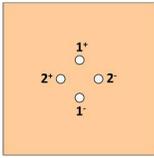
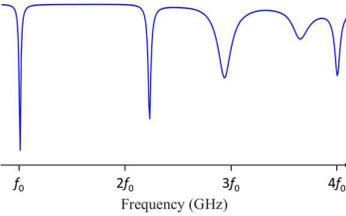
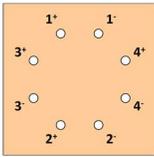
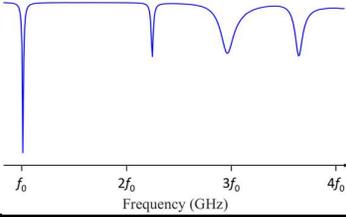
Les Figure 74, Figure 99, et Figure 107 mettent en avant les différentes transmissions entre les ports des antennes CBP, SPFD et SPFC, respectivement. De par la proximité de certains ports entre eux, ces transmissions peuvent être relativement élevées. Si elles contribuent fortement à l'adaptation – ou désadaptation – de chaque port, il est nécessaire d'évaluer l'impact de cette variation de charge sur les performances du LNA ou du HPA, voire sur leur potentielle détérioration. Cet effet doit d'autant plus être étudié qu'il s'ajoute à l'effet « Load-pull » dû aux couplages entre chaque cellule du réseau.

d. Propriétés intrinsèques de filtrage et d'amélioration de la polarisation croisée

Comme indiqué dans [HUA2022], l'alimentation d'un patch par vias à l'aide de quatre ports permet de filtrer certains modes d'ordre supérieur (TM_{20} , TM_{30} du patch par exemple). Cette propriété, dans une moindre mesure, est aussi présente sur le 8DPA. Le tableau suivant permet de comparer les différents modes filtrés entre le 8DPA, et d'autres structures.

Conclusion générale

Tableau 23 : Comparaison en filtrage modal de plusieurs structures d'alimentation d'un patch.

Topologie d'alimentation	Illustration	Réponse en fréquence	Modes supérieurs présents
Un port			<ul style="list-style-type: none"> TM₁₁ TM₂₀ TM₁₂ TM₂₂ TM₃₀ TM₃₂ TM₂₃ TM₄₀
Paire différentielle centrée bi-polarisation (4 ports)			<ul style="list-style-type: none"> TM₁₂ TM₃₀ TM₃₂ TM₄₀
Double paire différentielle décentrée bi-polarisation (8 ports)			<ul style="list-style-type: none"> TM₁₂ TM₃₀ TM₃₂

L'alimentation la plus défavorable en termes d'excitation modale, inhérente aux alimentations asymétriques, est la version 1 port, avec l'apparition de nombreux modes supérieurs. La version 8 ports (8DPA) filtre la plupart de ces modes et en filtre même un de plus (TM₄₀) que la version quatre ports, où les paires différentielles sont centrées. Cet avantage permettrait potentiellement de relâcher certaines contraintes sur la linéarité des amplificateurs, qui fait l'objet de nombreuses recherches actuellement.

D'autre part, il serait intéressant de mener ce même type d'étude sur chacune des autres structures présentées dans ce manuscrit afin de vérifier la présence de filtrage. Le cas échéant, l'antenne multiport remplacerait alors le filtre ajouté après l'amplificateur afin d'éviter d'émettre aux ordres supérieurs ($2f_0$, $3f_0$, etc..), conséquences de sa non linéarité.

Un autre avantage de la CPA, non étudié dans cette thèse, est sa capacité à symétriser l'élément et donc à réduire potentiellement les niveaux de polarisation croisée. Ceux-ci n'ont pas été entièrement mesurés sur les démonstrateurs proposés, car cela nécessite une installation de mesure dédiée. Il serait intéressant de compléter la mesure et d'affirmer - ou infirmer - la conjecture.

