



HAL
open science

Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride

Aymen Oueslati

► **To cite this version:**

Aymen Oueslati. Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride. Electronique. Université de Limoges, 2015. Français. NNT : 2015LIMO0136 . tel-01340839

HAL Id: tel-01340839

<https://theses.hal.science/tel-01340839v1>

Submitted on 1 Jul 2016

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

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

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2015

Thèse N° [-----]

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

Présentée et soutenue par

Aymen OUESLATI

Le 17 Décembre 2015

Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments – Mise en œuvre d'un réseau hybride

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

JURY :

Rapporteurs :

Monsieur Hervé AUBERT
Madame Claire MIGLIACCIO

Professeur – LAAS, Université de Toulouse
Professeur – LEAT, Université de Nice-Sophia Antipolis

Membres du jury :

Monsieur Edouard NGOYA
Monsieur Maxime ROMIER
Monsieur Patrick POTIER
Monsieur Cyrille MENUDIER
Monsieur Marc THEVENOT
Monsieur Thierry MONEDIERE

Directeur de Recherche, CNRS
Ingénieur Antennes, CNES, DCT/RF/AN
Docteur, DGA, Maîtrise de l'Information
Maître de Conférences, Université de Limoges
Chargé de Recherche, CNRS
Professeur, Université de Limoges

A la mémoire de mon grand-père
A ma mère et mon père
A tous ceux qui me sont très chers...

Remerciements

Je vais bientôt vous quitter pour commencer une nouvelle aventure. A ce propos, il convient de remercier toutes les personnes qui ont contribué pour l'aboutissement de ces travaux de thèse.

Je tiens à remercier Mr. Thierry MONEDIERE de l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être mon directeur de thèse. Je suis heureux d'avoir l'occasion de lui exprimer ma profonde reconnaissance pour sa générosité et ses qualités humaines.

Cyrille MENUDIER, Marc THEVENOT, mes deux encadrants, sans vos conseils scientifiques concernant les phénomènes électromagnétiques, sans votre enthousiasme et votre soutien, je n'aurai pas pu mener à bien mes travaux de thèse, en particulier sur la conception des réseaux d'antennes. Avec vous, messieurs, j'ai appris qu'il y a toujours une solution. Je tiens à vous présenter mes sincères remerciements. Je suis très heureux d'avoir eu la chance de travailler à vos côtés. Je vous serai toujours reconnaissant messieurs.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Edward NGOA pour avoir accepté la présidence du jury, et à Mr. Hervé AUBERT et Madame Claire MIGLIACCIO d'avoir bien voulu accepter de rapporter ce travail et pour l'attention qu'ils y ont portés.

J'exprime ma reconnaissance à Messieurs Maxime ROMIER et Patrick POTIER pour s'être intéressé à ce travail et avoir accepté d'être membres de mon jury.

Si ce travail a pu être mené à terme, c'est aussi grâce à l'amitié et la bonne humeur que m'ont témoigné tous les membres du département OSA et Cisteme. Je me suis toujours senti comme dans ma famille.

Ainsi, je remercie la perle du département Éric Arnaud. J'étais toujours fasciné par ses discussions, ses aspects humains et professionnels. Je n'hésite pas de lui affirmer à chaque fois que « Cristiano Ronaldo est le meilleur joueur du monde ».

J'associe mes remerciements à Laure Huitema, je lui souhaite la réussite dans son parcours professionnel.

Nicolas chevalier, « le big fan monégasque », je te remercie pour les agréables moments et pour ses encouragements pendant les moments difficiles. Je remercie également son collègue de bureau Sylvain, je lui souhaite la réussite dans tout ce qu'il compte entreprendre.

Patricia Leroy, la femme toujours souriante, je te remercie pour ta bonne humeur, ta gentillesse et ta disponibilité.

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

Mon collègue, mon cher frère Jamil Fouany « mfaker 7alek 2awi ktir », je te remercie pour ton soutien dans les moments difficiles. Nous avons passé des moments inoubliables au sein du laboratoire. Je te souhaite la réussite dans ton parcours professionnel ainsi personnel.

Je souhaite à tous les thésards du département OSA d'être aussi bien encadré que j'ai pu l'être durant ces trois années. Amel Maati « l'Egyptienne », Mohamad Rammal « elmo2men ... » et Hamza Turkey, mes chers amis, je vous remercie. Que vous retrouviez le bonheur dans ce département.

Je tiens également à remercier mes amis et mes collègues : Areski Ghaleb « j'espère qu'il ne commence pas », Hassan Chreim « dag elmani », Nabil Ben Hsouna « le capitaine », Faycel Fezai, Faten Kouki, Nabil Arsalane, Irina Vermesan, Yasser Abdallah, Miguel Ángel García Fernández « Miguelito », George Nashef « halaMadrid », Amro Nour, Ali Seblini, Hussein Abou Taam, Thomas Fromentez, Sébastien, Régis, Joddie Cyril, Manu et Moktar.

Je n'oublierai surtout pas de remercier Thomas COLOMBEAU et Serge MAZEN qui m'ont fait confiance dans mon parcours. Je leur exprime ma profonde reconnaissance pour leur générosité et leurs qualités humaines. Je tiens également à associer mes remerciements à Bruno BEILLARD, David CHERON et Mr. JECKO.

Mes pensées se tournent vers mes amis de l'extérieur qui ont contribué directement ou indirectement à soutenir mes activités de recherche : Lotfi Ayari, Irma Sivileviciute, Khalil Drissi, Oussama Habbachi, Adnane Addou, Ala Sahmim, Aymen Habbachi, Wafa khlifi, Marouene Rouge, Seif Fakhfakh, Najet Essaidi, Arij Batikh, Hassan Yahmadi, Lotfi, Aymen Jouini, Hassen Yahmadi, Khaled Dogui, Ibrahim Sahli, Mohamed Bousslema, Amine Mennai, Ghassen Chaabane, Ala Landolsi, Yasser Azzouzi, Maher Jouidi, Sami Allani, Firas Moalla, Jacob Dhia, Karim Yazbek, Oumeyma, Paul Leshauris, Nicolas Joli, Ramy Van buren, Tarek Touhami, Delil Marzougui, Nourallah Addad, Haythem Habbachi, Emna Tizaoui, Emna (Carl Jung), Kim Veslet, Rima, Asmahen, Me-hero, Kais, Nabil, Monta, Gadour, Hamza, Elmouldi, Moetez. Oussama Benzema, Nadim Tacchinardi. La liste des remerciements est encore longue et beaucoup de noms ne pourront pas être cités dans ces quelques lignes, bien qu'ils le méritent tous.

Je tiens à remercier chaleureusement mes professeurs et mes maîtres. Je vous serai toujours reconnaissant : Belhassen Soua, Abdallah Abderahmen, Hanene Yazidi, Mohamed Mechichi, Sabiha Hmeda, Nabil Oueslati, Houda Mhamdi, Lassaad Mejri, Abdelmajid Oueslati, Hbara Aloui, Moez Oueslati, Salma Chabouh, Jihène Ferchichi, et tous ceux que j'oublie involontairement.

Enfin, je remercie ma chère mère (l'amour de ma vie), mon cher père (BigBoss), mes frères, ma sœur et tous les membres de famille Ben KHADIJA, ZAHMOUL et Ben JILANI. Une pensée pour ma chère sœur Rana, ma nièce Dana et mon neveu Oday. Je ne serai jamais arrivé là sans votre soutien pendant toutes ces années. Je vous aime. Que vous trouviez dans l'aboutissement de cette thèse mes plus chaleureux remerciements.

Je ne saurai terminer sans rendre hommage à la mémoire de ma grande-mère Mlouka et mon grand-père Mohamed Ben KHADIJA (l'homme qui m'a appris à vivre). Je vous aime et je vous dédie cette thèse.

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I

CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE

I - Introduction.....	9
II - Les réseaux d'antennes périodiques	10
<i>II.1 - Principe et notions élémentaires</i>	<i>10</i>
<i>II.2 - Problématique d'un réseau réel.....</i>	<i>13</i>
II.2.1 - Interactions à prendre en compte.....	13
II.2.2 - Circuits de formation de faisceaux	16
<i>II.3 - Principales applications.....</i>	<i>19</i>
II.3.1 - Applications dans le domaine militaire	19
II.3.2 - Applications dans le domaine spatial	21
<i>II.4 - Bilan sur les réseaux périodiques.....</i>	<i>24</i>
III - Alternative des réseaux d'antennes à distributions non uniformes.....	25
<i>III.1 - Définitions et principe</i>	<i>25</i>
<i>III.2 - Historique</i>	<i>29</i>
III.2.1 - Premiers constats	29
III.2.2 - Mise en œuvre d'algorithmes dédiés	30
III.2.3 - Développements récents et problèmes récurrents	31
<i>III.3 - Exemples qualitatifs</i>	<i>32</i>
III.3.1 - Réseaux lacunaires	33
III.3.2 - Réseaux aperiodiques	36
<i>III.4 - Bilan sur les réseaux non uniformes.....</i>	<i>37</i>
IV - Positionnement des travaux de thèse.....	39
<i>IV.1 - Contexte et travaux antérieurs.....</i>	<i>39</i>
<i>IV.2 - Présentation du concept et originalité</i>	<i>39</i>
<i>IV.3 - Objectifs de la thèse</i>	<i>41</i>
V - Bibliographie du chapitre 1	42

CHAPITRE II

DESCRIPTION DU CONCEPT HYBRIDE ET EVALUATION DES PERFORMANCES

I - Introduction	49
II - Présentation du concept	50
<i>II.1 - Point de départ de l'étude et orientation des travaux</i>	50
<i>II.2 - Description du nouveau concept</i>	52
III - Moyens d'étude mis en œuvre	53
<i>III.1 - Approche de synthèse utilisée</i>	53
<i>III.2 - Définition d'une méthodologie d'étude</i>	57
III.2.1 - Paramètres d'entrées requis.....	57
III.2.2 - Estimation des couplages par une approche analytique	58
III.2.3 - Approche retenue	60
<i>III.3 - Mise en œuvre</i>	62
III.3.1 - Extraction des paramètres d'entrée.....	62
III.3.2 - Synthèse.....	64
III.3.3 - Calcul des charges et validation	65
<i>III.4 - Potentialités de l'antenne hybride</i>	68
III.4.1 - Introduction.....	68
III.4.2 - Impact du nombre d'éléments.....	69
III.4.3 - Impact du type d'éléments	76
III.4.4 - Etude de bande passante et TOS actif	78
<i>III.5 - Aptitude à la formation de faisceaux</i>	82
III.5.1 - Exemple d'un rayonnement à plusieurs faisceaux.....	82
III.5.2 - Exemple d'un faisceau sectoriel.....	85
IV - Conclusion	87
V - Bibliographie du chapitre 2	89

CHAPITRE III

MISE EN OEUVRE D'UNE ARCHITECTURE D'ANTENNE HYBRIDE RECONFIGURABLE

I - Introduction.....	93
II - Définition d'une architecture pour la preuve de concept	93
<i>II.1 - Besoins conceptuels.....</i>	<i>93</i>
<i>II.2 - Besoins fonctionnels.....</i>	<i>95</i>
III - Conception des briques de base	97
<i>III.1 - Réseau de monopoles</i>	<i>97</i>
III.1.1 - Justification du choix de la structure	97
III.1.2 - Description	98
III.1.3 - Caractéristiques électromagnétiques	99
<i>III.2 - Déphaseurs en réflexion.....</i>	<i>101</i>
III.2.1 - Solution de départ.....	101
III.2.2 - Solution optimisée	104
<i>III.3 - Déphaseurs en transmission.....</i>	<i>108</i>
III.3.1 - Contexte	108
III.3.2 - Déphaseurs commerciaux	109
III.3.2.1 - Déphaseurs MACOM	109
III.3.2.2 - Déphaseurs Rf-Lambda.....	109
III.3.2.3 - Déphaseurs Hittite.....	110
III.3.2.4 - Choix de la solution commerciale.....	111
III.3.3 - Développement d'un déphaseur en transmission.....	111
III.3.3.1 - Architecture de base	111
III.3.3.1 - Architecture complète.....	115
IV - Caractérisation expérimentale des briques de base	118
<i>IV.1 - Moyens de mesures disponibles au laboratoire.....</i>	<i>118</i>
IV.1.1 - Banc de mesures RF multivoies.....	118
IV.1.2 - Banc de pilotage DC multivoies	120
<i>IV.2 - Caractérisation du réseau de monopoles.....</i>	<i>121</i>
<i>IV.3 - Caractérisation des déphaseurs en réflexion</i>	<i>124</i>

Sommaire

IV.3.1 - Procédure	124
IV.3.2 - Résultats.....	125
<i>IV.4 - Déphaseur en transmission</i>	<i>127</i>
IV.4.1 - Procédure	127
IV.4.2 - Résultats.....	128
<i>IV.5 - Diviseurs de puissance</i>	<i>130</i>
V - Conclusion	132
VI - Bibliographie du chapitre 3.....	134

CHAPITRE IV

VALIDATION EXPERIMENTALE DE L'ANTENNE HYBRIDE

I - Introduction	137
II - Performances attendues	138
III - Mesures du prototype	143
<i>III.1 - Présentation de la maquette</i>	<i>143</i>
<i>III.2 - Mesures préliminaires.....</i>	<i>146</i>
<i>III.3 - Aptitude au dépointage</i>	<i>151</i>
III.3.1 - Excitation d'un seul élément.....	151
III.3.2 - Excitations multiples	159
<i>III.4 - Aptitude à la formation de faisceaux complexes.....</i>	<i>163</i>
III.4.1 - Configuration bifaisceaux.....	163
III.4.2 - Configuration sectorielle.....	166
IV - Conclusion.....	172
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	175
ANNEXES.....	181

Introduction générale

Les systèmes de télécommunications à l'horizon 2020 ont pour ambition d'augmenter les débits, d'allouer dynamiquement des ressources, ou encore de renforcer la mobilité et l'interopérabilité des systèmes. Cet engouement est clairement visible à travers le nombre de travaux conséquents, notamment autour des réseaux de télécommunications de cinquième génération (« 5G »), des objets connectés ou encore des « Satcom ». Dans ce contexte, les antennes vont être fortement sollicitées pour obtenir des faisceaux formés, le plus souvent directifs et majoritairement reconfigurables. Ces aptitudes au niveau des antennes existent depuis de nombreuses années, avec plus ou moins de contraintes lorsqu'il s'agit de prendre en considération l'encombrement, l'efficacité globale ou le coût final du système.

Parmi les applications citées, une problématique majeure va néanmoins entraîner la nécessité de définir de nouvelles architectures d'antennes ou a minima, de revoir la façon de les concevoir : la gestion de l'énergie. Il est aujourd'hui évident que des systèmes de télécommunications offrant une telle densité pour des marchés de masse ne pourront voir le jour que si les systèmes développés ne sont pas trop consommateurs d'énergie. S'ajoute à cela la nécessité de concevoir des systèmes à des prix compatibles des usages grand public. Ces deux exigences, associées à la notion d'antenne reconfigurable, vont constituer la trame de fond de ces travaux de thèse.

Pour obtenir des faisceaux formés directifs, les solutions les plus connues aujourd'hui, indépendamment des antennes à réflecteurs, sont celles basées sur les réseaux d'antennes. Néanmoins, une des problématiques majeures de ces systèmes réside dans le très grand nombre d'éléments nécessaires et le nombre de contrôles associés, induisant naturellement une très grande complexité (circuit de formation de faisceaux), des problématiques de conception (TOS actif, couplages) et des coûts qui paraissent rédhibitoires pour des applications ne touchant pas aux secteurs de l'aéronautique, du spatial ou militaire.

Pour proposer des alternatives à ces verrous identifiés, la communauté scientifique a porté depuis plusieurs années un grand intérêt à des solutions d'antennes dérivées des réseaux périodiques classiques.

L'idée de réduire le nombre de contrôles dans un réseau d'antennes remonte à plusieurs dizaines d'années. Les principes de base ont été évoqués par Unz, dès le début des années 1960, où il proposait une étude sur la suppression de la périodicité des réseaux pour obtenir un compromis

nombre d'éléments / performances satisfaisant. D'autres travaux proposent de regrouper ou supprimer des éléments rayonnants pour simplifier la conception du circuit de formation de faisceaux, tout en cherchant à atteindre des performances élevées. D'un point de vue sémantique, ces travaux amènent à distinguer deux grandes catégories de réseaux à nombre de contrôles réduits :

- Les réseaux où la périodicité de la grille n'est pas respectée. Ils sont le plus souvent regroupés sous la dénomination réseaux apériodiques, ou encore « aperiodic arrays », ou « sparse arrays », dans la littérature internationale. Cette catégorie englobe l'utilisation d'éléments rayonnants de tailles et/ou types différents ;
- Les réseaux à grille périodique, dans lesquels certains éléments sont retirés ou non alimentés (chargés par des courts-circuits ou des circuits ouverts) afin d'enlever un contrôle, sont appelés réseaux raréfiés ou lacunaires. Le terme « thinned arrays » est alors utilisé.

Il faut cependant noter que cette distinction est faite sur la majorité des travaux, mais n'est pas à prendre à la lettre. Certaines configurations de réseaux sont à la fois apériodiques et lacunaires ou d'autres sont parfois appelés « isophoriques » et correspondent à des réseaux actifs, apériodiques ou lacunaires, où tous les amplificateurs opèrent sur le même point de fonctionnement.

Derrière ces différentes familles se cachent des formalismes d'études complexes et qui sont le plus souvent à adapter au cas par cas. Il en découle que ces concepts, imaginés pour la plupart il y a plusieurs dizaines d'années, sont encore très difficiles à mettre en œuvre et sont réservés à quelques applications dans le domaine spatial ou militaire.

La source de cette complexité provient essentiellement de la détermination fiable des couplages qui vont impacter la conception et l'adressage des circuits de formation de faisceaux. Dans les architectures mentionnées, cette problématique est liée au fait que les éléments sont distribués sur une grille non périodique ou que certains sont absents dans une grille périodique (lacunaires).

D'un point de vue modélisation, cela empêche l'utilisation d'un formalisme de type « périodique infini » pour obtenir un bon compromis précision/temps de calcul. L'alternative d'une simulation de type « full-wave » est quant à elle délicate en raison de la trop grande complexité du

volume de calcul, surtout dans les cas où des éléments rayonnants de tailles ou types différents sont utilisés. Toute optimisation ou processus de synthèse d'une fonction radioélectrique (diagramme de rayonnement, taux d'ellipticité) devient alors très coûteux en termes de temps.

Pour contourner ces difficultés et proposer une architecture d'antenne offrant un bon compromis performances/complexité/encombrement/coût, ce travail de thèse propose d'étudier un concept d'antenne qui sera qualifié d'hybride, car dérivé des réseaux lacunaires et des antennes à éléments parasites. L'objectif principal des travaux va être dans un premier temps d'évaluer le potentiel du concept qui, a priori, permet de réduire le nombre de contrôles de l'antenne. Par la suite, les étapes de mise en œuvre des éléments nécessaires à la réalisation d'une preuve de concept devront être définies et appliquées à conception et à la fabrication d'un prototype.

Le principe de cette antenne hybride repose sur l'utilisation d'éléments rayonnants identiques, répartis sur une grille périodique. Seuls un ou plusieurs éléments seront directement alimentés et connectés à un circuit de distribution. Cependant, à la différence des réseaux lacunaires, les éléments non alimentés restent présents dans la grille et seront alimentés par couplages électromagnétiques. Ces éléments, qui seront alors qualifiés de « parasites », sont connectés à des charges réactives commandables. De cette manière, la périodicité n'est pas interrompue et des formalismes maîtrisés peuvent alors être utilisés et combinés à un processus de synthèse. L'intérêt majeur, par rapport aux solutions lacunaires, sera d'exploiter au mieux les couplages dans l'antenne pour améliorer l'efficacité globale de l'antenne.

Dans le cadre de ces travaux, une priorité sera donnée à la définition d'une architecture modulaire la plus générique et la moins coûteuse possible afin de s'inscrire dans le contexte de l'utilisation d'antennes reconfigurables pour des marchés de masse. Cette simplification technologique sera permise par la compréhension et l'exploitation des phénomènes électromagnétiques qui permettent le fonctionnement de l'antenne.

Pour décrire ces différentes étapes, le manuscrit sera composé de quatre chapitres.

Le premier chapitre aura pour objectif de dresser un état de l'art des architectures de réseaux d'antennes, en donnant à chaque fois leurs avantages et inconvénients, ce qui permettra d'amener la description du concept d'antenne hybride comme alternative potentielle.

Le deuxième chapitre décrira le concept étudié et, à travers l'utilisation d'outils du laboratoire, permettra d'évaluer les performances accessibles, tant en termes de formation de faisceaux que de bande passante. L'impact du choix des éléments rayonnants sera aussi investigué.

Dans le troisième chapitre, les besoins technologiques permettant de réaliser une architecture d'antenne hybride reconfigurable seront définis. Il s'agit ici de déterminer quelles seront les briques élémentaires de l'antenne, leur conception et les moyens de caractérisation associés. Cette phase est primordiale pour maîtriser les différents éléments de l'antenne et pallier les éventuelles dérives expérimentales qui peuvent apparaître.

Le quatrième chapitre détaillera l'étude expérimentale menée et permettra de conclure sur les performances de l'architecture proposée.

Pour finir, une conclusion sera présentée récapitulant le travail mené au cours de cette thèse et donnera les perspectives envisagées pour la suite de cette étude.

Chapitre I

CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE

I - Introduction	9
II - Les réseaux d'antennes périodiques	10
<i>II.1 - Principe et notions élémentaires</i>	<i>10</i>
<i>II.2 - Problématique d'un réseau réel</i>	<i>13</i>
<i>II.3 - Principales applications</i>	<i>19</i>
<i>II.4 - Bilan sur les réseaux périodiques</i>	<i>24</i>
III - Alternative des réseaux d'antennes à distributions non uniformes	25
<i>III.1 - Définitions et principe</i>	<i>25</i>
<i>III.2 - Historique</i>	<i>29</i>
<i>III.3 - Exemples qualitatifs</i>	<i>32</i>
<i>III.4 - Bilan sur les réseaux non uniformes</i>	<i>37</i>
IV - Positionnement des travaux de thèse	39
<i>IV.1 - Contexte et travaux antérieurs</i>	<i>39</i>
<i>IV.2 - Présentation du concept et originalité</i>	<i>39</i>
<i>IV.3 - Objectifs de la thèse</i>	<i>41</i>
V - Bibliographie du chapitre 1	42

I - Introduction

Le concept d'antenne reconfigurable envisagé dans le cadre de cette thèse a pour ambition de réduire le nombre de contrôles RF sur un panneau multiélément. Le principe de fonctionnement basique rejoint alors celui des réseaux d'antennes. De façon à pouvoir par la suite positionner ces travaux, il paraît donc pertinent de dresser un aperçu des principaux concepts basés sur les réseaux d'antennes et leurs dérivés.

Ce chapitre commence donc par rappeler l'architecture de base des réseaux d'antennes reconfigurables, en rappelant les principales applications existantes et quels sont leurs avantages et inconvénients. Les principales limitations amèneront à s'intéresser ensuite aux réseaux aperiodiques et aux réseaux lacunaires qui se présentent comme des alternatives pour réduire la complexité des architectures classiques sans pour autant sacrifier les performances de l'antenne. Un bref historique et quelques exemples d'applications permettront de mettre en avant la maturité relative de ces concepts. En effet, malgré le fait qu'ils soient étudiés par les chercheurs et les grands industriels du monde spatial et militaire depuis de nombreuses années, il ressort une grande difficulté dans l'analyse et la synthèse de ces antennes qui fait naître implicitement un certain élitisme dans leur cadre applicatif. Ces problèmes sont majoritairement liés à l'estimation des couplages interéléments et leur gestion au sein de l'architecture de l'antenne. C'est dans ce contexte que sera positionnée l'alternative envisagée par le laboratoire XLIM pour réduire le nombre de contrôles dans les antennes reconfigurables, tout en proposant une conception maîtrisée, et suffisamment générique pour permettre un coût final relativement modeste. Il faut rappeler ici que l'objectif visé est la définition d'une architecture satisfaisant ces différents critères pour adresser des applications grand public (télécommunications), ou au moins des applications industrielles ne pouvant transposer les systèmes existants (couteux et encombrants) à leurs missions (drones pour l'inspection ou l'imagerie par exemple).

II - Les réseaux d'antennes périodiques

II.1 - Principe et notions élémentaires

L'association de plusieurs éléments rayonnants dont la distribution est définie par une géométrie donnée (linéaire, planaire, circulaire, surfacique ou volumique) permet de créer un réseau d'antennes. La majorité des réseaux d'antennes développés aujourd'hui sont périodiques, c'est-à-dire que le pas entre les éléments du réseau est considéré comme régulier suivant une ou plusieurs dimensions. Le réseau d'antennes est dit périodique lorsque la distance séparant les éléments rayonnants est maintenue constante. Les positions associées aux éléments sont en général associées au vocable de grilles, qui sont le plus souvent à mailles carrées ou triangulaires, comme illustré sur la Figure 1.

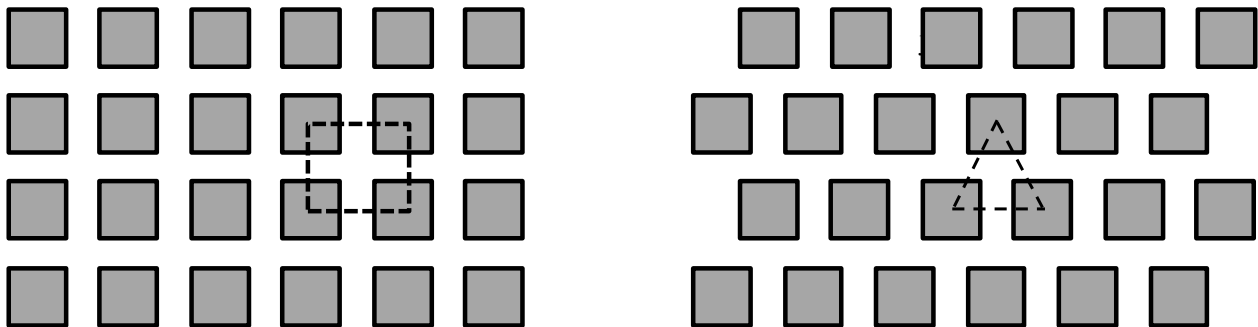


Figure 1: Grilles les plus souvent utilisées pour distribuer les éléments rayonnants dans un réseau d'antennes à espacement régulier : carrée (à gauche) et triangulaire (à droite)

Le principe de fonctionnement d'une telle architecture est intrinsèquement lié à la nature des éléments rayonnants, leur disposition et aux amplitudes et phases affectées à chaque élément (pondérations). En se basant sur l'exemple d'un réseau linéaire de N éléments comme celui de la Figure 2, la théorie des réseaux amène à définir le rayonnement du système $\Phi_{TOT}(\theta)$ par le produit d'un diagramme de rayonnement environné $\Phi_{elem}(\theta)$ associé à un facteur de réseau $F(\theta)$ [1], [2]. Ceci se traduit par l'équation 1.

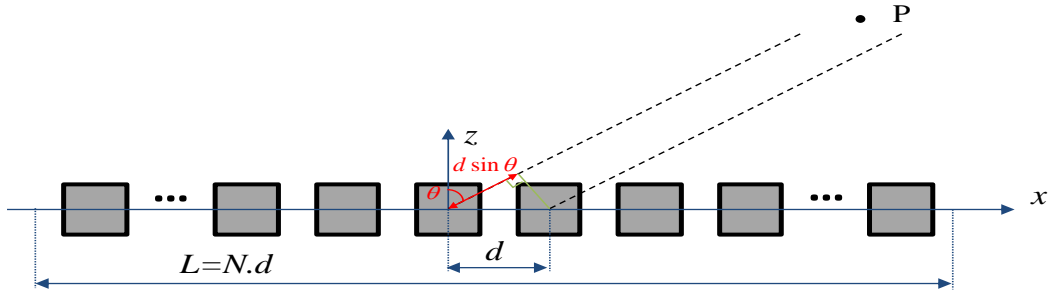


Figure 2: Réseau linéaire d'éléments rayonnants

$$\Phi_{TOT}(\theta) = \Phi_{elem}(\theta) \cdot F(\theta) = \Phi_{elem}(\theta) \cdot \sum_{n=1}^N a_n e^{jk_0 x_n \sin \theta} \quad \text{Equation 1}$$

Avec :

a_n le nombre complexe définissant l'amplitude et la phase ($|a_n| e^{j\varphi_n}$) appliqués à l'élément n ;

x_n la position de l'élément dans le réseau, définie telle que $x_n = \left(n - \frac{1}{2}(N+1) \right) d$;

n l'index de l'élément compris entre 1 et N, nombre total d'éléments.

Dans le cas d'une antenne à pointage électronique visant la direction θ_0 , cette relation prend la forme de l'Equation 2 :

$$\Phi_{TOT}(\theta) \Big|_{obj=\theta_0} = \Phi_{elem}(\theta) \cdot \sum_{n=1}^N a_n e^{j[k_0 x_n \sin \theta - k_0 x_n \sin \theta_0]} \quad \text{Equation 2}$$

Un point important à rappeler ici est la notion de périodicité traduite par le facteur de réseau. Une analogie avec le traitement du signal nous rappelle que si la périodicité spatiale entre les éléments, définie par la distance d , n'est pas correctement choisie, des répliques du lobe principal vont apparaître dans le diagramme de rayonnement à des positions parfaitement déterministes. Ce sont les lobes de réseaux. Leurs positions se retrouvent à partir de l'étude du facteur de réseau et la recherche de ses maximums. Ils doivent être évités pour ne pas disperser inutilement l'énergie et également pour ne pas créer d'interférences avec d'autres émetteurs/récepteurs. A la fréquence de travail traduite par la longueur d'onde λ correspondante, ces positions θ_{LR} sont :

$$\sin(\theta_{LR}) = \sin(\theta_0) \pm T \cdot \frac{\lambda}{d} \quad \text{Equation 3}$$

où T est un entier supérieur ou égal à 1.

Les relations de base précédentes permettent de mettre en avant quelques caractéristiques particulières des réseaux périodiques, à savoir :

- Le diagramme complet du réseau va être naturellement pondéré par l'enveloppe du diagramme de la cellule élémentaire $\Phi_{elem}(\theta)$ en fonction du dépointage θ_0 voulu, ce qui implique une difficulté pour maintenir un faisceau directif pour les élévations importantes, typiquement supérieures à $\theta_0 = 60^\circ$;
- Pour éviter les lobes de réseaux dans le demi-espace avant de l'antenne, il faudra donc veiller à ne pas excéder une distance $d = \frac{\lambda}{1 + |\sin(\theta_0)|}$ entre deux éléments successifs.

Un exemple basé sur un réseau linéaire de 30 éléments pointant dans la direction $\theta_0 = 45^\circ$ est donné sur les Figure 3 et Figure 4 pour des distances interéléments de 0.5λ et 1.2λ respectivement.

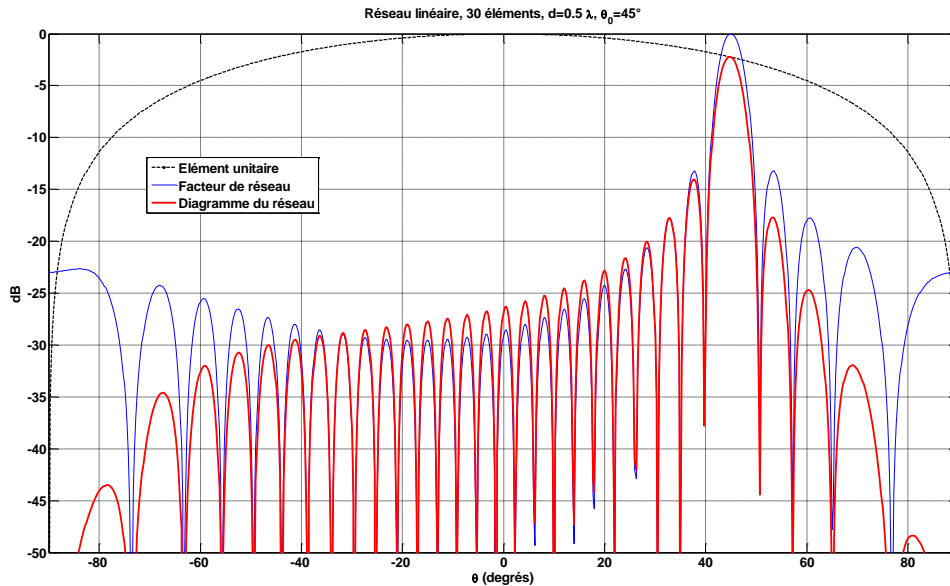


Figure 3: Réseau linéaire équi-amplitude de 30 éléments, $\{d=0.5\lambda, \theta_0=45^\circ\}$, diagramme total obtenu en considérant un élément unitaire en \cos^n , $n=0.75$. Pas de lobe de réseau visible.

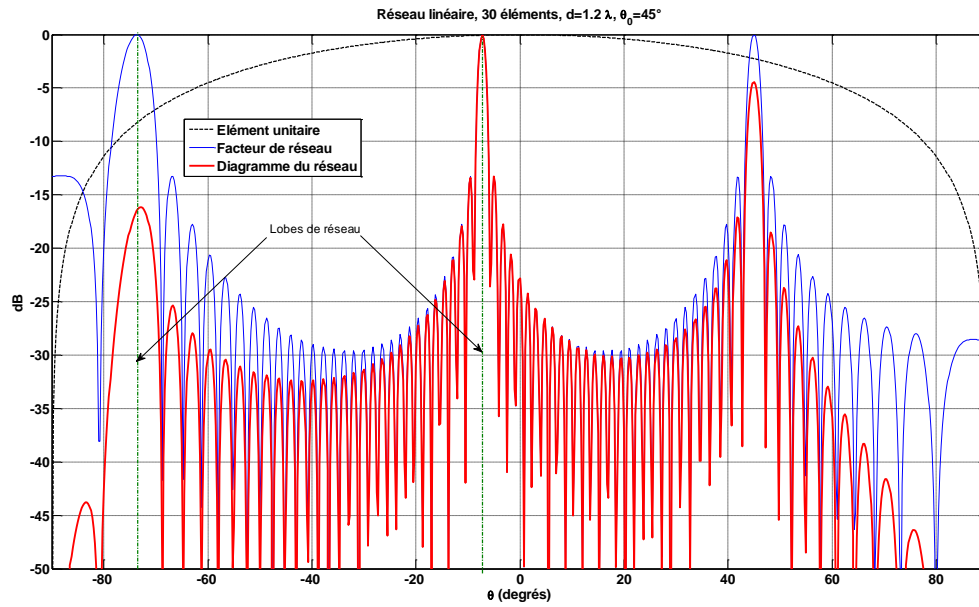


Figure 4: Réseau linéaire équi-amplitude de 30 éléments, $\{d=1.2\lambda, \theta_0=45^\circ\}$, diagramme total obtenu en considérant un élément unitaire en \cos^n , $n=0.75$. Lobes de réseau visibles.

II.2 - Problématique d'un réseau réel

II.2.1 - Interactions à prendre en compte

Dans le paragraphe précédent, les notions de base sur le rayonnement d'un réseau périodique ont été rappelées. Néanmoins, lors du passage à un modèle réel, plusieurs points viennent complexifier la mise en forme et la résolution du problème.

En effet, jusqu'ici, le principe de fonctionnement a été donné en considérant un diagramme élémentaire $\Phi_{elem}(\theta)$ identique pour tous les éléments du réseau. Dans la pratique, ce n'est plus vrai car les éléments en bord de réseau vont subir des effets de bords contrairement aux éléments centraux. L'impact sera d'autant plus important que le nombre total d'éléments sera faible, ce qui peut rapidement altérer les performances. Pour éviter de calculer l'ensemble des diagrammes de rayonnement, une approximation couramment utilisée consiste à utiliser un diagramme "environné", obtenu en simulation en fermant le volume de calcul par des conditions de périodicité (dites de Floquet ou Bloch) sur ses parois latérales [3]. Ce formalisme fait l'hypothèse d'une cellule périodisée à l'infini, avec des conditions de couplages identiques, mais ne prend pas en compte les

effets de bords. Cette approximation sera donc réservée aux très grands réseaux d'antennes, contenant plusieurs centaines d'éléments rayonnants.

De la même façon, les ondes incidentes a_n sur chaque élément sont considérées de façon idéale, sans prise en compte de l'influence d'une éventuelle onde couplée b_n . Dans la pratique, la faible distance d nécessaire pour éviter les lobes de réseau entraîne l'apparition de niveaux de couplages pouvant être élevés. Si ces derniers ne sont pas pris en compte, les performances globales de l'antenne seront altérées. Il est par conséquent nécessaire d'estimer la matrice $[S]$ de couplage entre les éléments du réseau.

Le schéma de principe représentant un réseau réaliste est donné sur la Figure 5 où il est comparé avec le schéma simplifié utilisé pour l'analyse du §II.1 -

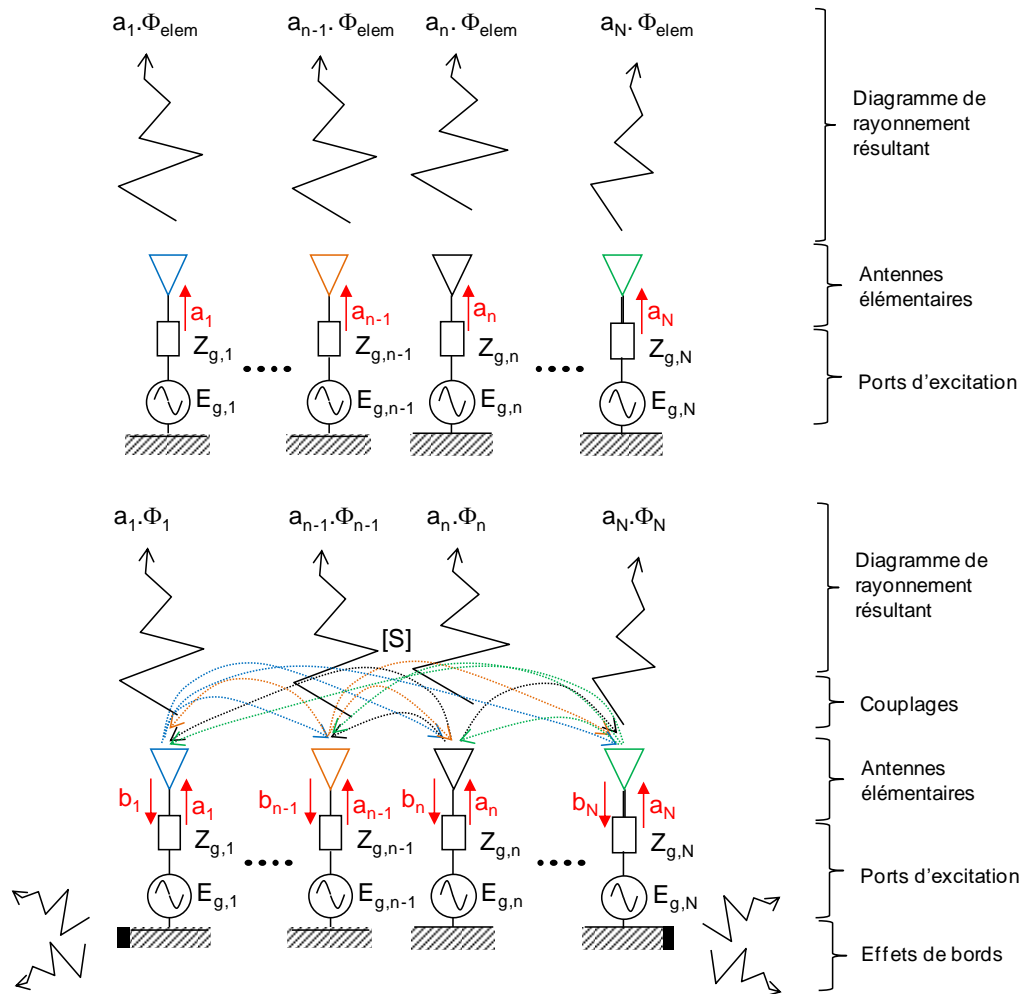


Figure 5: Schéma de principe pour l'analyse d'un réseau d'antennes. Cas simplifié (haut) et cas prenant en compte la finitude du réseau et les couplages (bas)

Pour le couplage direct, les ondes électromagnétiques émises par l'antenne viennent se coupler avec les éléments voisins, modifiant ainsi l'onde réfléchi sur les accès radioélectriques. La conséquence directe est une modification du niveau et de la fréquence d'adaptation par rapport aux caractéristiques d'un élément isolé. Si le couplage n'est pas pris en compte, il en résulte une désadaptation de l'antenne qui pénalise les performances et peut poser des problèmes de fonctionnement lorsque des chaînes actives (amplificateurs de puissance ou LNA) sont connectées en amont des éléments rayonnants. C'est pour cela qu'il est préférable d'étudier ou de savoir estimer le taux d'ondes stationnaires actif « TOS actif¹ » de l'antenne, c'est-à-dire sa réponse lorsque les éléments rayonnants sont excités simultanément, de façon à prendre en compte les recombinaisons dues aux couplages sur les adaptations.

Un autre phénomène lié aux couplages existe, il s'agit de l'excitation d'ondes de surface, principalement dans les structures en technologies imprimées. Celles-ci, non rayonnées, peuvent apparaître au niveau du substrat d'une antenne imprimée et elles sont d'autant plus importantes que le substrat est épais [3], ce qui est généralement le cas pour obtenir des bandes passantes satisfaisantes. Elles se retrouvent ensuite diffractées au niveau des bords de l'antenne, ce qui contribue également à une dégradation des performances. Ces ondes de surface contribuent aussi fortement à la génération de "directions aveugles", directions pour lesquelles le réseau d'antennes ne peut pas rayonner ou recevoir toute l'énergie disponible, ce qui revient à avoir un coefficient de réflexion qui tend vers l'unité, comme illustré sur la Figure 6 [4]. Ce phénomène peut aller jusqu'à une annulation totale du faisceau pour certains angles de balayage [5], ce qui est préjudiciable dans le cas des antennes à balayage électronique. Outre l'absence de rayonnement, une autre conséquence est la possible détérioration des éléments en amont de l'antenne si toute l'énergie est réfléchi sur les accès. Pour éviter cette problématique, des travaux ont montré que l'utilisation d'éléments rayonnants de type patch à cavité en lieu et place des patchs classiques permettrait de limiter la contribution de ces ondes de surfaces, et par conséquent, l'apparition des directions aveugles [5]. La Figure 6 montre également cet impact.

¹ Dans ce manuscrit la représentation du TOS actif sera traduite par une représentation d'un paramètre S « actif » de l'antenne, c'est-à-dire qu'il sera traduit par un niveau d'adaptation en prenant en compte les contributions des ondes couplées issues des autres sources d'excitations au sein de l'antenne. Le TOS actif sera représenté en dB, même si littéralement TOS traduirait la représentation d'un taux, qui serait en échelle linéaire.

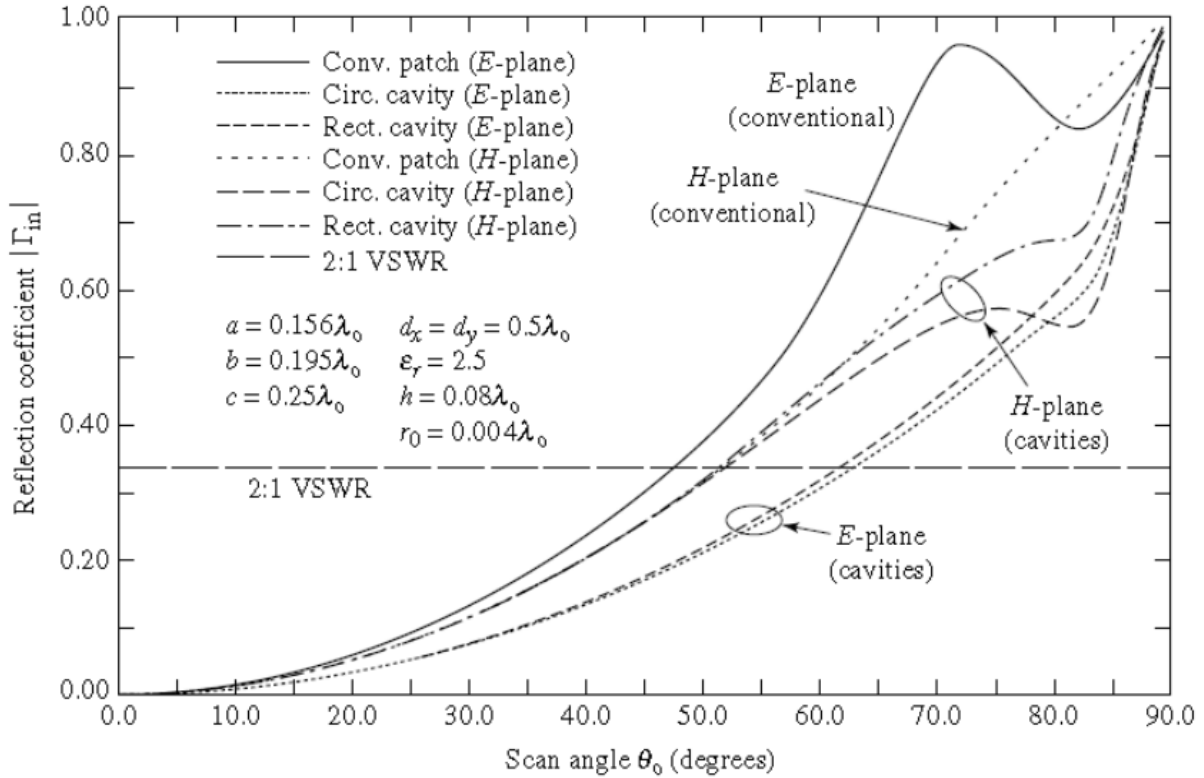


Figure 6: Evolution du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de pointage pour des réseaux d'antennes utilisant différentes technologies d'éléments [5]

Pour finir, la concrétisation physique des pondérations appliquées aux éléments nécessite la conception et la réalisation d'un circuit de formation de faisceaux (BFN : Beam Formation Network). Celui-ci peut être très complexe, encombrant et impacte le coût final du système, comme le montre le paragraphe suivant.