Fiche du 8DPA

Résumé

Patch seul alimenté par 8 vias où un couplage de mode commun apparaît.

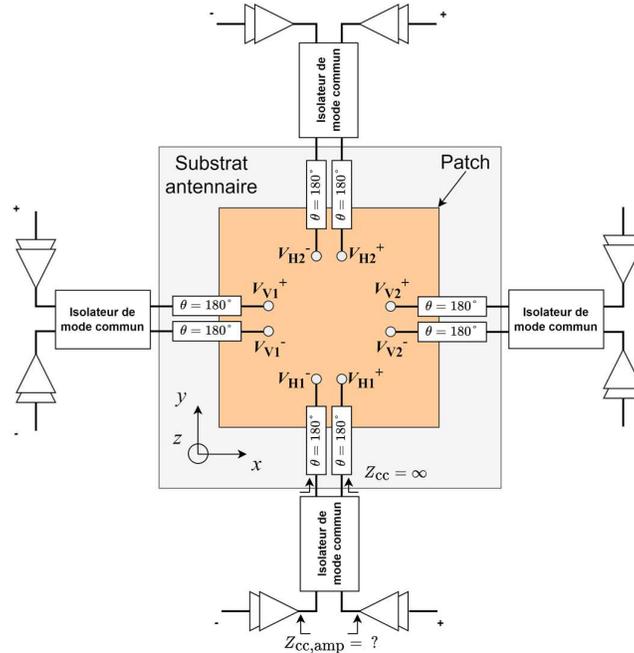


Figure 144 : Illustration de principe du 8DPA actif.

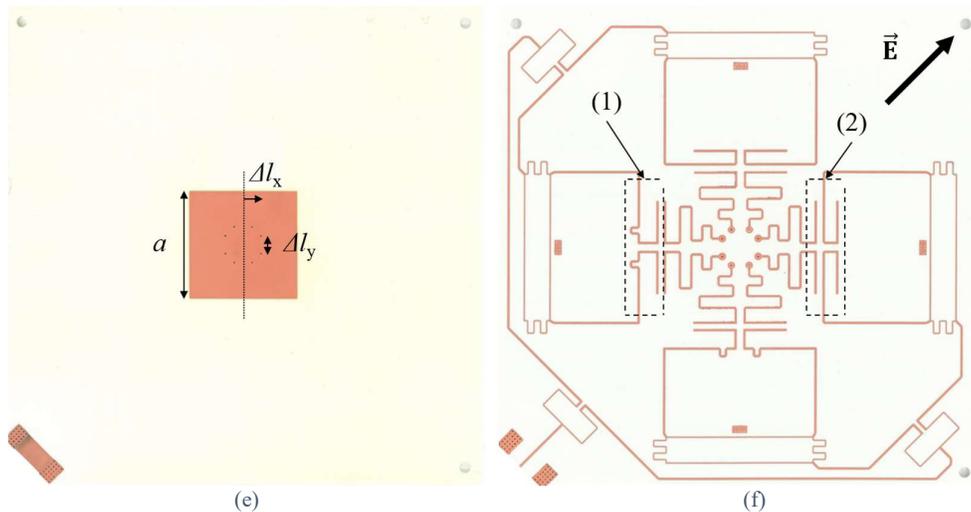


Figure 145 : Photographie du 8DPA : (a) face avant (patch) et (b) face arrière (circuit d'alimentation).

Tableau 24 : Récapitulatif des performances en élément rayonnant unitaire du 8DPA.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Patch seul	Vias	8	2,45 / 3 %	67 %	Modérément excentrés	Non nécessaire

*En considérant les circuits après l'amplificateur

Fiche de la CBP

Résumé
Cavité sur ses modes secondaires alimentant deux fentes orthogonales et où le nombre de ports est porté jusqu'à 16. Un patch parasite permet d'augmenter la bande passante.

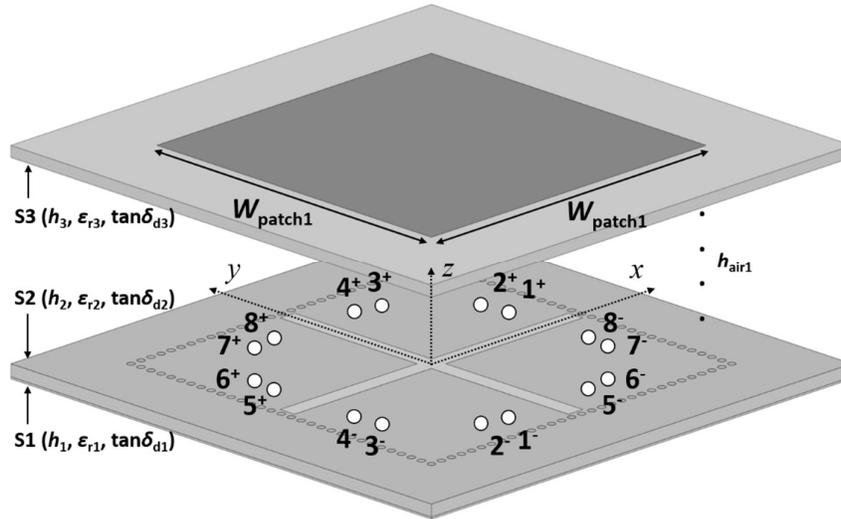


Figure 146 : Illustration de principe de la CBP 16 ports.

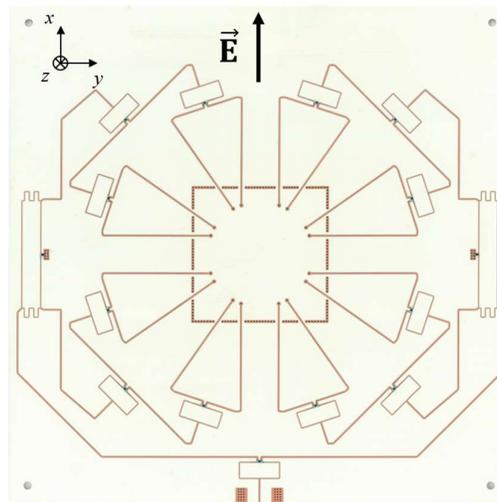


Figure 147 : Photographie arrière de la 16CBP.

Tableau 25: Récapitulatif des performances en élément rayonnant unitaire de la CBP.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité*	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Cavity-backed	Vias	16	2,45 / 25 %	95 %	Excentrés	Nécessaire