En prenant en compte ces différents critères, il devient alors évident que la conception d'un réseau d'antennes peut rapidement devenir fastidieuse et la réalisation très coûteuse.

II.2.2 - Circuits de formation de faisceaux

Un des points capitaux dans la conception d'un réseau d'antennes reconfigurable se situe au niveau de la mise en œuvre des pondérations (amplitudes et phases) à appliquer à chaque élément. Cette tâche est associée à la conception d'un circuit de formation de faisceaux (BFN). Les deux solutions les plus couramment utilisées distinguent les BFN passifs et les BFN actifs, qui possèdent chacun leurs avantages et inconvénients [6].

En général, dans les réseaux d'antennes à BFN passif, il n'y a pas de contrôle au niveau des amplitudes, seulement au niveau des phases. Un synoptique de l'architecture est donné sur la Figure

7. A minima, le circuit de distribution de puissance est équi-amplitude ou le plus souvent, possède une répartition figée, calculée pour minimiser les lobes secondaires du diagramme de rayonnement. Cette solution a l'avantage d'être relativement simple mais elle présente des inconvénients majeurs :

- Pour transmettre de la puissance, le système dispose d'un seul amplificateur à l'entrée du combineur. Le recours à des amplificateurs à tube, adaptés aux très fortes puissances, est alors privilégié pour les applications militaires ou spatiales.
- Toute la puissance traverse le circuit de distribution. Il est alors nécessaire de concevoir ce dernier pour qu'il ne soit pas endommagé, ce qui revient souvent à privilégier des technologies en guides d'ondes aux solutions à base de lignes micro-ondes.
- Les pertes dans le circuit de distribution de puissance et les pertes d'insertion des déphaseurs peuvent être importantes, ce qui va affecter la puissance réellement transmise aux antennes en émission et réduire la sensibilité de la chaîne en réception.

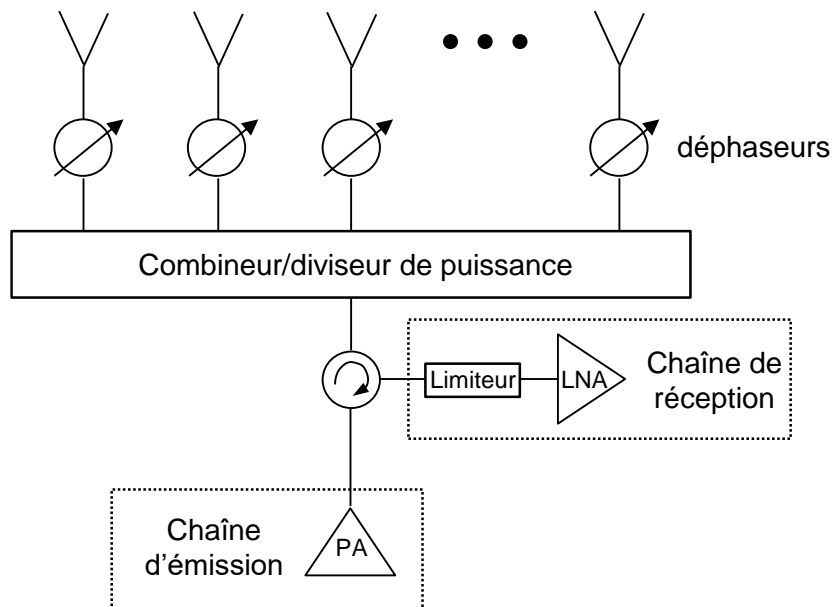


Figure 7: Synoptique d'un réseau avec circuit de formation de faisceau passif

Pour éviter ces problèmes de pertes, une architecture de réseau à BFN actif peut être envisagée. Sa mise en œuvre est plus complexe en raison de l'ajout de modules de transmission et

réception (T/R modules) derrière chaque élément rayonnant [7], [8]. Un tel système est représenté sur la Figure 8.

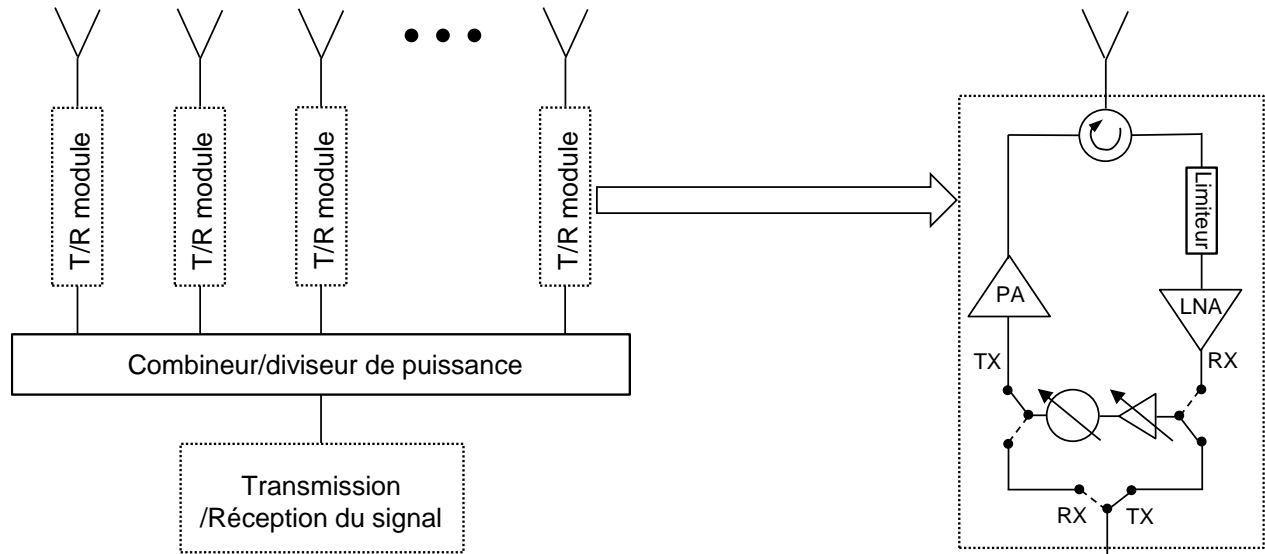


Figure 8: Synoptique d'un réseau avec circuit de formation de faisceau actif et détail des éléments d'un T/R module

Un T/R module comprend sur la voie d'émission un amplificateur de puissance (PA) et un amplificateur faible bruit en réception (LNA), parfois précédé d'un limiteur. Ceux-ci sont placés au plus près de l'antenne pour maximiser la puissance transmise et pour obtenir une meilleure sensibilité en réception. La pondération en phase est gérée à l'entrée du T/R module, côté combineur, tout comme la pondération en amplitude (si elle est intégrée), avec un amplificateur à gain variable. Le circulateur permet de découpler les voies émission et réception et permet de minimiser les problématiques liées au TOS actif sur les éléments rayonnants (désadaptation pouvant apparaître en fonction des niveaux de couplages entre les éléments rayonnants et en fonction de l'angle de pointage)

Cette configuration nécessite un grand nombre de modules actifs, ce qui complexifie la fabrication de l'antenne, son calibrage et entraîne des coûts assez importants. Il est aussi nécessaire de prévoir un système de dissipation global au niveau des T/R modules. Cette architecture présente en contrepartie de nombreux avantages :

- La flexibilité du système est très importante et permet d'adresser une multitude de scénarios ;

- Les modules doivent supporter des puissances moindres par rapport aux réseaux à BFN passifs. Des solutions de types « Solid State Power Amplifiers -SSPA », plus faciles à intégrer et possédant des bandes passantes plus grandes sont alors intéressantes par rapport aux amplificateurs à tube ;
- Le circuit de distribution de puissance pourra être conçu pour des niveaux de puissances moindres ;
- La défaillance d'un module actif ne rend pas le système inutilisable, contrairement au système à BFN passif.

Quelle que soit la nature du circuit de formation de faisceaux, il ressort une importante complexité du système d'alimentation pour gérer les pondérations, étant donné que chaque élément de l'antenne comporte au moins un système de déphasage en transmission et, éventuellement, un module d'amplification par voie RF. De plus, la présence de circulateurs est indispensable pour isoler les voies et gérer les problématiques de désadaptation liées aux couplages.

Cette complexité ainsi que les coûts associés réservent donc ces antennes à des applications spécifiques, quasiment exclusivement dans les domaines de l'aéronautique, du spatial, et des activités militaires.

II.3 - Principales applications

II.3.1 - Applications dans le domaine militaire

Les réseaux phasés trouvent leur application principalement dans le domaine militaire, avec les radars à balayage électronique. Ceux-ci ont pour principal objectif de se substituer aux radars à balayage mécanique, moins rapides, plus encombrants et difficiles à décliner en version embarquée. Dans ce domaine, THALES est une référence et a proposé de nombreuses solutions, en versions passives ou actives. Parmi ces dernières, le radar RBE2-AESA (*Active Electronically Scanned Array*), a été développé dans les années 90 pour équiper l'avion de chasse Rafale de Dassault, illustré sur la Figure 9. Ce radar multifonctions offre la possibilité d'exploiter toutes les capacités de l'armement embarqué, améliore les capacités de ciblage et de détection du chasseur et permet également de faire de l'image par radar SAR (Synthetic Aperture Radar). Ce type d'antenne, constitué de plusieurs centaines d'éléments rayonnants intègre des T/R modules complexes développés par Thales [9], [10].

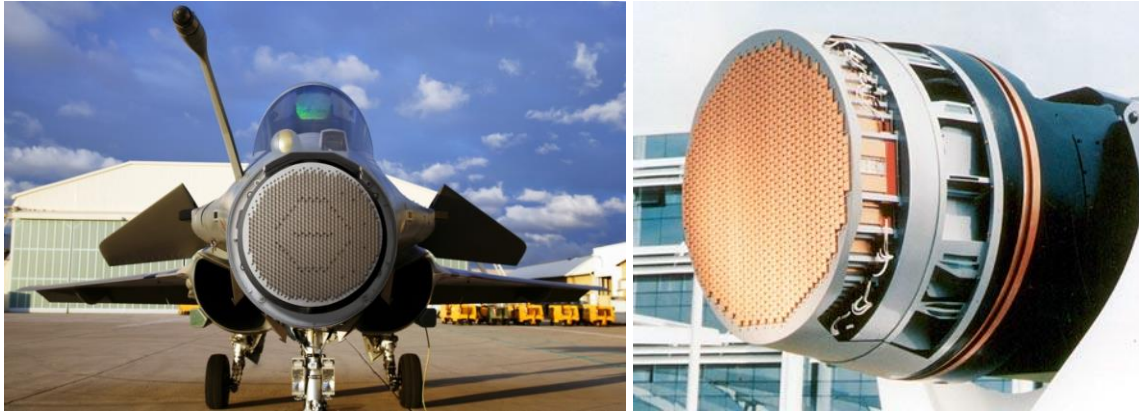


Figure 9 : Rafale avec radar RBE2-AESA - Armée de l'Air

D'autres exemples de Radar peuvent être trouvés dans la littérature [11]. Parmi les applications employant des systèmes d'antennes très complexes, on peut citer le radar PAVE PAWS, utilisé pour la détection de missile. Celui-ci fonctionne dans la bande de fréquence 420-450 MHz et comporte deux panneaux d'environ 27 m contenant plusieurs milliers de dipôles croisés [12] associés à des T/R modules qui utilisent une technologie « Solid State » et dont l'efficacité moyenne est évaluée à 36% [13]. La particularité de ce radar est de combiner la formation de faisceaux électronique à une géométrie singulière pour offrir une bonne stabilité du gain en fonction du pointage.

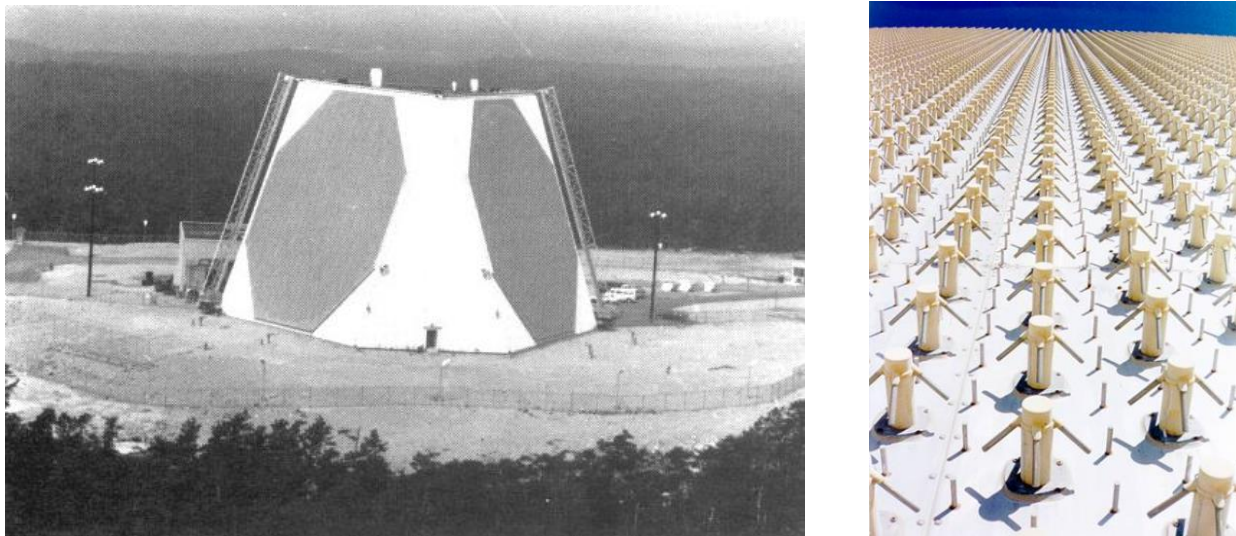


Figure 10 : Radar PAVE PAWS – AN/FPS-115

II.3.2 - Applications dans le domaine spatial

Un autre secteur privilégié pour les réseaux d'antennes reconfigurables est le domaine spatial. Pour les applications où de forts gains sont nécessaires, la solution de prédilection consiste à employer des antennes à réflecteurs (paraboliques centrés ou en offset, Cassegrain ou grégorien, etc...). Néanmoins, lorsqu'une notion de flexibilité intervient, des solutions à base de réseaux d'antennes ont été envisagées pour éviter la reconfiguration mécanique, soit au niveau du réflecteur (actuateurs) ou du support (rotation, positionneurs de type Moog, etc...). L'avantage des réseaux d'antennes est d'offrir potentiellement plus de flexibilité, que ce soit en termes de rapidité, de diversité de couvertures (c-à-d passage d'un faisceau directif à un faisceau conformé), ou la réalisation d'opérations complexes comme les couvertures multifaisceaux. Ces scénarios peuvent être mis à jour au cours de la durée de vie du satellite, ce qui représente des arguments technologiques et économiques importants car un satellite est en vol pour une durée moyenne comprise entre 10 et 15 ans.

Parmi les solutions existantes, les systèmes développés par EADS-CASA Espacio sont notamment opérationnels sur les satellites Spainsat et Hispasat AG1 [14]. Ces réseaux fonctionnent en réception, respectivement dans les bandes de fréquences 7.9-8.15 GHz (bande X) et 14.25-14.5 GHz (bande Ku). Ces systèmes permettent de générer 4 faisceaux indépendants reconfigurables en utilisant une architecture de BFN regroupant certains éléments du réseau entre eux (sous-réseaux). Les concepts d'antennes utilisés sont de 2 types : *IRMA - In Orbit Reconfigurable Multibeam Antenna* est un réseau de 64 éléments (sous-réseaux) embarqué sur Spainsat et *ELSA - Electronically Steerable Antenna* est un réseau de 100 éléments (sous-réseaux) pour Hispasat AG1. Le choix s'est porté sur des patchs circulaires pour l'antenne ELSA et une déclinaison à encoches et alimentations séquentielles pour générer de la polarisation circulaire a été développée sur l'antenne IRMA.

La Figure 11 illustre le réseau IRMA et la Figure 12 montre l'architecture du BFN associé.

D'autres systèmes, tels que le concept *Medusa*, développé par EADS Astrium, fonctionnent en réception, en bande Ka (27.5-30 GHz). L'objectif est ici de réaliser une couverture multifaisceaux en réutilisant des éléments du réseau (MFB - Multi Feed per Beam). Ce dispositif, illustré sur la Figure 13 utilise une technologie en guides d'ondes, ce qui permet de montrer la complexité du circuit de formation de faisceaux associé à la flexibilité du système.



Figure 11 : Antenne IRMA et détail d'un sous-réseau développés par EADS CASA Espacio

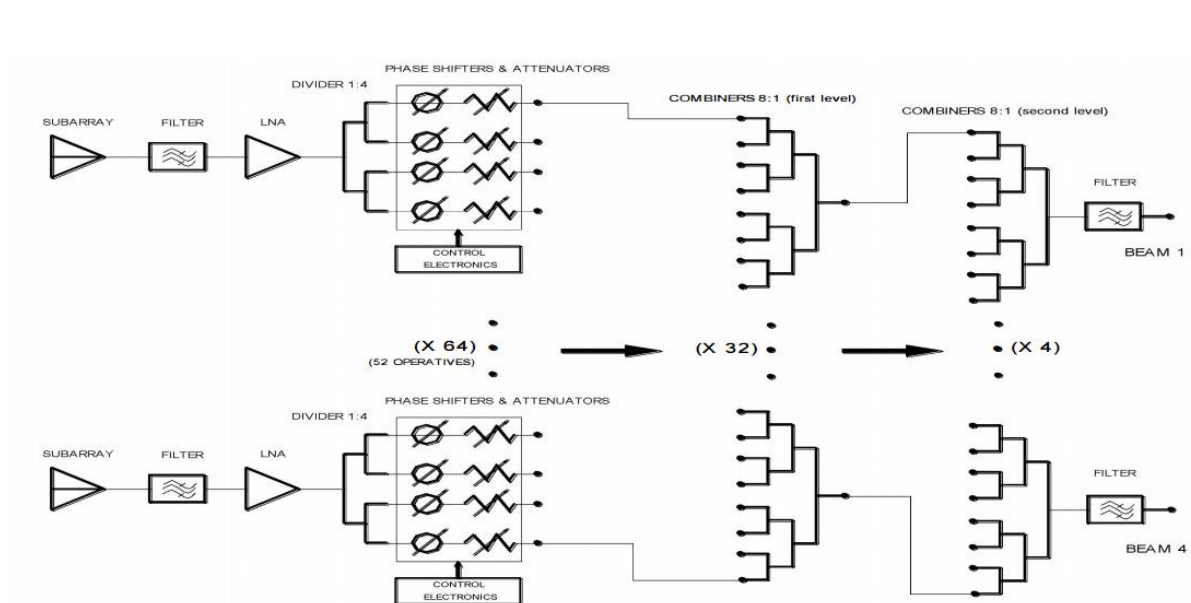


Figure 12 : Synoptique du BFN utilisé sur l'antenne IRMA

Ces deux exemples illustrent des cas concrets de réseaux d'antennes utilisés pour le spatial. Néanmoins, leur complexité laisse entrevoir la difficulté à concevoir de tels systèmes fonctionnant à la fois en réception et en émission, tout en offrant une grande flexibilité.

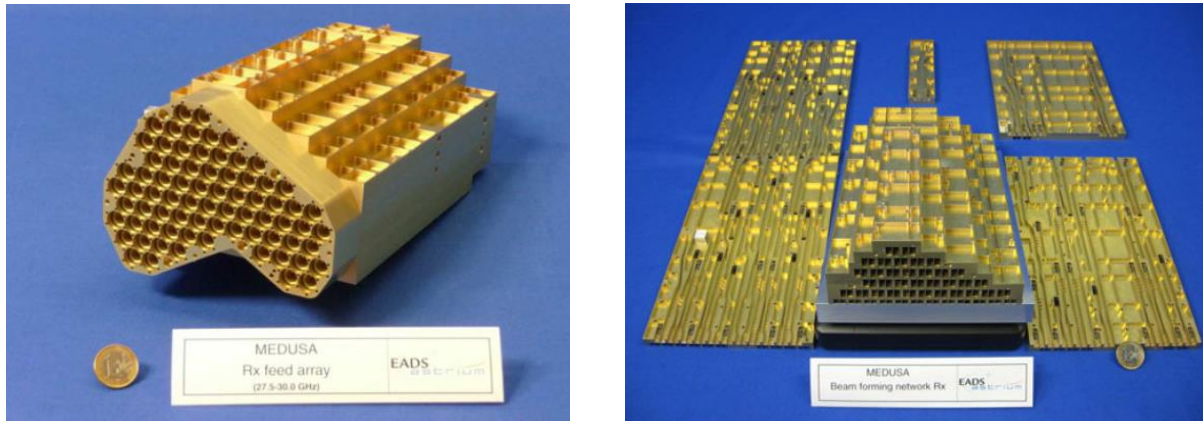


Figure 13 : Réseau MFB Medusa et vues du BFN associé, développés par EADS Astrium

Pour éviter la complexité des solutions mentionnées auparavant, les recherches dans le domaine spatial s'orientent également vers le développement de réseaux focaux qui consistent à placer dans le plan focal d'un réflecteur un réseau d'antennes reconfigurable. Cette solution a l'avantage de permettre une réduction du nombre de contrôles car le nombre d'éléments est limité par rapport à un réseau à rayonnement direct (DRA – Direct Radiating Array). La focalisation du faisceau est alors assurée par le réflecteur. Ces systèmes peuvent paraître encombrants en raison de la présence du réflecteur, mais les différentes études menées montrent que ces solutions peuvent constituer un bon compromis entre flexibilité, performances, masse, et coût final du système. Deux systèmes étudiés dans la littérature montrent de bons résultats : le concept FAFR (Focal Array Fed Reflector) [15] et le concept AFSR (Array Fed Shaped Reflector) développés par Thales Alenia Space[16]. Ils sont illustrés sur la Figure 14.

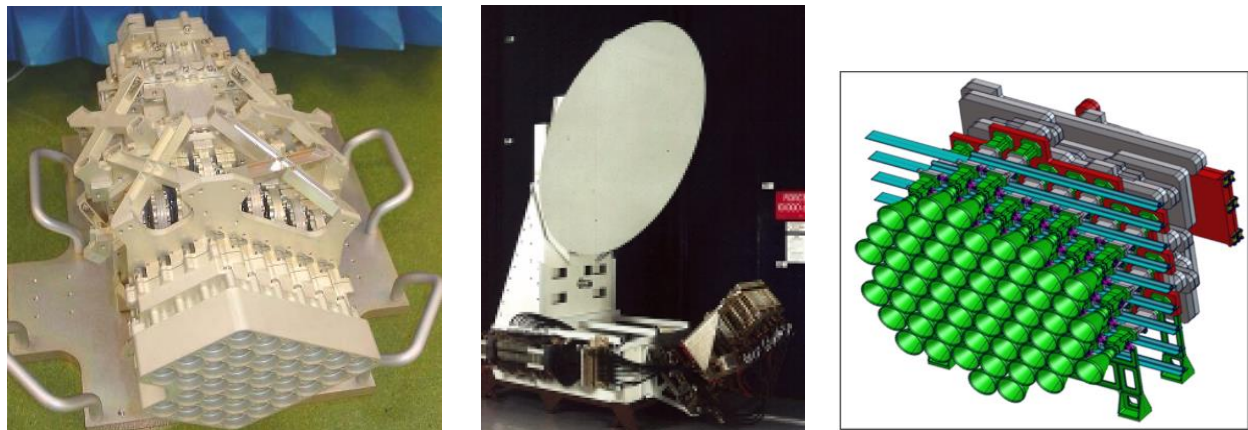


Figure 14 : Réseau focal FAFR (à gauche), démonstrateur FAFR (centre) et réseau focal AFSR (à droite), développés par Thales Alenia Space

Le premier est une solution MFB pour réaliser des couvertures multifaisceaux employant un réflecteur pour la focalisation alors que le second est une solution pour faisceaux formés qui associe au réseau focal un réflecteur conformé. Ce dernier est optimisé pour s'assurer que la plus grande partie de l'énergie rayonnée par le réseau focal est exploitée. Cette solution permet de s'affranchir du contrôle d'amplitude et de réduire la complexité du BFN qui gère seulement les déphasages.

II.4 - Bilan sur les réseaux périodiques

Cet aperçu des travaux menés sur les réseaux périodiques nous permet de faire ressortir les principaux avantages et inconvénients de ces dispositifs :

- Avantages :
 - Très grande flexibilité (contrôle amplitudes/phases, phases seules) ;
 - Optimisation des niveaux de lobes secondaires, polarisation croisée pour des applications spatiales ou militaires ;
 - Vitesse de reconfiguration par rapport à des solutions mécaniques ;

- Inconvénients :
 - Très grande complexité pour la gestion des pondérations (reportée sur le circuit de formation de faisceaux) ;
 - Les configurations actives embarquent de très nombreux amplificateurs dont l'efficacité est un verrou (limitation connue des SSPA) ;
 - Le grand nombre de degrés de libertés est obtenu en contrepartie d'un très grand nombre de contrôles ;
 - Encombrement, masse et coût.

Les inconvénients clairement identifiés sur les réseaux périodiques limitent aujourd'hui leur diffusion à des applications autres que dans le domaine militaire ou spatial (nous ne considérons pas ici les réseaux rudimentaires utilisés sur les stations de base des réseaux cellulaires, qui souffrent des mêmes problèmes d'efficacité). Des travaux consistant à associer des réseaux avec un nombre d'éléments modérés et un réflecteur ont néanmoins montré des potentialités

significatives et semblent constituer une voie intéressante pour l'optimisation d'un compromis performances/complexité/coût.

La suite de ce chapitre va être consacrée à une autre approche ayant comme finalité l'optimisation de ce compromis. Il s'agit des architectures de réseaux d'antennes à grilles non uniformes.

III - Alternative des réseaux d'antennes à distributions non uniformes

III.1 - Définitions et principe

Contrairement aux configurations uniformes (périodiques) vues précédemment, les réseaux d'antennes à distributions non uniformes sont des réseaux où la grille sur laquelle les éléments sont répartis possède un pas non-uniforme ou bien dans laquelle certains éléments peuvent être absents, chargés particulièrement ou encore être de types différents. Dans la littérature, les réseaux à distributions non uniformes sont souvent classifiés suivant deux catégories :

- Les réseaux à grille périodique, dans lesquels certains éléments sont retirés ou non alimentés (chargés par des courts-circuits ou des circuits ouverts) afin d'enlever un contrôle, sont appelés réseaux raréfiés ou lacunaires. Le terme anglais « thinned arrays » leur est associé [17], [18] ;
- Les réseaux où la périodicité de la grille n'est pas respectée. Ils sont le plus souvent regroupés sous la dénomination réseaux apériodiques, ou encore « aperiodic arrays », ou « sparse arrays ». Cette catégorie englobe l'utilisation d'éléments rayonnants de tailles et/ou types différents.

Une illustration est donnée sur la Figure 15.

Le principe de fonctionnement de ces réseaux peut être expliqué par le schéma de la Figure 16, reproduit et expliqué à partir de [19]. Ce schéma montre, en noir, un réseau d'antennes linéaire périodique, avec un espacement régulier d . En considérant la formulation du facteur de réseau vu précédemment, la périodicité introduit des lobes de réseaux qui vont limiter l'angle maximal de dépointage, d'autant plus que la distance entre les éléments rayonnants est importante.

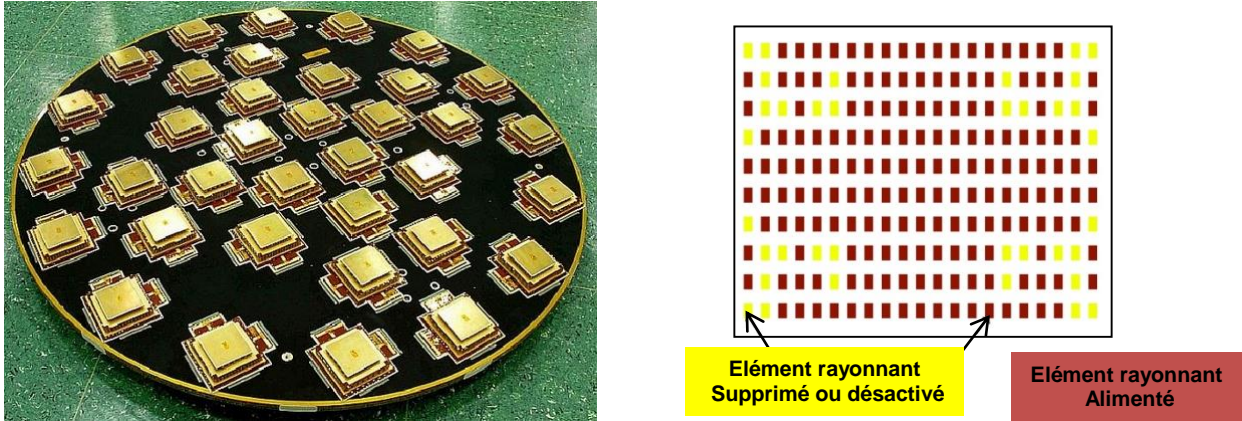


Figure 15 : Réseau d'antennes apériodique pour GIOVE-A, développé par Thales Alenia Space Italia (à gauche), schéma de principe d'un réseau d'antennes lacunaire (à droite)

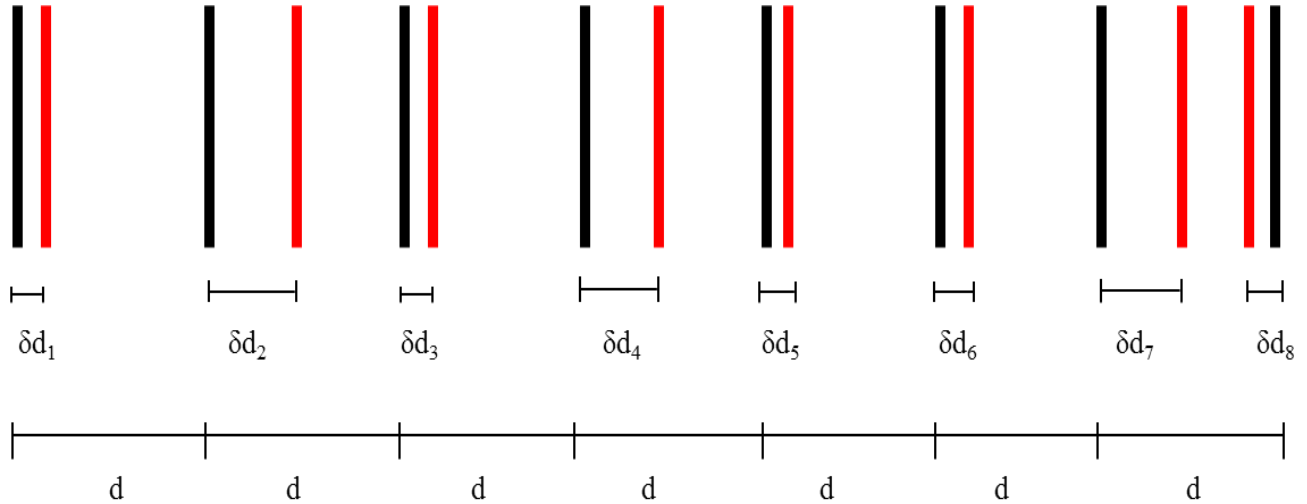


Figure 16 : Géométrie d'un réseau apériodique (éléments en couleur rouge), qui est créé en ajoutant des perturbations à la position de chaque élément dans un réseau périodique (éléments en couleur noire)[19]

Dans le cas d'un réseau lacunaire, où certains éléments sont supprimés, cet espacement peut être ponctuellement supérieur à la demi-longueur d'onde, c'est-à-dire la distance maximale à ne pas dépasser pour observer des lobes de réseaux lors d'un dépointage dans l'espace $\{+/-90^\circ\}$. Ce raisonnement basique montre que les réseaux lacunaires, tout comme les réseaux périodiques, peuvent souffrir de l'apparition de lobes de réseaux même s'ils permettent en contrepartie de supprimer des contrôles et une simplification du circuit de formation de faisceaux.

L'introduction d'une rupture de périodicité consiste à modifier localement la position de certains éléments par une perturbation, notée δd_n . Dans ce cas, le facteur de réseau prend la forme de l'Equation 5 au lieu de la forme initiale de l'Equation 4 [19].

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jk_0 d(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_0)} \quad \text{Equation 4}$$

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jk_0 d_n(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_0)} \quad \text{Equation 5}$$

Avec : $d_n = d(n-1) + \delta d_n$

Cette rupture de périodicité introduit une formulation du facteur de réseau qui devient non linéaire, ce qui permet de limiter l'impact des lobes de réseaux (introduit par la nature périodique des grilles). Ceux-ci peuvent alors être diffusés ou fortement amoindris par rapport aux réseaux lacunaires.

Néanmoins, l'étude devient beaucoup plus complexe et nécessite l'utilisation d'algorithmes de synthèse dédiés à cette résolution. En effet, dans un réseau lacunaire, le nombre de solutions reste limité à 2^N si les éléments rayonnants sont présents ou non. A contrario, dans un réseau apériodique, il existe une quasi-infinité de positions possibles, ce qui rend leur synthèse délicate.

Les auteurs de [19] ont mené une synthèse avec un algorithme génétique visant à optimiser les distances δd_n pour minimiser l'apparition des lobes secondaires. Les résultats obtenus sur la Figure 17 permettent d'illustrer le potentiel de ces structures. Ils sont basés sur une distribution équiamplitude d'éléments espacés de 0.8λ et le pointage est fixé à $\theta_0=60^\circ$. Dans le cas périodique, un lobe de réseau apparaît à logiquement à -22.6° , alors qu'il est supprimé sur la partie basse de la figure, suite à l'optimisation des distances δd_n . Le résultat a aussi été étendu à d'autres directions de pointages pour montrer l'intérêt des réseaux apériodiques.

Il ressort néanmoins de cette brève étude une difficulté à optimiser le problème. Ceci est d'autant plus vrai que dans l'exemple précédent, l'effet des couplages est complètement occulté. Ce dernier point constitue une problématique majeure que la distribution des éléments soit lacunaire ou apériodique. En effet, si un élément rayonnant n'est plus entouré de la même façon en fonction de sa position, les niveaux de couplages vont aussi être différents suivant les éléments considérés.

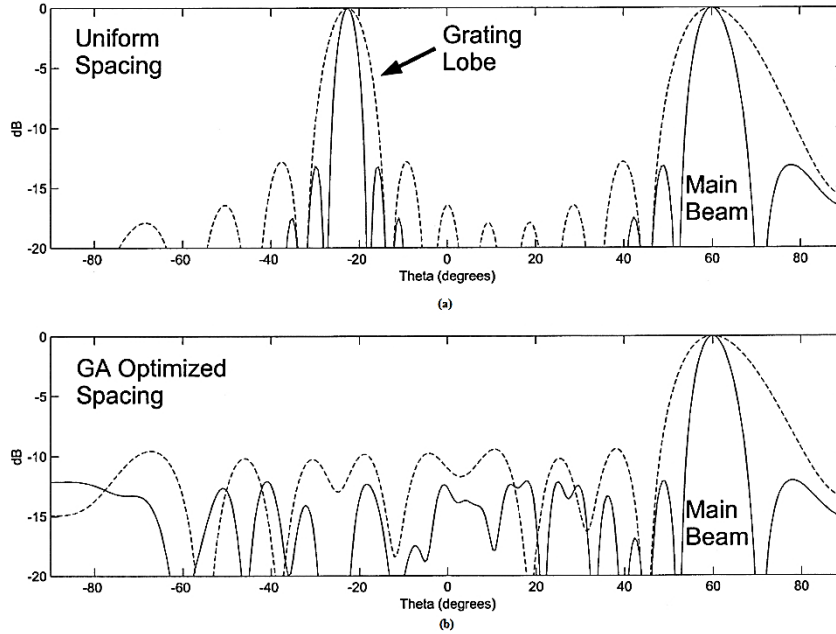


Figure 17 : (a) réseau linéaire périodique avec présence d'un lobe de réseau - 8 éléments (traits pointillés) et 16 éléments (traits pleins) – $\{d=0.8 \lambda ; \theta_0=60^\circ\}$ (b) réseau aperiodique optimisé - 8 éléments (traits pointillés) et 16 éléments (traits pleins) – $\{d=0.8 \lambda ; \theta_0=60^\circ\}$ [19]

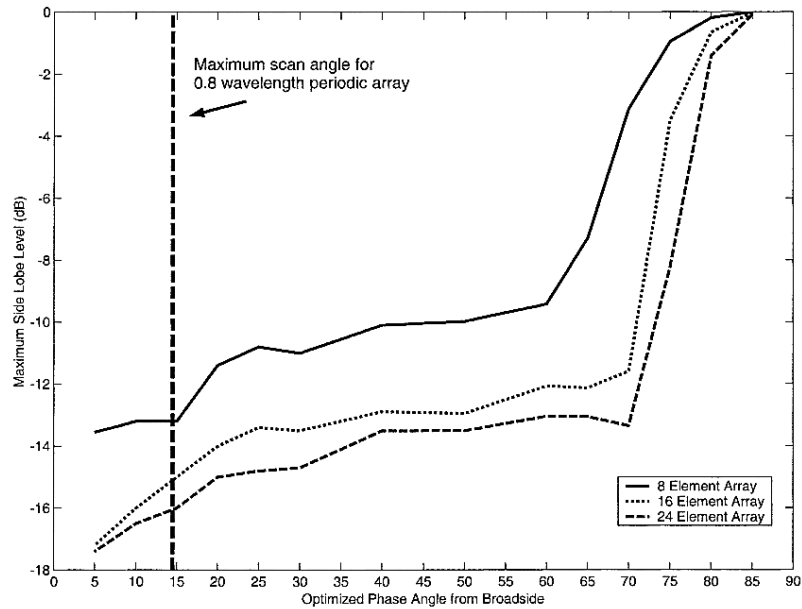


Figure 18 : Evaluation du niveau maximum des lobes secondaires en fonction de l'angle de balayage optimisé pour différents nombres d'éléments de réseau [19]

Cette différence est majeure par rapport aux réseaux périodiques. Là où des formalismes de type « période infini » [3] pouvaient s'appliquer avec une approximation relativement bonne si le réseau était grand, il n'est plus possible de les appliquer ici.

Le potentiel de ces structures lacunaires ou apériodiques est néanmoins très prometteur et a suscité de nombreuses études. De façon à cerner l'apport de ces travaux et les difficultés associées, nous allons faire un bref historique et présenter quelques résultats significatifs.

III.2 - Historique

III.2.1 - Premiers constats

L'idée de développer des réseaux d'antennes avec une distribution non uniforme remonte aux années soixante. Il y avait un grand intérêt en raison du coût élevé des réseaux périodiques. Les chercheurs ont investigué différentes solutions visant à optimiser le compromis performances/complexité/coût évoqué précédemment.

Unz [20] est majoritairement à l'origine de cette idée. En 1956, il a proposé de positionner des éléments rayonnants arbitrairement dans une grille de façon à apporter un degré de liberté supplémentaire dans la conception des réseaux d'antennes. L'auteur montre qu'il serait possible d'utiliser une distribution non périodique avec moins d'éléments pour atteindre des performances similaires à celles d'un réseau avec un espacement régulier. Il a également exposé une méthode de synthèse basée sur l'expansion de séries de Fourier-Bessel permettant d'obtenir la distribution du courant nécessaire pour générer le diagramme de rayonnement désiré. La méthode de Unz est efficace [21], mais ne convient pas pour la conception de larges réseaux.

Plus tard, en 1961, Harrington [22] a conclu, en utilisant un espacement interélément non uniforme dans un réseau, que le niveau des lobes secondaires peut être réduit à environ $2/N$ fois l'intensité de champ du lobe principal, où N est le nombre total d'éléments, sans augmenter la largeur du faisceau du lobe principal. Dans la même période, Andreasen (1962) décrit l'avantage d'introduire une telle architecture apériodique à l'égard des réseaux périodiques. L'auteur démontre qu'il serait possible d'exciter les éléments arbitrairement distribués avec des amplitudes constantes et que le niveau de lobes secondaires dépendrait plus du nombre d'éléments dans le réseau et moins de l'espacement entre les éléments. Andreasen [23] était le premier chercheur à aborder la synthèse des réseaux apériodiques comme un problème d'optimisation du fait qu'il n'y

avait pas une solution unique. L'auteur affirme aussi que les réseaux apériodiques requièrent moins d'éléments afin de former le faisceau désiré sur une bande de fréquence plus large qu'un réseau périodique.

Ultérieurement, Willey [24] (1962) expose une approche pour synthétiser des réseaux à distribution non uniforme. Il montre que l'apodisation appliquée usuellement sur les amplitudes des pondérations, afin de réduire les lobes secondaires, peut être remplacée par une apodisation spatiale (*Space-tapering*), c'est-à-dire une variation de la distance interéléments. Il conclut que l'approche est efficace pour réduire le nombre d'éléments, tout en excitant les éléments avec les mêmes amplitudes.

D'autres travaux significatifs ont été menés par Ishimaru [25], [26], et Mafett [27] qui ont proposé des approches intéressantes pour la conception de réseaux d'antennes non-uniformes. Le point commun réside dans l'obtention d'un arrangement optimal des positions des éléments pour atteindre un objectif de diagramme de rayonnement désiré, avec un nombre d'éléments et un niveau de lobes secondaire réduits. Cependant, dans ces articles, l'objet du couplage mutuel est rarement mentionné. Et si c'est le cas, les auteurs supposent que cette interaction entre les éléments est le plus souvent négligeable puisqu'ils considèrent que la variation de la distance (et donc son augmentation) serait un degré de liberté permettant de surmonter cet effet. Même si cette hypothèse peut être avérée pour des distances importantes, il s'ensuit en contrepartie une diminution du rendement de surface du panneau rayonnant. Tous ces phénomènes restent cependant difficiles à évaluer à l'époque.

III.2.2 - Mise en œuvre d'algorithmes dédiés

La montée en puissance des outils informatiques dans les années 90 a permis un regain d'intérêt pour ces antennes. Haupt (1994) [17], dans son article, se réfère à un algorithme génétique pour concevoir un réseau d'antennes lacunaire optimisé. L'algorithme utilisé permet de déterminer l'élément à désactiver à partir d'un réseau d'antennes périodique dans le but de réduire le nombre de contrôles derrière le réseau d'antennes. Haupt admet que le temps requis par cette approche d'optimisation est long même si cela permet l'obtention d'un diagramme de rayonnement avec un niveau de lobes secondaire réduit. En 2002, Bray et Werner [19], étaient parmi les rares auteurs à inclure des considérations pratiques dans la conception des réseaux d'antennes apériodiques, en

tenant compte de restrictions sur l'impédance d'entrée. Les auteurs se sont basés sur les travaux de Unz pour effectuer leur démonstration. Il est à noter que d'autres auteurs ont traité la conception des réseaux apériodiques comme un problème d'optimisation [28]–[32]. Les méthodes utilisées, bien qu'élégantes, mènent à des temps de calcul pouvant être excessivement longs, ce qui montre la difficulté du problème à résoudre.

III.2.3 - Développements récents et problèmes récurrents

Il faut remarquer que les travaux précédents correspondent à des études « papiers » et qu'il n'y a pas beaucoup d'exemples de prototypes d'antennes à distribution non uniforme, encore moins en version reconfigurable. Depuis quelques années, de nombreux efforts de la communauté scientifique, en particulier autour des activités spatiales, ont quand même permis de mettre en œuvre certains de ces concepts. Parmi les travaux les plus significatifs, ceux menés par l'Agence Spatiale Européenne (ESA) et Thalès Alenia Space ont permis des démonstrations probantes [33]–[44]. Parmi ces références, [40] dresse un état de l'art récent des travaux menés sur ces réseaux.

Un exemple intéressant est basé sur l'exploitation de la variation de distances entre éléments pour améliorer significativement l'efficacité de l'antenne. En s'inspirant d'un modèle de répartition issue de la nature, une fleur de tournesol, les chercheurs ont mis au point un concept qui maximise à la fois le taux de remplissage du réseau, tout en ayant des pas variables pour créer la variation d'amplitude nécessaire à l'abaissement des lobes secondaires [42]. Pour cela, les auteurs ont utilisé des éléments rayonnants de tailles différentes.

Ces nombreux travaux montrent qu'un réseau non uniforme est une solution avantageuse pour réduire le nombre d'éléments, les pertes au niveau du circuit de distribution et par conséquent diminuer la complexité et le coût par rapport à un réseau périodique. Cependant, quelques limitations sont à mettre en avant, inhérentes à la réduction du nombre voies RF, comme la nécessité d'utiliser des amplificateurs délivrant plus de puissance pour maintenir la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) d'un réseau non uniforme, si on le compare à un réseau périodique [34]. De plus, des approximations sont encore nécessaires dans ces études, notamment au niveau de l'impact et de la prise en compte des couplages.