*Simulée au niveau des vias d'alimentation

Fiche du SPFD

Résumé
Empilement de patches alimentés par des fentes décentrées

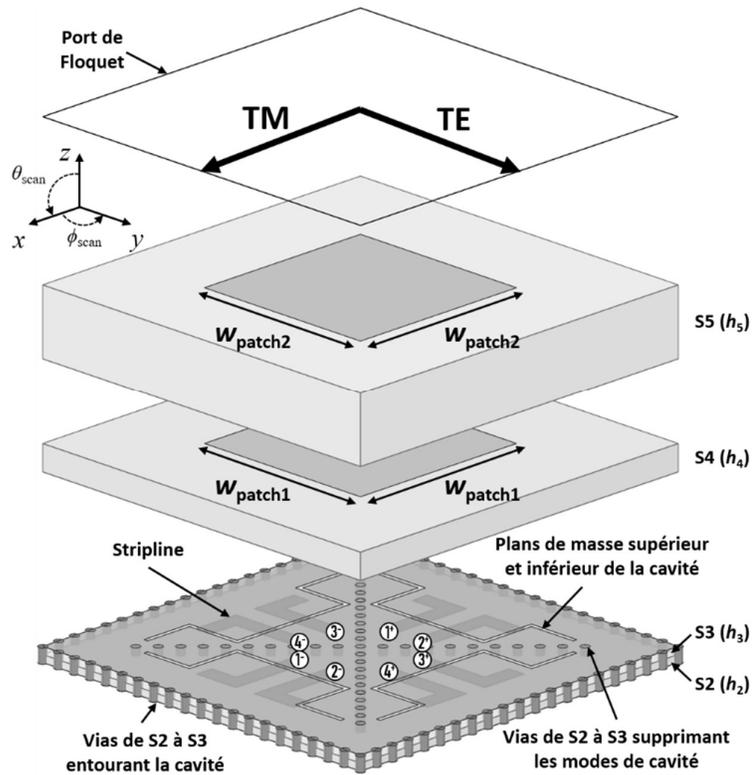


Figure 148 : Illustration de principe de la CBP 16 ports.

Tableau 26 : Récapitulatif des performances en élément rayonnant unitaire du SPFD.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Empilement de patches	Fentes décentrées	8	9,1 / 29 %	9 %	Peu excentrés	Nécessaire

Fiche du SPFC

Résumé
Empilement de patches alimentés par des fentes centrées

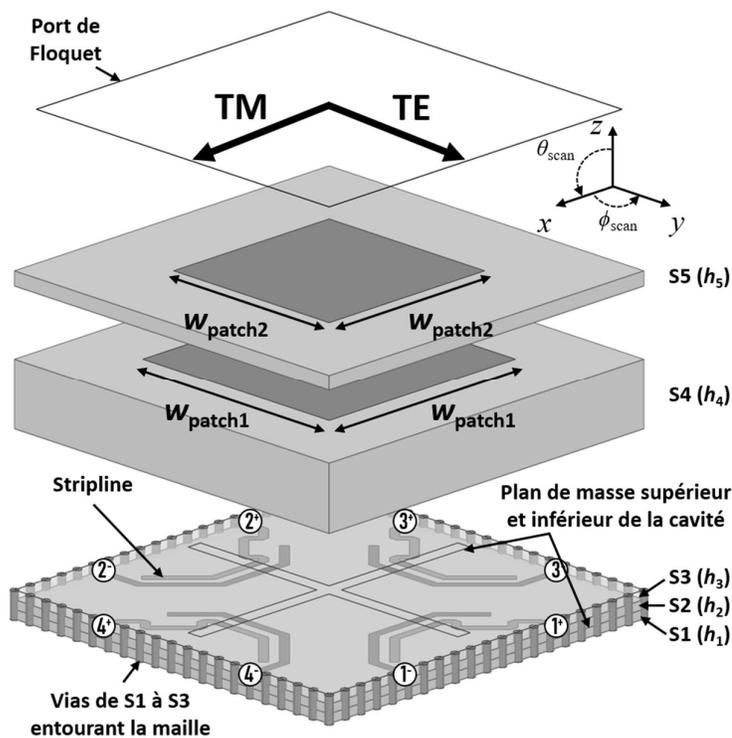


Figure 149 : Illustration de principe de la CBP 16 ports.

Tableau 27 : Récapitulatif des performances en élément rayonnant unitaire du SPFC.

Topologie	Type d'alimentation	Nombre de ports	Fréq / BW (GHz / %)	Efficacité	Interconnexion puce-antenne	
					Ports situés sur le pourtour	Croisement des paires différentielles
Empilement de patches	Fentes centrées	8	9,2 / 27 %	96 %	Très excentrés	Non nécessaire

Annexe

Bien que la CPA soit particulièrement intéressante en émission, l'intérêt existe aussi en réception. Ce principe permettrait de repousser les produits d'intermodulation du LNA (IIP₃) de +6 dB (quatre ports), améliorant ainsi sa linéarité.

En outre, si un signal de forte puissance est reçu par le LNA, le principe de CPA permettra aussi de repousser son point de compression, voire sa destruction, de +6 dB. Afin de vérifier cela, une version « réception » des prototypes actifs de la Partie I a été fabriquée (Figure 150). Une rotation de 180° des amplificateurs a été effectuée pour fonctionner en Rx.

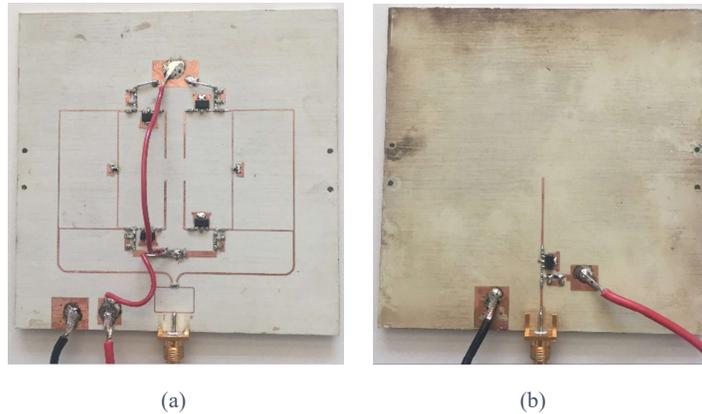


Figure 150: Prototypes actifs en réception permettant de valider la division de puissance antennaire : (a) antenne à fentes décentrées quatre ports et (b) antenne monoport de référence.

Afin de valider la division de puissance antennaire ici, il est nécessaire d'émettre une forte puissance sur l'antenne active afin d'atteindre la compression au niveau des LNAs. Les pertes d'espace libre obligent une PIRE très importante en Tx, ce qui impose un setup de mesure bien particulier (Figure 151). A son maximum, cette PIRE est évaluée à 50 dBm.

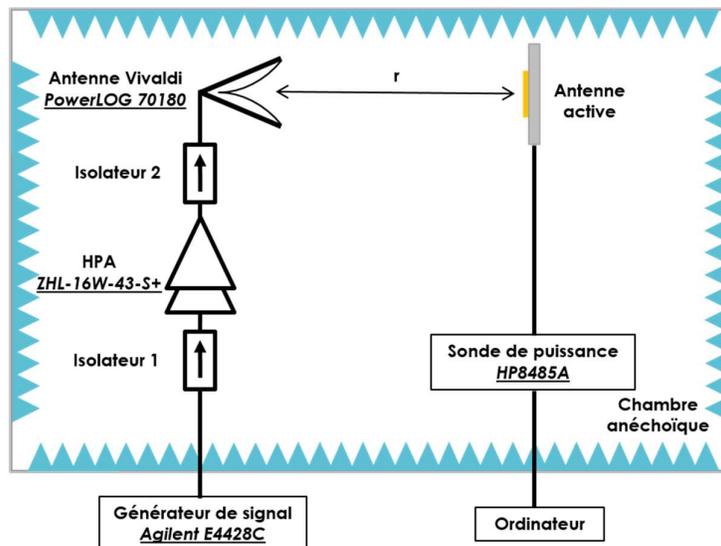


Figure 151: Setup de mesure nécessaire afin d'atteindre la compression de l'antenne active (partie droite).

La Figure 152 valide le principe de division de puissance antenne : l'ICP₁ de l'antenne quatre ports est repoussé de +6 dB comparé à l'antenne monoport. Le gain de la chaîne entière est de 35 dB puisqu'il prend en compte le gain du ZHL-16W (40 dB), le gain du LNA (20 dB) et les gains des antennes.

Le NF des deux prototypes a ensuite été mesuré selon la méthode décrite dans [MON2017]. Ce NF est évalué à 1,9 dB pour les deux prototypes, signe que la division de puissance antenne se fait sans perte.