Sur ce dernier point, il faut noter que des techniques ont été développées pour tenter d'estimer le couplage mutuel dans les réseaux d'antennes non uniformes. Lager, dans [43], propose

une méthode analytique, dérivée de celle développée à l'origine par Bailey [45], pour déterminer l'interaction électromagnétique entre les éléments dans un réseau aperiodique. Cette approche, basée sur des interpolations à partir de quelques configurations initiales, s'avère cependant assez imprécise pour des éléments fortement couplés et reste difficile à généraliser à tout type d'éléments rayonnants sans redéfinir un ensemble de paramètres initiaux à chaque fois.

Ces différents constats sont toujours d'actualité. Un travail de 2015 [46], appliqué à un réseau linéaire aperiodique de 16 éléments, montre les effets de la non prise en compte du couplage dans les processus de synthèse. Les auteurs ont volontairement choisi des dipôles car ils présentent naturellement un niveau de couplages élevés, ce qui peut dégrader significativement le niveau de lobes secondaires lors d'une optimisation s'ils sont négligés. Un résultat extrait de [46] est présenté sur la Figure 19.

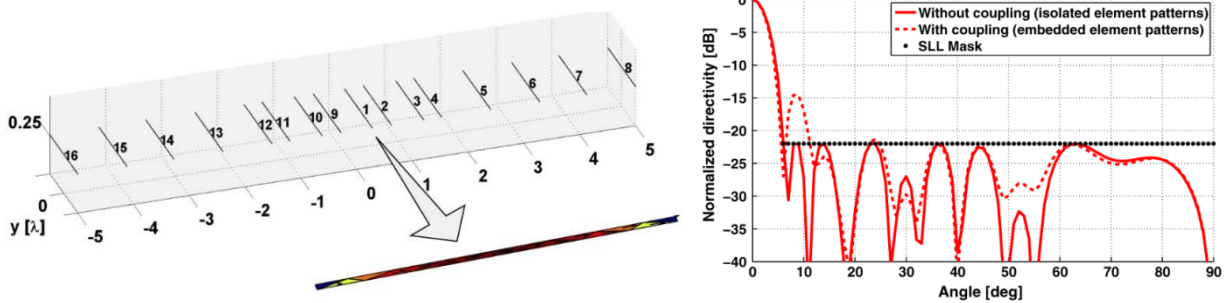


Figure 19 : Réseau linéaire de 16 dipôles aperiodiques optimisé (à gauche). Impact de la prise en compte des couplages dans l'optimisation (à droite)

Cet historique montre que malgré les efforts et avancées dans le domaine, de nombreuses voies d'améliorations sont encore à exploiter.

III.3 - Exemples qualitatifs

De façon à illustrer les avantages des réseaux non uniformes et pour quantifier les performances, nous allons présenter ici quelques exemples. La plupart d'entre eux sont basés sur des résultats de synthèse sans validations expérimentales mais cela permet néanmoins de fixer des ordres de grandeur sur les performances accessibles.

III.3.1 - Réseaux lacunaires

Ce premier exemple, issu de [47], [48], utilise un algorithme génétique pour transformer un réseau de 397 éléments à maille triangulaire en réseau lacunaire, comme montré sur la Figure 20. Grâce à cette technique d'optimisation, plus de 30% d'éléments peuvent être désactivés à partir de la configuration initiale, tout en maintenant quasiment les mêmes caractéristiques de rayonnement, c'est-à-dire l'ouverture du lobe principal et le niveau de lobes secondaires. Le résultat est indiqué sur la Figure 21. Un niveau des lobes secondaires inférieur à -20 dB est obtenu dans les deux plans $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$. Par rapport au cas de référence, les amplitudes des éléments actifs sont identiques, ce qui permet d'optimiser le rendement des amplificateurs. Il faut noter que l'algorithme utilisé est multicritères et peut prendre en compte des contraintes supplémentaires comme la directivité EOC (*Edge of Coverage*) ou le rapport C/I.

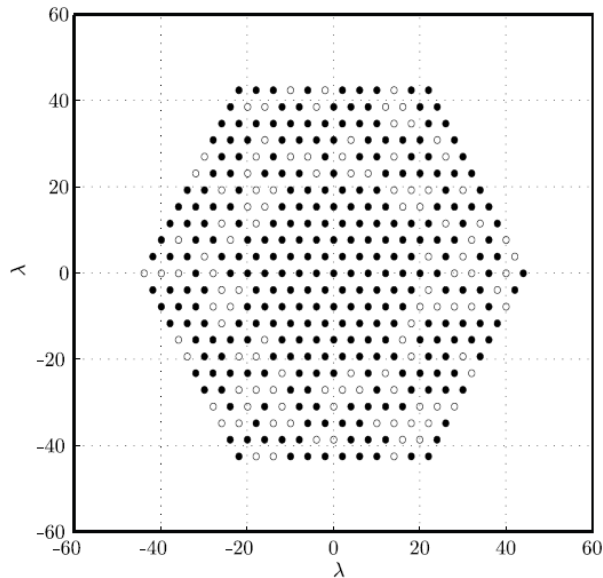


Figure 20 : Réseau lacunaire optimisé par algorithme génétique, les cercles remplis et vides représentent les éléments « actifs » et « désactivés », respectivement.

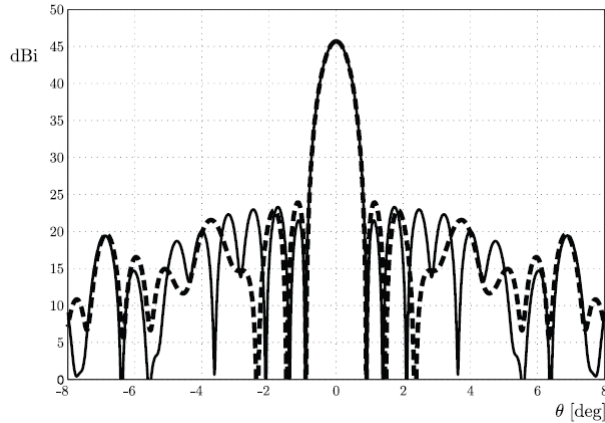


Figure 21 : Diagramme de rayonnement du réseau hexagonal lacunaire dans les plans $\Phi=0^\circ$ (ligne pointillée) et $\Phi=90^\circ$ (ligne continue)

Les algorithmes d'optimisation stochastiques comme les algorithmes génétiques sont largement utilisés [29], [49]–[51] pour l'optimisation de réseaux non uniformes.

En s'intéressant à d'autres travaux, nous pouvons voir que le type d'algorithme utilisé a un impact non négligeable sur la résolution du problème. Ainsi, dans [52], les auteurs arrivent à réduire le nombre de contrôles de 42.9% sans augmenter le niveau de lobes secondaires et dans [37], la réduction du nombre de contrôles atteint jusqu'à 49% en utilisant des algorithmes de types PSO (Particle Swarm Optimization) [53]–[55].

Cependant, il est difficile de conclure étant donné que dans ces différents cas, la réduction est comprise entre un tiers et la moitié des éléments, mais l'architecture de départ n'est pas la même. Ce dernier point peut fausser les interprétations. Afin d'être plus exhaustif, nous allons nous baser sur le travail publié dans [38]. Les auteurs utilisent une seule architecture composée d'un réseau circulaire de 1.35 m et contenant 511 éléments, distants de 3.8λ . L'objectif est de tester l'impact du nombre de contrôles sur la réalisation d'une couverture multifaisceaux tel qu'illustré sur la Figure 22, et en particulier sur des spots au centre (38) ou en bord de couverture (35 et 60). Les auteurs comparent un algorithme génétique et un algorithme de type recuit simulé [56]. En tant que contraintes, la priorité est donnée à l'obtention d'une directivité minimale à atteindre et une minimisation des lobes secondaires. Les résultats de cette étude sont reproduits dans le tableau 1. Il ressort que l'algorithme de type « recuit simulé » apparaît comme le mieux adapté pour

minimiser le nombre de contrôles. Dans ce cas, une réduction du nombre de contrôles compris entre 28 et 42% est obtenue suivant les spots.

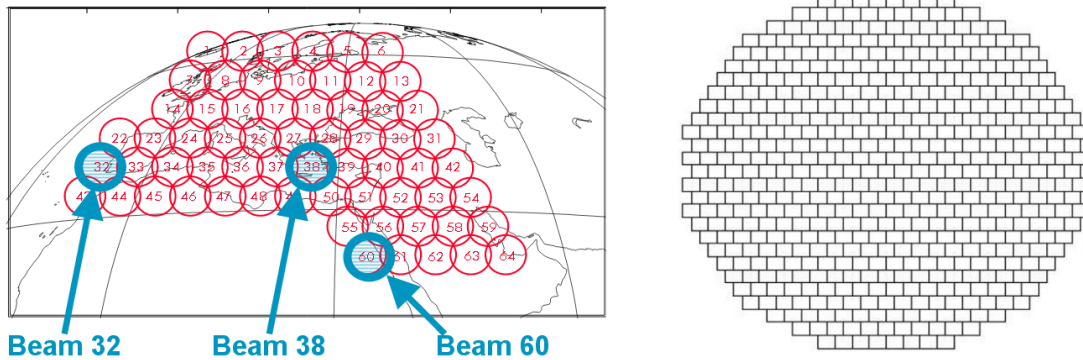


Figure 22 : Couverture étudiée et géométrie de réseau utilisée par [38]

	Spot	Directivité (dB)	Niveau des lobes secondaires sur la couverture utile (dB/Max)	Niveau des lobes secondaire hors couverture utile (dB/Max)	Nombre d'éléments réduit (%)
Cas référence	38	43.7	-17.5	-33.7	-
	32	42.4	-16.3	-25.6	-
	60	43.5	-16.9	-23.9	-
Recuit simulé	38	42.1	-24.2	-22.6	42
	32	42.0	-20.7	-24.2	28
	60	42.0	-22.8	-24.8	42
Algorithme génétique	38	42.7	-22.5	-24.4	26
	32	42.0	-19.3	-23	19
	60	42.0	-22.8	-24.8	25

Tableau 1 : Comparaison des performances obtenues avec deux algorithmes différents pour réaliser la synthèse d'une couverture multifaisceaux [38]

Dans tous les cas observés dans la littérature, quel que soit l'algorithme utilisé, il apparaît que des réductions du nombre d'éléments comprises entre 25 et 50 % peuvent être atteintes avec une dégradation modérée des performances (entre 2 et 3 dB d'écart sur la directivité).

III.3.2 - Réseaux aperiodiques

Parmi les exemples les plus significatifs de réseaux aperiodiques, un réseau a été développé par l'ESA, en distribuant les éléments suivant des spirales de Fibonacci [48]. Cette répartition s'inspire d'un exemple de la nature : les fleurs de tournesol, comme l'indique la Figure 23.

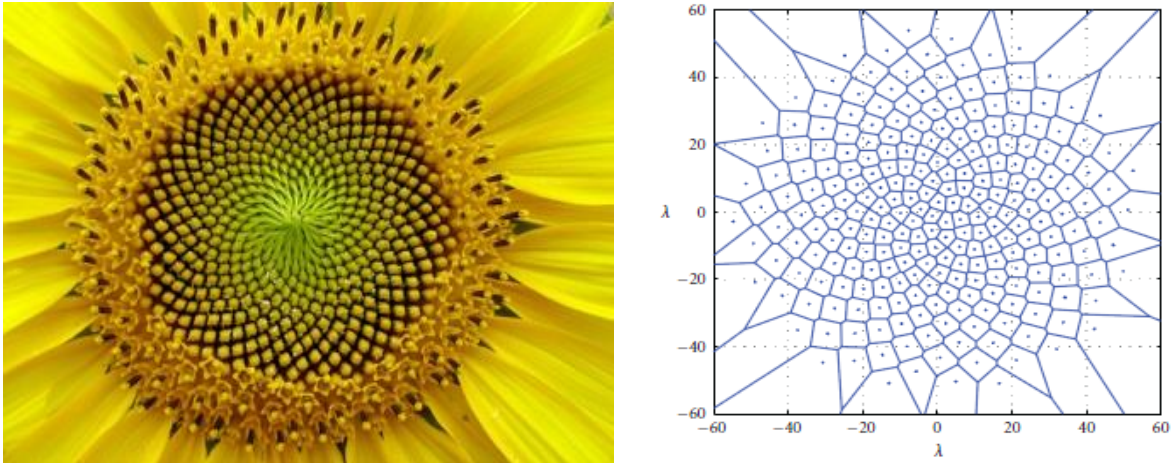


Figure 23 : Fleur de tournesol et application à un réseau aperiodique [48]

De façon à éviter les problèmes de rendement d'ouverture, les auteurs ont également utilisé des éléments de tailles différentes pour ne pas laisser de « trous » dans le réseau. La mission envisagée pour ce réseau est similaire à la précédente : couverture multifaisceaux sur l'Europe avec minimisation des lobes secondaires et niveau de directivité minimum à atteindre. Les performances obtenues avec un tel réseau sont données dans le tableau 2. En omettant quelques disparités sur le niveau des lobes secondaires, une réduction de 64% du nombre d'éléments rayonnants est obtenue, ce qui est un des résultats les plus significatifs de la littérature scientifique. Les auteurs ont aussi décliné ce concept à d'autres applications, en allant jusqu'à la réalisation d'un démonstrateur de 48 éléments en bande Ku [58].

	Objectif	Réseau périodique de même dimension (distribution Taylor)	Non-périodique équi-amplitude (spirales)
Niveau des lobes secondaires sur la couverture utile (dB/Max)	<20 dB	18.5 dBi	18.7 – 22.5 dBi
Niveau des lobes secondaire hors couverture utile (dB/Max)	<25 dB	18.5 – 32 dBi	18.7 – 22.5 dBi
Directivité	43.8 dB	45.1 – 43.9 dBi	44.3 – 43.7 dBi
nombre d'éléments	minimum	931	332 (36%)

Tableau 2 : Performances obtenues avec le réseau « sunflower » de l'ESA pour réaliser la synthèse d'une couverture multifaisceaux [48]

III.4 - Bilan sur les réseaux non uniformes

Cette partie dédiée aux réseaux à distribution non uniforme a permis de mettre en avant les principaux avantages et inconvénients par rapport aux réseaux périodiques. Ceux-ci sont résumés dans le tableau 3.

	Réseaux périodiques	Réseaux non uniformes lacunaires	Réseaux non uniformes apériodiques
Nombre de contrôles	☹	☺	☺
Complexité du BFN	☹	☺	☺
Degrés de libertés	☺	☹	☹
Gestion des lobes de réseaux	☹	☹	☺
Impact des effets de bords	☹	☹	☹
Impact des couplages	☹	☹	☹
Synthèse	☹	☹	☹
Coût	☹	☹	☹

Tableau 3 : Synthèse des avantages et inconvénients des différents types de réseaux

Dans ce tableau, la complexité du BFN est moindre pour les réseaux non uniformes, même si d'autres contraintes, comme la distribution des lignes ou des guides sur une grille aperiodique peuvent représenter des challenges lors de la conception. L'intérêt principal se situe au niveau de pondérations en amplitude identiques, ce qui va permettre de gérer les niveaux de lobes secondaires par la distribution des éléments rayonnants tout en utilisant des amplificateurs qui seront sur un point de fonctionnement identique, avec un rendement optimal.

En termes de degrés de libertés, il est clair qu'un réseau périodique garde un avantage certain pour la formation de faisceaux mais avec les réseaux non uniformes, l'objectif est de trouver le meilleur compromis performances/complexité/coût.

Il faut noter que le processus de synthèse est plus complexe avec les réseaux non uniformes, ce qui limite le nombre de réalisations concrètes et leur développement. La difficulté réside dans l'absence de régularité dans la présence ou la répartition des éléments, ce qui nécessite l'emploi d'algorithmes de synthèse complexes et consommateurs de ressources. La modélisation des couplages représente aussi une difficulté étant donné que ceux-ci sont différents en fonction de la position considérée, contrairement aux réseaux périodiques (en faisant l'abstraction des effets de bords). Néanmoins, les principaux travaux sur les réseaux non uniformes considèrent que les niveaux de couplages sont négligeables étant donné que les distances interéléments sont souvent supérieures à la longueur d'onde. Cette approximation reste discutable si les éléments rayonnants ont tendance à se coupler fortement, comme c'est le cas pour des dipôles ou des monopôles.

De la même façon, les effets de bords sont souvent négligés dans les réseaux non uniformes car les éléments en périphérie sont souvent peu nombreux, contrairement aux réseaux périodiques.

La distinction entre les réseaux lacunaires et aperiodiques se fait principalement par le processus de synthèse, plus laborieux dans le cas aperiodique, en raison de l'existence d'une quasi-infinité de solutions. Par contre, les réseaux aperiodiques auront pour avantage la possibilité de diffuser l'énergie des lobes de réseaux plus facilement qu'un réseau lacunaire.

Au final, le coût de fabrication d'un réseau non uniforme devrait être plus bas en raison de la forte diminution du nombre d'éléments rayonnants, typiquement entre 25 et 50% à performances semblables. La taille du panneau reste similaire car c'est elle qui fixe en grande partie l'ouverture du faisceau. Il n'y a donc pas de réduction significative de la surface. Par contre, la diminution du coût se fait au niveau des voies actives, moins nombreuses, ce qui réduit également la taille du circuit de formation de faisceau. Pour les BFN actifs, cela évite également l'utilisation de chaînes

de refroidissement complexes si tous les amplificateurs travaillaient à des points de fonctionnement différents.

IV - Positionnement des travaux de thèse

IV.1 - Contexte et travaux antérieurs

Depuis quelques années, le laboratoire XLIM a mis en œuvre des moyens de modélisation et de synthèse pour les antennes à multiéléments fortement couplés. Cette catégorie d'antenne englobe à la fois les réseaux, les réseaux réflecteurs (reflectarrays) et les antennes à éléments parasites. Pour tous ces cas, une approche de synthèse commune a été développée à travers les travaux de thèse de M. ElSayed en 2010 [59] sur la conception de réseaux d'antennes couplées, ceux de la thèse de M. Abdallah, en 2012, démontrant l'impact des couplages dans la conception des réseaux réflecteurs [60] et plus récemment, en 2013, dans la thèse de M. Fezai, dédiée aux antennes à éléments parasites [61].

Dans tous ces travaux, l'accent a été mis sur la compréhension des phénomènes de couplages et leur exploitation dans la mise au point de l'antenne. L'approche commune envisagée pour ces différentes études repose sur l'introduction de ports électromagnétiques au niveau de chaque élément rayonnant afin de pouvoir définir de façon systématique une matrice $[S]$, condition nécessaire pour une résolution fiable du problème.

Une autre originalité de ces travaux est la possibilité d'envisager une convergence dans la façon de penser ces différentes architectures d'antennes. Une formulation similaire du problème est utilisée pour ces différents types d'antennes [62], ce qui laisse envisager la conception d'antennes reconfigurables possédant une certaine généricité ou modularité.

IV.2 - Présentation du concept et originalité

Dans cette optique de convergence, l'architecture proposée dans cette thèse consiste à hybrider les concepts issus des antennes à éléments parasites et ceux issus des réseaux lacunaires, afin d'optimiser la surface effective de l'antenne tout en minimisant le nombre d'éléments connectés au BFN. Cette stratégie de réduction du nombre de contrôles existe déjà sur les réseaux

lacunaires. A la différence de ceux-ci, nous proposons une approche où les lacunes (absences d'éléments) sont remplacées par des éléments alimentés par couplages électromagnétiques, de la même façon que pour une antenne à éléments parasites. Un schéma de principe est donné sur la Figure 24. L'objectif de ce concept est d'obtenir le meilleur compromis possible entre l'optimisation de l'aire effective de l'antenne et le nombre d'accès alimentés.

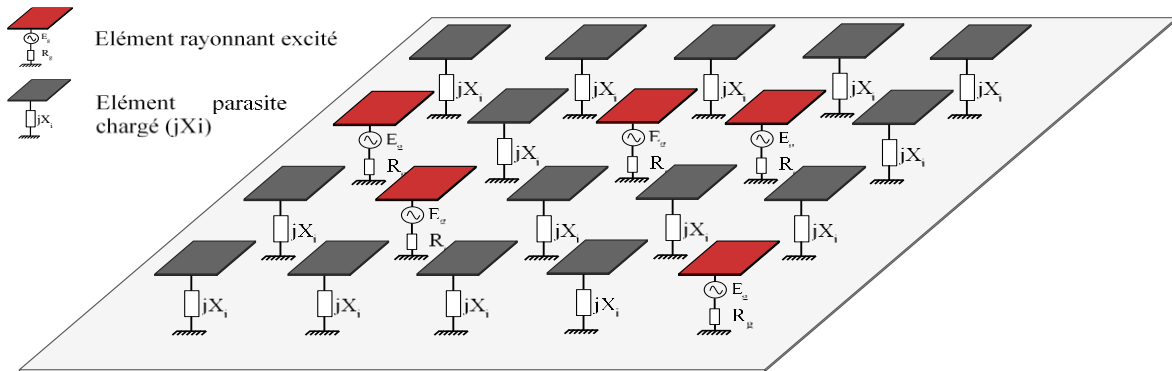


Figure 24 : Schéma de principe de l'antenne hybride – Eléments excités (en rouge) et éléments parasites chargés par des impédances réactives (en gris)

L'originalité de ce concept repose sur **les éléments parasites, qui sont chargés par des impédances réactives, passives ou pilotables**, et qui contribuent à la formation d'un ou plusieurs diagrammes de rayonnement, fixes ou reconfigurables. Pour exploiter au mieux le potentiel du concept, la principale originalité sera de modéliser et de concevoir cette **antenne hybride en combinant les éléments parasites à plusieurs éléments alimentés**, contrairement à ce qui est connu de l'état de l'art sur les antennes à éléments parasites (un seul élément excité). A notre connaissance, ce type d'architecture hybride n'existe pas autrement qu'à titre de concept théorique évoqué par Harrington en 1978 [63], [64] et constitue une rupture conceptuelle car elle devrait permettre d'obtenir des performances comparables, voire supérieures à des réseaux lacunaires tout en proposant un bon compromis performances/complexité/coût.

IV.3 - Objectifs de la thèse

Les travaux de la thèse ont pour objectif final la réalisation d'une preuve de concept pour démontrer la faisabilité d'une telle architecture. Pour y arriver, des étapes préliminaires doivent cependant être adressées dans la thèse :

- Mener une étude sur les potentialités du concept, de façon à évaluer l'impact du type et du nombre d'éléments rayonnants, ainsi que leur disposition ;
- Evaluer la bande passante ;
- Déployer les briques nécessaires à la validation d'une preuve de concept reconfigurable. Il faudra envisager ici une architecture la plus modulaire possible, et valider expérimentalement tous les éléments afin d'éviter tout écueil sur les interprétations. L'extraction des données de mesures sera un point d'intérêt pour les réutiliser dans les outils de modélisation ;
- Mettre en œuvre le prototype et le valider à travers différents scénarios. Ceux-ci devront être choisis de façon à mettre en avant les potentialités du concept afin de le positionner par rapport à d'autres architectures.

V - Bibliographie du chapitre 1

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition. Wiley-Interscience, 2005.
- [2] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 2nd edition. Artech House Publishers, 2005.
- [3] A. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas : Floquet Analysis, Synthesis, BFNs and Active Array Systems*. Wiley-Interscience, 2006.
- [4] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 2008.
- [5] F. Linot, "Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante," phdthesis, Télécom ParisTech, 2011.
- [6] D. Parker and D. C. Zimmermann, "Phased arrays - part 1: theory and architectures," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 678–687, Mar. 2002.
- [7] E. D. Cohen, "Trends in the development of MMICs and packages for active electronically scanned arrays (AESAs)," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 1996*, 1996, pp. 1–4.
- [8] B. A. Kopp, "S- and X-Band Radar Transmit/Receive Module Overview," in *2007 IEEE Radar Conference*, 2007, pp. 948–953.
- [9] "Rafale RBE2-AESA." [Online]. Available: <http://www.defense.gouv.fr/actualites/dossiers/le-bourget-2013/les-materiels-presentes/rafale-rbe2-aesa>. [Accessed: 09-Apr-2015].
- [10] P. Eudeline, "Survey of active electronically scanned antenna in Thales Radars," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems Technology*, 2013, pp. 12–16.
- [11] M. W. Melvin and J. A. Scheer, *Principles of Modern Radar - Radar Applications*, Scitech Publishing, 2014.
- [12] E. Brookner, B. Porter, K. Chang, Y.-C. Chang, D. Zwillinger, B. Considine, and T. Sikina, "Demonstration of accurate prediction of PAVE PAWS embedded element gain," in *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*, 2010, pp. 417–422.
- [13] D. J. Hoft, "Solid State Transmit/Receive Module for the PAVE PAWS (AN/FPS-115) Phased Array RADAR," in *Microwave Symposium Digest, 1978 IEEE-MTT-S International*, 1978, pp. 239–241.
- [14] A. Montesano, L. F. de la Fuente, M. Bustamante, D. Alvarez, J. Campuzano, A. M. Trastoy, and S. Arenas, "EADS CASA Espacio RX DRA: IRMA heritage in X band and ELSA development in KU band," in *2012 15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2012, pp. 1–9.
- [15] C. Manganot and A. G. Roederer, "Antenna R&D + Promising Concepts & Technologies for Space." Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT), ESA, online, 2014.
- [16] F. Croq, P. Voisin, I. Albert, C. Laporte, and C. Bazile, "Reconfigurable Transmit Antenna Concepts for Ku Band Flexible Innovative Payloads," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–4.
- [17] R. L. Haupt, "Thinned arrays using genetic algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 7, pp. 993–999, Jul. 1994.

- [18] G. Oliveri, M. Donelli, and A. Massa, "Linear Array Thinning Exploiting Almost Difference Sets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 12, pp. 3800–3812, Dec. 2009.
- [19] M. G. Bray, D. H. Werner, D. W. Boeringer, and D. W. Machuga, "Optimization of thinned aperiodic linear phased arrays using genetic algorithms to reduce grating lobes during scanning," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 12, pp. 1732–1742, décembre 2002.
- [20] H. Unz, "Linear Arrays with arbitrarily distributed elements," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, no. 2, pp. 222–223, Mar. 1960.
- [21] D. Caratelli and M. C. Vigano, "A Novel Deterministic Synthesis Technique for Constrained Sparse Array Design Problems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 11, pp. 4085–4093, Nov. 2011.
- [22] R. F. Harrington, "Sidelobe reduction by nonuniform element spacing," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 9, no. 2, pp. 187–192, Mar. 1961.
- [23] M. Andreassen, "Linear arrays with variable interelement spacings," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 2, pp. 137–143, Mar. 1962.
- [24] R. Willey, "Space tapering of linear and planar arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 4, pp. 369–377, Jul. 1962.
- [25] A. Ishimaru, "Theory of unequally-spaced arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 6, pp. 691–702, Nov. 1962.
- [26] A. Ishimaru and Y.-S. Chen, "Thinning and broadbanding antenna arrays by unequal spacings," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 13, no. 1, pp. 34–42, Jan. 1965.
- [27] A. L. Maffett, "Array factors with nonuniform spacing parameter," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 2, pp. 131–136, Mar. 1962.
- [28] N. Toyama, "Optimization of aperiodic array patterns using GA and SDA," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 2A, pp. 69–72 vol. 2A.
- [29] G. P. Junker, S. S. Kuo, and C. H. Chen, "Genetic algorithm optimization of antenna arrays with variable interelement spacings," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998*, 1998, vol. 1, pp. 50–53 vol.1.
- [30] K. Chen, X. Yun, Z. He, and C. Han, "Synthesis of Sparse Planar Arrays Using Modified Real Genetic Algorithm," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, pp. 1067–1073, Apr. 2007.
- [31] A. Trucco and V. Murino, "Stochastic optimization of linear sparse arrays," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 24, no. 3, pp. 291–299, juillet 1999.
- [32] A. Trucco and F. Repetto, "A stochastic approach to optimizing the aperture and the number of elements of an aperiodic array," in *OCEANS '96. MTS/IEEE. Prospects for the 21st Century. Conference Proceedings*, 1996, vol. 3, pp. 1510–1515 vol.3.
- [33] M. C. Viganò, G. Caille, G. Toso, C. Mangenot, and I. E. Lager, "Sparse planar array synthesis technique for satellite applications," in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2010, pp. 1–4.
- [34] G. Toso, C. Mangenot, and A. G. Roederer, "Sparse and Thinned Arrays for Multiple Beam Satellite Applications," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–4.
- [35] D. Caratelli, G. Toso, and P. Angeletti, "On the deterministic synthesis of aperiodic ring antenna arrays," in *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, pp. 1250–1254.

- [36] P. Angeletti, G. Toso, and G. Ruggerini, "Array Antennas With Jointly Optimized Elements Positions and Dimensions Part II: Planar Circular Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1627–1639, Apr. 2014.
- [37] G. Caille and E. Girard, "Non-regular array solutions assessed from industrial point of view," in *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, pp. 3137–3141.
- [38] G. Caille, Y. Cailloce, C. Guiraud, D. Auroux, T. Touya, and M. Masmousdi, "Large Multibeam Array Antennas with Reduced Number of Active Chains," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–9.
- [39] O. M. Bucci, T. Isernia, A. F. Morabito, S. Perna, and D. Pinchera, "Aperiodic arrays for space applications: An effective strategy for the overall design," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, pp. 2031–2035.
- [40] G. Toso and R. Mailloux, "Guest Editorial for the Special Issue on Innovative Phased Array Antennas Based on Non-Regular Lattices and Overlapped Subarrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1546–1548, Apr. 2014.
- [41] M. C. Vigano, D. Llorens del Rio, and S. Vaccaro, "Sparse array antennas for satellite mobile terminals," in *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, pp. 3132–3136.
- [42] Viganó, Maria Carolina, G. Toso, G. Caille, C. Mangelnot, and I. E. Lager, "Sunflower Array Antenna with Adjustable Density Taper," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2009, p. e624035, Apr. 2009.
- [43] I. E. Lager, M. Simeoni, and C. Coman, "Mutual coupling in non-uniform array antennas #x2014; An effective recipe," in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, pp. 1518–1522.
- [44] D. Caratelli, G. Toso, and P. Angeletti, "On the deterministic synthesis of aperiodic ring antenna arrays," in *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, pp. 1250–1254.
- [45] M. C. Bailey, "Technique for Extension of Small Antenna Array Mutual-Coupling Data to Larger Antenna Arrays," 1996.
- [46] C. Bencivenni, M. V. Ivashina, R. Maaskant, and J. Wettergren, "Design of Maximally Sparse Antenna Arrays in the Presence of Mutual Coupling," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 159–162, 2015.
- [47] M. C. Vigano, G. Toso, S. Selleri, C. Mangelnot, P. Angeletti, and G. Pelosi, "GA optimized thinned hexagonal arrays for aatellite applications," in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 3165–3168.
- [48] M. C. Vigano, "Sunflower Array Antenna for Multi-beam Satellite Applications," 2011.
- [49] R. L. Haupt, "Thinned arrays using genetic algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 7, pp. 993–999, Jul. 1994.
- [50] L. Cen, W. Ser, Z. L. Yu, and S. Rahardja, "An improved genetic algorithm for aperiodic array synthesis," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008*, 2008, pp. 2465–2468.
- [51] M. Ridwan, M. Abdo, and E. Jorswieck, "Design of non-uniform antenna arrays using genetic algorithm," in *2011 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, 2011, pp. 422–427.
- [52] M. I. Skolnik, I. Sherman J., and J. Ogg F., "Statistically designed density-tapered arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 4, pp. 408–417, Jul. 1964.

- [53] D. Mandal, R. Kar, and S. P. Ghoshal, "Thinned concentric circular array antenna synthesis using Particle Swarm Optimization with Constriction Factor and Inertia Weight Approach," in *2011 International Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS)*, 2011, pp. 77–81.
- [54] N. Jin and Y. Rahmat-Samii, "Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single-Objective and Multiobjective Implementations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 556–567, Mar. 2007.
- [55] R. Bera and J. S. Roy, "Optimization of thinned elliptical antenna arrays using Particle Swarm Optimization," in *2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS)*, 2012, pp. 527–530.
- [56] C. A. Meijer, "Simulated annealing in the design of thinned arrays having low sidelobe levels," in *Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing, 1998. COMSIG '98*, 1998, pp. 361–366.
- [57] G. Caille, Y. Cailloce, C. Guiraud, D. Auroux, T. Touya, and M. Masmousdi, "Large Multibeam Array Antennas with Reduced Number of Active Chains," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–9.
- [58] M. C. Vigano, D. Llorens del Rio, F. Bongard, and S. Vaccaro, "Sparse Array Antenna for Ku-Band Mobile Terminals Using 1 Bit Phase Controls," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1723–1730, Apr. 2014.
- [59] A. E. AHMAD, "Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages interéléments : application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire," thesis, Université de Limoges.
- [60] Y. ABDALLAH, "Effects of the mutual couplings on the EM properties of reflectarrays : Definition of a strategy of design," thesis, Université de Limoges.
- [61] F. Fezai, "Synthèse d'architectures d'antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux : Application au projet Remote Wake Up (RWU)," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2013.
- [62] M. Thevenot, C. Menudier, A. El Sayed Ahmad, G. Zakka El Nashef, F. Fezai, Y. Abdallah, E. Arnaud, F. Torres, and T. Monediere, "Synthesis of Antenna Arrays and Parasitic Antenna Arrays with Mutual Couplings," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, p. e309728, Apr. 2012.
- [63] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Pattern synthesis for loaded N-port scatterers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, no. 2, pp. 184–190, Mar. 1974.
- [64] R. F. Harrington, "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 3, pp. 390–395, mai 1978.

Chapitre II

DESCRIPTION DU CONCEPT HYBRIDE ET EVALUATION DES PERFORMANCES

I - Introduction	49
II - Présentation du concept	50
<i>II.1 - Point de départ de l'étude et orientation des travaux</i>	50
<i>II.2 - Description du nouveau concept</i>	52
III - Moyens d'étude mis en œuvre	53
<i>III.1 - Approche de synthèse utilisée</i>	53
<i>III.2 - Définition d'une méthodologie d'étude</i>	57
<i>III.3 - Mise en œuvre</i>	62
<i>III.4 - Potentialités du réseau hybride</i>	68
<i>III.5 - Aptitude à la formation de faisceaux</i>	82
IV - Conclusion	87
V - Bibliographie du chapitre 2	89

I - Introduction

Le premier chapitre nous a permis de mieux cerner les difficultés liées à la conception des réseaux périodiques et des réseaux non uniformes (lacunaires ou aperiodiques). Nous avons vu que des solutions existent pour réduire le nombre de contrôles et ainsi simplifier la conception du circuit de formation de faisceaux (BFN). Néanmoins, les différentes approches rencontrées se heurtent à des problématiques de modélisation importantes, notamment dans le cas d'une rupture de périodicité ou lors de la prise en compte des couplages. Dans la plupart des travaux, les architectures définies visent à les minimiser, de façon à simplifier la modélisation. Dans certains cas, des solutions mettant en œuvre des surfaces hautes impédances sont utilisées pour limiter la propagation d'ondes de surface à l'origine des directions aveugles [1], [2], [3]. D'autres éloignent les éléments pour réduire l'impact des couplages. Nous avons vu que ces approches ne permettent pas d'exploiter toute la surface du réseau sauf en utilisant des éléments de dimensions différentes. Tout cela a pour conséquence une complexification du problème et les approximations associées peuvent être une source d'imprécision lorsqu'il s'agit de conclure sur les performances du système ou lorsqu'il s'agit de le confronter à des résultats expérimentaux.

C'est pourquoi cette thèse propose de se focaliser sur une solution hybride visant à combiner les avantages des réseaux lacunaires et ceux des antennes à éléments parasites.

Cette architecture hybride propose d'utiliser des éléments rayonnants identiques, disposés sur une grille périodique. L'avantage réside dans l'utilisation d'une partie de ces éléments comme des éléments parasites, dont le coefficient de réflexion sera optimisé pour maximiser les performances de l'antenne.

Ce chapitre va décrire le principe de fonctionnement de cette architecture hybride, puis les moyens d'études mis en œuvre. Une évaluation des potentialités sera ensuite effectuée de façon à démontrer l'intérêt de la solution.

II - Présentation du concept

II.1 - Point de départ de l'étude et orientation des travaux

Cette étude s'inscrit dans la continuité des travaux de la thèse de Faycel Fezai, soutenue en 2013 [4]. Dans le cadre de celle-ci, une antenne à éléments parasites basée sur un réseau linéaire de monopoles à 2.45 GHz a été optimisée et réalisée. Le dispositif est constitué de 7 monopoles avec un espacement régulier et seul l'élément central est alimenté, alors que les autres agissent comme des éléments parasites, alimentés par couplages mutuels. Ces éléments parasites sont connectés à des charges réactives réalisées par des déphaseurs en réflexion utilisant des diodes varactors. Une photographie est présentée sur la Figure 25.

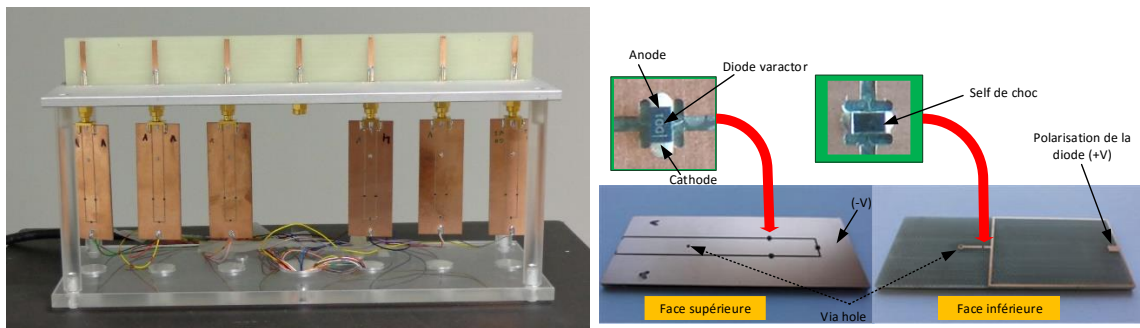


Figure 25 : Antenne à éléments parasites reconfigurable (7 monopoles imprimés) avec ses déphaseurs en réflexion (à gauche) – Détail d'un déphaseur (à droite)

En s'appuyant sur la méthode de synthèse développée dans ces travaux, il était possible de générer 2 faisceaux dans des directions opposées ($\theta = \pm 65^\circ$), en tirant parti des forts couplages entre les éléments rayonnants. Les résultats de mesures en gains réalisés sont donnés sur la Figure 26. Ils permettent de vérifier le bon accord obtenu entre simulations et mesures. Il faut également noter que malgré le matériau bas coût utilisé (FR4, $\epsilon_r = 4.3$, $\tan \delta = 0.025$), qui a des pertes diélectriques importantes, et l'utilisation de diodes varactors basiques à très faible coût (0.2€), connues pour leurs pertes d'insertions élevées (entre 2 et 4 dB typiquement), cette antenne possède une efficacité de rayonnement de 88%, ce qui laisse entrevoir des perspectives intéressantes pour un développement d'antenne avec un bon compromis performances/complexité/coût.

Cette structure présente cependant quelques points qui nécessitent une amélioration :

- Son adaptation, présentée sur la Figure 26, n'est pas gérée par l'outil de synthèse développé dans la thèse. Celle-ci atteignait difficilement un niveau inférieur ou égal à -10 dB, ce qui fait diminuer son efficacité globale à environ 78% à la fréquence de 2.45 GHz ;
- Au niveau de la mise en œuvre expérimentale, les différents déphaseurs étaient commandés par des alimentations de laboratoire, sur table, réglées manuellement. Ce dernier point rend difficiles la mise au point expérimentale et la caractérisation individuelle des déphaseurs si le concept est étendu à plus d'éléments ;
- Le prototype actuel ne possède pas assez d'éléments pour envisager de tester le concept hybride qui fait l'objet de cette nouvelle thèse.

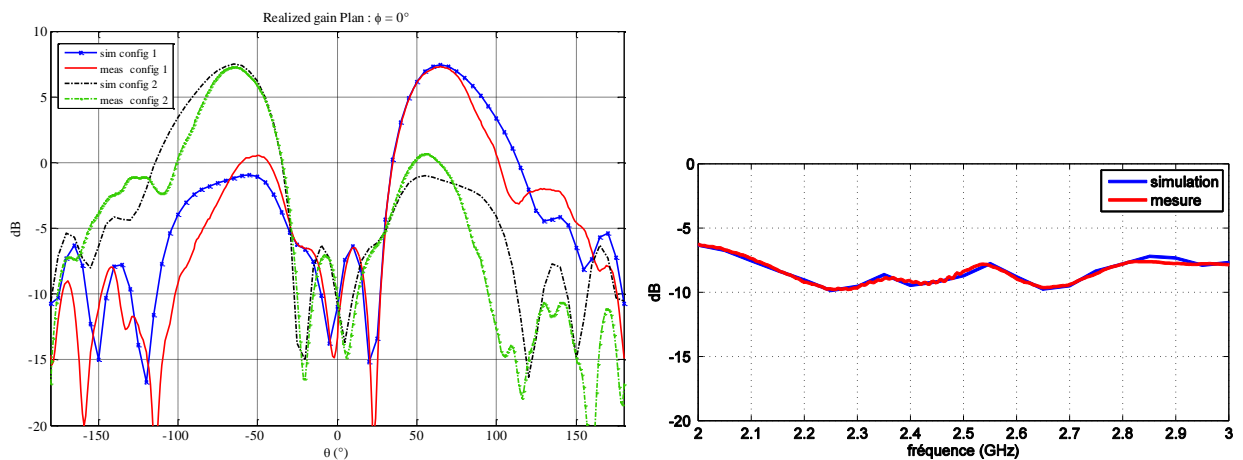


Figure 26 : Diagrammes de rayonnement non normalisés (gain réalisé) obtenus pour les deux directions de pointages $\theta = \pm 65^\circ$ dans le plan $\phi = 0^\circ$ (à gauche). Niveau d'adaptation, $|S_{11}|_{dB}$, de l'antenne à éléments parasites (à droite) – Comparaison entre simulations et mesures

Ces quelques limitations permettent d'orienter les travaux de la thèse autour de deux axes :

- L'utilisation d'un outil de synthèse (développé et amélioré par les chercheurs du laboratoire depuis la thèse de Faycel Fezai), afin d'étudier et évaluer l'intérêt de l'architecture hybride proposée à la fin du chapitre 1 ;
- La définition d'une architecture compatible d'une mise en œuvre expérimentale complète, ce qui implique une caractérisation par la mesure de l'ensemble des

éléments pour éventuellement les réinjecter dans l’outil de synthèse si des dérives expérimentales apparaissent.

Ce dernier point est important car il affirme ici un choix fait pour l’ensemble des travaux : une modélisation et une caractérisation fine de l’ensemble des paramètres de la structure, de façon à éviter tout écueil sur les interprétations. Le concept étant nouveau, nous ne souhaitons pas, dans un premier temps, introduire d’approximations trop grossières qui pourraient bloquer le développement d’une preuve de concept.

II.2 - Description du nouveau concept

L’architecture hybride proposée est rappelée sur la Figure 27. Les éléments rayonnants sont tous de même type et sont distribués sur une grille périodique, comme un réseau classique. En revanche, au lieu de réaliser une excitation complète du réseau, ce qui oblige à utiliser un circuit de formation complet, seuls quelques éléments (ceux en rouge dans cet exemple), seront alimentés par une voie RF. Les autres éléments seront laissés dans le réseau, à la différence d’un réseau lacunaire, et seront utilisés comme éléments parasites. L’excitation de ces derniers se fait par couplages mutuels, ce qui devrait permettre un meilleur rendement de surface du panneau par rapport à une structure lacunaire.

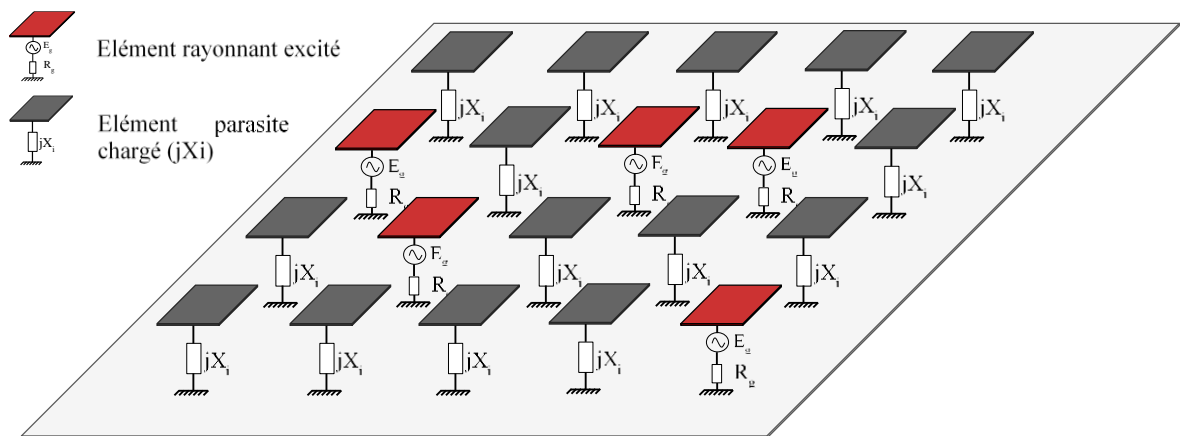


Figure 27 : Schéma de principe de l’antenne hybride – Éléments excités (en rouge) et éléments parasites chargés par des impédances réactives (en gris)

Pour faire un parallèle avec l’introduction d’un degré de liberté supplémentaire par la distribution spatiale des éléments dans les réseaux non uniformes, nous créons ici ce degré de

libertés par la modulation du coefficient de réflexion sur des éléments alimentés uniquement par couplages mutuels. Pour cela, des charges réactives seront connectées derrière chaque élément parasite. Le contrôle de ces coefficients va permettre de gérer la diffusion des ondes à la surface du panneau, afin de les recombinaison de la façon la plus efficace pour améliorer les performances de l'antenne (gain intrinsèque, adaptation, etc...).