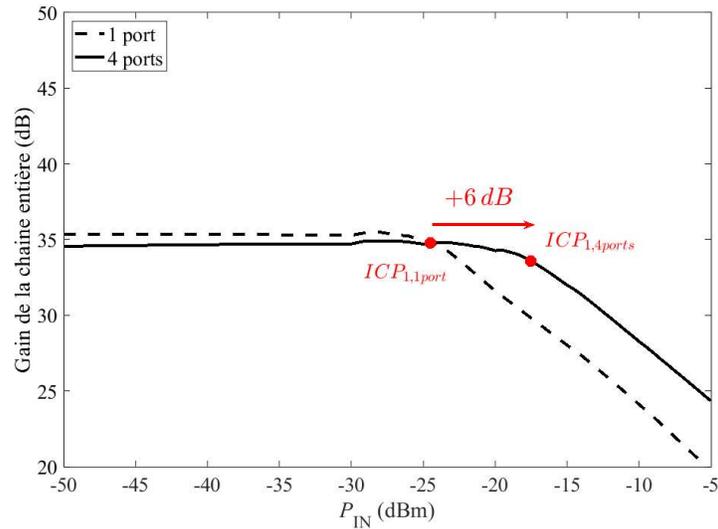


Figure 152: Mesure en compression des antennes actives monoport vs multiport.

Liste des travaux publiés

Journal international :

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, and G. Pillet, "Quadruple-differentially-driven offset-probe-fed patch antenna for on-antenna power combining," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, en cours de révision, 2023.

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, B. Louis, "16-port cavity-backed aperture-coupled patch antenna for on-antenna power combining," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, en cours de révision, 2023.

Conférences internationales :

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, B. Louis, and G. Pillet, "Ultra-low-loss slot-line based common-mode isolator," *2023 53rd European Microwave Conference (EuMC)*, Berlin, Allemagne, publication à venir.

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, and G. Pillet, "Common-mode loss mitigation of a differentially fed eight-port on-antenna power combining patch implemented in a scanning phased array," *2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Florence, Italie, 2023, pp. 1-5.

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, and G. Pillet, "Wideband quadruple-differentially-fed aperture-coupled stacked patch antenna," *2022 52nd European Microwave Conference (EuMC)*, Milan, Italie, 2022, pp. 167-170.

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, and G. Pillet, "A low-loss slot-line based balanced microstrip common-mode isolator," *2022 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Limoges, France, 2022.

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, and G. Pillet, "Quadruple-fed aperture-coupled microstrip patch antenna for on-antenna power combining," *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, Londres, Angleterre, 2022, pp. 55-58.

T. Le Gall, A. Ghiotto, G. Morvan, S. Varault, B. Louis, and G. Pillet, "Compression analysis and measurement of active receiving antennas," *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Düsseldorf, Allemagne, 2021, pp. 1-4.

Conférence nationale :

T. Le Gall, A. Ghiotto, S. Varault, G. Morvan, B. Louis, et G. Pillet, "Antenne patch microruban multiport alimentée par fente pour la combinaison de puissance dans l'antenne," *22^{ème} Journées Nationales des Micro-ondes (JNM)*, Limoges, France, 2022, publication à venir.

Brevets :

T. Le Gall, A. Ghiotto, G. Morvan, S. Varault, L. Bruno, and G. Pillet, "Antenne élémentaire améliorée," dépôt brevet d'invention / patent registration, FR2104195, Aout 23, 2021.

T. Le Gall, A. Ghiotto, G. Morvan, S. Varault, and L. Bruno, "Combinaison de puissance à polarisation reconfigurable dans une antenne à cavité," dépôt brevet d'invention / patent registration, FR2109301, Sep. 6, 2021.

T. Le Gall, A. Ghiotto, G. Morvan, S. Varault, L. Bruno, and G. Pillet, "Antenne élémentaire améliorée alimentée par fentes," FR2206934, Oct. 26, 2022, en cours.

A. Ghiotto, T. Le Gall, S. Varault, L. Bruno, "Durcissement aux variations de charges des éléments unitaires d'AESA," dépôt brevet d'invention, 2023, en cours.