Cela revient à dire que pour être optimale, cette architecture suppose une très bonne connaissance a priori des couplages sur le panneau. La définition de la matrice [S] de l'antenne est donc indispensable.

Pour gérer les problèmes d'adaptation, des déphaseurs en transmission seront également ajoutés sur les voies RF (en rouge). De plus, le système ne comportant pas qu'une seule voie RF, les optimisations effectuées devront prendre en compte les TOS actifs sur chaque voie alimentée.

Ces différentes contraintes amènent à définir une optimisation multicritères pour résoudre le problème globalement, ce qui devrait ralentir le processus de synthèse. En contrepartie, cette solution doit permettre une bonne généralité de l'architecture. En effet, si celle-ci est conçue en fixant des contraintes sur le niveau de TOS actif, il devient possible de s'affranchir de contraintes de conception sur le circuit de formation de faisceaux.

III - Moyens d'étude mis en œuvre

III.1 - Approche de synthèse utilisée

Le problème à résoudre peut être décrit à partir du schéma de la Figure 28. Les différentes ondes correspondantes aux puissances incidentes et réfléchies (ou couplées) dans les ports de chaque élément rayonnant sont notées respectivement a_n et b_n , n étant compris entre 1 et N , le nombre total d'éléments du panneau. A chacun de ces éléments est associé un diagramme de rayonnement environné, noté Φ_n . Il faut remarquer qu'ici la notion de diagramme environné est définie pour chaque élément rayonnant à sa position respective dans la grille, et pas au sens d'un formalisme périodique infini.

Au niveau des éléments parasites, des charges d'impédances jX_n purement réactives sont considérées. En effet, celles-ci devront être idéalement sans pertes pour éviter de dissiper les puissances couplées b_n afin qu'elles participent à la synthèse du diagramme de rayonnement global. A chacune de ces charges est associé un coefficient de réflexion Γ_n , lié intrinsèquement à l'impédance caractéristique du port connecté. $[S]$ représente la matrice de couplage complète du panneau.

$E_{g,n}$ et $Z_{g,n}$ traduisent les caractéristiques du signal incident sur les voies alimentées.

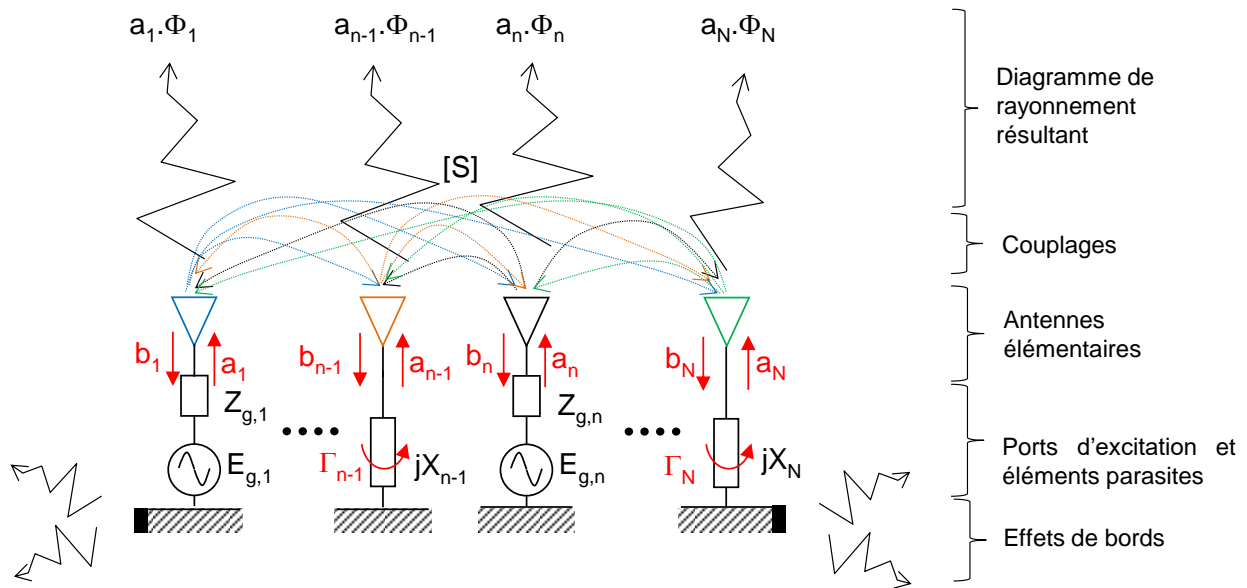


Figure 28 : Principe de fonctionnement de l'architecture hybride

Ainsi les ondes couplées sur chacun des accès de l'antenne hybride dépendent de l'ensemble des puissances rayonnées par les N éléments rayonnants et les puissances rayonnées dépendent, à leur tour, des ondes couplées et des jeux de charges réactives qui seront connectées.

Nous noterons que la résolution du problème est permise par l'introduction systématique de ports électromagnétiques qui sont une condition nécessaire pour définir les différentes grandeurs mentionnées. Ces ports doivent être présents sur l'ensemble des éléments rayonnants, alimentés ou parasites.

La résolution de ce type de problème a déjà été traitée par le laboratoire dans des travaux antérieurs [5], [6] et notamment dans la thèse de F. Fezai [4] qui s'intéressait aux antennes à éléments parasites (un seul élément excité).

Nous ne redévelopperons donc pas les calculs ici. Nous allons juste résumer les étapes de résolution du problème pour le cas d'une antenne à éléments parasites classique, afin de ne pas surcharger les écritures. Nous nous appuyons pour cela sur le schéma simplifié de la Figure 29, où un seul élément est alimenté, caractérisé par les grandeurs $\{E_g, Z_g\}$.

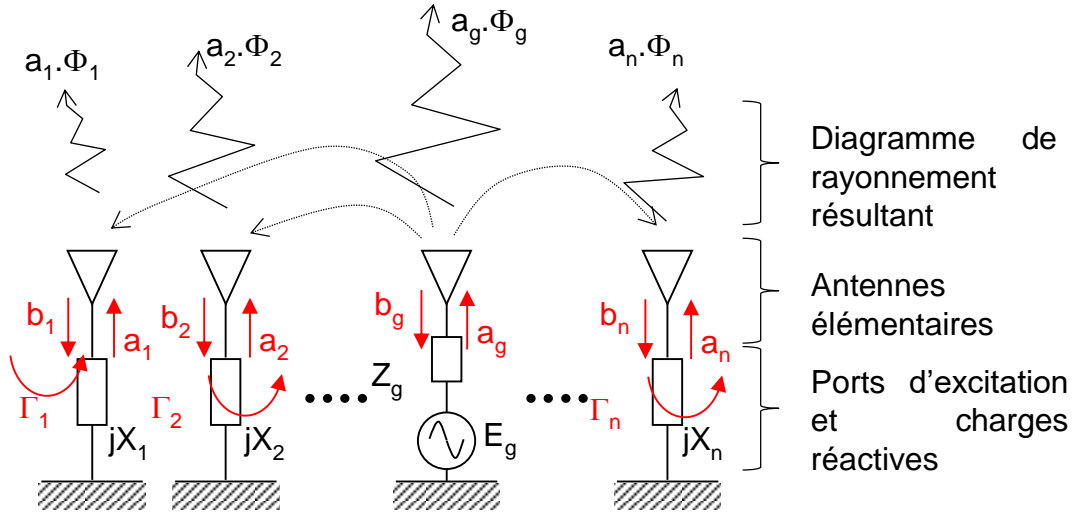


Figure 29 : Principe de fonctionnement d'une antenne à élément parasite classique contenant n éléments (une seule excitation)

Le système final à résoudre peut être résumé par les équations suivantes [4] :

$$\left. \begin{array}{l} \Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}} = (a_1 \quad \dots \quad a_g \quad \dots \quad a_n) \cdot \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \vdots \\ \Phi_g \\ \vdots \\ \Phi_n \end{pmatrix} \\ \Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}} \approx \Phi(\theta, \varphi)_{\text{Objectif}} \\ \text{et } \begin{pmatrix} A1 \\ A3 \end{pmatrix} = \text{GAMMA} \cdot \begin{bmatrix} S1 \\ S3 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A1 \\ A2 \\ A3 \end{pmatrix} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Equation 6} \\ \text{Equation 7} \\ \text{Equation 8} \end{array}$$

Où, en considérant l'indice g pour l'élément excité parmi n :

$$A1_{(g-1) \times 1} = \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{g-1} \end{pmatrix}, \quad \text{Equation 9}$$

$$A2_{1 \times 1} = a_g, \quad \text{Equation 10}$$

$$A3_{(n-g) \times 1} = \begin{pmatrix} a_{g+1} \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix}. \quad \text{Equation 11}$$

$$S1_{(g-1) \times n} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & \dots & S_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{g-1,1} & \dots & S_{g-1,n} \end{bmatrix}, \quad \text{Equation 12}$$

$$S2_{1 \times n} = [S_{g,1} \quad \dots \quad S_{g,n}], \quad \text{Equation 13}$$

$$S3_{(n-g) \times n} = \begin{bmatrix} S_{g+1,1} & \dots & S_{g+1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n,1} & \dots & S_{n,n} \end{bmatrix}. \quad \text{Equation 14}$$

$$GAMMA_{(n-1) \times (n-1)} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ & & \Gamma_{g-1} & & \\ & & & \Gamma_{g+1} & \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & & \dots & \Gamma_n \end{bmatrix} \quad \text{Equation 15}$$

L'Equation 6 traduit la combinaison linéaire entre les diagrammes de rayonnement élémentaires Φ_n et les pondérations a_n pour obtenir le diagramme final $\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Résultant}}$.

L'Equation 7 traduit la similitude à atteindre entre le diagramme issu de la combinaison linéaire et un diagramme objectif, $\Phi(\theta, \varphi)_{\text{Objectif}}$, défini par le scénario étudié.

L'Equation 8 montre l'expression qui lie les ondes sortantes (A) aux charges réactives (GAMMA) et à la matrice [S] de couplage de l'antenne.

Les différentes charges réactives sont déduites des coefficients de réflexion Γ_i , tels que :

$$jX_i = z_0 \frac{1+\Gamma_i}{1-\Gamma_i} \quad \text{Equation 16}$$

Ces charges sont assimilées à des capacités ou des inductances.

$$\text{Charge réactive : } \begin{cases} L_i = \text{Img}\left(\frac{Z_{L_i}}{\omega_0}\right), \text{ si } Z_{L_i} > 0 \\ C_i = -\text{Img}\left(\frac{1}{Z_{L_i} \cdot \omega_0}\right), \text{ si } Z_{L_i} < 0 \end{cases} \quad \text{Equation 17}$$

Pour le cas de l'antenne hybride, les contraintes suivantes s'ajoutent à la résolution :

- Le nombre d'éléments excités est supérieur à 1 (antenne à éléments parasites s'il vaut 1) ;
- L'adaptation des éléments actifs est contrainte (typiquement : $|S_{11}| < -10$ dB) ;
- L'objectif de rayonnement peut être différent d'un simple dépointage qui peut être adressé par un gradient de phase. Une formation de faisceaux complexe peut être envisagée : lobe sectoriel, plusieurs lobes simultanés, etc...

Pour ces différentes raisons, un algorithme de synthèse stochastique paraît approprié. L'objectif de la thèse n'étant pas de se focaliser sur un tel développement, les « Toolboxes » du logiciel Matlab sont utilisées. Parmi celles-ci, l'« Optimization toolbox » propose la fonction « fgoalattain ».

Cette fonction, en partie basée sur des travaux de Gembicki [7], [8], est dédiée à la résolution d'un problème multiobjectifs qui peut être contraint, ce qui correspond bien au besoin présent. Cependant, nous attirons le lecteur sur le fait que ce choix est effectué pour des questions de commodités et d'autres algorithmes pourraient être au moins aussi efficaces pour ce type de résolution.

III.2 - Définition d'une méthodologie d'étude

III.2.1 - Paramètres d'entrées requis

A partir des éléments vus précédemment, la résolution du problème passe par l'utilisation de paramètres d'entrées rigoureux, à savoir la matrice [S] du panneau et les diagrammes de

rayonnement des éléments environnés, Φ_n . Pour obtenir ces entrées, nous avons essayé d'éviter un passage par un calcul full-wave pour déterminer la matrice [S] du panneau. Parmi les formalismes recensés dans la littérature, nous avons envisagé une approche analytique basée sur une interpolation à partir de quelques simulations élémentaires.

III.2.2 - Estimation des couplages par une approche analytique

Une approche intéressante est souvent mentionnée dans la littérature en référence aux travaux de Bailey [9], [10]. L'auteur a développé une formulation analytique permettant l'estimation du couplage mutuel entre deux ouvertures pratiquées dans un même plan de masse. Le principe consiste à définir un système d'équations à partir de couples d'ouvertures réparties spatialement sur une grille. A partir de la résolution de ce système, une interpolation du couplage peut être effectuée. Cette formulation a été plus tard améliorée par Wang [11] et par Mehta et Lager [12], dans le but de la généraliser à tout type d'éléments rayonnants.

Nous avons testé ces formalismes qui donnent de très bons résultats pour interpoler les couplages lorsque les éléments sont considérés deux par deux, quelles que soient leurs positions. Un exemple de résultat obtenu pour un réseau de guides d'ondes à 8.94 GHz est donné sur la Figure 30, où l'erreur moyenne entre le calcul d'impédance mutuel obtenu par interpolation et celui calculé avec CST MWS est inférieure à 2%. Les détails sur la mise en œuvre de ces approches sont donnés dans l'Annexe 1. Cependant, en passant à un cas réaliste, où tous les éléments sont présents dans le réseau, cette approche montre des limitations importantes. Nous avons considéré un réseau de guides d'ondes rectangulaires (WR90) composé de 144 éléments avec un espacement interéléments régulier suivant l'axe x ($D_x=0.7\lambda$) et l'axe y ($D_y=0.35\lambda$), à la fréquence de travail 8.94 GHz.

En comparant l'erreur relative entre les valeurs de matrice [S] interpolées et simulées (Figure 32) nous constatons des erreurs pouvant atteindre des niveaux importants, en particulier sur les phases. Même si le cas présenté ici n'est pas un des meilleurs obtenus à travers les essais effectués, il s'avère que cette approche n'est pas assez précise et trop dépendante des choix faits initialement pour établir le système d'équations d'interpolations.

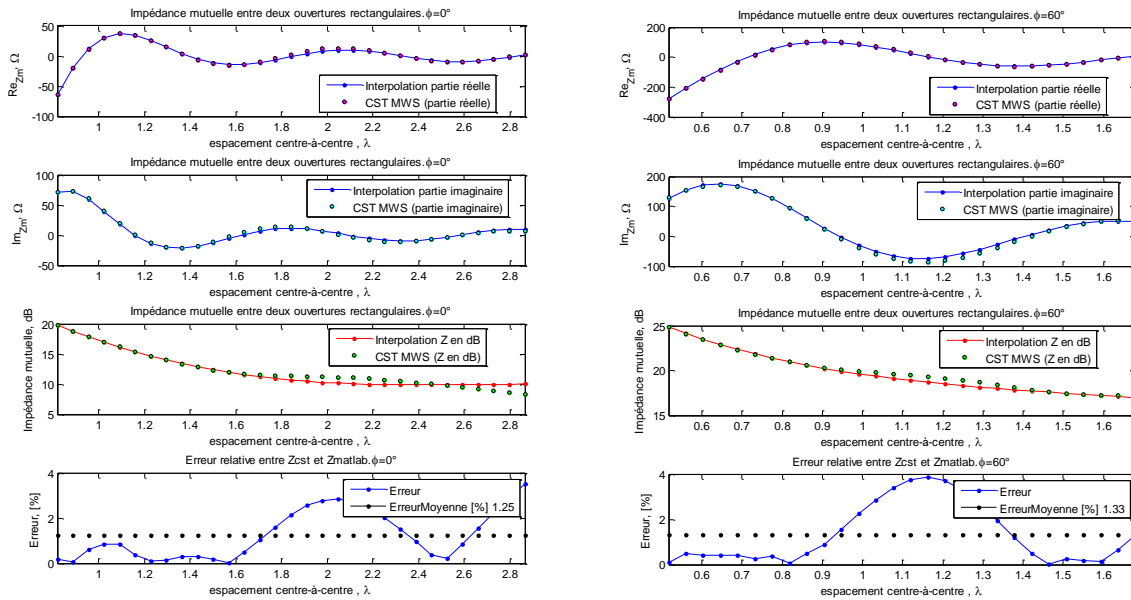


Figure 30 : Evaluation de l'impédance mutuelle entre deux ouvertures rectangulaires à la fréquence 8.94 GHz - plan $\phi=0^\circ$ (à gauche) et plan $\phi=60^\circ$ (à droite). Comparaison entre les valeurs interpolées et des simulations CST MWS

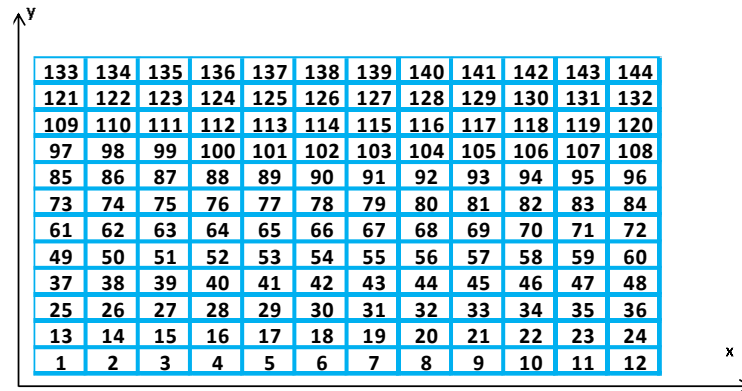


Figure 31 : géométrie du réseau 12 x 12 de guides WR90 utilisé pour les comparaisons $\{D_x=0.7\lambda; D_y=0.35\lambda\}$

Pour être rigoureux, nous prenons le parti de calculer la matrice [S] par une approche full-wave (CST MWS). Même si les temps de calcul restent importants, ils restent accessibles étant donné que nous ne cherchons pas à adresser de grands réseaux mais plutôt des systèmes contenant quelques dizaines d'éléments rayonnants au maximum. Le laboratoire XLIM a actuellement une autre thèse en cours pour adresser les problématiques de modélisation des couplages dans des grands réseaux d'antennes.

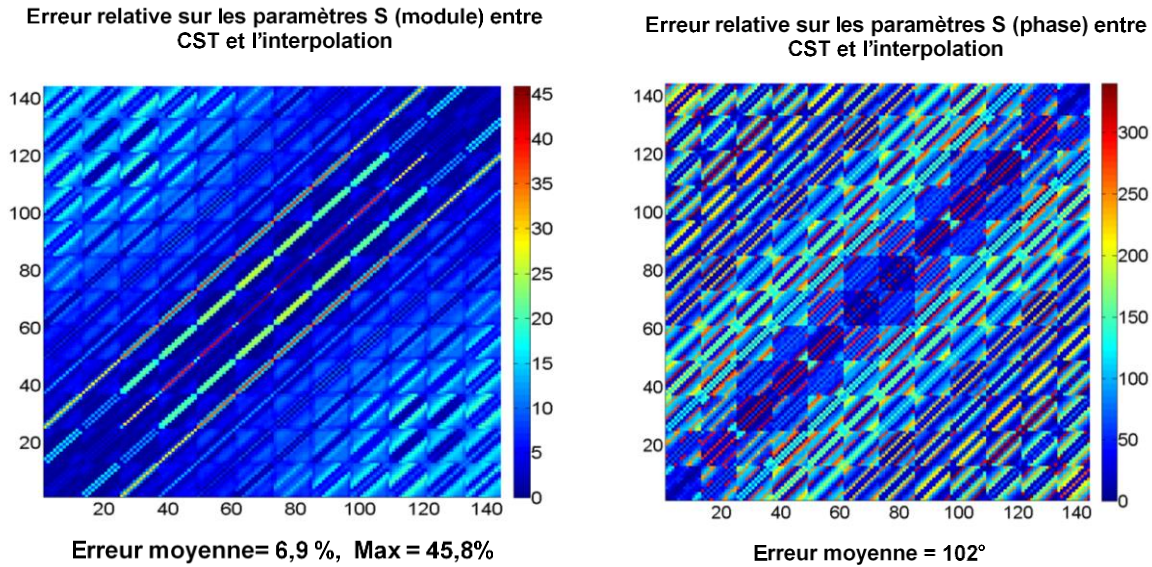


Figure 32 : Evaluation de l'erreur relative sur les modules et les phases des paramètres S dans un réseau de 144 guides d'ondes à 8.94 GHz

III.2.3 - Approche retenue

L'approche finalement retenue pour définir des paramètres d'entrée $\{[S], \Phi_n\}$ aussi précis que possible consiste à s'appuyer sur des simulations full-wave avec le logiciel CST MWS. Ces données sont ensuite fournies à l'outil de synthèse pour le calcul des pondérations effectives à appliquer aux éléments parasites et aussi pour déterminer les déphasages à appliquer aux éléments excités. Le diagramme de la Figure 33 résume ces étapes.

L'ensemble des post-traitements est effectué sous Matlab. Ceux-ci intègrent la possibilité de calculer les charges réactives (inductances ou capacités) à connecter aux éléments parasites, de gérer l'ensemble des représentations de résultats et d'afficher l'intégralité des bilans de puissance.

Un autre point important à mentionner est que la synthèse peut être effectuée par rapport à un objectif de directivité mais aussi par rapport à un critère de gain intrinsèque (gain IEEE). Cette dernière possibilité est importante car elle permet d'exploiter au mieux les interactions de couplages au niveau du panneau. Toutes les pertes intrinsèques des éléments rayonnants sont intégrées dans cette synthèse.

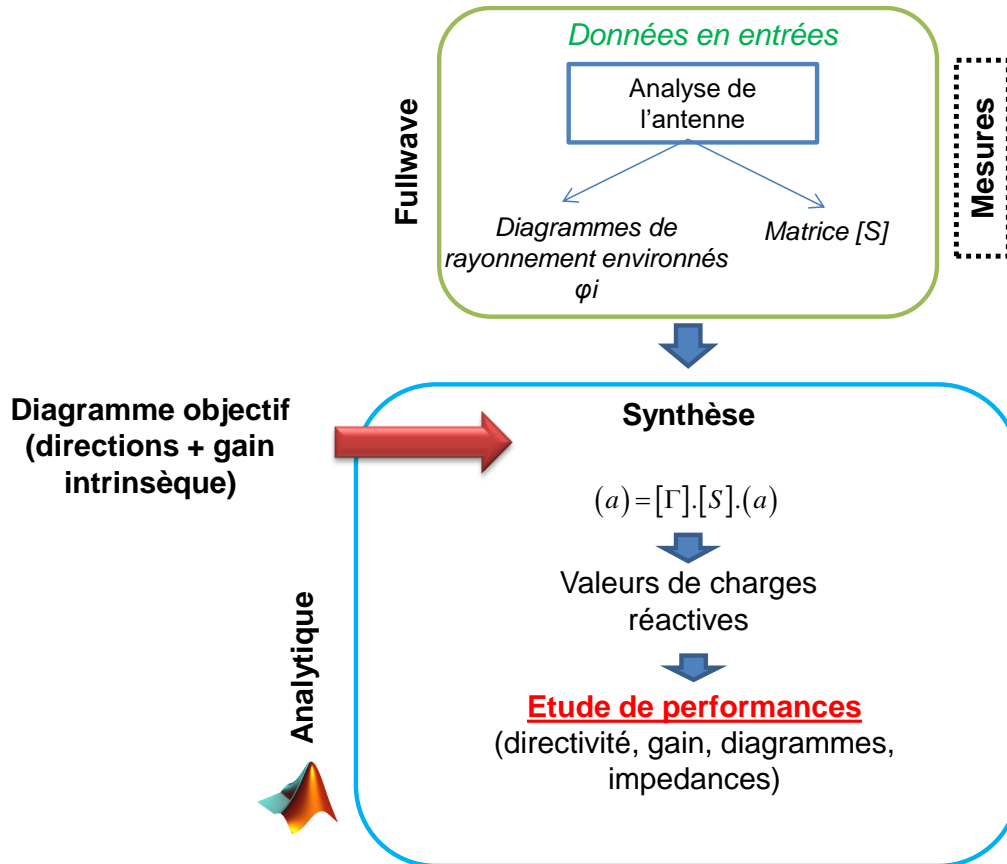


Figure 33 : Diagramme résumant l'organisation de l'approche de synthèse

III.3 - Mise en œuvre

Nous allons illustrer la mise en œuvre sur un exemple simple afin de résumer les étapes : un réseau linéaire de 9 patches imprimés sur un substrat de type ARLON ($\epsilon_r=2.2$, $\tan \delta =0.0009$) et fonctionnant à 11.83 GHz. La distance interéléments est fixée à 0.4λ .

III.3.1 - *Extraction des paramètres d'entrée*

La première étape consiste à extraire les diagrammes élémentaires Φ_n de l'antenne et la matrice [S] du réseau. Pour cela, l'antenne est modélisée avec le logiciel CST MWS, comme illustré sur la Figure 34.

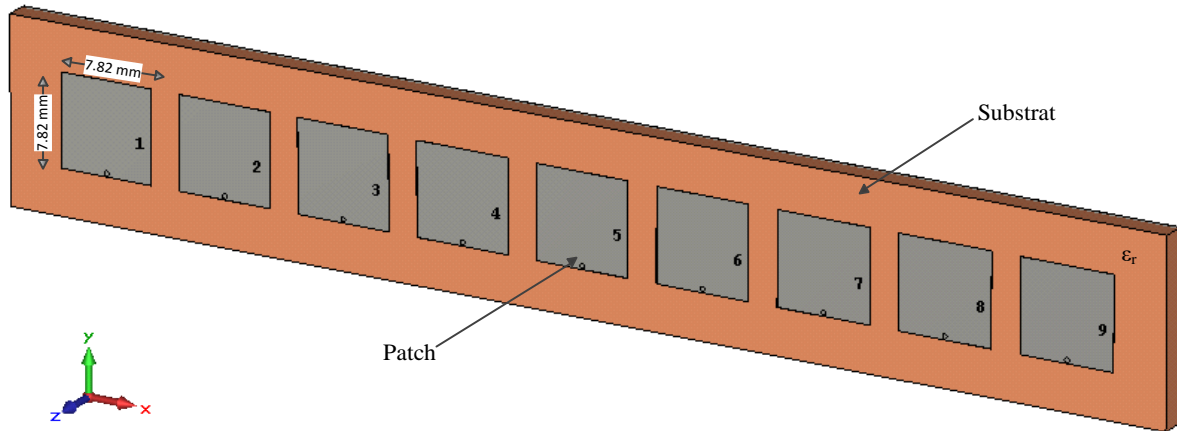


Figure 34 : Réseau linéaire d'antennes patches (9 éléments) à la fréquence de 11,83 GHz ($dx=0.4\lambda$)

Durant cette phase d'analyse, l'excitation des patches est faite à l'aide de ports discrets et la distance interéléments est fixée à 0.4λ pour favoriser les couplages. Ceux-ci atteignent jusqu'à -10 dB comme le montre la Figure 35. Les éléments rayonnants sont adaptés autour de 11.8 GHz. Les diagrammes de rayonnement, qui présentent des différences en fonction de leur position dans le réseau, sont indiqués sur la Figure 36. Bien que cette configuration soit très simple, elle permet de montrer des disparités importantes sur les diagrammes élémentaires lorsque les dimensions sont modestes (effets de bords) et que les couplages sont favorisés. Le fait de prendre en compte ces différences systématiquement aura d'autant plus d'importance que ces travaux se positionnent sur la proposition d'architectures d'antennes hybrides contenant seulement quelques dizaines d'éléments et où les couplages seront un phénomène recherché plutôt qu'évité.

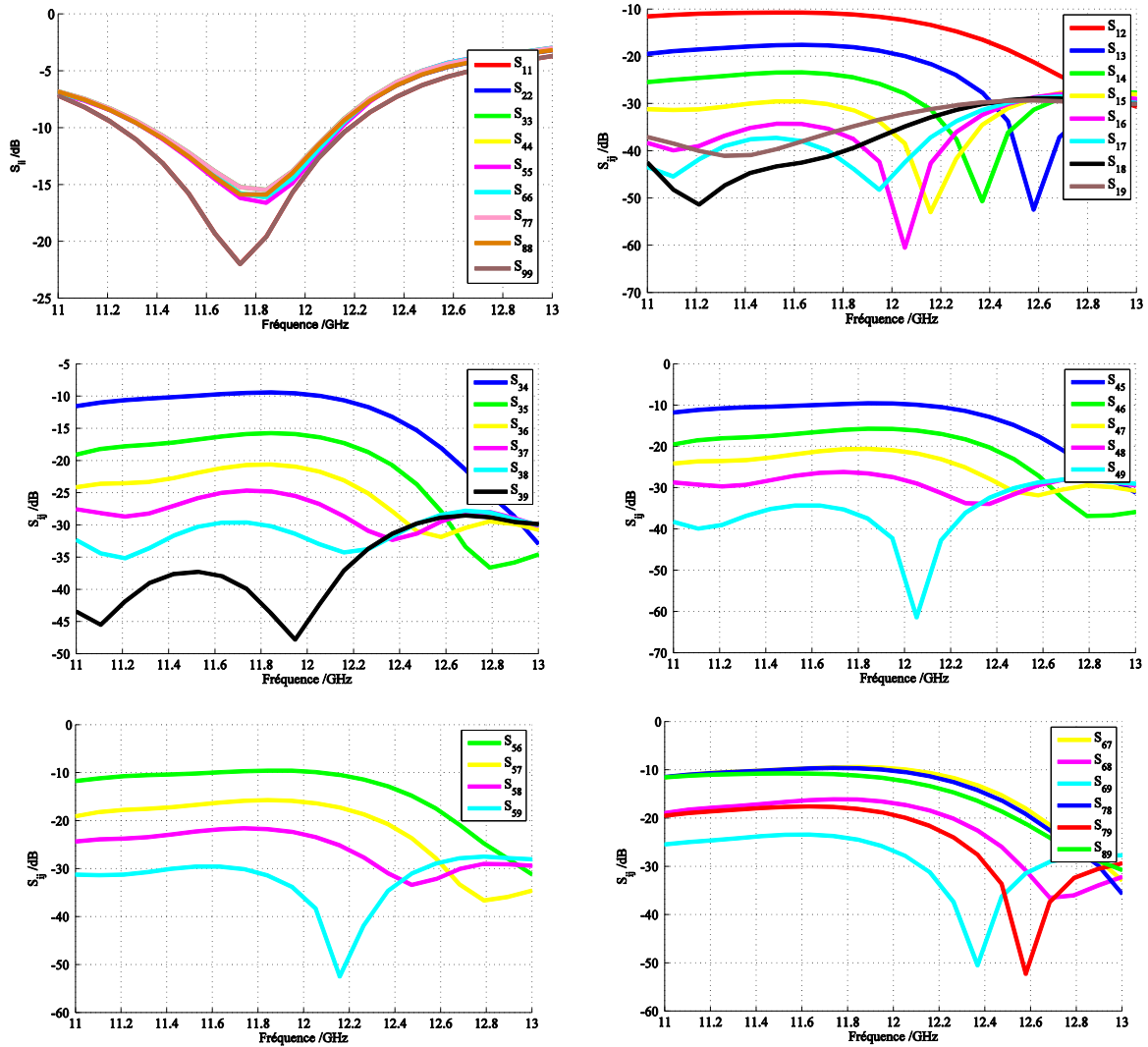


Figure 35 : Paramètres $|S_{ii}|$ et $|S_{ij}|$ du réseau de patches

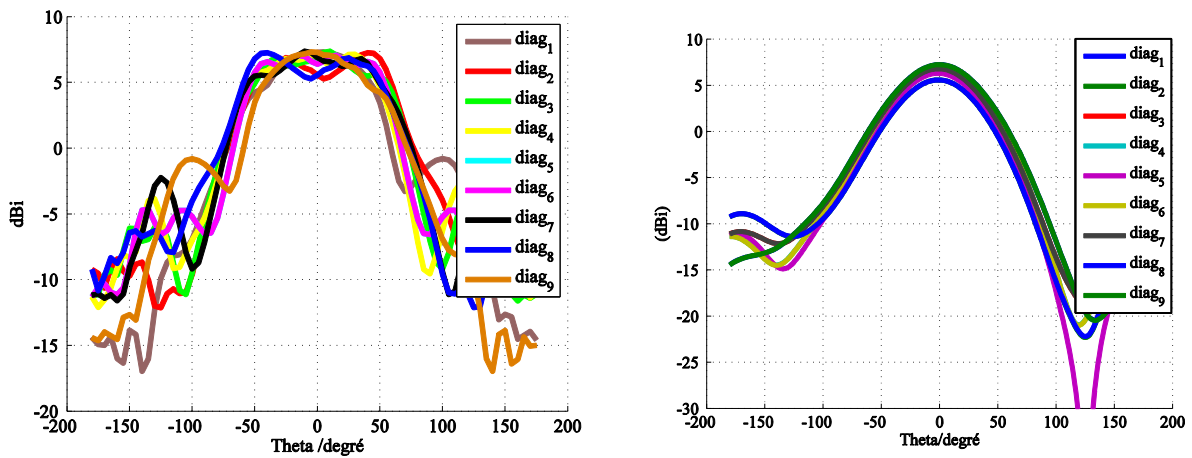


Figure 36 : Diagrammes de rayonnement dénormalisés (directivité) des 9 patches dans le plan $\phi=0$ (à gauche) et $\phi=90^\circ$ (à droite)

III.3.2 - Synthèse

La deuxième étape consiste à injecter les paramètres d'entrée dans l'outil de synthèse pour satisfaire un objectif de rayonnement. Nous comparons ici une synthèse effectuée sur le réseau de patches entièrement alimenté ($config_{ref}$), ce qui constituera un cas de référence, et une synthèse sur un cas avec l'élément central excité et les autres considérés comme parasites ($config_{par}$). Dans les deux cas, les couplages sont pris en compte et seule la phase est optimisée (le réseau est considéré équi-amplitude). L'objectif de rayonnement est une maximisation de la directivité dans l'axe $\{\theta=0^\circ, \phi=0^\circ\}$. Les pondérations effectives réalisées par les éléments parasites sur le cas ($config_{par}$) sont données sur la Figure 37. Nous pouvons constater l'impact des couplages qui permettent une forte contribution des éléments autour de l'élément central.

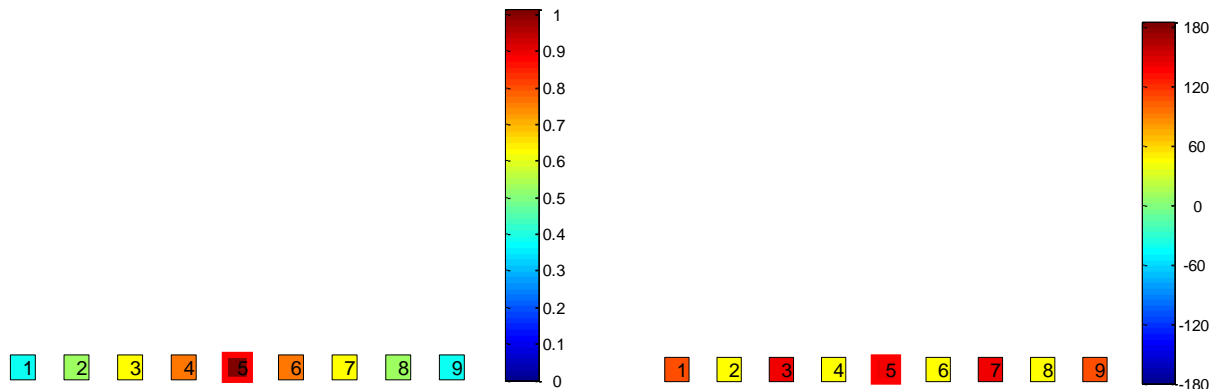


Figure 37 : Pondérations effectives des éléments en amplitude (à gauche) et en phase (à droite), rayonnement dans la direction $\{\theta=0^\circ, \phi=0^\circ\}$. L'élément excité est le patch 5, encadré en rouge (central)

Les diagrammes de rayonnement sont comparés sur la Figure 38. La directivité obtenue avec le réseau de référence ($config_{ref}$) est de 15.4 dBi et elle atteint 13.2 dBi avec un seul élément excité ($config_{par}$), soit une dégradation de seulement 2.2 dBi alors qu'un seul élément sur les 9 est connecté à une voie RF.

La même comparaison a été faite sur un réseau linéaire de 15 patches. Les résultats de directivité sont donnés dans le tableau 1. Ils montrent une dégradation inférieure à 1 dB entre la configuration réseau et la configuration à éléments parasites mono-excitation. Ce résultat préliminaire est intéressant et semble montrer qu'il est envisageable d'augmenter le nombre d'éléments parasites pour obtenir des degrés de libertés supplémentaires dans l'optimisation.

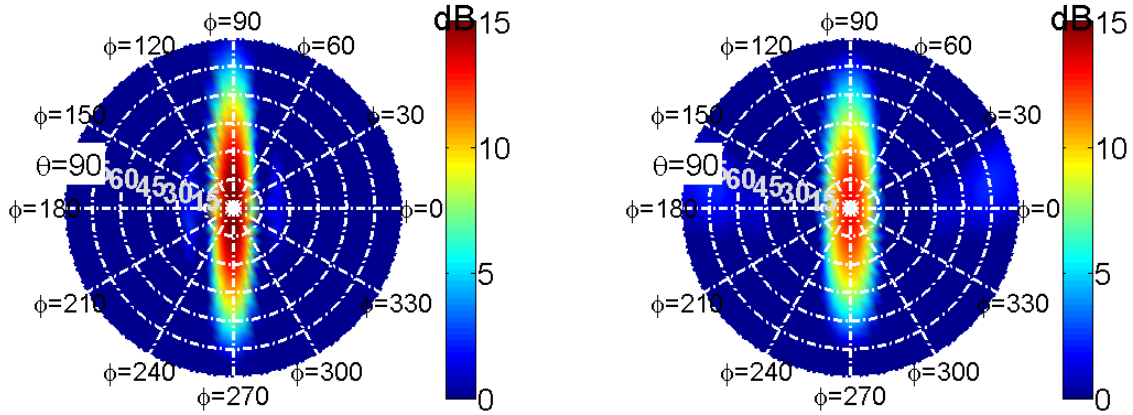


Figure 38 : Diagrammes de rayonnement pour le réseau de patches ($config_{ref}$), à gauche - Antenne à élément parasite ($config_{par}$), à droite

	Directivité
réseau de référence (9 éléments)	15.4 dBi
Antenne à éléments parasites (mono-excitation)	13.2 dBi
réseau de référence (15 éléments)	17.6 dBi
Antenne à éléments parasites (mono-excitation)	16.7 dBi

Tableau 1 : Récapitulatif des résultats de synthèse obtenus

III.3.3 - Calcul des charges et validation

A l'issue de l'optimisation de la configuration à éléments parasites contenant 9 éléments ($config_{par}$), l'outil de synthèse permet d'extraire les charges réactives à connecter aux éléments rayonnants pour réaliser les pondérations effectives de la Figure 37. Celles-ci sont indiquées dans le tableau 2. Elles sont ensuite connectées aux éléments rayonnants dans la simulation CST MWS via des "lumped elements" comme le montre la Figure 39. Ceux-ci sont intercalés sur le segment contenant le port discret qui est connecté au patch parasite. Cette configuration de ports discrets et d'éléments localisés est conservée entre les simulations permettant d'obtenir la matrice [S] initiale et la simulation permettant une vérification finale du résultat. L'objectif est de ne pas modifier la configuration du mailleur dans le solveur, ce qui pourrait mener à des imprécisions. Pour la

simulation de la matrice [S], nous associons aux éléments localisés une très faible valeur de résistance et, pour la validation finale, les ports discrets ont à leur tour une résistance très faible. Nous noterons que dans cet exemple, l'élément excité présente une impédance complexe. Il n'est pas adapté sur 50Ω étant donné que l'optimisation est réalisée sans contrainte sur l'adaptation.

Port	Etat	$ a_g $	$\arg(a_g)$	$R_g(\Omega)$	L (nH)	C (pF)
1	Parasite		0.054
2	Parasite	0,352	
3	Parasite	1,977	
4	Parasite	0,423	
5	Excitation	1	$167,9^\circ$	61,48	1,04
6	Parasite	0,423	
7	Parasite	1,977	
8	Parasite	0,352	
9	Parasite		0.054

Tableau 2 : Charges réactives à associer aux éléments parasites, calculées à 11.83 GHz

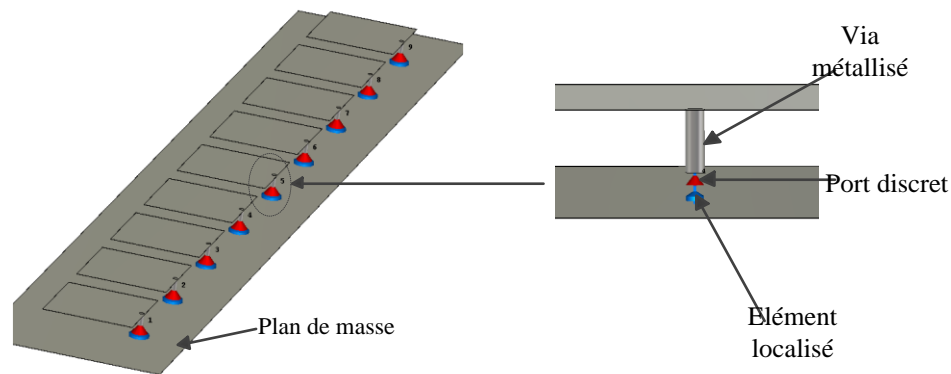


Figure 39 : Antenne à éléments parasites connectée aux ports discrets et localisés dans l'environnement de simulation CST MWS

Pour automatiser l'intégration des données depuis Matlab vers CST MWS et éviter des erreurs, des scripts ont été développés pour piloter la création de ces éléments depuis Matlab ou via des macros VBA.

La Figure 40 montre la bonne concordance des résultats pour les diagrammes de rayonnement. Cette validation est implicite mais permet de vérifier qu'il n'y a pas d'erreur dans

l'agencement du problème et la nomenclature des différents ports et charges. Le niveau d'adaptation est donné sur la Figure 41 où un niveau minimum du paramètre $|S_{11}|_{dB}$ est obtenu à la fréquence de synthèse (11.83 GHz). Dans ce cas, le port d'excitation présente une impédance qui est le conjugué de l'impédance obtenue dans la synthèse.

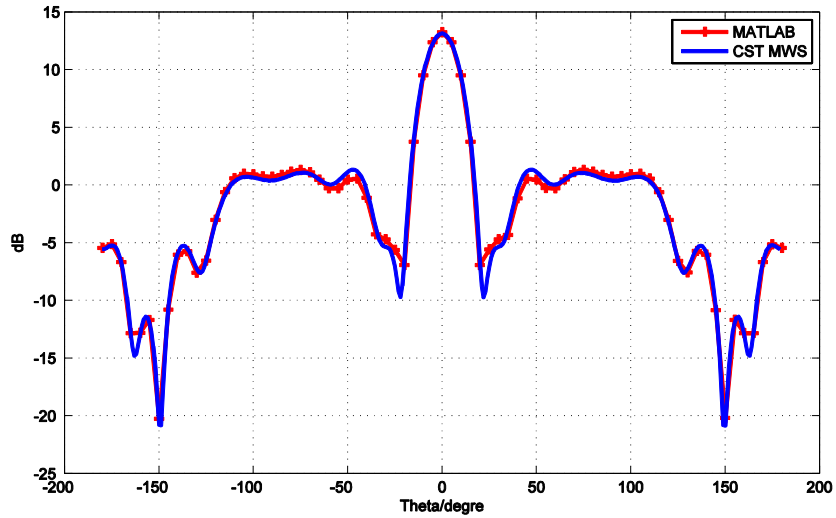


Figure 40 : Comparaison des diagrammes de rayonnement prévu par la synthèse dans le plan $\Phi=0$ et simulation CST MWS

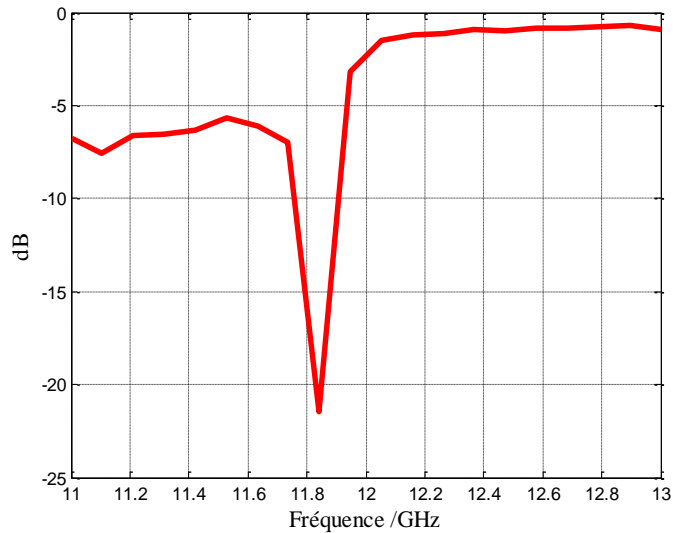


Figure 41 : Adaptation de l'élément excité (port 5)

Pour la suite des études, les analyses seront uniquement faites via Matlab, la simulation finale avec CST MWS est optionnelle. Elle était juste présentée ici pour cet exemple de validation.

III.4 - Potentialités de l'antenne hybride

III.4.1 - Introduction

Dans cette partie, l'objectif est d'évaluer les performances accessibles avec l'antenne hybride en fonction de trois principaux critères :

- Le nombre d'éléments excités ;
- Le type d'éléments ;
- La bande passante.

Pour faire cette étude, nous allons utiliser comme structure de référence un réseau de patches imprimés fonctionnant à 11.83 GHz, contenant 100 éléments (10 x 10) répartis sur une grille carrée, avec une maille de 0.4λ . Le matériau est de type Arlon ($\epsilon_r=2.2$, $\tan \delta=0.0009$). Le patch élémentaire est le même que celui utilisé pour le réseau linéaire. La sonde d'alimentation des patches est disposée dans le plan $\phi=90^\circ$, comme le montre la Figure 42 qui indique également l'indexation des ports.

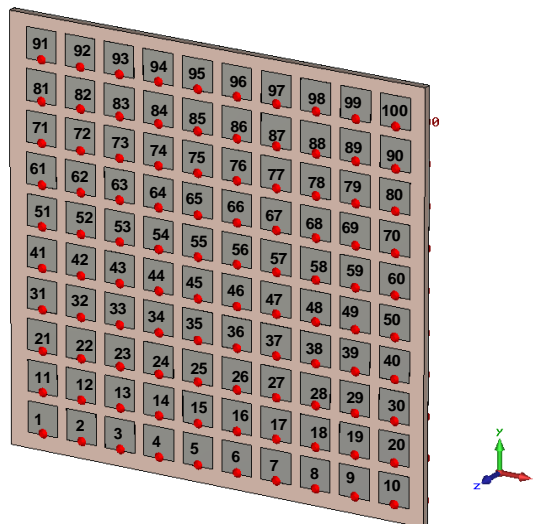


Figure 42 : Géométrie de l'antenne utilisée et numérotation des accès

L'extraction des paramètres [S] et des diagrammes ϕ_n est faite avec CST MWS pour les injecter dans l'outil de synthèse.

La plus grande partie de cette étude se fera sur une aptitude au dépointage. Nous verrons ensuite quelques possibilités pour effectuer de la formation de faisceaux.

De façon à effectuer des comparaisons avec un cas de référence, nous comparerons les résultats de la configuration hybride à la configuration réseau avec tous les accès alimentés.

III.4.2 - Impact du nombre d'éléments

La première étude consiste à évaluer le potentiel de réduction du nombre d'éléments rayonnant. Pour cela, une synthèse en directivité est effectuée en considérant un ensemble de direction dans le plan $\phi=90^\circ$. La position des éléments excités est définie par tirages aléatoires successifs. Ce choix a été fait suite à l'observation de meilleurs résultats par rapport à des distributions plus conventionnelles.

Les cartographies indiquant les pondérations effectives (β) réalisées par les éléments parasites à l'issue de la synthèse pour la direction $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ sont indiquées sur la Figure 43 pour un cas où 30%, puis 50% des éléments sont excités. Les diagrammes de rayonnement correspondants sont donnés sur la Figure 44. L'ensemble des représentations pour les autres directions et pourcentages d'éléments excités est présenté dans l'Annexe 2.

Ces cartographies permettent de constater la forte contribution des éléments parasites dans la combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement. Certains, comme l'élément 18 de la configuration à 30% d'excitation ou bien les éléments $\{14, 48, 67, 69, 73, 88\}$ de la configuration à 50% d'excitation contribuent à hauteur égale avec les éléments excités. Des directivités de 22.3 dBi et 22.5 dBi sont obtenues lorsque 30% ou 50% des éléments sont excités, à comparer à une directivité de 22.8 dBi lorsque l'antenne est entièrement alimentée (équiamplitude).

Cette très faible dégradation montre qu'en gérant le coefficient de réflexion de chaque élément parasite via une charge réactive, il est possible d'obtenir un diagramme pointant dans la direction objectif avec une directivité élevée. Ces charges réactives permettent de stimuler les couplages à la surface du panneau. L'ensemble des niveaux obtenus est résumé sur la Figure 45 et dans le tableau 3.

Sur cette structure d'antenne, en fixant un seuil de dégradation de la directivité de 1 dB, il semble envisageable de réduire le nombre de voies RF de 85%. Il faut toutefois limiter le périmètre d'interprétation pour cette très faible dégradation étant donné que la synthèse est ici monofréquence et nous supposons que les éléments excités sont idéalement adaptés (idem pour le réseau de référence).

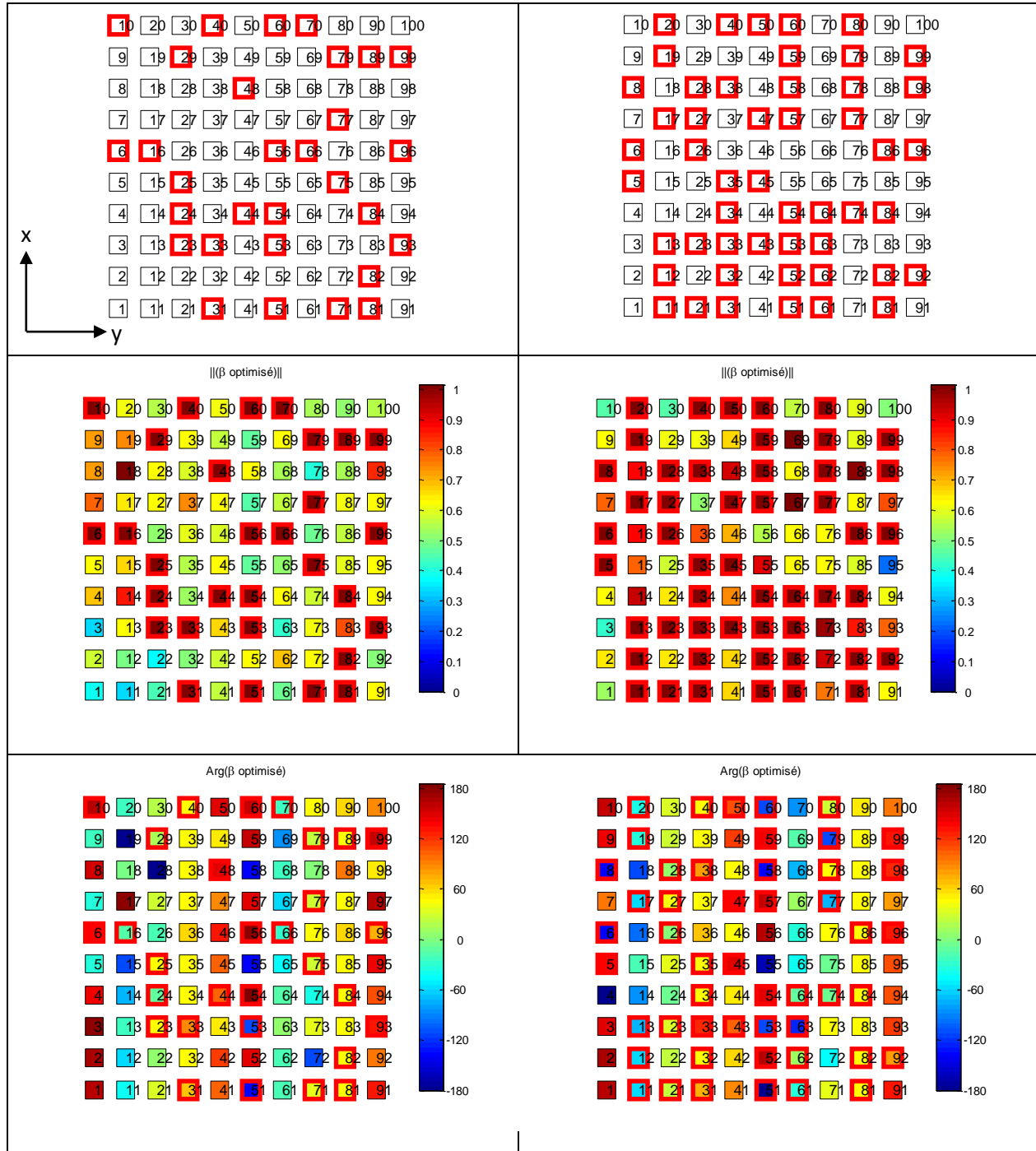


Figure 43 : Pondérations effectives des éléments, en module ($||\beta \text{ optimisé}||$) et en phase ($\text{Arg}(\beta \text{ optimisé})$) – Cas avec 30 éléments excités (à gauche) et 50 éléments excités (à droite). Les éléments excités sont encadrés en rouge - $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$

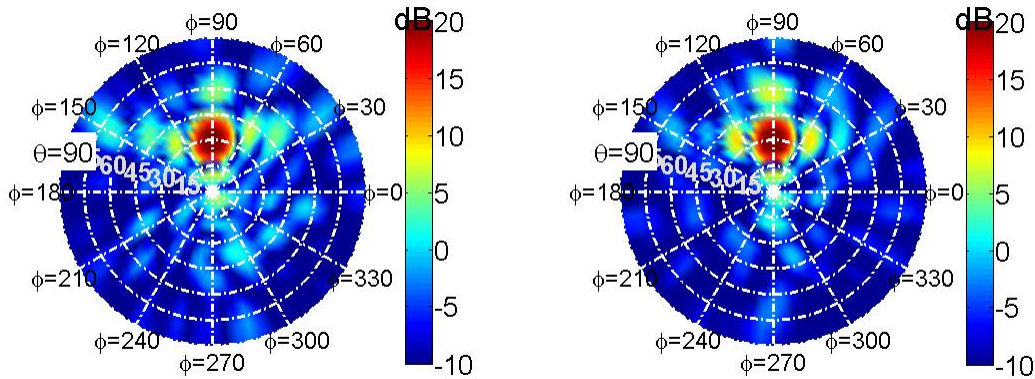


Figure 44 : Diagrammes de rayonnement obtenus pour le concept hybride dans la direction $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ avec 30% d'éléments excités (à gauche) et 50% d'éléments excités (à droite)

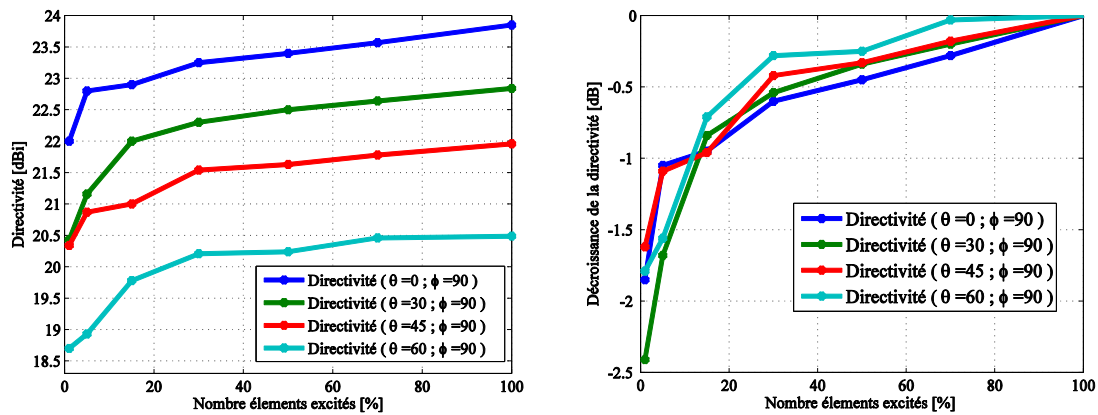


Figure 45 : Evolution de la directivité en fonction du nombre d'éléments excités pour différentes directions d'optimisations de l'antenne hybride - Directivité (à gauche), décroissance par rapport au cas de référence (à droite)

Pourcentage d'éléments excités (%)	$[\theta = 0^\circ ; \phi = 90^\circ]$	$[\theta = 30^\circ ; \phi = 90^\circ]$	$[\theta = 45^\circ ; \phi = 90^\circ]$	$[\theta = 60^\circ ; \phi = 90^\circ]$
	Directivité (dBi)	Directivité (dBi)	Directivité (dBi)	Directivité (dBi)
1	22.0	20.4	20.3	18.7
5	22.8	21.2	20.9	18.9
15	22.9	22.0	21.0	19.8
30	23.3	22.3	21.5	20.2
50	23.4	22.5	21.6	20.2
70	23.6	22.6	21.8	20.5
100 (Référence)	23.9	22.8	22.0	20.5

Tableau 3 : Directivité en fonction du nombre d'éléments excités et de la direction de pointage

Le potentiel d’optimisation est directement lié à la stimulation des couplages. Il faut donc s’intéresser également à la façon dont l’élément rayonnant se couple avec ses voisins. Pour les réseaux de patches, ces couplages sont toujours plus élevés dans le plan de la sonde d’excitation ($\phi=90^\circ$ ici), comme le montre la Figure 46, où les éléments sont indexés tel que présenté sur la Figure 42. Les optimisations précédentes ont été effectuées dans le plan $\phi=90^\circ$, ce qui correspondrait donc à un cas favorable a priori.

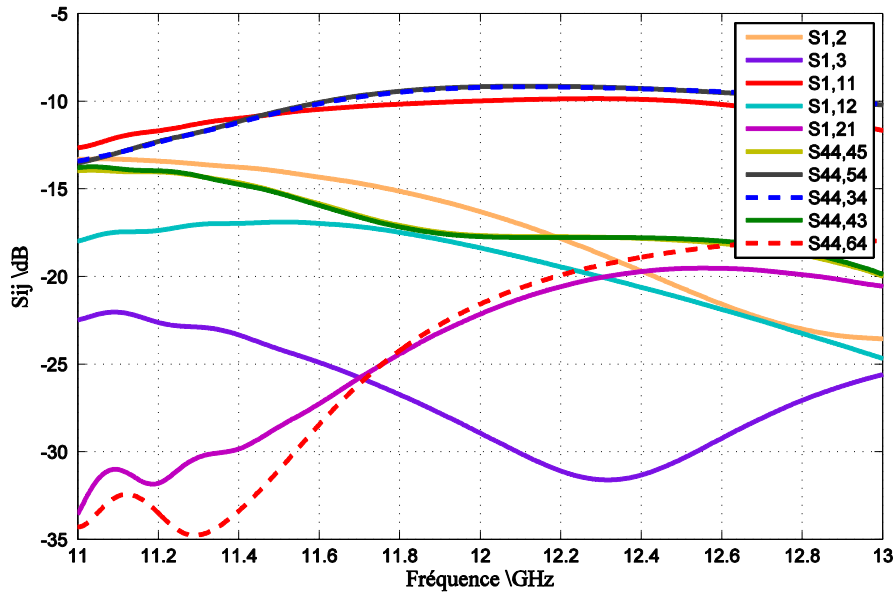


Figure 46 : Niveaux de couplages pour quelques éléments du panneau de 100 patches.

De façon à vérifier le potentiel de l’antenne hybride lorsque le faisceau est directif dans le plan où les couplages sont plus faibles ($\phi=0^\circ$), nous effectuons une synthèse dans une direction de ce plan $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ pour la comparer au même pointage dans le plan $\phi=90^\circ$. Dans les deux cas, seulement 15% des éléments sont excités, ils sont représentés sur la Figure 47. Le résultat est également comparé à celui d’une synthèse sur le réseau de référence (100% alimentés), comme précédemment. Celle-ci permet d’atteindre une directivité de 22.8 dBi dans les directions $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$. Les pondérations en phase appliquées au réseau sont représentées sur la Figure 48, où l’effet des couplages montre que la distribution des phases est différente d’un simple gradient. Les pondérations effectives réalisées par les éléments parasites à l’issue de la synthèse pour les deux directions sont données sur la Figure 49 ainsi que les diagrammes de rayonnement correspondants.

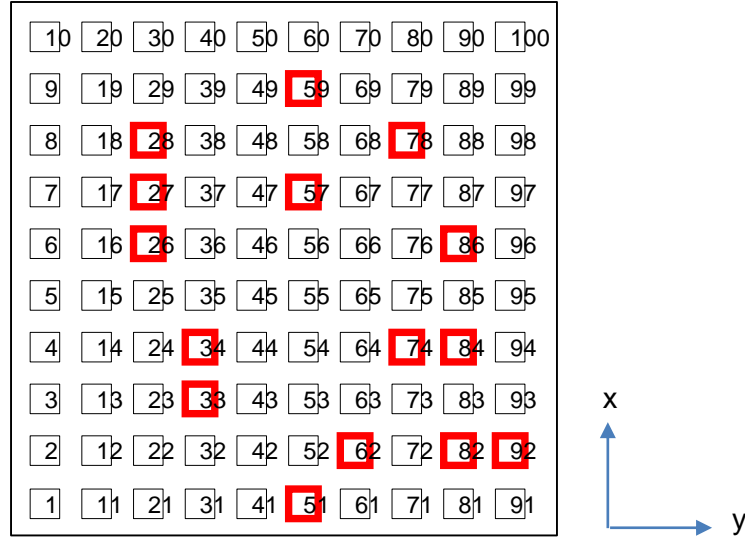


Figure 47 : Distribution (commune) des 15 éléments excités utilisés pour les 2 synthèses $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$

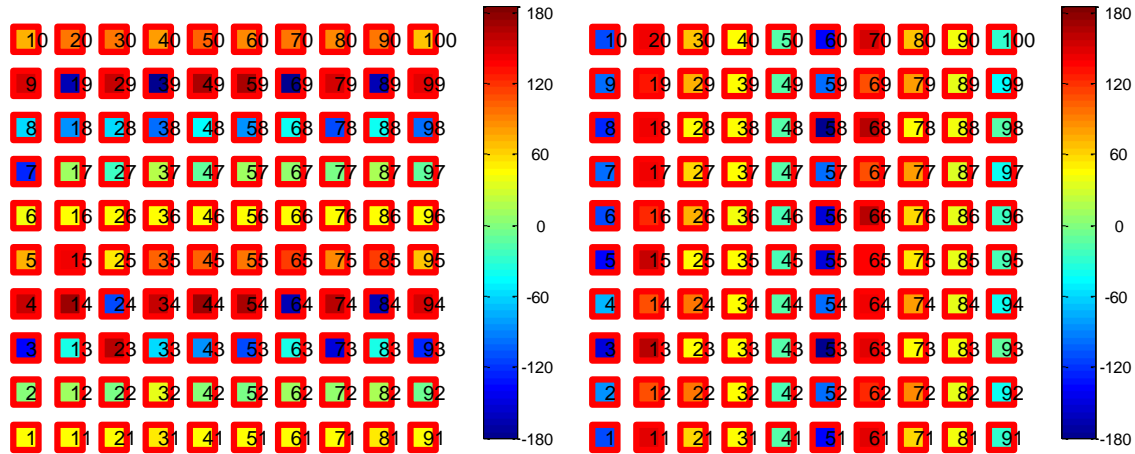


Figure 48 : Pondérations en phase appliquées sur le réseau complet (référence) pour les 2 synthèses : $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$, à gauche et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$, à droite.

Avec l'architecture hybride, des directivités de 21.5 dBi et 22 dBi sont atteintes pour les directions $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ respectivement. Une légère dégradation de la directivité est observée dans le plan où les couplages sont plus faibles mais le niveau de performances reste proche dans les deux plans.

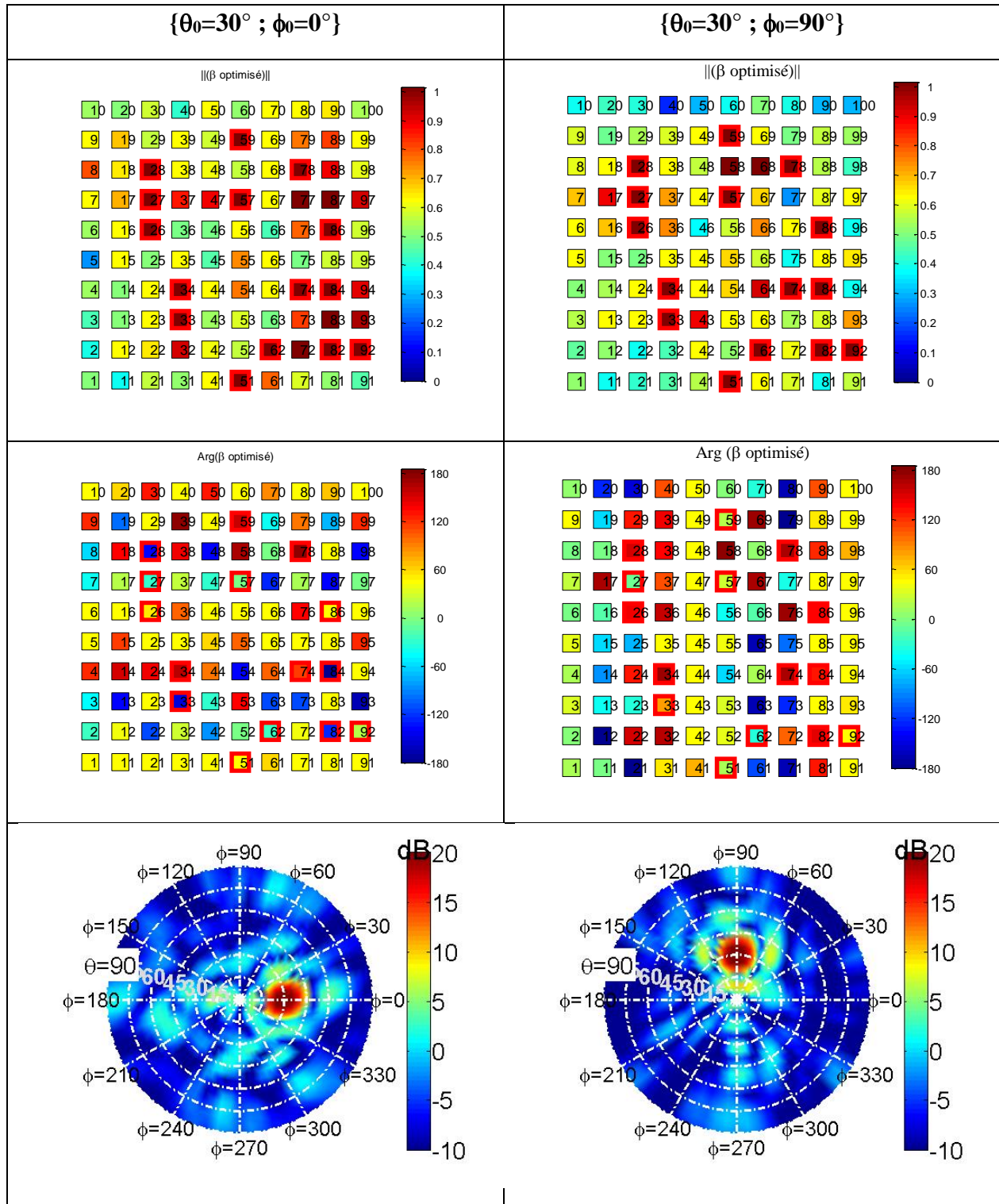


Figure 49 : Pondérations effectives des éléments, en module ($||\beta \text{ optimisé}||$) et en phase ($\text{Arg}(\beta \text{ optimisé})$) – Cas avec 15 éléments excités

III.4.3 - Impact du type d'éléments

Suite à cette première étude, il paraît pertinent de s'intéresser au type d'élément rayonnant de l'antenne hybride. Les performances étant intrinsèquement liées à la stimulation des couplages, le choix d'un élément unitaire se couplant plus ou moins fortement avec ses voisins devrait avoir un impact.

Pour cette partie, nous comparons, en fonction du nombre d'éléments excités, la décroissance de directivité observée avec le panneau de patches précédent à celle obtenue avec un réseau de guides où les couplages sont globalement plus faibles. Ce nouveau panneau étudié à 8.94 GHz est constitué de 144 guides standards WR90 répartis sur une grille rectangulaire (12 x 12) avec une maille de 0.7λ suivant x et 0.35λ suivant y . Le panneau simulé est sur la Figure 50. La disposition des éléments est celle déjà présentée sur la Figure 31. Les niveaux de couplages dans cette structure sont donnés sur la Figure 50 pour quelques éléments. Ceux-ci sont inférieurs à -12 dB. Ces niveaux les plus importants sont obtenus dans le plan $\phi=90^\circ$.

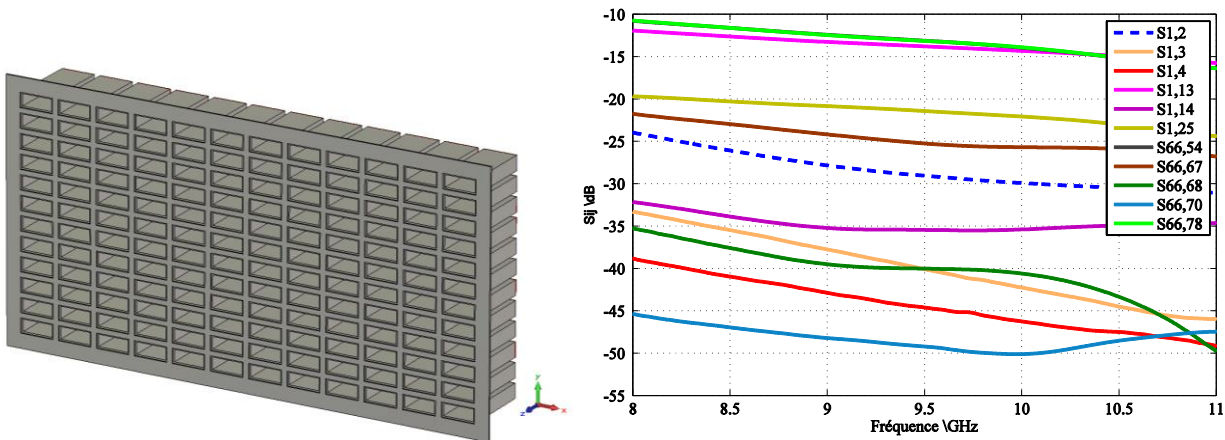


Figure 50 : Panneau simulé constitué de 144 guides d'ondes WR90 (à gauche) et représentation de quelques paramètres de couplage $|S_{ij}|_{dB}$

Les résultats montrent clairement une décroissance beaucoup plus rapide qu'avec des patches imprimés. Une chute de directivité moyenne d'environ 4 dB est observée en excitant 15% des éléments alors que cette diminution n'était que d'environ 1 dB avec les patches. En considérant par exemple les pondérations effectives réalisées par les éléments parasites dans les directions $\{\theta_0=0^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ et $\{\theta_0=60^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$, sur la Figure 52, nous constatons qu'il est difficile de coupler de l'énergie dans des éléments éloignés des ports excités. De plus, l'élément rayonnant de base est ici plus directif qu'un simple patch, ce qui limite aussi les aptitudes à de forts dépointages.

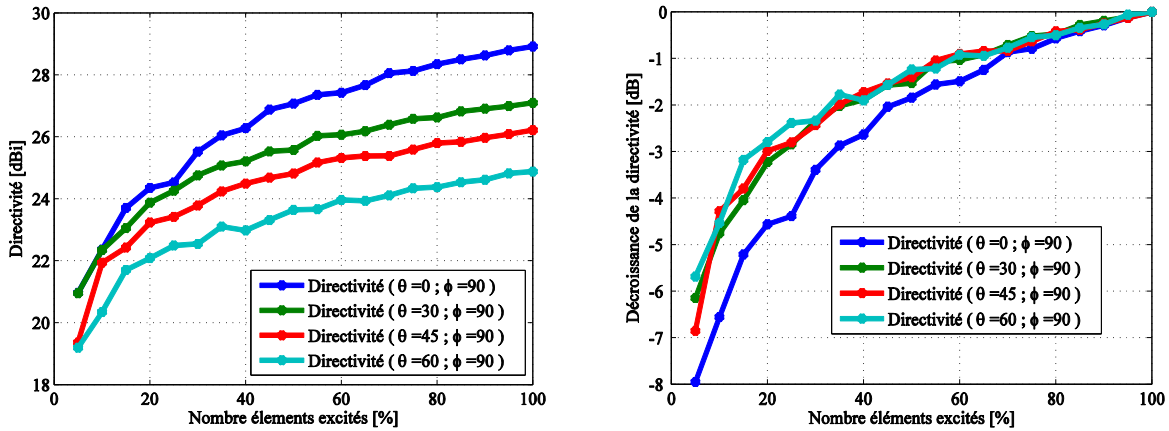


Figure 51 : Evolution de la directivité en fonction du nombre d'éléments excités pour différentes directions d'optimisations de l'antenne hybride - Directivité (à gauche), décroissance par rapport au cas de référence (à droite)

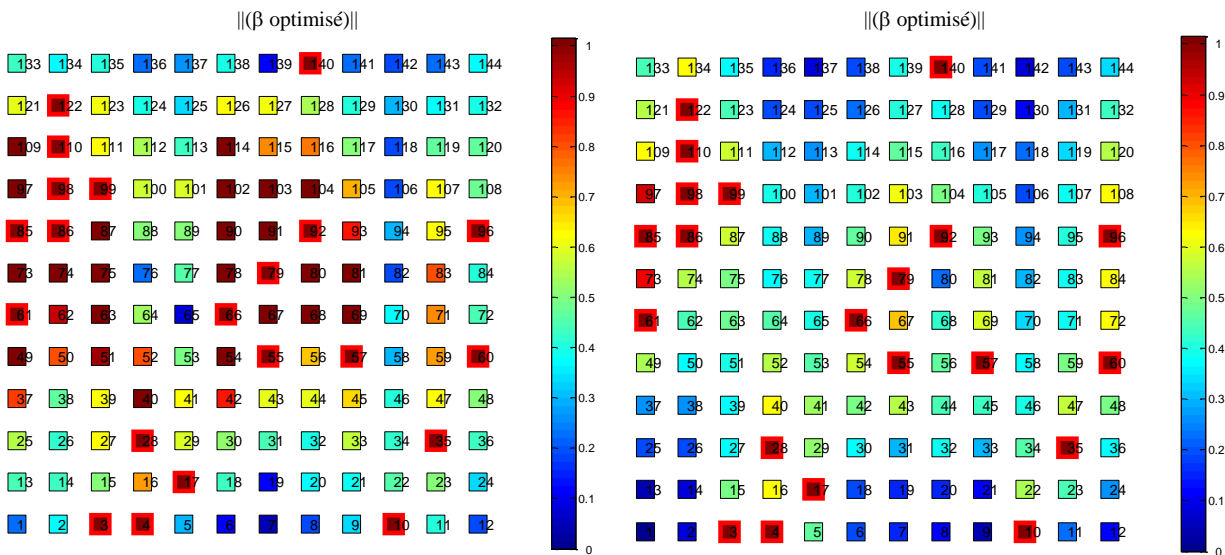


Figure 52 : Pondérations effectives des éléments, en module ($||\beta \text{ optimisé}||$) pour la direction de pointage $\{\theta_0=0^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ (à gauche) et $\{\theta_0=60^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ (à droite)

Ces résultats confirment que le concept hybride doit privilégier des éléments de base fortement couplés. Pour stimuler les couplages, des éléments comme des monopoles seraient encore plus propices comme nous le verrons dans les chapitres III et IV.

III.4.4 - Etude de bande passante et TOS actif

Les études précédentes font l'hypothèse simplificatrice d'une synthèse monofréquence et considèrent que les éléments actifs sont capables de rerayonner l'ensemble de leur puissance d'alimentation (adaptation idéale, pas de problème de TOS actif). Cela nous a néanmoins permis de définir des tendances de comportement de l'antenne hybride qui doivent maintenant être affinées.

Les hypothèses précédentes reviennent à supposer qu'il est possible de connecter l'impédance conjuguée nécessaire à l'adaptation de chaque élément excité. Cette approche n'est pas réaliste dans la pratique. De plus, nous rappelons que notre objectif est de proposer une architecture d'antenne la plus générique possible, ce qui veut dire qu'il faut chercher à s'affranchir de la nature du circuit de formation de faisceaux, ce qui implique de maîtriser le TOS actif de l'antenne.

Pour cela, nous allons effectuer des synthèses sous contraintes multiples en imposant une contrainte de TOS actif sur l'ensemble des éléments excités ainsi qu'une bande passante associée.

Cette synthèse implique dès lors que nous travaillons directement sur une optimisation du gain de l'antenne au lieu de la directivité.

Pour cette étude, nous conservons 15% d'éléments excités et nous allons prendre un couple de directions arbitraires le panneau de patches : $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$. Nous avons précédemment obtenu des directivités de 21.5 dBi et 22 dBi respectivement pour ces cas, à comparer à la directivité du réseau de référence qui était de 22.8 dBi. Cependant cette configuration présente un problème de TOS actif, comme le montre la *Figure 53*. Certains ports excités, comme les n°26 ou 27, subissent une réflexion de l'onde incidente supérieure à 50% à la fréquence d'optimisation précédente (11.83 GHz). Des niveaux inférieurs à -10 dB sont très rarement atteints, ce qui ne permet pas de définir une bande passante (normalement définie par rapport à un TOS actif de -10 dB). La seule solution physique envisageable serait de réaliser un dispositif d'adaptation pour chaque port. Ce dispositif devrait en plus être capable idéalement de modifier l'impédance conjuguée à présenter en fonction de l'objectif de pointage. Nous retombons ici sur des problématiques connues sur les réseaux d'antennes classiques qui imposent l'utilisation de circulateurs ou d'isolateurs pour éviter les détériorations liées au TOS actif.

Pour y remédier, nous effectuons des synthèses sur une bande de fréquence de 200 MHz entre 11.7 et 11.9 GHz, en imposant une contrainte de TOS actif de -10 ou -15 dB. Les résultats

sont présentés sur les Figure 54 et Figure 55. Nous pouvons observer que la contrainte fixée pour les TOS actifs est toujours respectée, ce qui permet dorénavant de s'affranchir d'un dispositif d'alimentation et de la nature du circuit de formation de faisceaux.

De façon à étudier la bande passante, nous avons fixé des contraintes similaires sur une bande passante plus importante : 11.6 à 12 GHz. Celles-ci restent toujours réalisables avec l'architecture hybride.

Bien évidemment, l'optimisation conjointe de la bande passante et du TOS actif a un impact sur le diagramme de rayonnement. Ceux-ci sont présentés sur la Figure 56 et les différentes valeurs du gain sont consignées dans le tableau 4.

Nous pouvons voir qu'en optimisant l'ensemble des paramètres, il est possible d'obtenir simultanément sur une bande passante de 200 MHz, un gain intrinsèque compris entre 19.3 et 20 dB suivant les directions $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ en contraignant le TOS actif à un niveau inférieur ou égal à -15 dB. Avec cette même contrainte imposée sur 400 MHz de bande passante, le gain intrinsèque est compris entre 18.7 et 18.9 dB pour ces mêmes directions.

Les résultats de cet exemple sont significatifs pour conclure sur le potentiel de l'antenne hybride. En supprimant 85% des voies RF, des écarts de 3.9 dB ($\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$) et 4.1 dB ($\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$) sont obtenus par rapport au réseau de référence entièrement excité. De plus, nous faisons l'hypothèse que le gain du réseau serait idéalement égal à sa directivité et qu'il n'est pas impacté par la bande passante, ce qui constitue un pire cas de comparaison pour l'antenne hybride. Dans la pratique, cet écart serait plus faible, en faveur de l'antenne hybride.

En relâchant la contrainte à un TOS de -10 dB sur une bande de 200 MHz, cet écart se réduit respectivement à 3.4 dB ($\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$) et 2.7 dB ($\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$).

Il faut noter que les bandes passantes étudiées ici restent réalistes par rapport aux capacités du panneau initial. En effet, la bande passante moyenne des patchs utilisés est de l'ordre de 600 MHz.

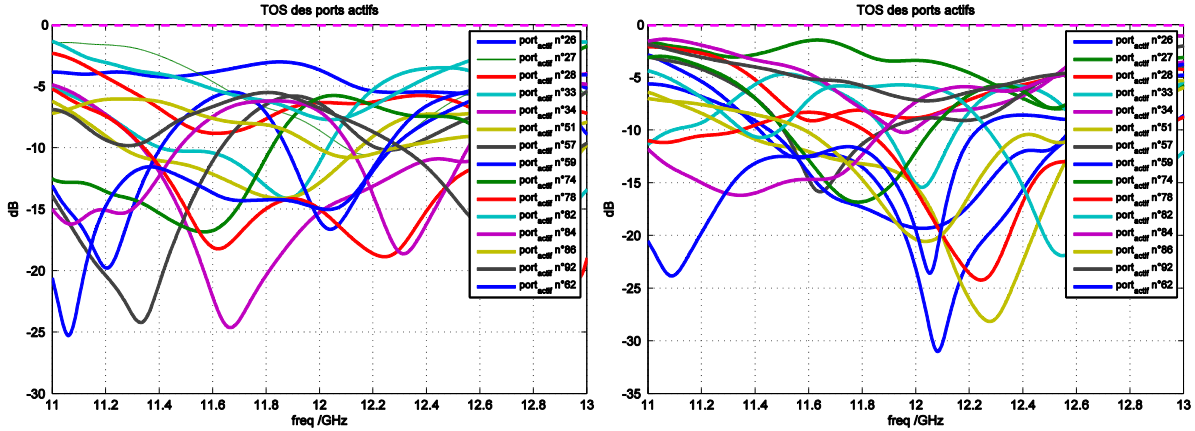


Figure 53 : TOS actifs des éléments excités pour le cas initial, directivité optimisée dans la direction $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$, à gauche et dans la direction $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$, à droite.

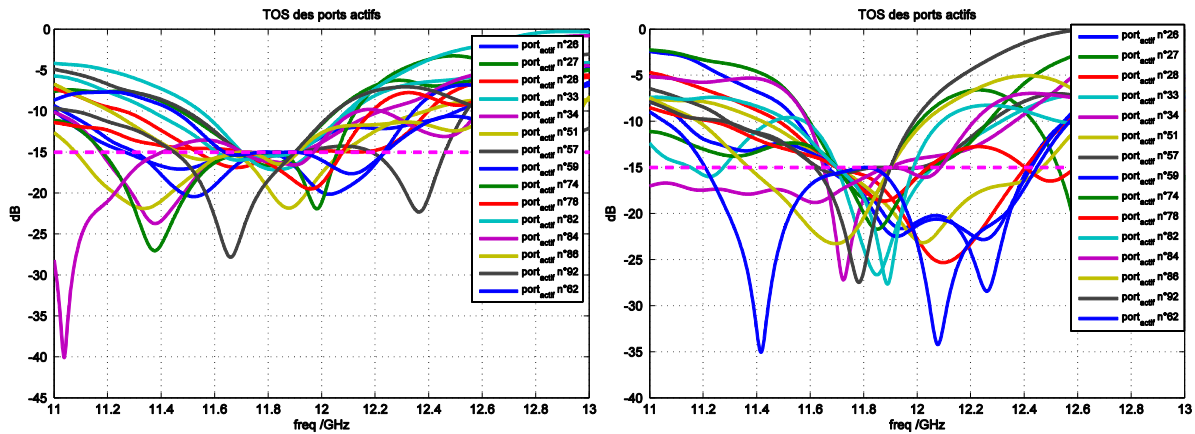


Figure 54 : TOS actifs optimisés des éléments excités pour l'objectif de pointage $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$, à gauche, et dans la direction $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$, à droite - Contrainte fixée à -15 dB

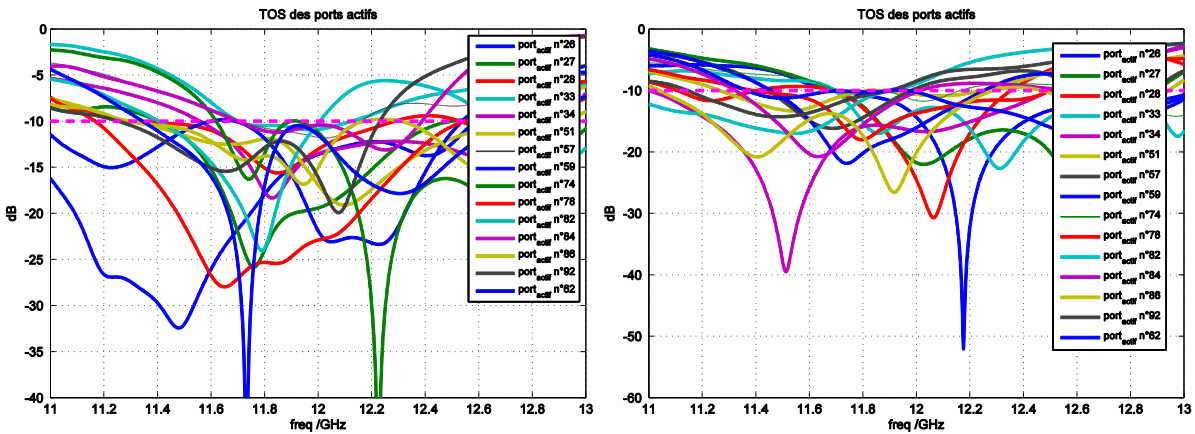


Figure 55 : TOS actifs optimisés des éléments excités pour l'objectif de pointage $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$, à gauche, et dans la direction $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$, à droite - Contrainte fixée à -10 dB

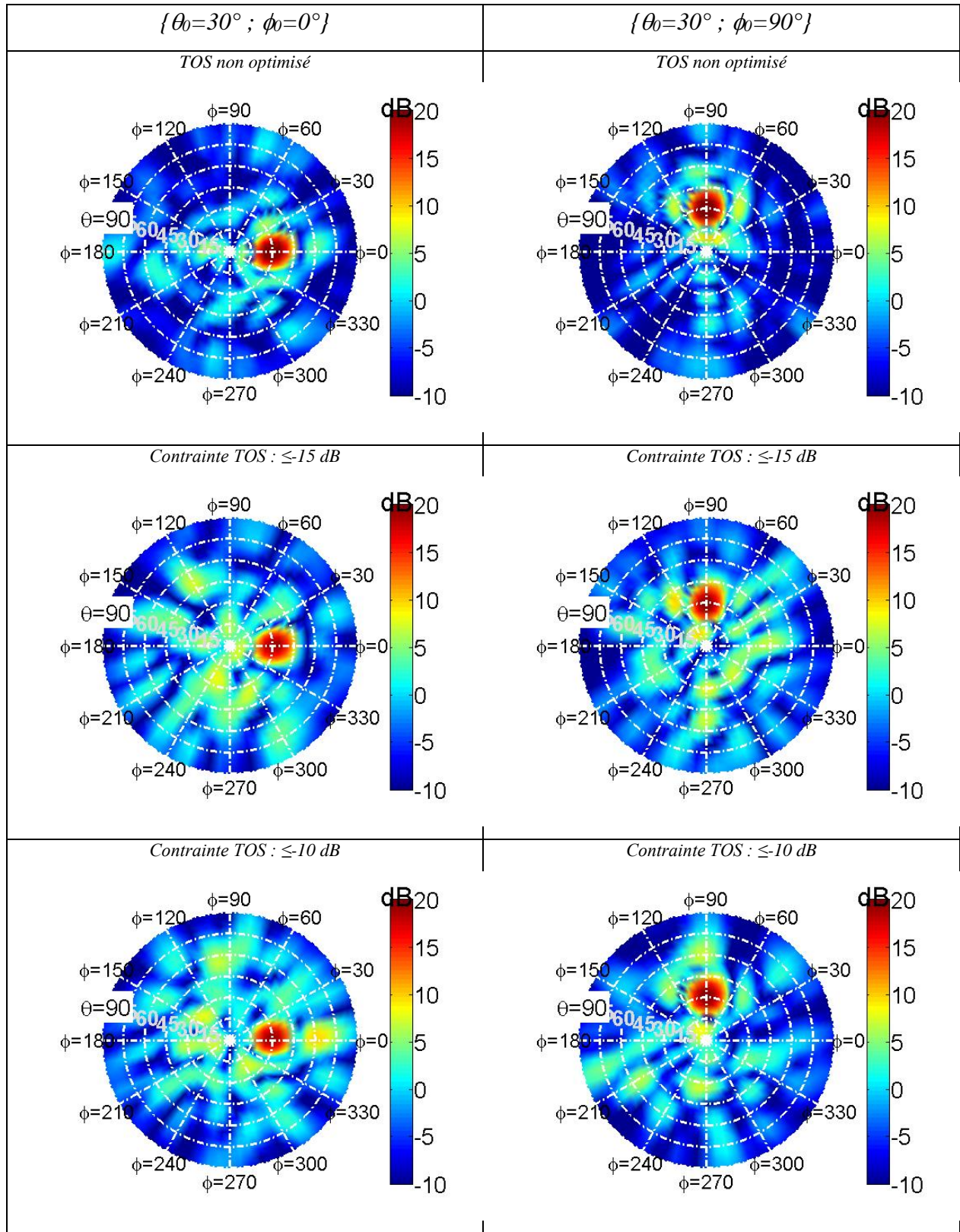


Figure 56 : Diagrammes de rayonnement pour différentes valeurs de contraintes sur le TOS actif - $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$ à gauche et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ à droite

	$[\theta = 30^\circ ; \phi = 90^\circ],$	$[\theta = 30^\circ ; \phi = 0^\circ],$
	Gain intrinsèque (dB)	Gain intrinsèque (dB)
TOS imposé sur les ports actifs [11.7 – 11.9 GHz]		
≤ -10 dB	20.1	19.4
≤ -15 dB	20	19.3
TOS imposé sur les ports actifs [11.6 – 12 GHz]		
≤ -10 dB	19.7	19.4
≤ -15 dB	18.7	18.9
Directivité, aucune contrainte	22 dBi	21.5 dBi
Directivité réseau de référence	22.8 dBi	22.8 dBi

Tableau 4 : Performances de l'antenne hybride pour différentes configurations, avec 15% des éléments excités

Suite à la démonstration des potentialités pour un dépointage de faisceau, nous allons nous intéresser à quelques tests de formation de faisceaux.

III.5 - Aptitude à la formation de faisceaux

III.5.1 - Exemple d'un rayonnement à plusieurs faisceaux

L'objectif consiste ici à réaliser deux ou trois faisceaux simultanément dans des directions différentes, toujours avec le même panneau de patches imprimés. Ces cas ne sont pas forcément corrélés à un besoin applicatif mais ils vont permettre d'évaluer si la gestion des interactions des couplages sur le panneau est compatible d'une telle exigence.

Nous nous intéressons à deux scénarios de synthèse :

- scénario 1 : 2 faisceaux directifs dans les directions $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=180^\circ\}$;
- scénario 2 : 3 faisceaux directifs dans les directions $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$, $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=180^\circ\}$ et $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=270^\circ\}$.

Pour chacun de ces cas, nous gardons un nombre d'éléments excités très faible (15%) et nous imposerons une contrainte de TOS actif (≤ -15 dB) entre 11.7 et 11.9 GHz.

Le choix des éléments excités est toujours effectué par des tirages aléatoires. Les niveaux de couplages sur les différents accès et les phases effectives réalisées sur les éléments parasites sont donnés respectivement sur les Figure 57 et Figure 58 pour les deux scénarios.

Remarque : cette représentation est différente de celles utilisées auparavant. Ces cartographies donnent directement le niveau de TOS actif sur les éléments excités (entourés en rouge) et le couplage de l'ensemble de ces derniers sur les éléments parasites, en dB. La représentation en phase reste inchangée.

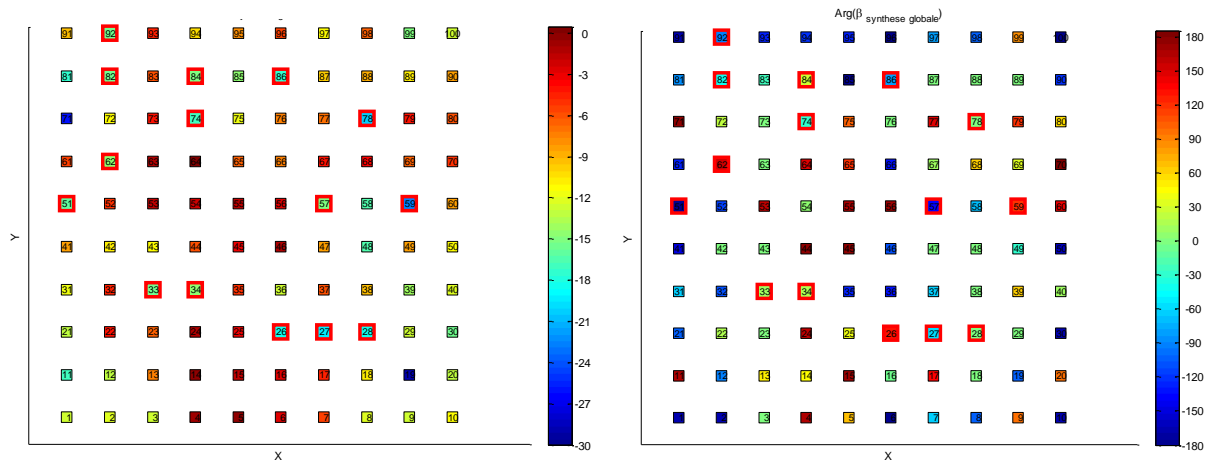


Figure 57 : modules des ondes couplées sur les accès (à gauche) et phase (à droite), pour le scénario 1.

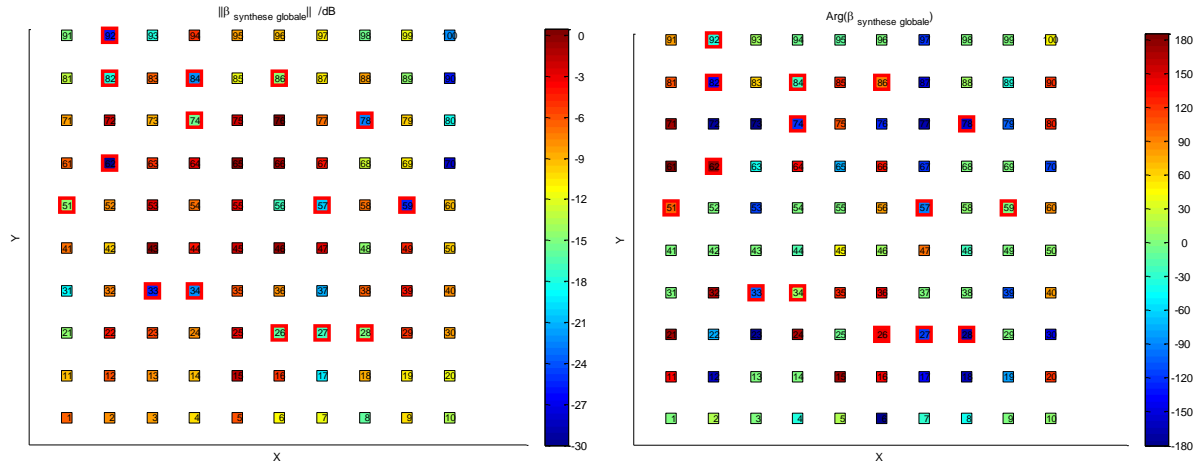


Figure 58 : modules des ondes couplées sur les accès (à gauche) et phases (à droite), pour le scénario 2.

Les figures précédentes montrent que le couplage des ondes est fort sur une grande partie des éléments parasites, quel que soit le scénario. Le niveau de TOS actif obtenu satisfait la contrainte fixée (≤ -15 dB) entre 11.7 et 11.9 GHz. Les courbes sont reportées sur la Figure 59.

Le gain intrinsèque obtenu pour les différents faisceaux est donné dans le tableau 5. Un gain de 17.8 dB est atteint sur les 2 faisceaux pour le scénario 1. En comparaison, une optimisation sur le réseau de référence équivalent donne un gain de 19.5 dB (considéré idéalement égal à la directivité comme précédemment). Pour le scénario 3, un gain intrinsèque de 15.8 dB est obtenu à comparer à la valeur de référence idéalisée de 17.9 dB. Ces résultats montrent bien que les différents éléments parasites agissent comme des degrés de liberté du système. Les diagrammes de rayonnement correspondant sont donnés sur la Figure 60.

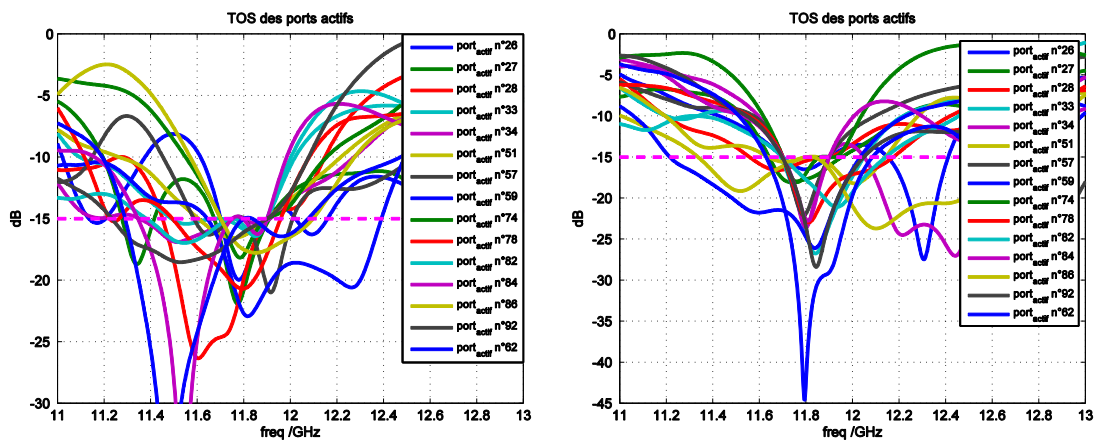


Figure 59 : TOS actifs optimisés des éléments excités pour le scénario 1 (à gauche) et le scénario 2 (à droite)

	Scénario 1	Scénario 2
	Gain intrinsèque (dB)	Gain intrinsèque (dB)
Faisceau 1 $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=90^\circ\}$	17.8	15.8
Faisceau 2 $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=180^\circ\}$	17.8	15.8
Faisceau 3 $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=270^\circ\}$	--	15.8

Tableau 5 : Gain intrinsèque de l'antenne hybride pour les deux scénarios réalisant des faisceaux simultanés.

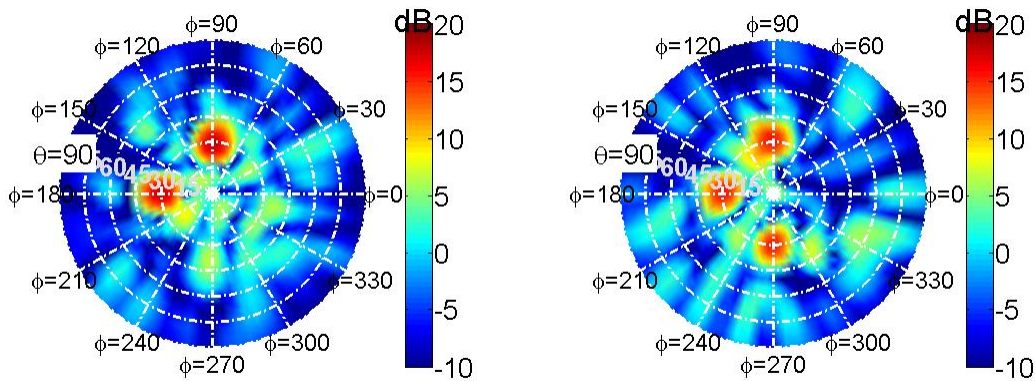


Figure 60 : Diagrammes de rayonnement pour le scénario 1 (à gauche) et le scénario 2 (à droite)

III.5.2 - Exemple d'un faisceau sectoriel

Pour finir cette étude sur la formation de faisceaux, nous allons réaliser un lobe sectoriel avec l'antenne hybride. Celui-ci est défini par un objectif de rayonnement dans un ensemble de directions autour de $\theta=30^\circ$ et ϕ compris entre 90° et 180° . Les contraintes de TOS et de bande passante sont les mêmes que précédemment.

Les niveaux de couplages sur les différents accès et les phases effectives réalisées sur les éléments parasites sont donnés sur la Figure 61. Les niveaux de TOS actifs et le diagramme sont présentés sur la Figure 62.

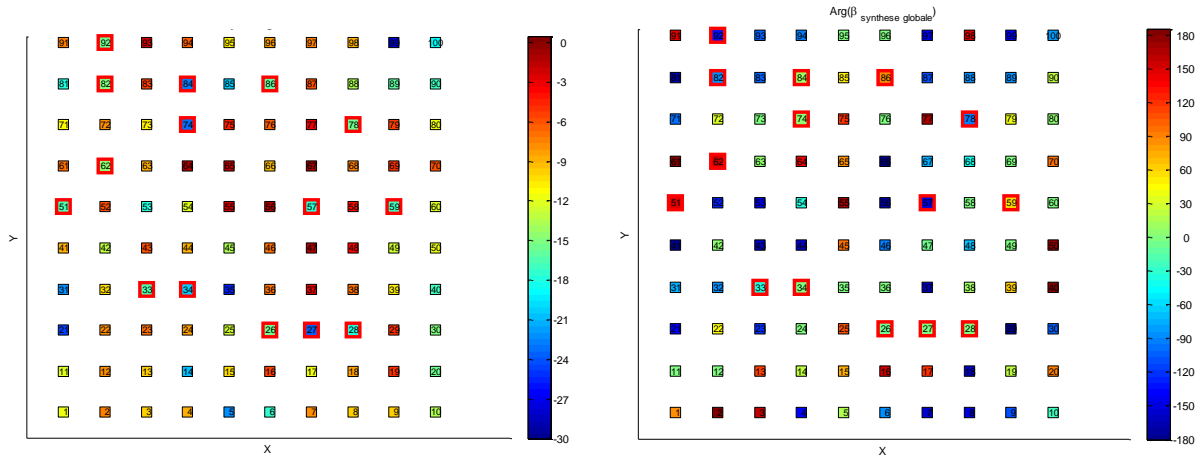


Figure 61 : modules des ondes couplées sur les accès (à gauche) et phases (à droite), pour la formation d'un faisceau sectoriel

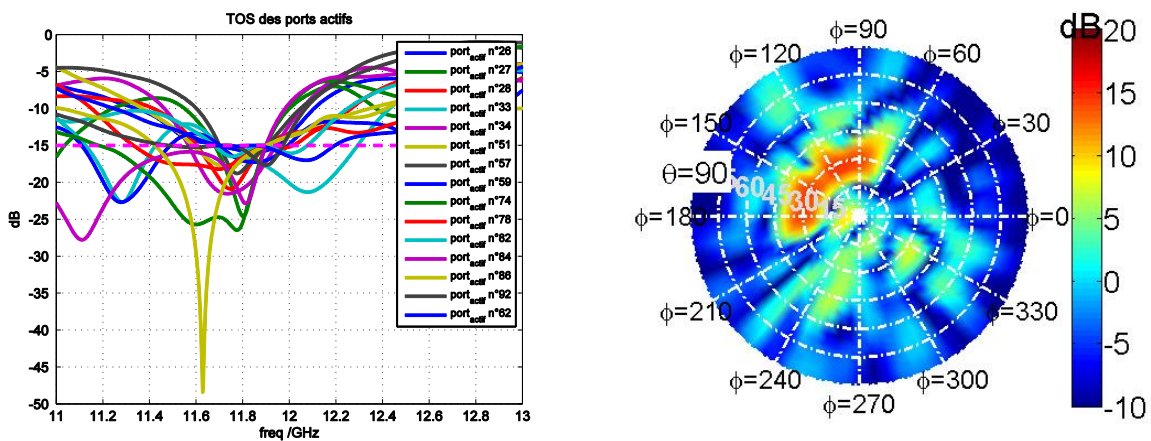


Figure 62 : TOS actifs optimisés (à gauche) et diagramme de rayonnement sectoriel obtenu

Les résultats montrent également une forte sollicitation des éléments parasites, certains couplant quasiment toutes les ondes incidentes qui leurs sont présentées. Un niveau de gain intrinsèque de 14.5 dB est obtenu, à comparer à une valeur de référence idéale de 16.7 dB (gain du réseau 100% alimenté sans contraintes de TOS).

Nous pouvons également remarquer qu'une partie de l'énergie est diffusée en dehors du diagramme sectoriel. Ce résultat permet d'insister sur un point important non abordé jusqu'ici : les synthèses sont effectuées en se fixant comme objectif un niveau minimum de gain intrinsèque à atteindre dans certaines directions, les contraintes sont le niveau de TOS et la bande de fréquences. Nous ne fixons pas de contraintes sur le niveau de lobes secondaires actuellement. Une façon

indirecte de le faire consiste à fixer un ensemble de directions en dehors de la zone utile du diagramme en cherchant à minimiser le gain. Il y a donc une possibilité d'amélioration sur ce point. Cependant cette approche peut ralentir fortement les synthèses.

IV - Conclusion

Les études menées dans ce chapitre nous ont permis de montrer l'intérêt du concept de panneau hybride qui a pour objectif de limiter le nombre de voies RF en exploitant des degrés de libertés sur le panneau. Ces derniers sont fournis par les éléments parasites associés à leurs charges réactives. En les optimisant, ils apportent une aptitude à gérer les contributions des ondes couplées sur le panneau.

La première partie du chapitre présentait la méthodologie retenue pour effectuer la synthèse d'une telle architecture. Le principe de fonctionnement de l'antenne reposant essentiellement sur les couplages, nous avons pris le parti de les modéliser par une approche full-wave, tout comme les diagrammes de rayonnement. Grâce à la puissance des ordinateurs ou stations de calculs actuels, cette approche reste réaliste dans le contexte où nous avons pour objectif d'utiliser des architectures d'antennes hybrides ne comportant pas plus d'une centaine d'éléments.

La seconde partie de ce chapitre a permis de mettre en avant l'importance d'utiliser des éléments de base fortement couplés. L'impact sur la réduction du nombre de voies RF a été clairement établi. Sur ce point, le concept étudié va à l'encontre des approches usuelles de l'état de l'art où les concepteurs d'antennes cherchent plutôt à réduire l'influence des couplages par différents moyens.

Un autre point capital abordé dans ce chapitre concerne la gestion du TOS actif sur une bande passante conjointement avec un objectif de rayonnement. L'architecture hybride permet, toujours via les éléments parasites et leurs charges réactives, de contrôler l'adaptation des éléments excités sans adjoindre de dispositifs d'adaptation spécifiques. Les multiples éléments excités se voient juste adjoindre une phase qui est elle aussi définie par le processus de synthèse de façon à satisfaire les différents objectifs et contraintes simultanément. Ces phases seront réalisées par les déphaseurs systématiquement présents sur le circuit de formation de faisceaux (BFN). Il devient

donc possible d'avoir une architecture d'antenne suffisamment générique et reconfigurable pour être connectée à un BFN sans subir les problématiques de TOS actif qui limitent les performances des réseaux et qui entraînent l'ajout systématique de circulateurs.

Nous avons vu que des réductions du nombre d'éléments allant jusqu'à 85% sont possibles sans détériorer trop fortement les performances et en maintenant des bandes passantes raisonnables, relativement à la nature de l'exemple choisi. De plus, dans les comparaisons effectuées avec des cas de références (réseaux phasés classiques équiampitudes), nous avons idéalisé les performances de ces derniers. En effet, nous avons systématiquement considéré des optimisations sur un point de fréquence lorsque nous les avons comparés à l'architecture hybride, qui était de son côté optimisée sur une bande passante. D'autre part, nous avons fait l'hypothèse que le réseau de référence était forcément adapté et ne souffrait pas de problème de TOS actif. Dans la pratique ce ne sera pas le cas. Nous avons tenté de gérer le TOS actif sur des réseaux entièrement alimentés, mais nous nous sommes souvent heurtés à de nombreuses mises en défaut de l'outil de synthèse. Par la présence des éléments parasites, l'architecture hybride apporte des degrés de libertés significatifs pour gérer les TOS actifs au niveau du panneau plutôt que de reporter cette contrainte sur la conception du BFN.

Pour finir, les études menées dans ce chapitre ont également pu montrer quelques potentialités intéressantes autres que le dépointage de faisceaux. Nous avons vu que la réalisation de faisceaux simultanés ou sectoriels est envisageable, même si pour ce dernier point l'ergonomie de l'outil de synthèse est encore perfectible.

Ces étapes étant validées, nous allons aborder dans la suite de la thèse les différentes étapes nécessaires à la mise en œuvre et à la réalisation d'une preuve de concept.

V - Bibliographie du chapitre 2

- [1] S. Edelberg and A. A. Oliner, “Mutual coupling effects in large antenna arrays II: Compensation effects,” *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, no. 4, pp. 360–367, Jul. 1960.
- [2] R. J. Mailloux, “Surface waves and anomalous wave radiation nulls on phased arrays of TEM waveguides with fences,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20, no. 2, pp. 160–166, Mar. 1972.
- [3] F. Linot, “Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d’antennes réseaux compactes et d’antennes réseaux à très large bande passante,” Télécom ParisTech, 2011.
- [4] F. Fezai, “Synthèse d’architectures d’antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux : Application au projet Remote Wake Up (RWU),” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2013.
- [5] A. E. AHMAD, “Conception d’antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages interéléments : application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire,” thesis, Université de Limoges.
- [6] Y. ABDALLAH, “Effects of the mutual couplings on the EM properties of reflectarrays : Definition of a strategy of design,” thesis, Université de Limoges.
- [7] F. Gembicki and Y. Y. Haimès, “Approach to performance and sensitivity multiobjective optimization: The goal attainment method,” *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 20, no. 6, pp. 769–771, Dec. 1975.
- [8] R. K. Brayton, S. W. Director, G. D. Hachtel, and L. Vidigal, “A new algorithm for statistical circuit design based on quasi-Newton methods and function splitting,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 26, no. 9, pp. 784–794, Sep. 1979.
- [9] M. C. Bailey, “Closed-Form Evaluation of Mutual Coupling in a Planar Array of Circular Apertures,” 1996.
- [10] M. C. Bailey, “Technique for Extension of Small Antenna Array Mutual-Coupling Data to Larger Antenna Arrays,” 1996.
- [11] H. Wang, D. G. Fang, X. L. Wang, and Y. P. Xi, “Mutual impedance formula between two arbitrary antenna elements,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 3, pp. 324–333, Mar. 2010.
- [12] M. J. Mehta and I. E. Lager, “Two-dimensional interpolation for the numerical estimation of the mutual coupling.pdf.” in Proc. 1st European Conference on Antennas and Propagation - EuCAP, Nov-2005.

Chapitre III

MISE EN OEUVRE D’UNE ARCHITECTURE D’ANTENNE HYBRIDE RECONFIGURABLE

I - Introduction	93
II - Définition d’une architecture pour la preuve de concept	93
<i>II.1 - Besoins conceptuels</i>	93
<i>II.2 - Besoins fonctionnels</i>	95
III - Conception des briques de bases	97
<i>III.1 - Réseau de monopoles</i>	97
<i>III.2 - Déphaseurs en réflexion</i>	101
<i>III.3 - Déphaseurs en transmission</i>	108
IV - Caractérisation expérimentale des briques de base	118
<i>IV.1 - Moyens de mesures disponibles au laboratoire</i>	118
<i>IV.2 - Caractérisation du réseau de monopoles</i>	121
<i>IV.3 - Caractérisation des déphaseurs en réflexion</i>	124
<i>IV.4 - Déphaseur en transmission</i>	127
<i>IV.5 - Diviseurs de puissance</i>	130
V - Conclusion	132
VI - Bibliographie du chapitre 3	134

I - Introduction

L’objet de ce chapitre est de présenter l’ensemble des étapes nécessaires à la mise en œuvre expérimentale du concept d’antenne hybride.

Notre objectif est de disposer d’une maquette à faible coût pour rester dans le contexte d’un développement d’antennes reconfigurables pour des marchés de masse. Il va donc falloir utiliser des technologies de charges réactives et des substrats compatibles de cet objectif.

De plus, l’originalité du concept nous amène à penser que la mise au point peut être fastidieuse, étant donné la très forte dépendance vis-à-vis des couplages interéléments. Il faut donc envisager une structure modulaire qui permettra une caractérisation individuelle des briques élémentaires, pour prendre en compte d’éventuelles dispersions ou défaillances des charges réactives réelles dans le processus de synthèse.

La première partie de ce chapitre va préciser les différents critères et besoins que nous avons définis pour la mise en œuvre expérimentale. Les briques élémentaires constituant le système seront ensuite détaillées et nous présenterons les moyens expérimentaux mis en œuvre ou développés spécifiquement pour mener à bien la réalisation de la preuve de concept.

II - Définition d’une architecture pour la preuve de concept

II.1 - Besoins conceptuels

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l’architecture hybride repose sur l’utilisation d’éléments parasites connectés à des charges réactives. Ces dernières doivent également être pilotables pour adresser le problème de synthèse avec ses objectifs et ses contraintes. Ces charges réactives réalisent une phase qui est appliquée aux ondes couplées sur les éléments parasites. Elles sont donc assimilables à des déphaseurs en réflexion. Pour être efficaces, il faut donc que les charges réactives couvrent la plus grande excursion de phase possible et possèdent des pertes faibles. Dans le cas contraire, nous perdrons le bénéfice du couplage des ondes à la surface du panneau.

Etant donné que le système peut avoir de multiples excitations, il est nécessaire d’associer à l’architecture un diviseur de puissance (nous n’envisageons pas de solution active dans le cadre de cette thèse) et un déphaseur sur chaque voie de transmission. Cet ensemble formera un circuit de formation simplifié. Tout comme pour les charges réactives, le circuit gérant la phase des éléments excités devra posséder une excursion importante (360° idéalement) et des pertes d’insertions faibles. Ce dernier point est encore plus critique sur les voies excitées que sur les éléments parasites. En effet, les pertes d’insertions seront systématiquement subies sur les éléments excités (équiamplitudes) alors que pour les charges réactives, ces pertes seront modulées par l’intensité des ondes couplées sur chaque élément parasite. Cette dernière remarque constitue un avantage pour notre architecture hybride. Il serait en effet possible d’inclure dans la procédure de synthèse le modèle de la charge réactive et considérer l’évolution de ces pertes dans l’optimisation, pour minimiser leur impact.

Il faut également pouvoir modifier la configuration des ports excités. Pour cela, nous prévoyons d’utiliser un panneau entièrement connectivé. Ce choix limite les capacités d’intégration mais apportera beaucoup de souplesse pour la mise au point du système.

Le schéma conceptuel envisagé pour adresser ces étapes est donné sur la Figure 33, qui reprend le principe de fonctionnement de l’antenne hybride abordé dans le chapitre 2.

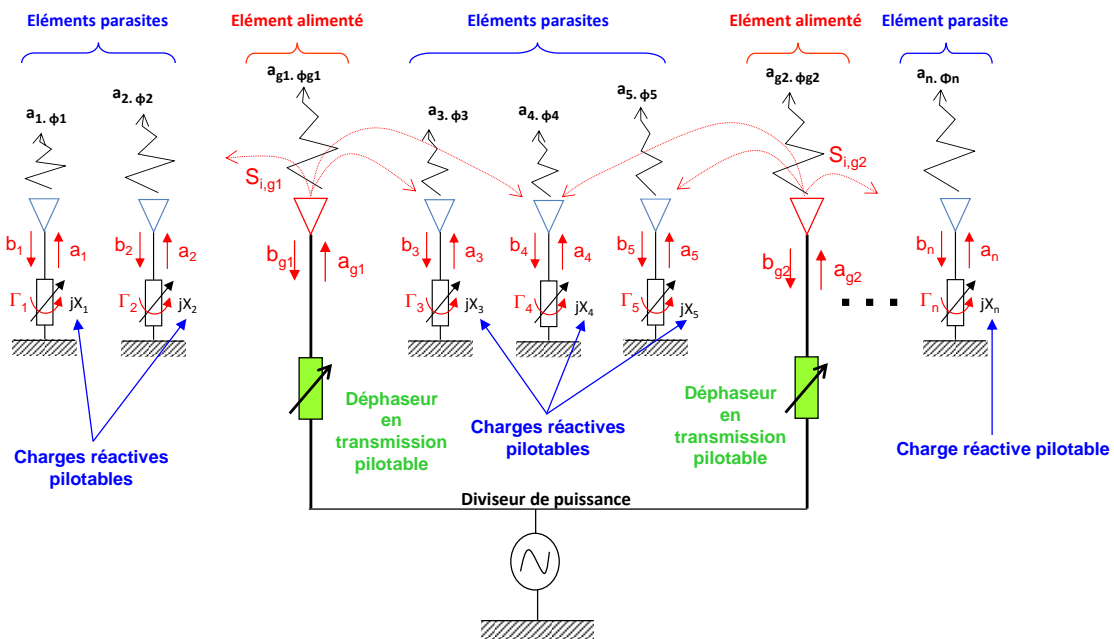


Figure 63 : Schéma conceptuel pour la mise en œuvre du concept – Toutes les interactions de couplages ne sont pas représentées

II.2 - Besoins fonctionnels

Au niveau pratique, un des principaux enjeux va être la possibilité d’adresser les pondérations en phase issue de la procédure de synthèse. Il faut pour cela que l’outil Matlab effectuant les optimisations soit capable de fournir les tables d’adressage (correspondances tensions / phases) en fonction de la technologie des déphaseurs utilisés, conformément au synoptique de la Figure 64.

De plus, nous souhaitons généraliser cette procédure pour pouvoir étendre ce concept d’antenne hybride dans de futurs travaux du laboratoire, quel que soit le nombre d’éléments utilisé et leurs spécificités. Il faut donc que ces adressages soient automatisés via des interfaces de commandes.

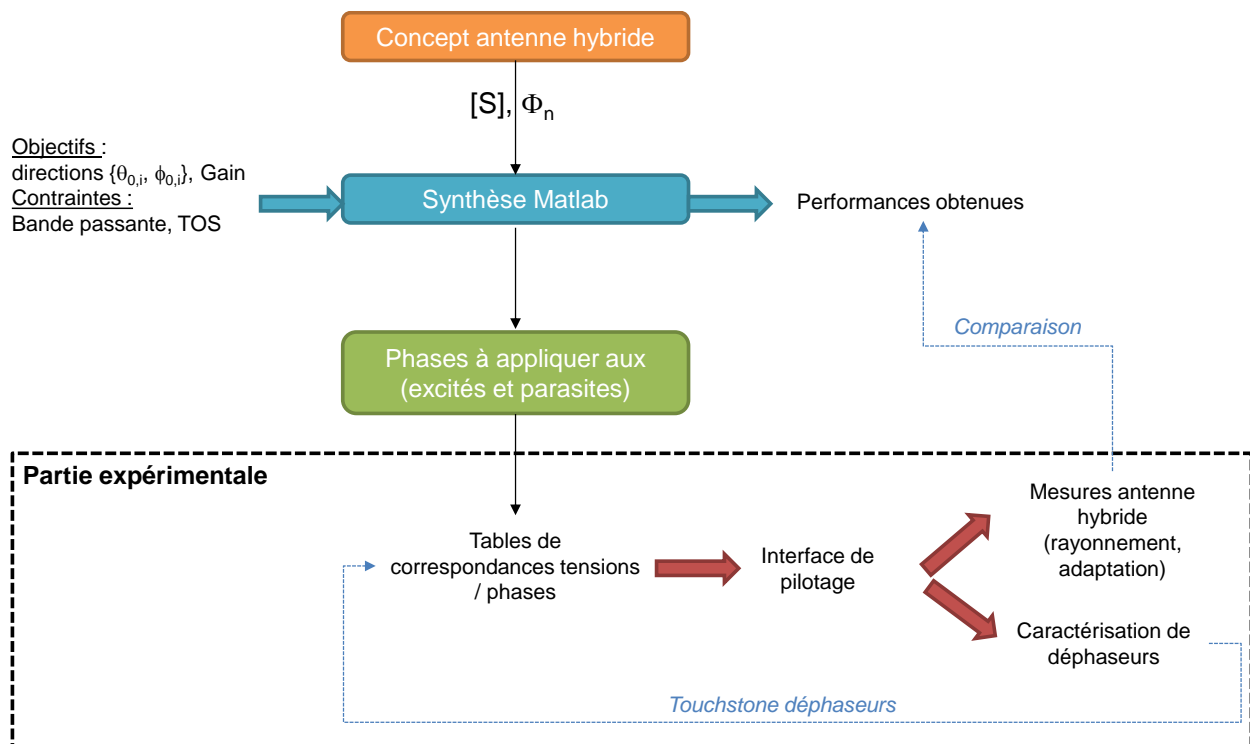


Figure 64 : Automatisation de l’adressage pour la caractérisation de l’antenne hybride et/ou l’extraction des modèles de déphaseurs

Idéalement, il faut aussi être en mesure d’obtenir une caractérisation du déphaseur, par un modèle équivalent ou des fichiers de mesures (format Touchstone) afin d’établir les tables d’adressages et pour estimer leurs performances. Ces données sont en général accessibles via le fabricant mais pas de façon systématique et le problème se pose également en cas de conceptions

de déphaseurs par nos propres moyens. Nous avons donc prévu d’intégrer une procédure de caractérisation expérimentale pour les différents déphaseurs afin de pouvoir évaluer leurs performances de façon fiable et pour permettre l’intégration de leurs caractéristiques dans le processus de synthèse.

Au niveau du panneau d’antenne, il faut prévoir l’intégration des interfaces de pilotages pour les différents types de déphaseurs (réflexion et transmission). Pour cela des cartes microcontrôlées peuvent être utilisées dans un cas intégré, ou bien une simple carte d’interface avec une unité de commande extérieure à l’antenne, ce qui peut suffire pour un démonstrateur de laboratoire. Le schéma de la Figure 65 décrit cette stratégie de pilotage.

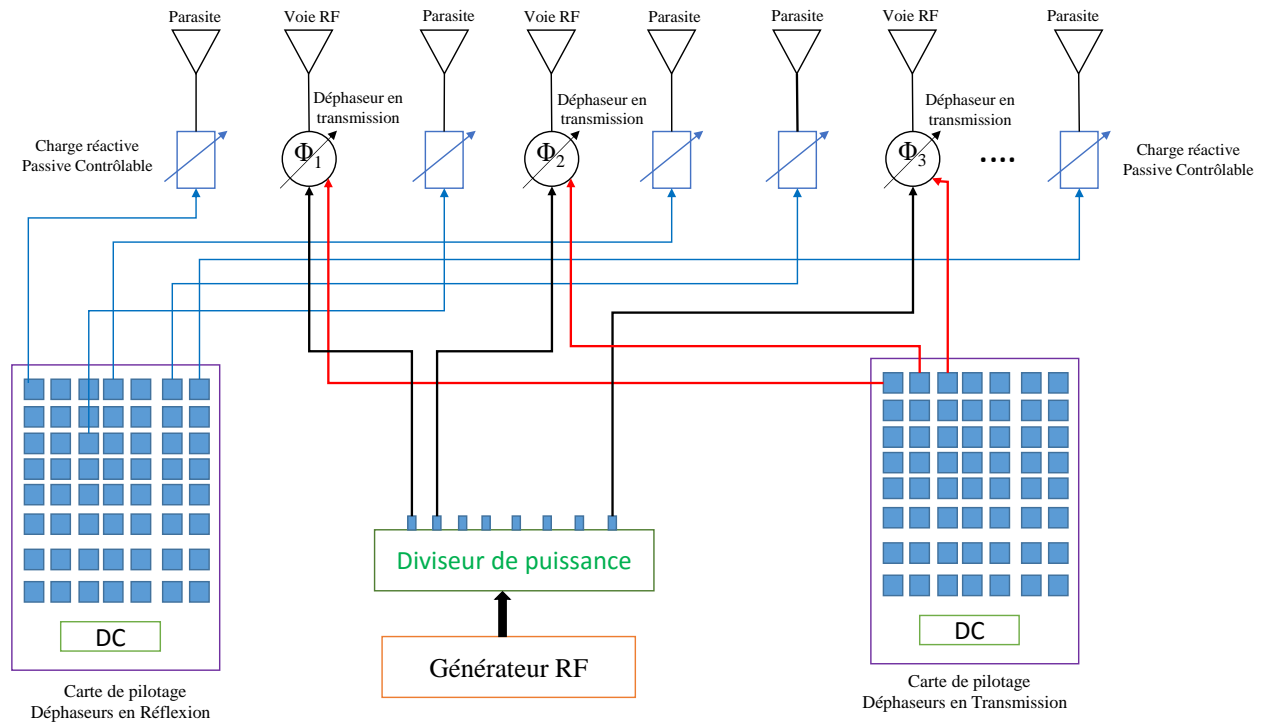


Figure 65 : Schéma de mise en œuvre de la partie commande pour les différents éléments à piloter.

Pour mettre en œuvre une preuve de concept de l’antenne hybride, il est donc nécessaire de développer 4 briques de base, qui seront modulaires pour assurer la généricité du système :

- Un panneau d’éléments rayonnants ;
- Des déphaseurs en réflexion présentant une grande excursion avec des pertes limitées ;

- Des déphaseurs en transmission présentant eux aussi une grande excursion avec des pertes d'insertion limitées ;
- Un diviseur, qui permet d'envoyer le signal incident aux différents éléments excités.

L'ensemble de ces briques doit être développé à moindre coût par rapport aux objectifs visés et une chaîne de commande devra être associée à ce prototype. De plus, nous nous attacherons à caractériser expérimentalement l'ensemble des éléments de l'antenne pour faciliter la mise au point.

III - Conception des briques de base

III.1 - Réseau de monopoles

III.1.1 - Justification du choix de la structure

Par rapport à ce qui a été vu dans les chapitres précédents, nous avons vu qu'il est important de choisir des éléments rayonnants fortement couplés pour que les résultats soient probants. Pour cette raison, nous faisons le choix d'un réseau de monopoles. Cette structure est relativement simple et permet de ne pas introduire trop de difficultés de mise en œuvre par rapport à des antennes imprimées (système d'excitation).

De plus, nous visons une fabrication bas coût en utilisant des substrats de type FR4 ($\epsilon_r=4.3$, $\tan \delta=0.025$), qui ne sont pas les mieux adaptés pour des applications hyperfréquences. En raison des pertes importantes, les antennes imprimées comme les patchs auraient de très faibles gains intrinsèques, en raison du confinement de l'onde dans le substrat lié à leur principe de fonctionnement. L'autre avantage des monopoles est leur faible encombrement latéral qui permet de rapprocher les éléments pour stimuler les couplages.

D'un point de vue applicatif, une antenne hybride à base de monopoles peut être utilisée pour effectuer un balayage en azimut avec un concept faible coût. Des formations de faisceaux dans le plan horizontal peuvent aussi être envisagées (secteur).

La fréquence de fonctionnement choisie est 2.45 GHz, par rapport au large choix de composants à cette fréquence et au contexte applicatif assez large.

III.1.2 - Description

Le démonstrateur est constitué d’une distribution de 49 monopoles, répartis en 7 rangées de 7 éléments, comme le montre la Figure 66. Les monopoles, imprimés sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=4.3$, $\tan \delta=0.025$) d’épaisseur 1.6 mm, mesurent 24.2 mm \times 3mm, et leur espacement a été fixé à 0.33λ suivant x et y . Ce choix permet de bénéficier de niveaux de couplages interéléments importants et d’avoir un panneau d’éléments relativement compact (340 x 270 mm) par rapport au nombre de monopoles.

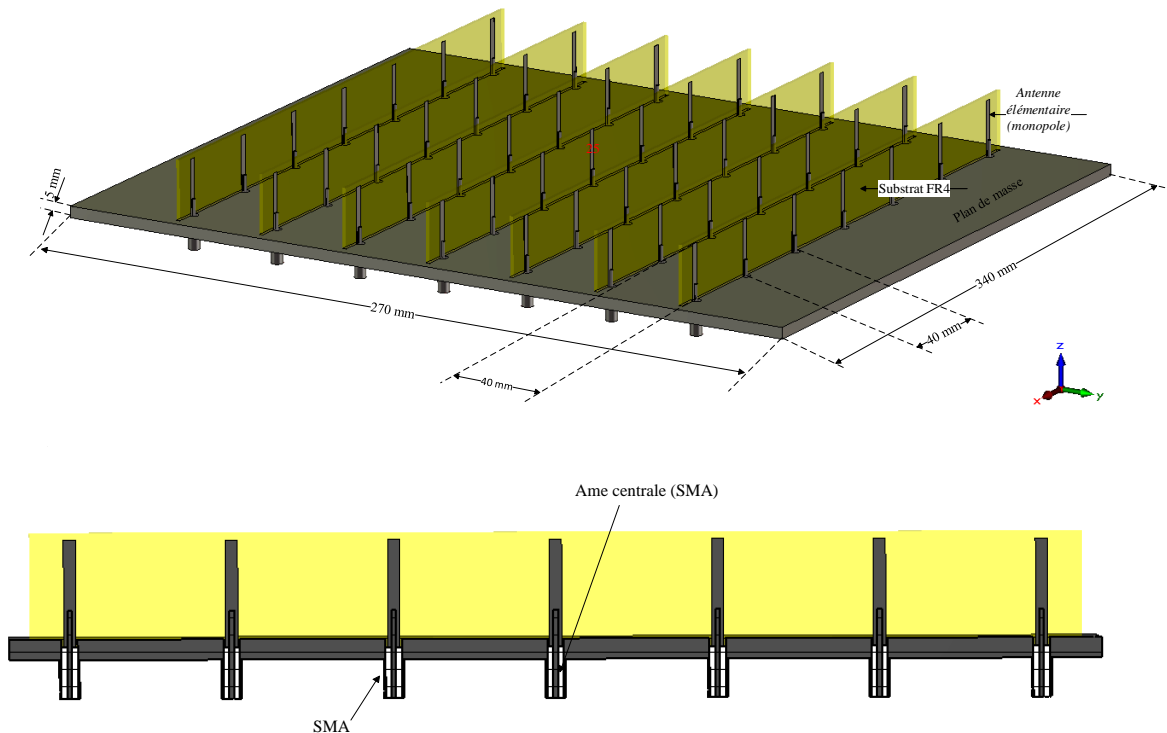


Figure 66 : *Eléments rayonnants du concept hybride reconfigurable et disposition du réseau plan*

Les accès des monopoles sont reliés à des embases SMA qui ont pour support le plan de masse, tel qu’illustré sur la Figure 67. Ceux-ci vont permettre de connecter à l’arrière de l’antenne l’ensemble des déphaseurs en réflexion (pour réaliser les charges réactives) et en transmission (sur les voies alimentées). Il sera également simple d’interchanger la configuration des éléments en fonction du cas traité.

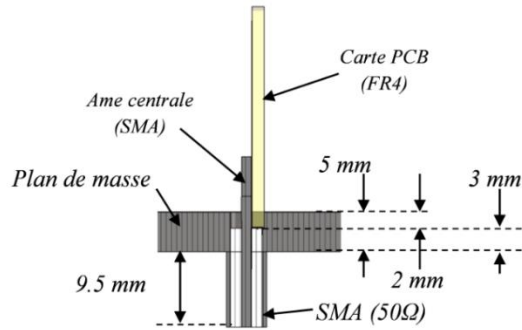


Figure 67 : Détail de la connexion entre les monopoles et le connecteur SMA à travers le plan de masse

III.1.3 - Caractéristiques électromagnétiques

Pour alimenter la procédure de synthèse, les diagrammes de rayonnement Φ_n et la matrice [S] du panneau ont été extraits avec CST MWS. Quelques paramètres d’adaptation et de couplages sont donnés sur la Figure 69 et les diagrammes de rayonnement sont présentés sur la Figure 70. La correspondance par rapport aux positions des éléments dans la grille est indiquée sur la Figure 68.

A 2.45 GHz, ces résultats permettent de constater un niveau de couplage assez fort entre deux éléments côte à côte, typiquement entre -9 et -10dB, quelle que soit la direction considérée. Les adaptations sont correctes et présentent des disparités suivant la position au centre ou au bord du panneau. La bande passante est modeste, de l’ordre de 200 MHz à 500 MHz pour les éléments pris individuellement.

Les diagrammes de rayonnement présentent quant à eux de fortes disparités et dissymétries, en raison des couplages forts et de la faible taille du panneau. Cette observation confirme l’intérêt de ne pas se contenter d’un diagramme unique environné, pour tous les éléments, dans le processus de synthèse.

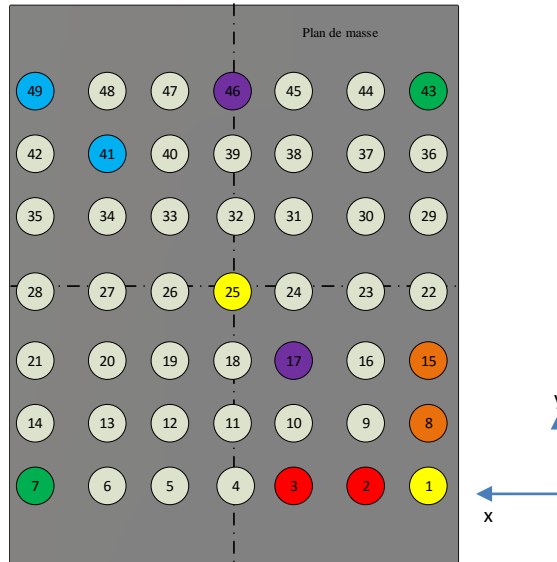


Figure 68 : Index des positions des monopoles de l’antenne hybride – Les couples de couleurs correspondent aux paramètres de couplages $|S_{ij}|/dB$ présentés

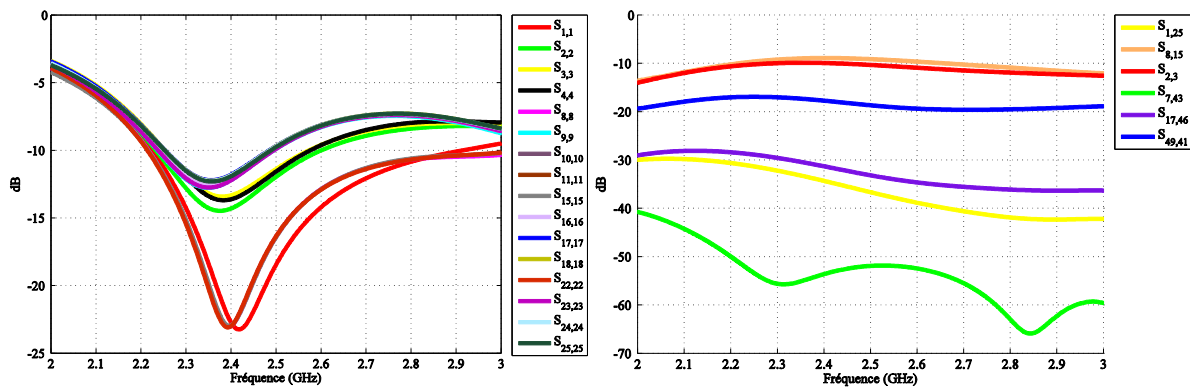


Figure 69 : Adaptation $|S_{ii}|/dB$ pour quelques monopoles, à gauche et paramètres de couplages $|S_{ij}|/dB$, à droite

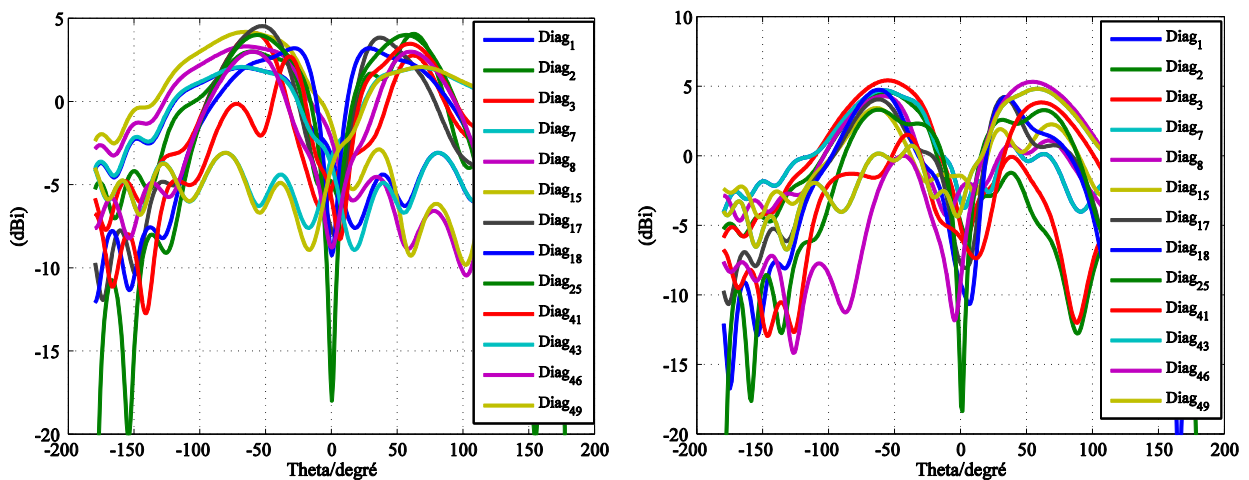


Figure 70 : Diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz de quelques monopoles dans le plan $\phi=0^\circ$, à gauche et dans le plan $\phi=90^\circ$, à droite

III.2 - Déphaseurs en réflexion

III.2.1 - Solution de départ

La deuxième brique de notre système correspond aux déphaseurs en réflexion, qui vont jouer le rôle de charges réactives accordables au niveau des éléments parasites. Dans la pratique, cette charge ne sera pas malheureusement pas purement réactive en raison des pertes du système. Néanmoins, le principe de fonctionnement de l’antenne hybride devrait permettre de limiter l’impact de ces pertes.

Pour réaliser ces déphaseurs en réflexion, nous allons partir d’un modèle existant, développé lors d’une thèse précédente [1]. La Figure 71 montre le prototype existant du déphaseur. Il consiste en un tronçon de ligne coplanaire à impédance caractéristique 50Ω , imprimé sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=4.3$, $\tan \delta=0.025$) d’épaisseur 1.6 mm. Cette ligne est chargée avec des diodes varactors SMV2202-040LF (Skyworks) à très faible coût (0.2€ unitaire) qui fonctionnent dans la bande de fréquence [2 – 3GHz].

Le principe de fonctionnement est décrit par la Figure 72. La ligne coplanaire peut être vue comme un dispositif à deux accès caractérisé par une impédance caractéristique Z_{c1} et une constante de propagation β_1 . La mise au point repose sur le calcul et l’optimisation de la longueur L_2 (ou $L'_2 \approx L_2+W/2$) qui permettra à la phase de Γ_d de parcourir la plus grande excursion en fonction des valeurs de capacités C associées aux diodes varactors.

Les performances mesurées pour ce déphaseur sont données sur les Figure 73 et Figure 74. Le principal intérêt réside dans la très grande excursion de phase accessible (360°) pour le coefficient de réflexion Γ_d .

Cependant, le module du coefficient de réflexion traduit des pertes importantes, de l’ordre de 5.5 dB à la fréquence 2.45 GHz. Cette valeur mesurée est supérieure à celle prévue en simulations. Cette valeur élevée peut entraîner une dégradation de performances trop importante sur le concept hybride qui va contenir plusieurs dizaines de déphaseurs de ce type.

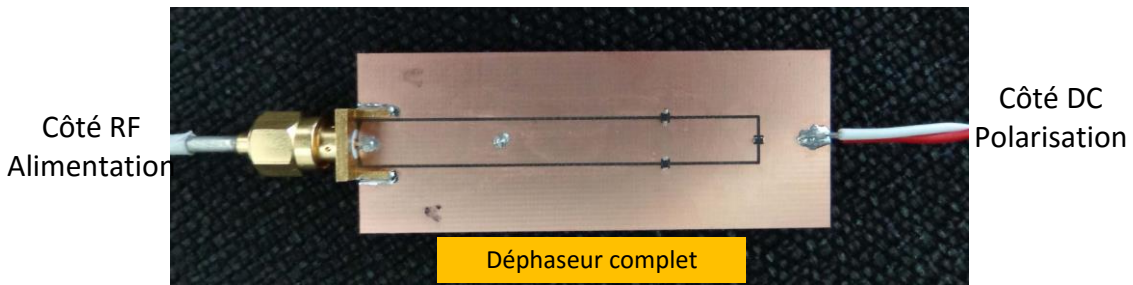
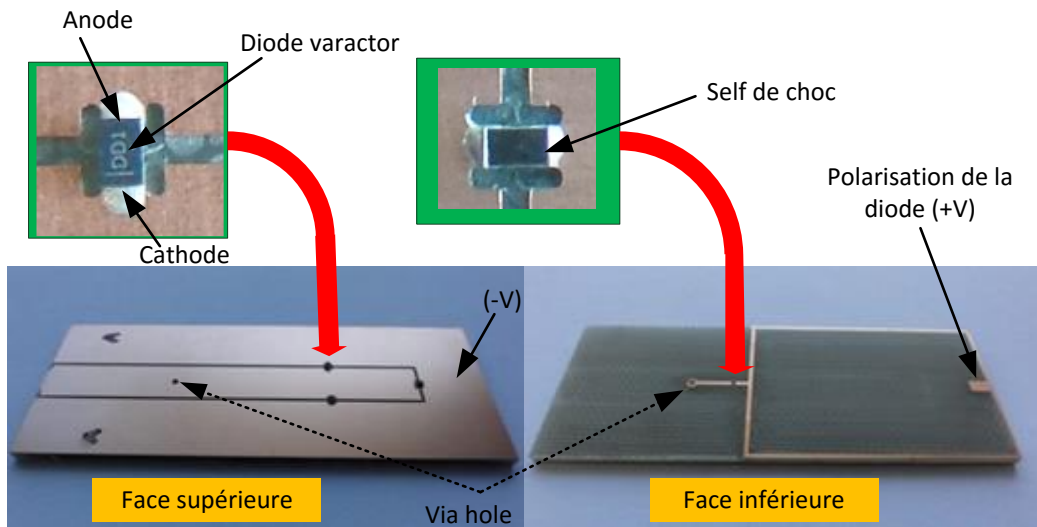


Figure 71 : Prototype existant du déphaseur en réflexion à 2.45 GHz

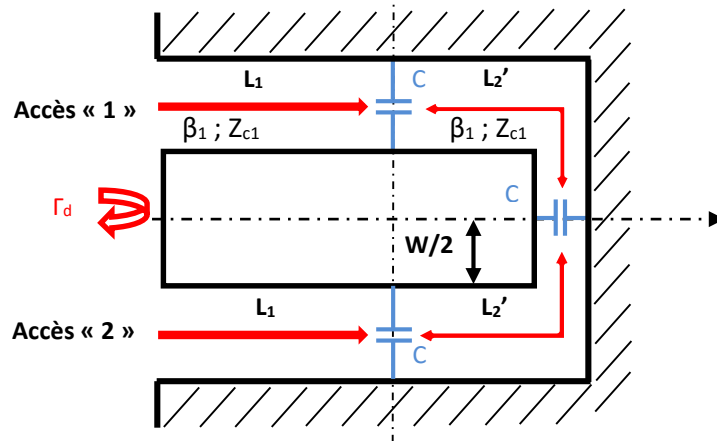


Figure 72 : Schéma d'étude du déphaseur en réflexion à 2.45 GHz

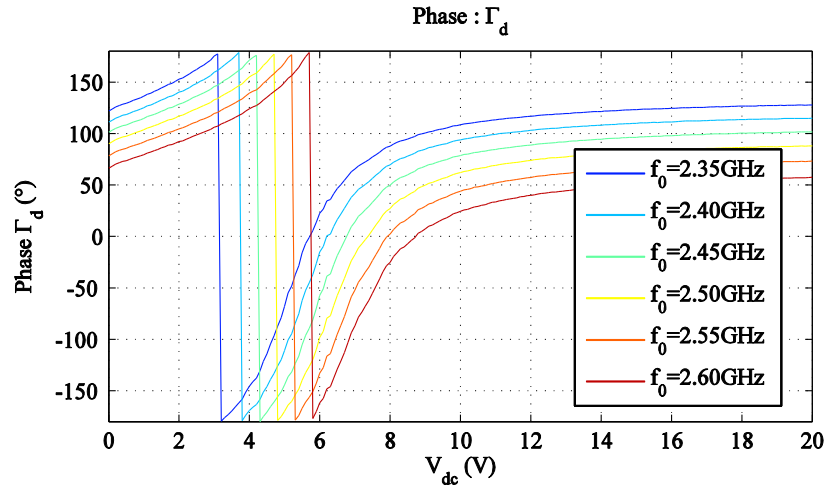


Figure 73 : Phase mesurée du coefficient de réflexion, représentée pour plusieurs fréquences en fonction de la tension de polarisation

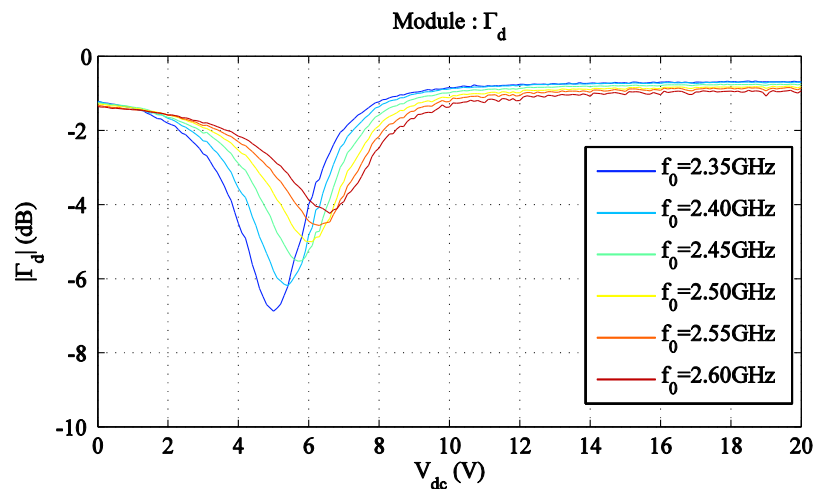


Figure 74 : Mesure du module du coefficient de réflexion, représenté pour plusieurs fréquences en fonction de la tension de polarisation

Nous allons utiliser cette conception comme point de départ en cherchant à :

- Diminuer les pertes en réflexion ;
- Améliorer la fabrication en plaçant tous les composants CMS (diodes varactors et self de choc) sur la même face.

Le dernier point peut paraître anodin mais il facilite le processus de report des composants par rapport à un report double face effectué par une machine de placement, ce qui permet de diminuer le coût de fabrication..

III.2.2 - Solution optimisée

La conception précédente reposait sur l’utilisation d’un modèle analytique de la diode varactor, déduit des caractéristiques fournies par le constructeur et qui reposait sur un ensemble d’éléments localisés {résistance R_s , capacité C_p et d’une self L_s } [2]. C’est ce modèle qui était remis en cause à l’issue des mesures précédentes. De façon à être plus précis, nous avons extrait un modèle défini par les paramètres $[S]$ de la diode varactor, à partir de mesures, en fabriquant un kit TRL (Thru-Reflect-Line) dans la bande de fréquence 1 à 8 GHz [3], [4]. Cette procédure permet, à partir de mesures en réflexion et transmission sur des lignes de références, de déduire les paramètres aux bornes du dispositif sous test, en l’occurrence la diode varactor.

Cette approche permet d’extraire des fichiers normalisés au format TouchStone, pour chaque tension de polarisation entre 0 et 20 V. Ces fichiers sont ensuite réutilisables dans les outils de simulations. Une photographie de la manipulation mise en place est donnée sur la Figure 75.

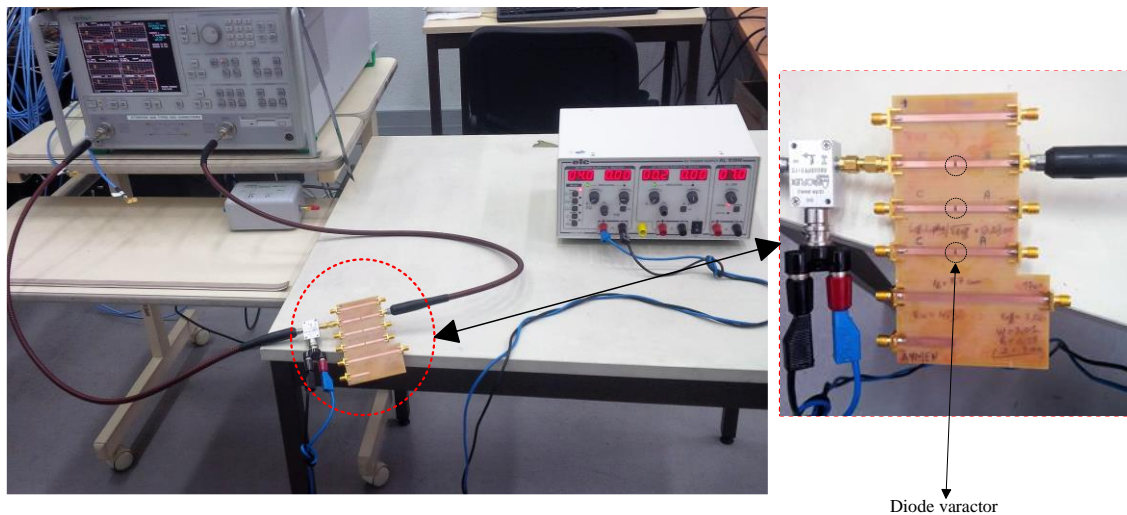


Figure 75 : Extraction des paramètres S de la diode varactor avec l’analyseur de réseau vectoriel (à gauche) – Détail du kit TRL avec le té de polarisation (à droite)

Les paramètres mesurés ont ensuite été intégrés sur la simulation RF CST MWS du déphaseur via le simulateur circuit Design Studio, comme illustré sur la Figure 76. Le modèle TouchStone de la self de choc a aussi été pris en compte.

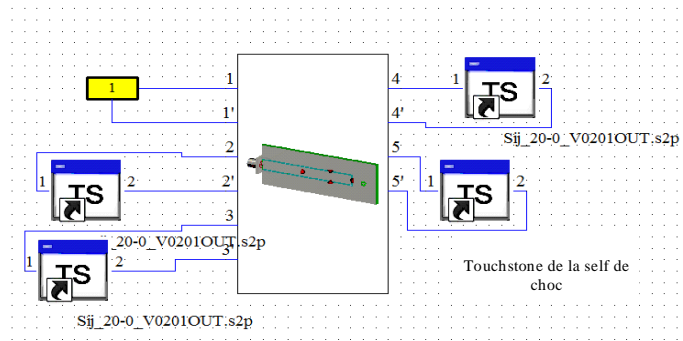


Figure 76 : Intégration dans CST Design Studio des fichiers de mesures et du déphaseur simulé avec CST MWS

La nouvelle topologie du déphaseur est illustrée sur la Figure 77.

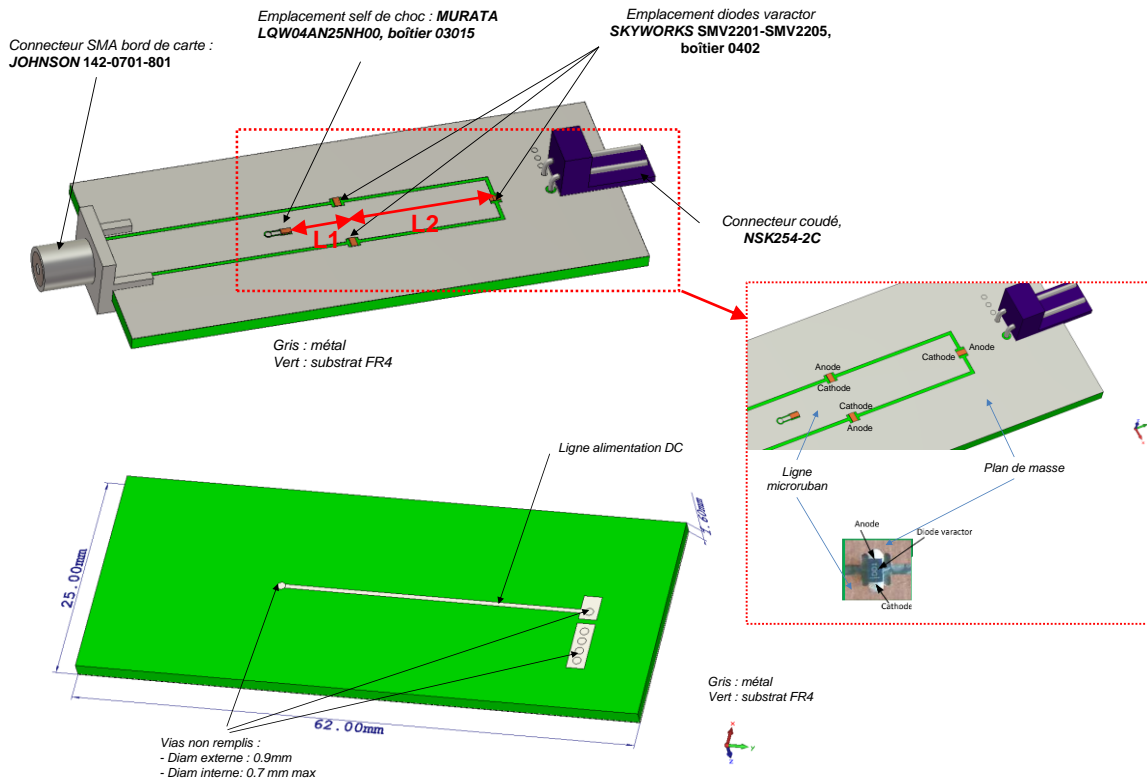


Figure 77 : Modification du déphaseur en réflexion et de l’alimentation DC pour amener les composants CMS sur la même face

L’étude du déphaseur sous cette forme nous a permis d’isoler une résonance liée majoritairement à la distance L_1 , qui sépare la self de choc des premières diodes varactors sur la ligne de transmission, comme indiqué sur la Figure 78. Il faut aussi remarquer que cette self de

choc est directement reportée au niveau de la ligne de transmission par une épargne et un via. L'impact sur le coefficient de réflexion Γ_d est visible sur la Figure 76, pour 2 valeurs de distances L_1 (15 et 25 mm), L_2 étant maintenu à une valeur constante (13 mm). Des pertes significatives sont observées pour une plage de tension de polarisation comprise entre 6 et 8 Volts. Même si l'excursion de phase n'est pas impactée, ces pertes limitent ou empêchent l'utilisation de toute une plage de phases.

En optimisant les différentes longueurs du déphaseur, nous avons finalement obtenu un compromis entre ce niveau de pertes, limité à 3.5 dB, et l'excursion de phase, réduite à 315°. Ce compromis est obtenu pour des valeurs de L_1 et L_2 valant 20 et 18 mm respectivement. L'intérêt est également de réduire la pente de l'excursion de phase dans la zone où les pertes sont les plus fortes. Ceci offrira la possibilité d'éviter les valeurs de phase associées aux pertes les plus importantes, sans limiter trop fortement la plage de valeurs accessibles. Nous avons aussi évalué l'impact des pertes du FR4 sur la conception. En l'absence de celles-ci, le niveau de pertes serait réduit à 2.5 dB dans les pires cas. Néanmoins, le coût de fabrication associé pour les multiples pièces est trop pénalisant dans notre optique d'optimisation du compromis performances/complexité/coût.

Il reste à définir le choix du déphaseur en transmission pour les éléments excités.

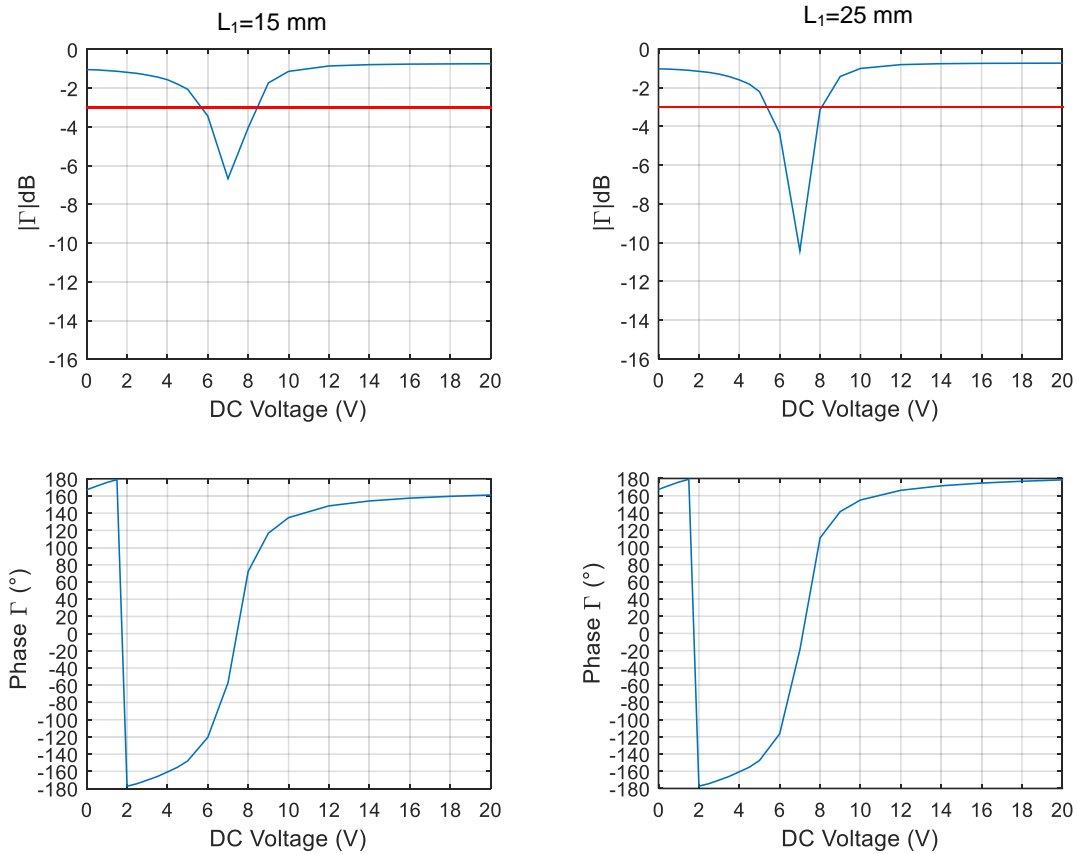


Figure 78 : Coefficient de réflexion Γ_d du déphaseur en fonction de la tension de polarisation, pour 2 valeurs de distance L_1 : 15 mm, à gauche et 25 mm, à droite - $f=2.45$ GHz

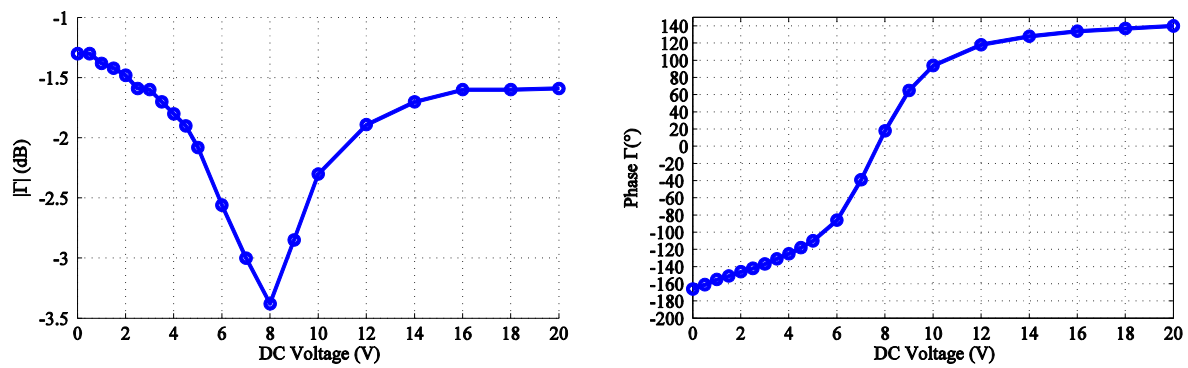


Figure 79 : Coefficient de réflexion Γ_d optimisé du déphaseur pour $L_1=20$ mm et $L_2=18$ mm

III.3 - Déphaseurs en transmission

III.3.1 - Contexte

Pour le déphaseur en réflexion, nous avons optimisé une conception antérieure du laboratoire pour l'appliquer à notre besoin. De plus, il aurait été très difficile de trouver un déphaseur commercial de ce type. En ce qui concerne les déphaseurs en transmission, nous avons en revanche deux possibilités :

- L'utilisation d'un modèle commercial, étant donné qu'il y a beaucoup de solutions existantes dans la bande de fréquence choisie ;
- Le développement d'un modèle par nos propres moyens, en gardant à l'esprit le faible coût que devra avoir le dispositif.

Nous allons investiguer les deux solutions.

Un déphaseur en transmission est un circuit qui peut être représenté par un quadripôle à deux accès, qui reproduit la propagation d'une onde de l'accès 1 vers l'accès 2, en introduisant un retard du signal de la sortie par rapport à celui de l'entrée.

En se basant sur la nature du signal de commande, les déphaseurs peuvent être numériques ou analogiques. Les versions numériques quantifient les états pour obtenir une certaine résolution, qui conditionnera le coût du déphaseur. L'intérêt principal est l'utilisation de tensions de commande standards (3.3 V ou 5V), compatibles des tensions délivrées sur des plateformes de commande microcontrôlées. Le déphaseur analogique aura l'avantage d'adresser des valeurs continues de la phase, mais présentera souvent la contrepartie de tensions de commande élevées (8, 10, 20 V, etc...), ce qui complique l'intégration.

Cette variation de déphasage est assurée grâce à des composants semi-conducteurs notamment par des diodes varactors en changeant la valeur de la capacité en fonction du voltage appliqué [5]–[7]. Cette excursion de déphasage peut être aussi contrôlée par des matériaux tels que les ferrites ou par des switches en technologie MEMS. Il est à noter que le choix de la technologie est intrinsèquement lié à la bande de fréquences et aux pertes d'insertions [8].

Nous allons maintenant proposer un aperçu des solutions commerciales qui nous paraissent les plus pertinentes par rapport à notre besoin.

III.3.2 - Déphaseurs commerciaux

III.3.2.1 - Déphaseurs MACOM

MACOM propose un déphaseur à commande numérique, le *MAPS-010164-001SMB* [9], photographié sur la Figure 80. Le circuit numérique en technologie GaAs pHEMT possède un driver 6 bits en technologie CMOS pour la commande, ce qui permet d'atteindre une résolution de 5.6° avec une excursion de phase de 360° . Il présente des pertes d’insertion autour de 3 dB au minimum et qui peuvent atteindre un maximum de 4.5 dB dans la bande de fréquence comprise entre 2.3 et 3.8 GHz. L’erreur sur la phase dépend du niveau de déphasage désiré et elle vaut 3° en moyenne, considérée sur l'ensemble des états. Une déclinaison 4 bits du circuit est disponible (résolution de 22.5°). Ces déphaseurs ont aussi l'avantage de pouvoir être commandés en parallèle ou en série, via un bus SPI (Serial Peripheral Interface) intégré, ce qui se prête bien à une intégration dans une commande d'éléments multiples.

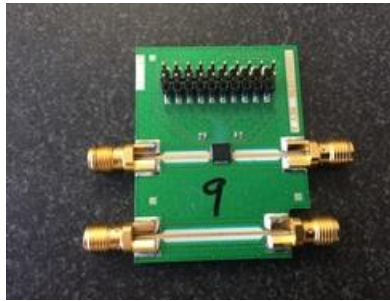


Figure 80 : Déphaseur MACOM MAPS 010164 001SMB sur sa carte d'évaluation, intégrant une ligne de transmission pour effectuer un de-embedding au niveau de la puce.

III.3.2.2 - Déphaseurs Rf-Lambda

Rf-Lambda commercialise un déphaseur analogique (RVPT0204GBC) fonctionnant dans la bande de fréquence allant de 2 à 4 GHz, présenté sur la Figure 81. La variation de la phase est assurée grâce à l'application d'une tension continue comprise 0 et 13 Volts. Le déphaseur permet d'atteindre 360° d'excursion de phase avec des pertes d'insertion comprises entre 2.7 et 5.5 dB et une évolution de la phase qui n'est pas tout à fait linéaire en fonction de la tension de commande, ce qui nécessite une caractérisation préalable.

RF-Lambda propose aussi un déphaseur à commande numérique (*RFPSHT0204N6*) à 6 bits, qui assure également 360° d'excursion de phase avec une résolution de phase de 5.6° .

L'erreur moyenne sur la phase est de $\pm 5^\circ$ à la fréquence qui nous intéresse, mais les pertes d'insertion restent élevées et sont de l'ordre de 5 dB dans la bande de fréquence allant de 2 à 4 GHz.

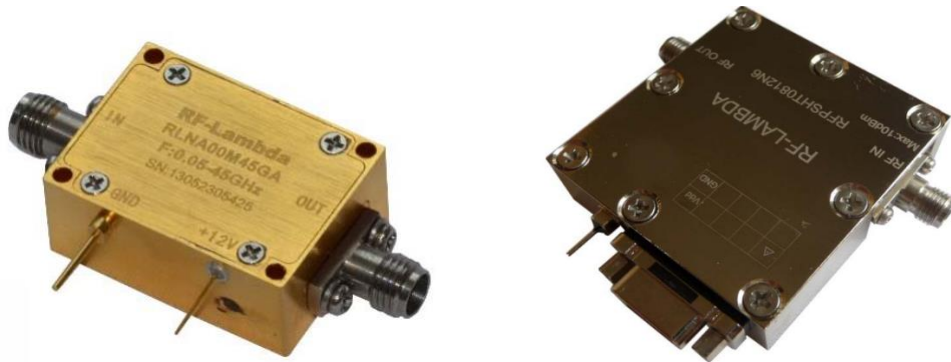


Figure 81 : Déphaseur Analogique (*RF-LAMBDA-RVPT0204GBC*), à gauche et déphaseur numérique (*RF-LAMBDA-RFPSHT0204N6*), à droite

III.3.2.3 - Déphaseurs Hittite

Hittite Microwave Products propose un déphaseur analogique fonctionnant dans la bande de fréquence comprise entre 2 et 4 GHz. Le *HMC298LP5E* permet 450° d'excursion de phase via un contrôle assuré par une tension continue comprise entre 0 et 13 Volts, avec des pertes d'insertion d'environ 3.5 dB. Comme montré sur la Figure 82, le *HMC298LP5E* est compact, la puce occupe une surface de 25 mm^2 .

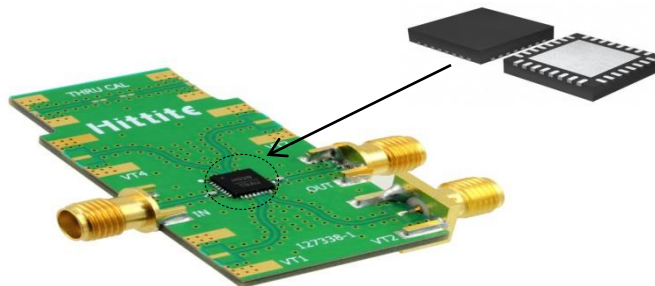


Figure 82 : Déphaseur analogique Hittite *HMC298LP5E* sur carte d'évaluation

III.3.2.4 - Choix de la solution commerciale

Les principales performances de ces déphaseurs sont résumées dans le tableau 6. La comparaison, en intégrant les problématiques de coût, fait ressortir la solution proposée par MACOM. En effet, ces déphaseurs sont faciles à commander et ils sont disponibles en version intégrée sur carte connectée en SMA ou directement sur puce pour une intégration. Leurs performances et leur stabilité sont meilleures que pour les autres modèles et leur coût d'achat est plus faible. A titre d'information, la puce seule vaut 60€ en déclinaison 6 bits et environ 20€ en version 4 bits.

Type	Pertes d'insertion (dB)	Excursion de phase (°)	Résolution de la phase (°)	Prix	Pilotage
MACOM	3.2 à 4.5	360	5.6	☺	Parallèle / série
RF-LAMBDA (RFPSHT0204N6)	5	360	5.6	☹	Parallèle
RF-LAMBDA (RVPT0204GBC)	5	360	continue	☹	Tension continue
HITTITE	3.5	450	continue	☹	Tension continue

Tableau 6: Résumé des caractéristiques des déphaseurs en transmission

III.3.3 - Développement d'un déphaseur en transmission

III.3.3.1 - Architecture de base

De façon à diminuer encore les coûts par rapport à une version commerciale, nous avons aussi étudié la possibilité de faire un déphaseur en transmission adapté à notre besoin. En se basant sur des références de la littérature [10], des solutions à base de coupleurs hybrides 3 dB/90° chargés par des diodes varactors sur leurs sorties montrent des performances intéressantes. L'architecture utilisée permet une excursion de phase de 115° avec des pertes d'insertion autour de 1.5 dB à la fréquence de travail 900 MHz, en commandant la tension appliquée sur les diodes varactors.

L’auteur mentionne également la possibilité de cascader de telles cellules élémentaires pour augmenter l’excursion de phase.

Le principe de fonctionnement peut être expliqué à partir de la Figure 83. En considérant un signal incident sur le port 1, celui est réparti entre les deux sorties : 3 (déphasage de 90°) et 4 (sans déphasage). En ajoutant sur ces sorties des diodes varactors, auxquels est associé un coefficient de réflexion Γ , le signal qui sera renvoyé sur la voie 2 correspondra alors à la combinaison des 2 signaux sur les sorties 3 et 4 sur lesquels le coefficient Γ sera appliqué.

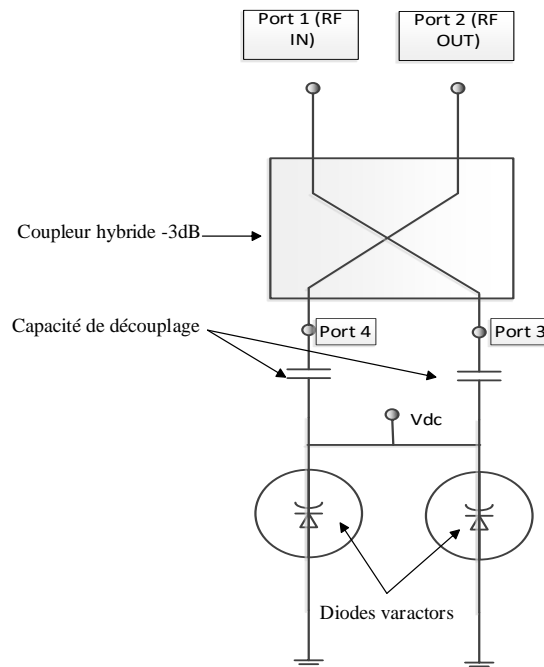


Figure 83 : Schéma de principe d'une cellule constituée d'un coupleur hybride 3dB 90° associé à des diodes varactors pour réaliser un déphaseur en transmission.

Pour mettre en œuvre ce principe, nous avons utilisé les mêmes diodes varactors que pour nos déphaseurs en réflexion (Skyworks SMV2202-040LF) et nous avons choisi des coupleurs hybrides 3dB 90° de la marque Anaren, modèle Xinger 11306-S [11]. Ceux-ci présentent l'avantage d'être performants, peu encombrants (14.2 x 8.9 mm) et faible coût (2€ pièce). Ce composant à une bande passante allant de 2 à 4 GHz, une isolation typique de 20 dB, et des pertes d'insertion de l'ordre de 0.35 dB.

Pour garder la même approche de conception que précédemment, nous avons extrait les paramètres [S] du coupleur 3dB 90° à partir de mesures, pour les intégrer ensuite dans nos

simulations. Cette mesure, illustrée sur la Figure 84, s'est faite en respectant la configuration de référence préconisée par le constructeur qui utilise un substrat Rogers de type RO 4350 ($\epsilon_r=3.66$, $\tan \delta=0.0037$). Les performances sont données sur la Figure 85, où l'on peut vérifier l'isolation entre les voies 1 et 2, le couplage entre les voies 1 et 3, puis 1 et 4, ainsi que le déphasage entre les voies 1 et 3. A la fréquence de 2.45 GHz, ces mesures sont proches des données constructeur avec un couplage entre les voies, en intégrant les pertes d'insertions, qui se situent entre -3.5 et -3.7 dB. Le déphasage est proche de -90° .

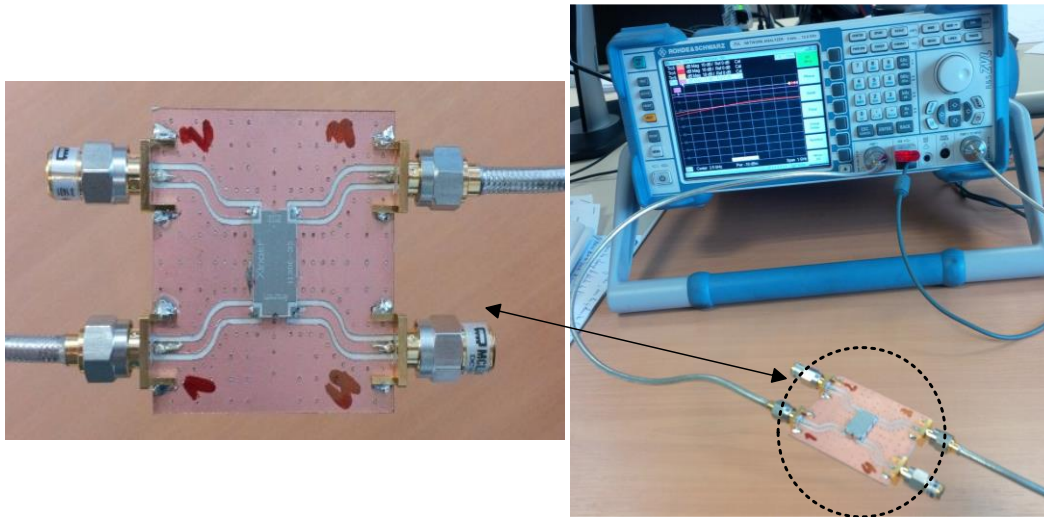


Figure 84 : Mesure de l'ensemble des paramètres S du coupleur hybride (11306-3)

Nous avons intégré ce modèle mesuré dans la simulation d'une cellule élémentaire sous ADS, avec les diodes varactors Skyworks (modèle mesuré) de façon à évaluer l'excursion de phase accessible. Des tronçons de lignes coplanaires d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur 10 mm sont utilisés pour connecter les accès aux diodes et aux ports électromagnétiques. Le substrat utilisé est de type FR4 ($\epsilon_r=4.3$, $\tan \delta=0.025$).

Les niveaux d'adaptations et le déphasage obtenus sont présentés sur la Figure 86, à la fréquence de 2.45 GHz, en fonction de la tension de polarisation des diodes varactors. L'excursion de phase atteint 110° , les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1 dB et l'adaptation du port d'entrée est inférieure à -24 dB.

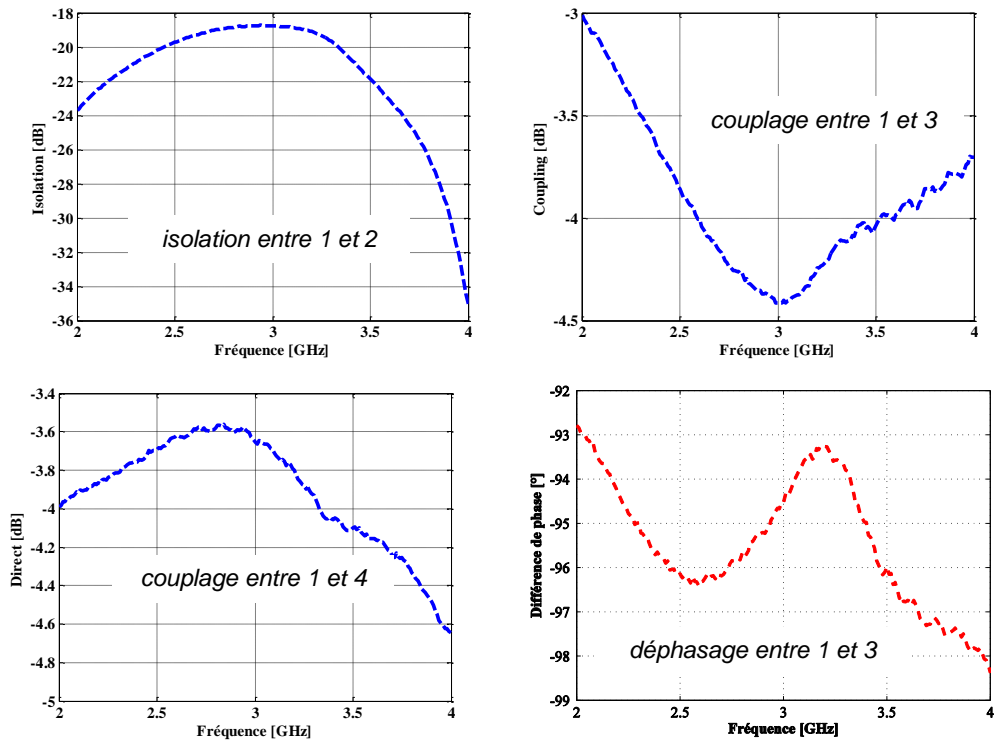


Figure 85 : Résultats de la mesure du coupleur hybride 11306-3 d’Anaren

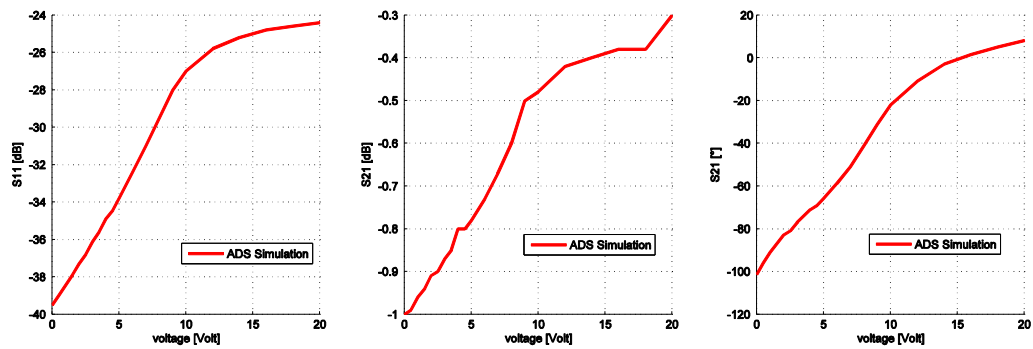


Figure 86 : Résultats de simulation pour une cellule élémentaire - Adaptation, à gauche et déphasage entre l’entrée et la sortie de la cellule (à droite) - $f=2.45$ GHz

III.3.3.1 - Architecture complète

Ce résultat nous amène à cascader trois cellules de ce type pour obtenir une excursion proche de l’objectif de 360° . Cette mise en cascade est effectuée comme indiqué sur la Figure 87.

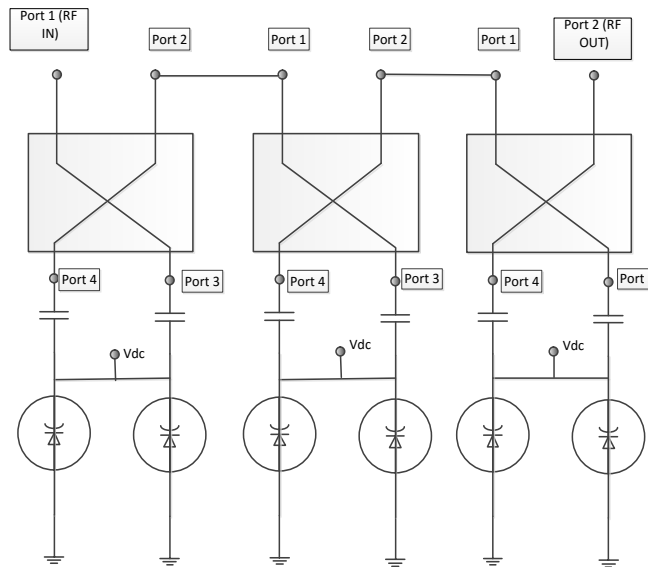


Figure 87 : Principe de mise en cascade pour augmenter l’excursion de phase.

Des capacités de découplage (5 pF) et une self de choc (18 nH) ont été intégrées pour découpler les signaux RF et continus. Les longueurs de lignes ont également été optimisées. Une comparaison entre les résultats obtenus avec les simulateurs ADS et CST MWS a également été faite. Le circuit simulé est présenté sur la Figure 88 et les résultats sur la Figure 89.

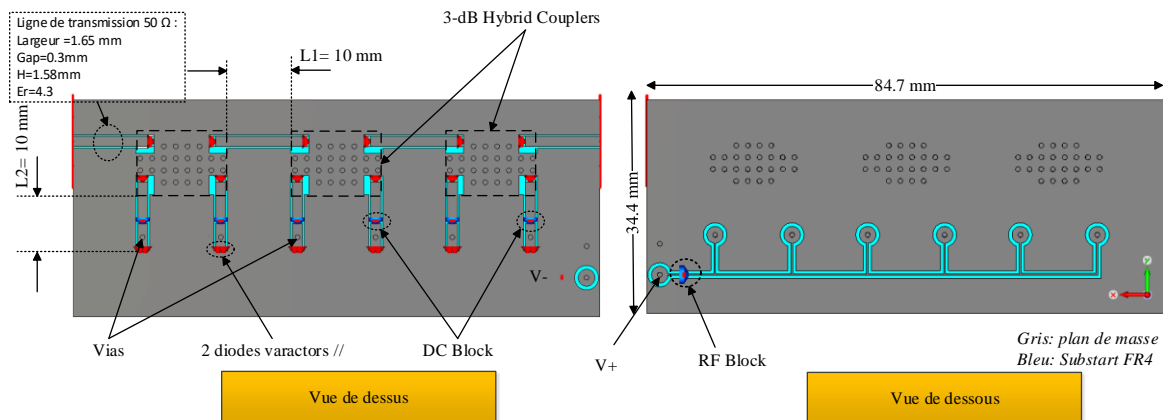


Figure 88 : CAO du circuit sous CST MWS avec les 3 cellules pour réaliser le déphaseur en transmission

Une excursion de 330° est obtenue avec des pertes d'insertions de l'ordre de -1.5 à -4.2 dB en se basant sur la simulation CST MWS. L'adaptation reste toujours inférieure à -10 dB. On notera quelques écarts entre les simulations CST MWS et ADS. Celles-ci sont dues à la simulation complète de la carte avec toutes les transitions sous CST MWS alors que la simulation sous ADS est effectuée dans le simulateur circuit, sans le coupler au solveur électromagnétique Momentum. Nous établissons donc nos performances par rapport à CST MWS, qui propose une résolution plus fiable ici.

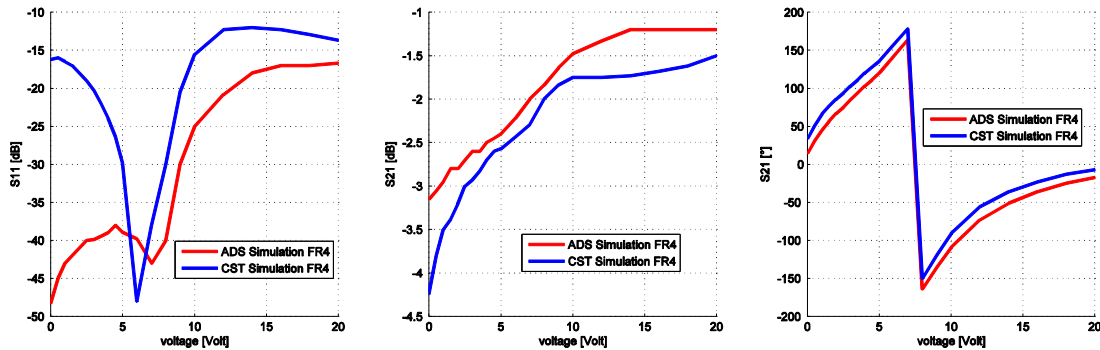


Figure 89 : Performances du déphaseur en transmission obtenues avec ADS et CST MWS simulation à 2.45 GHz

Pour finir, nous avons voulu évaluer l'impact des pertes du substrat, en substituant au FR4 un substrat RF : le Rogers RO4350 ($\epsilon_r=3.66$, $\tan \delta=0.0037$). Les permittivités étant différentes le circuit a été modifié, comme le montre la Figure 90. Les performances sont données sur la Figure 91.

Les résultats montrent une amélioration des pertes d'insertion de l'ordre de 1 dB, et une légère dégradation de l'adaptation et de l'excursion de phase. Ce dernier point reste néanmoins perfectible en optimisant les longueurs de lignes sur la structure. En se référant uniquement aux pertes et à la différence de coût entre les substrats (facteur compris entre 3 et 8), nous décidons de conserver la conception sur FR4. De plus, si nous comparons ces pertes d'insertions à celle des déphaseurs commerciaux MACOM mentionnés précédemment, nous avons des niveaux similaires.

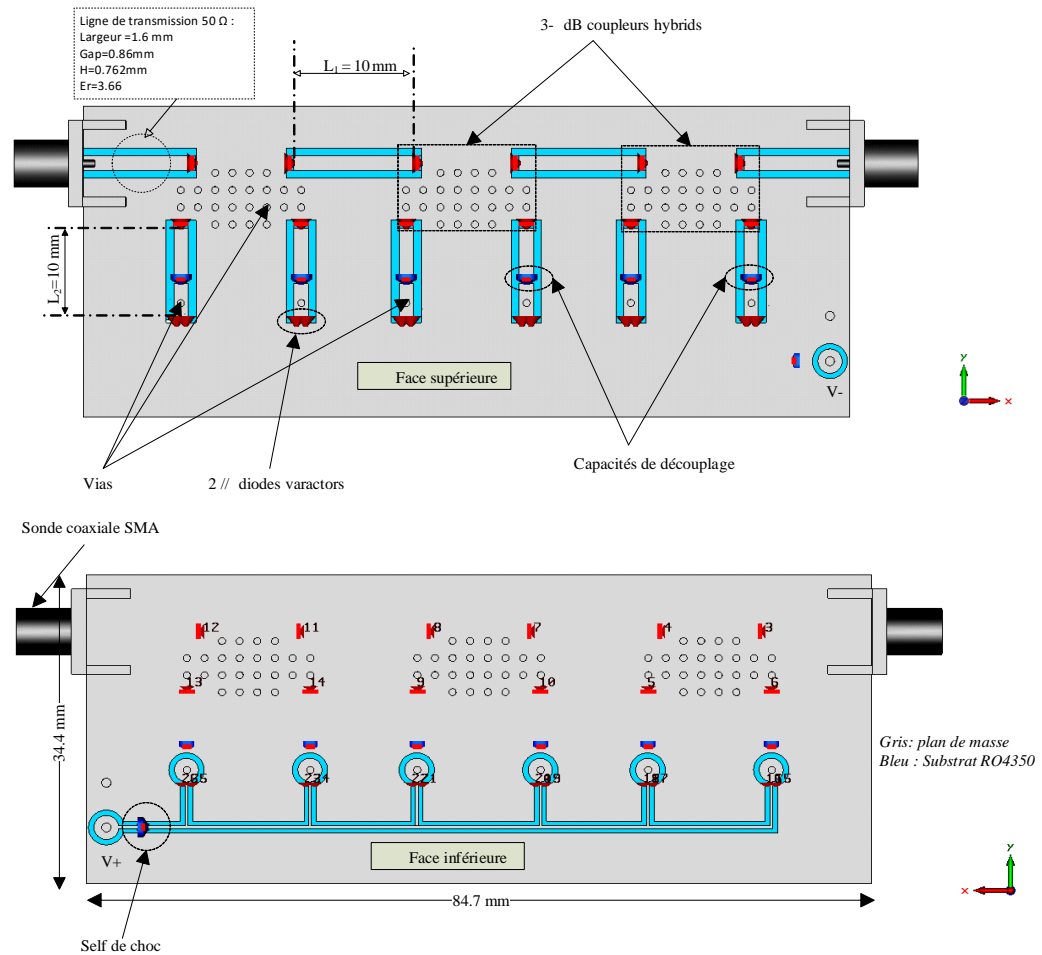


Figure 90 : CAO du circuit sous CST MWS avec les 3 cellules pour réaliser le déphaseur en transmission, substrat Rogers RO4350

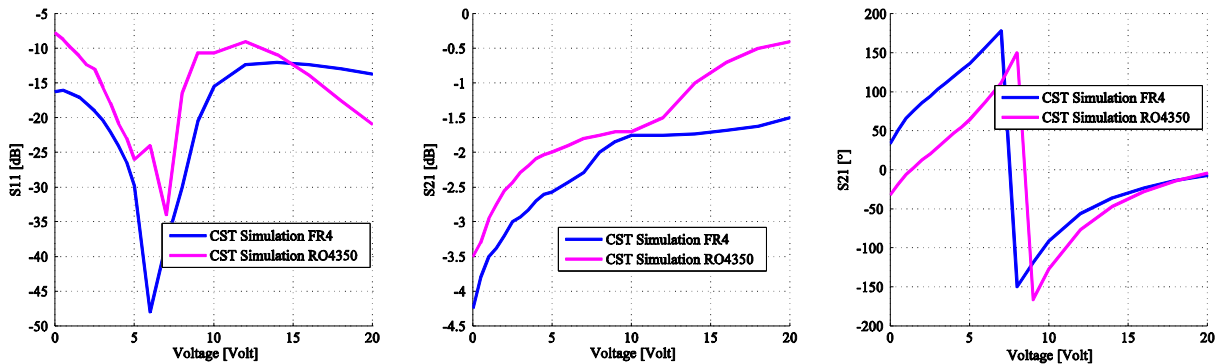


Figure 91 : Performances du déphaseur en transmission obtenues avec ADS et CST MWS en intégrant l'influence des pertes du substrat - simulation à 2.45 GHz

Nous disposons donc de 2 solutions pour nos déphaseurs en transmission :

- Approvisionnement de déphaseurs MACOM ;
- Réalisation du déphaseur à base de coupleurs hybrides 3dB 90° et diodes varactors.

Ce dernier a l'avantage d'un coût moindre mais nécessitera une tension de pilotage plus importante (0-20V) au lieu des 5V du déphaseur numérique, qui inclut son propre système de pilotage.

IV - Caractérisation expérimentale des briques de base

La partie précédente a permis de définir l'ensemble des briques de base qui vont être utilisées pour réaliser le prototype et permettre de valider les performances du concept hybride.

Nous allons maintenant décrire les différents moyens expérimentaux utilisés et la façon dont ils ont été mis en œuvre pour extraire les paramètres de mesures de toutes nos briques de base.

IV.1 - Moyens de mesures disponibles au laboratoire

Le laboratoire XLIM a accès à plusieurs équipements de mesure, dont certains sont adaptés à la caractérisation de systèmes multivoies, comme c'est le cas ici. Ces équipements, accessibles via le centre de transfert CISTEME, sont composés principalement d'un banc d'acquisition de paramètres [S] multivoies et d'un système d'adressage de tensions continues. L'ensemble de ces bancs est instrumenté via des applications développées spécifiquement par le laboratoire et CISTEME.

IV.1.1 - Banc de mesures RF multivoies

Le banc de mesure RF a pour objectif de faciliter les opérations redondantes sur les mesures de dispositifs multiaccès, comme l'acquisition de matrice [S] sur des diviseurs ou des antennes. Il est constitué d'un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV) dont la pluralité des voies est réalisée par une baie externe. Celle-ci est constituée d'un assemblage de multiplexeurs SP6T pour former un

banc de mesure de matrice [S], tel qu'illustré sur la Figure 92. Ce banc est évolutif et permet d'effectuer des mesures sur des systèmes comportant jusqu'à 50 accès. Une photographie est donnée sur la Figure 93.

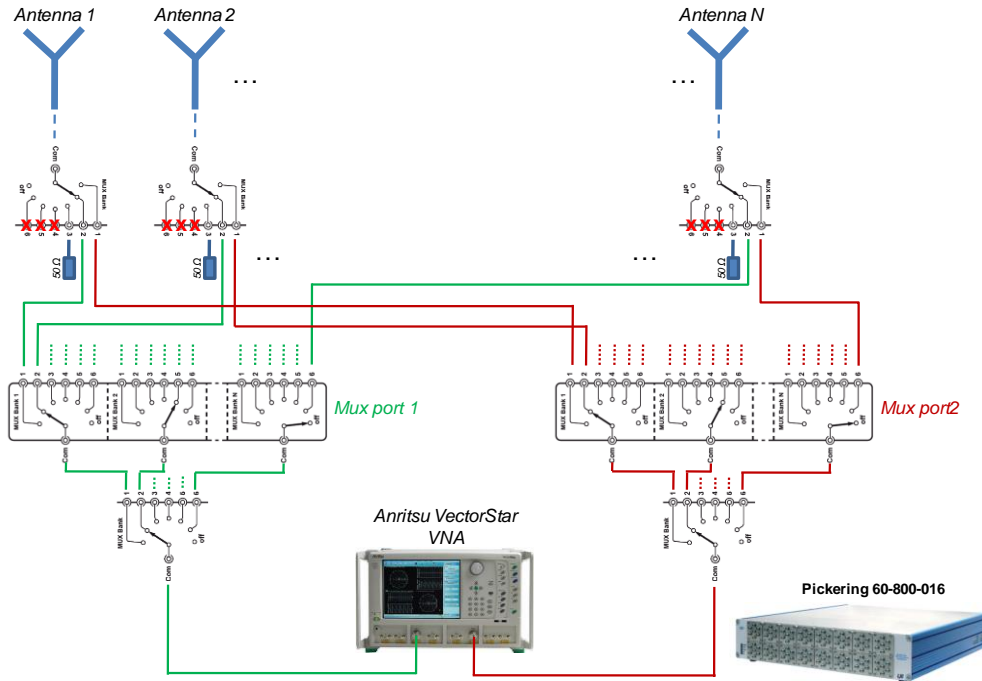


Figure 92 : Synoptique du banc d'acquisition de matrices [S]

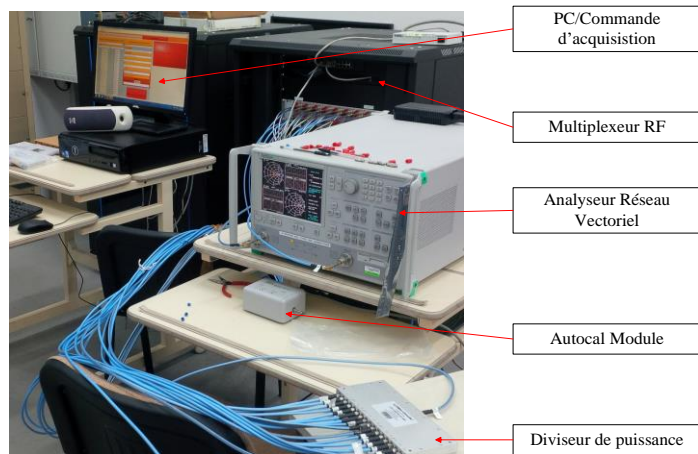


Figure 93 : Photographie du banc d'acquisition de matrices [S] - Exemple d'une caractérisation d'un diviseur qui peut être utilisé pour l'antenne hybride.

IV.1.2 - Banc de pilotage DC multivoies

Ce deuxième équipement permet d'effectuer le pilotage d'un système multiéléments avec des tensions continues (DC). Le principe est basé sur l'utilisation d'alimentations continues pilotées et envoyées sur les N entrées d'une matrice de routage comportant M sorties. Le système à disposition est entièrement évolutif et dans la configuration actuelle, il permet de router jusqu'à 16 tensions continues comprises entre +/-60V sur 512 voies.

Le principe est illustré sur la Figure 94 et une photographie du banc est donnée sur la Figure 95.

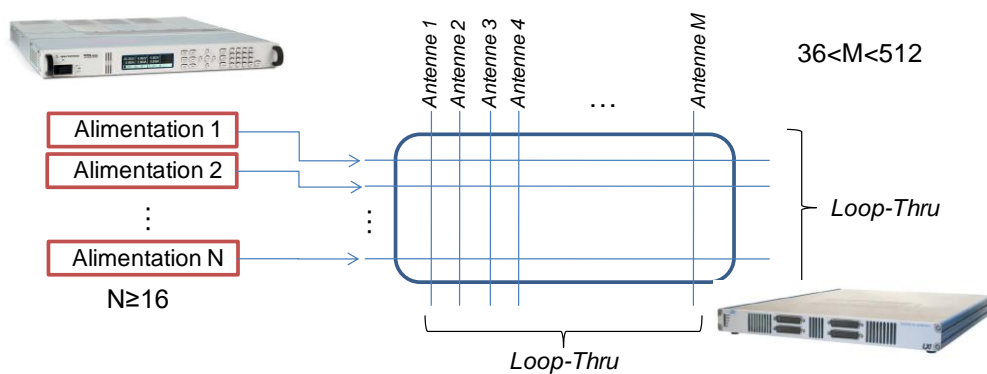


Figure 94 : Synoptique du banc de pilotage DC



Figure 95 : Photographie du banc de pilotage de tensions continues.

L'intérêt de ce banc va être de pouvoir déporter le pilotage de notre antenne, sans avoir besoin de concevoir une électronique intégrée spécifique. C'est un avantage pour la mise au point d'une preuve de concept. Dans notre cas, nous pouvons combiner l'utilisation de déphaseurs numériques et analogiques sans contrainte de développement.

IV.2 - Caractérisation du réseau de monopoles

Le réseau de 49 monopoles réalisé est présenté sur la Figure 96. La première étape consiste à effectuer une caractérisation de la matrice [S] expérimentale des éléments. Celle-ci permettra de vérifier si les paramètres de simulation sont corrects et, le cas échéant, d'intégrer cette matrice mesurée dans la procédure de synthèse.

Les mesures effectuées ont permis d'observer une bonne similitude entre les mesures des modules des paramètres [S] mais nous avons observé un décalage constant sur les phases, surtout en transmission, comme observé sur la Figure 97 et Figure 98.

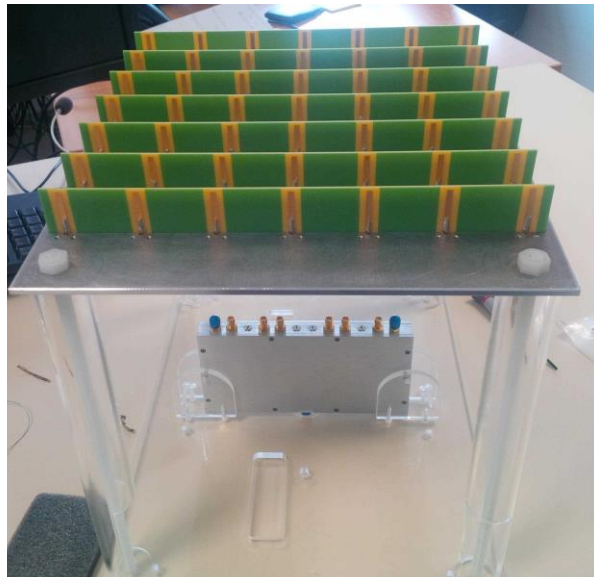


Figure 96 : Photo du réseau de 49 monopoles fabriqué, intégré sur son support pour les mesures de rayonnement en chambre anéchoïque.

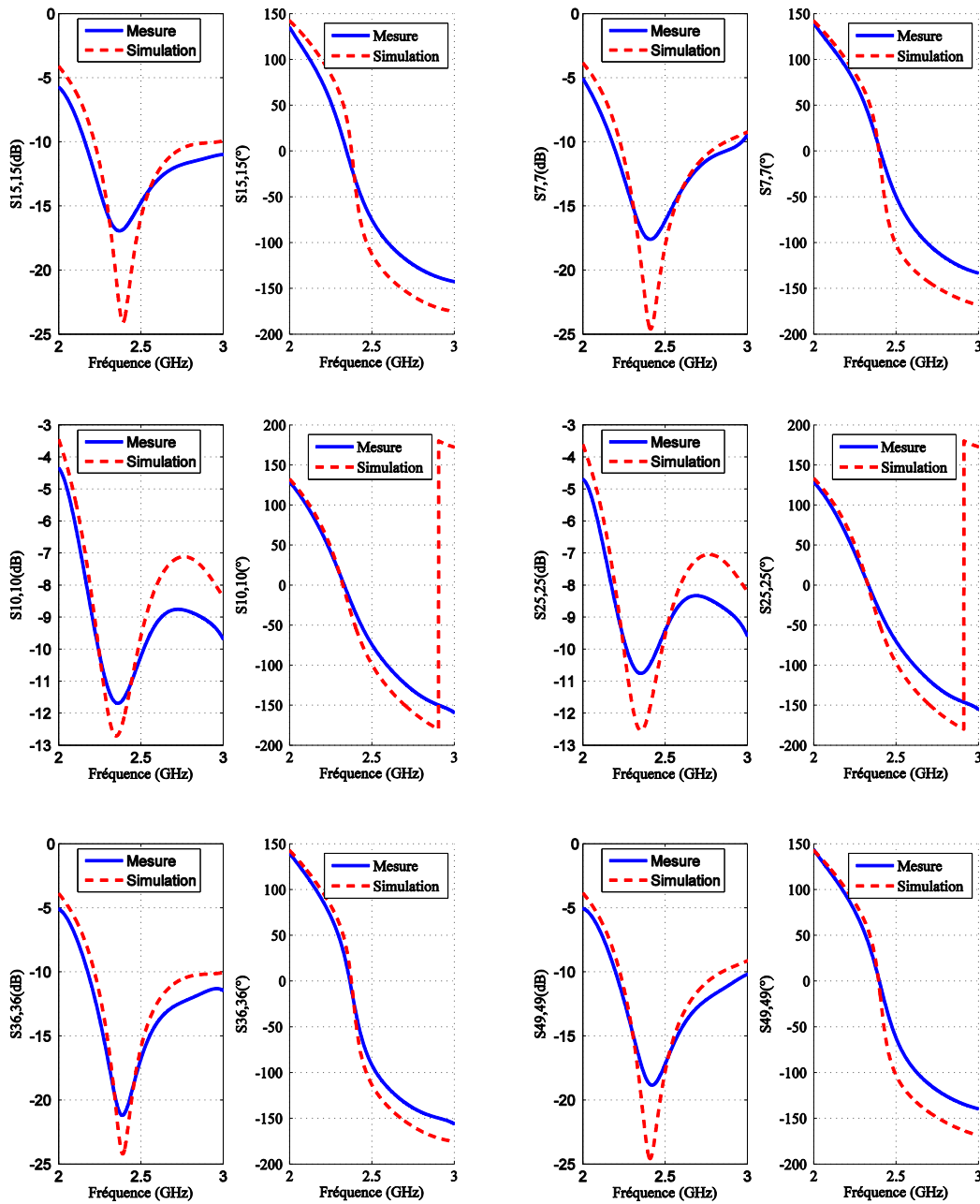


Figure 97 : Comparaison simulations - mesures de l’adaptation S_{ii} pour quelques monopoles, en module et en phase

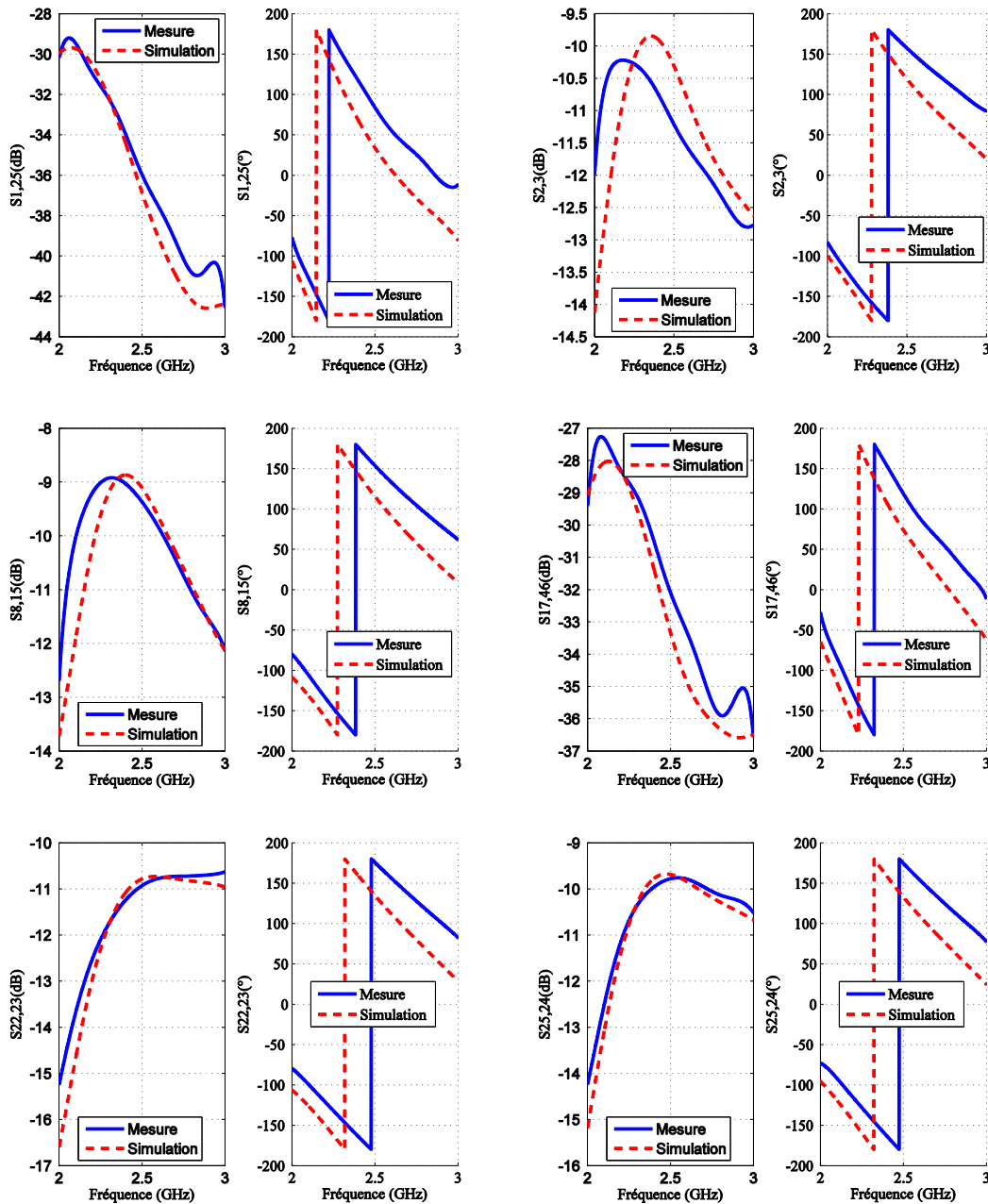


Figure 98 : Comparaison simulation - mesure des paramètres de couplages S_{ij} pour quelques monopoles, en module et en phase

Après une étude de ces différences, nous les avons assimilées à un décalage de plan de référence. Celui-ci a donc été corrigé en post-traitement afin de vérifier que le modèle de matrice [S] simulé est proche de la mesure. Cette correction a été faite en cherchant la longueur électrique δ qui minimisait l'écart de phase entre la mesure et la simulation, à la fréquence de 2.45 GHz. Cette

correction a été évaluée sur les paramètres de couplages entre un élément et ses voisins d'une première couronne et d'une deuxième couronne. A titre d'illustration, nous donnons les courbes correspondantes pour l'élément central du panneau, en considérant deux couronnes de voisins sur la Figure 99. En menant cette procédure sur l'ensemble des éléments, un écart δ moyen d'environ 5 mm est observé.

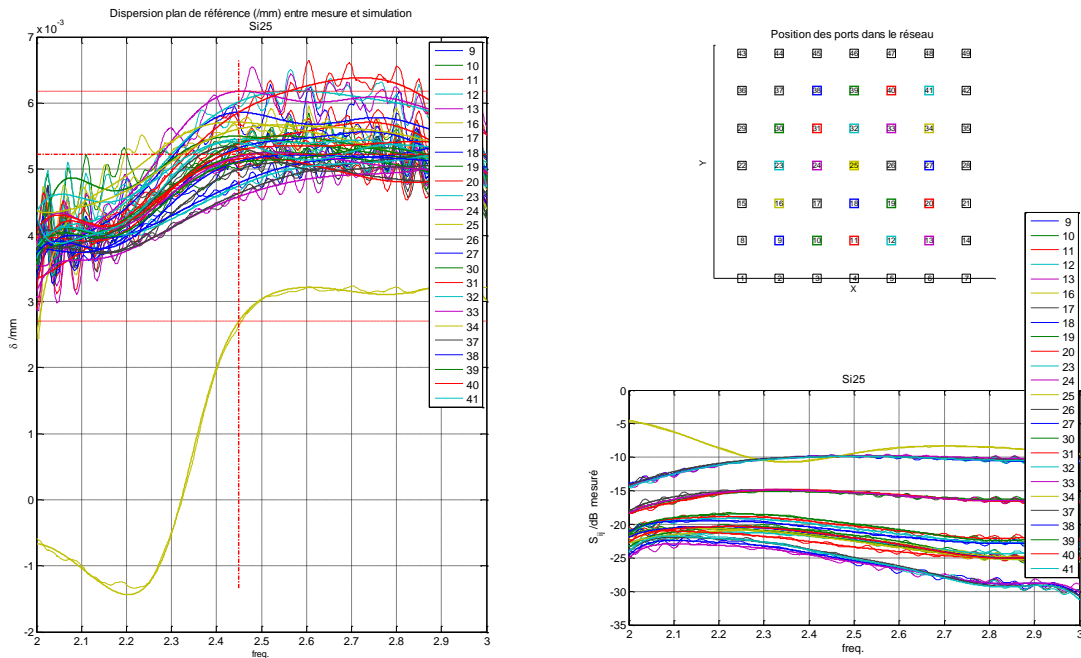


Figure 99 : Evaluation de la dispersion du plan de référence sur les paramètres S_{ij} entre les résultats de la mesure et la simulation - Exemple pour le port 25 et ses voisins

Ces résultats permettent néanmoins de valider la simulation et laissent la possibilité d'utiliser la matrice mesurée ou simulée dans la procédure de synthèse pour valider le résultat final.

IV.3 - Caractérisation des déphaseurs en réflexion

IV.3.1 - Procédure

Etant donné que l'antenne hybride peut comporter jusqu'à 48 déphaseurs en réflexion (cas d'une antenne à éléments parasites classique à une seule excitation), il faut mettre en œuvre une procédure de caractérisation systématique.

Elle repose sur l'utilisation d'un ARV et d'une alimentation continue programmable. Cet ensemble est commandé par Matlab pour extraire un fichier TouchStone des paramètres S de chaque déphaseur, pour chaque tension de polarisation comprise entre 0 et 20V. La manipulation est illustrée sur la Figure 100.

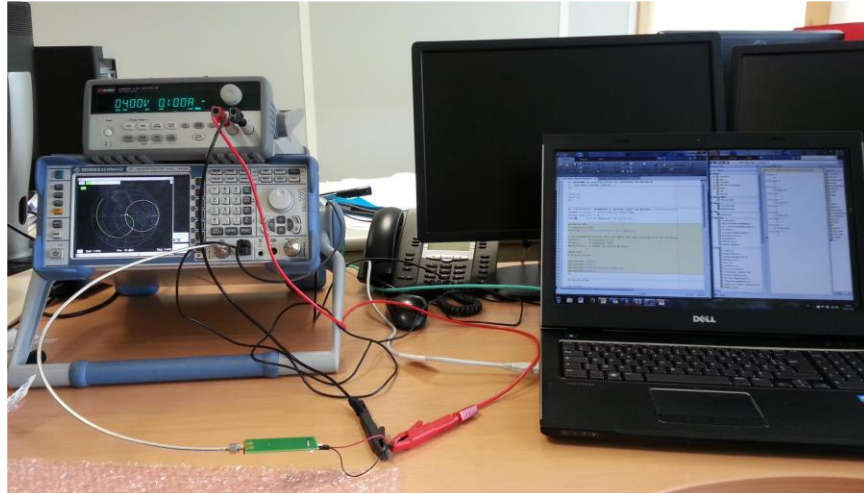


Figure 100 : Banc de mesure des déphaseurs en réflexion avec un ARV Rhode & Schwarz ZVL-13, une alimentation continue Keysight, un PC de commande et le déphaseur en test

IV.3.2 - Résultats

Un des déphaseurs réalisé à partir de la conception vue précédemment est montré sur la Figure 101.

Nous avons caractérisé un ensemble de 58 déphaseurs entre 2 et 3 GHz et en pilotant les diodes varactors entre 0 et 20 V par pas de 0.5V (polarisées en inverse). L'objectif est de vérifier :

- L'accord ou non avec le modèle simulé ;
- La reproductibilité du procédé de fabrication et de report.

La comparaison entre un déphaseur mesuré et la simulation à 2.45 GHz est présentée sur la Figure 102. Un très bon accord est observé sur la phase et les pertes d'insertions sont conformes à ce qui était prévu (3.7 dB max au lieu de 3.5 dB). La reproductibilité est également très bonne comme le montre la Figure 103. Les seuls écarts observés correspondent à un défaut de report des composants sur 6 échantillons. Ils ont donc été mis à l'écart.

Cette très bonne reproductibilité permet d'utiliser un jeu de fichiers TouchStone associé à un seul déphaseur. Cela évite d'alourdir inutilement le processus de synthèse en l'obligeant à considérer tous les fichiers de caractérisation.

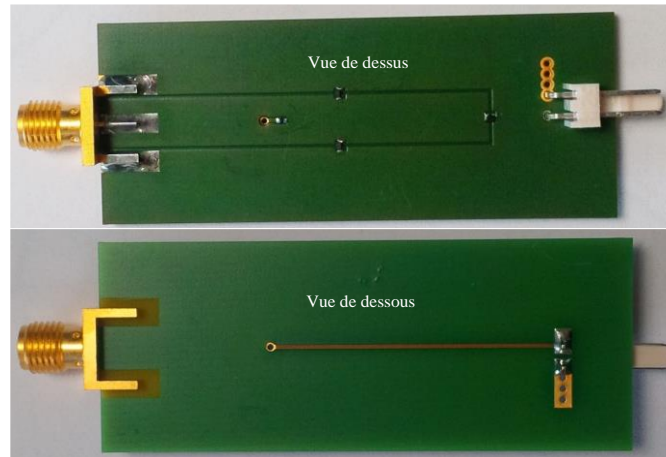


Figure 101 : Déphaseur en réflexion fabriqué

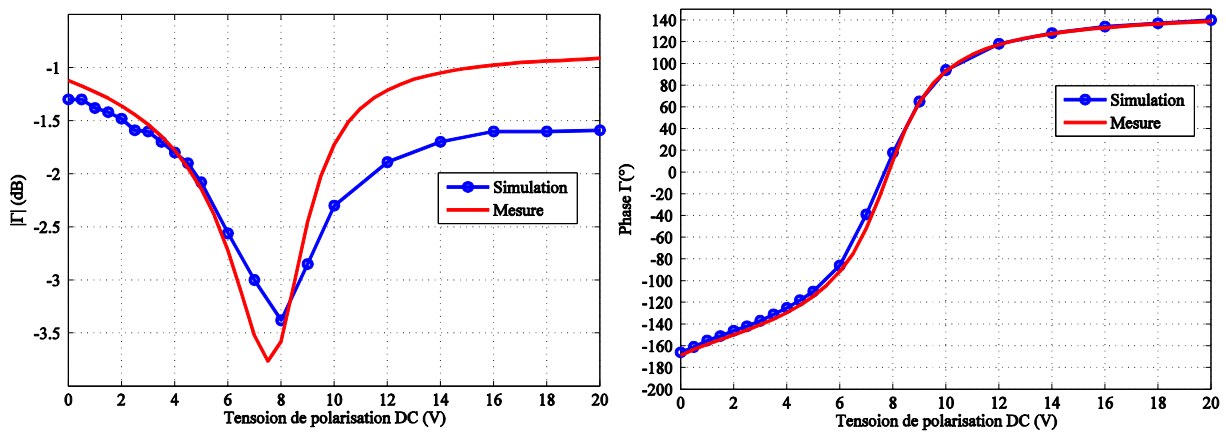


Figure 102 : Performances du déphaseur en réflexion mesurées et simulées (déphaseur n°2) : évaluation du coefficient en réflexion en amplitude (à gauche) et en phase (à droite) en fonction de la tension de polarisation DC

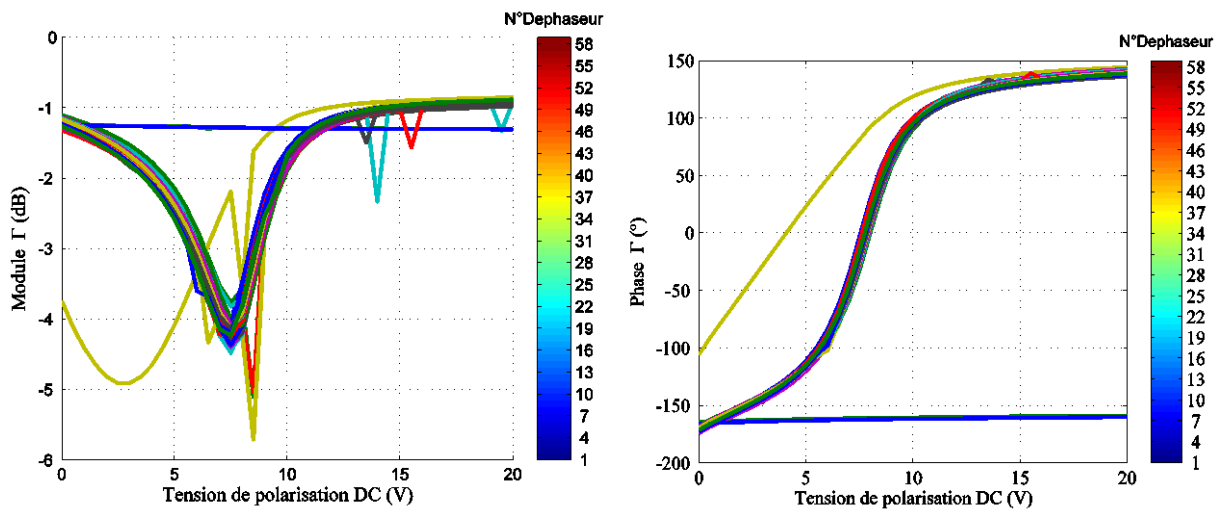


Figure 103 : Mesure du module et de la phase du coefficient de réflexion des 58 déphaseurs en fonction de la tension de polarisation

IV.4 - Déphaseurs en transmission

Les déphaseurs en transmission retenus sont les déphaseurs MACOM MAPS-010164-001SMB par rapport aux performances observées dans l'étude comparative. Etant donné que nous disposons d'un nombre important de ces déphaseurs dans le laboratoire (20), nous définissons une procédure de caractérisation comme pour les déphaseurs en réflexion.

Nous ne caractériserons pas ici les déphaseurs à base de coupleurs hybrides qui avaient été envisagés, ceux-ci n'ayant pas été réalisés à temps pour la mise en place de la manipulation.

IV.4.1 - Procédure

La caractérisation repose sur l'utilisation du même ARV que précédemment et d'un PC pour l'instrumentation. La partie commande des déphaseurs est faite à l'aide d'une plate-forme Arduino 'Uno', associée à une alimentation DC +/-5V et une "breadboard" pour les connexions. La commande est effectuée en mode parallèle, en se référant à la datasheet constructeur.

Le module Arduino reçoit les codes binaires à transmettre au déphaseur directement depuis un programme développé avec le logiciel Matlab R2013b (le programme auxiliaire 'adio.pde' du

package ‘Arduino Support for Matlab’ est au préalable téléversé sur l’Arduino pour l’interfaçage). Une fois le code binaire transmis et toutes les broches configurées, le programme Matlab commande l’acquisition avec l’ARV et récupère les fichiers TouchStone.

Cette manipulation est illustrée sur la Figure 104.

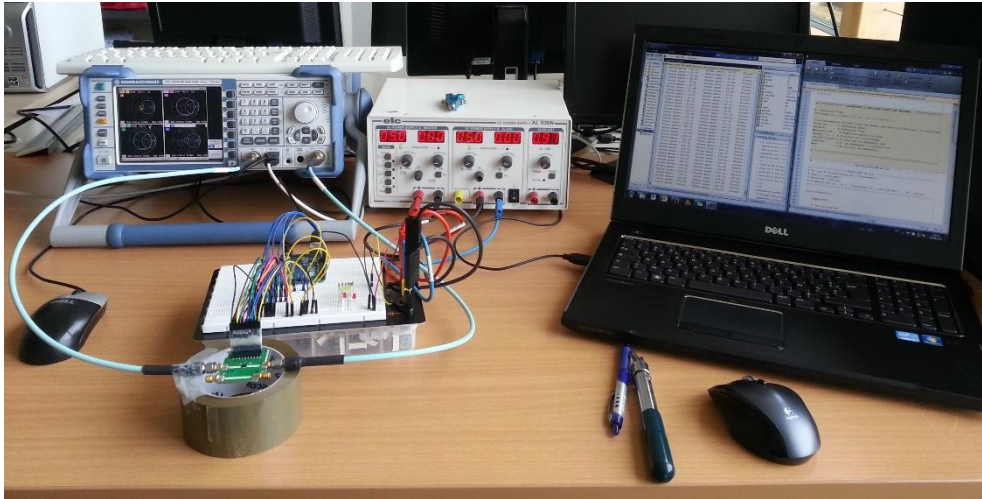


Figure 104 : Banc de mesure des déphaseurs en transmission avec un ARV Rhode & Schwarz ZVL-13, une carte Arduino, un PC de commande et le déphaseur en test

IV.4.2 - Résultats

Pour illustrer les résultats obtenus, nous ne nous intéresserons ici qu'à un seul déphaseur, représentatif de l'ensemble caractérisé. Les résultats des paramètres S sont donnés sur la Figure 105 où la caractérisation est faite entre 2 et 3 GHz, tous les 22.5° . Ils permettent de constater la bonne adaptation, inférieure à -13 dB, quel que soit l'état de phase quantifié considéré (compris entre 1 et $2^6=64$). Les pertes d'insertions sont également conformes aux spécifications entre 2.2 et 3.8 GHz, elles n'excèdent pas les 4.5 dB.

La Figure 106 montre l'excellente linéarité du déphasage à la fréquence de 2.45 GHz et les erreurs de phases mesurées par rapport à la valeur théorique de référence. Ces écarts sont conformes aux données constructeurs et n'excèdent pas $\pm 2.5^\circ$.

Il faut noter que cette caractérisation a permis d'isoler certaines pièces approvisionnées (hors spécifications) afin de les faire échanger par le constructeur.

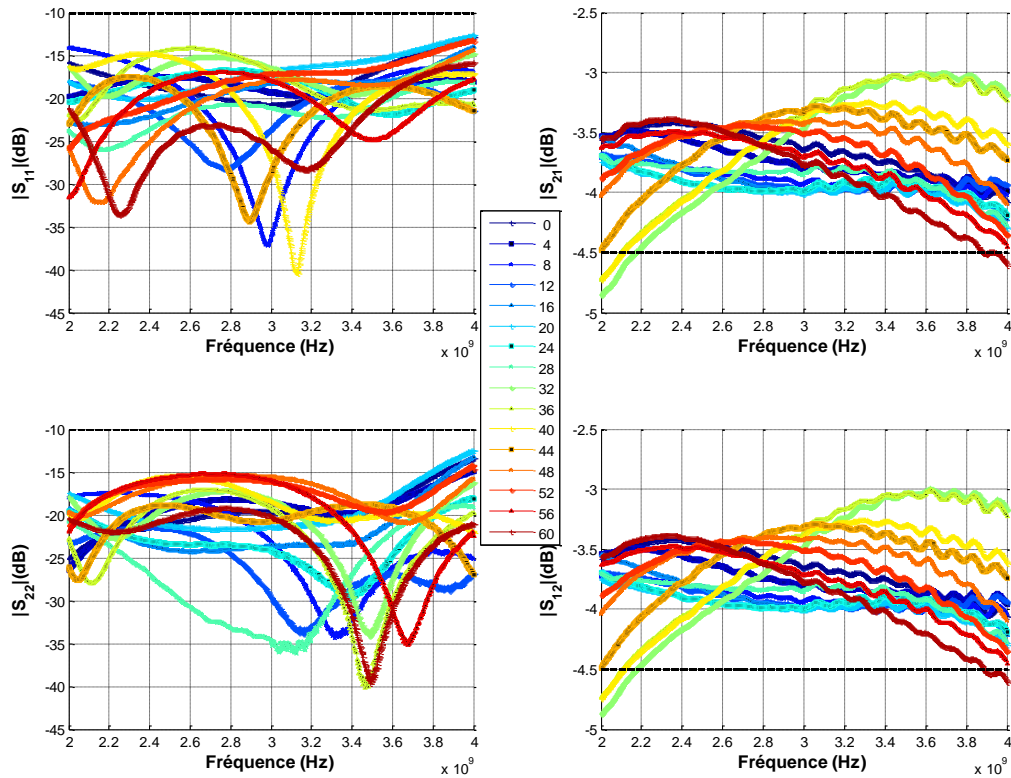


Figure 105 : Modules des paramètres de réflexion et transmission mesurés du déphaseur $n^{\circ}3$

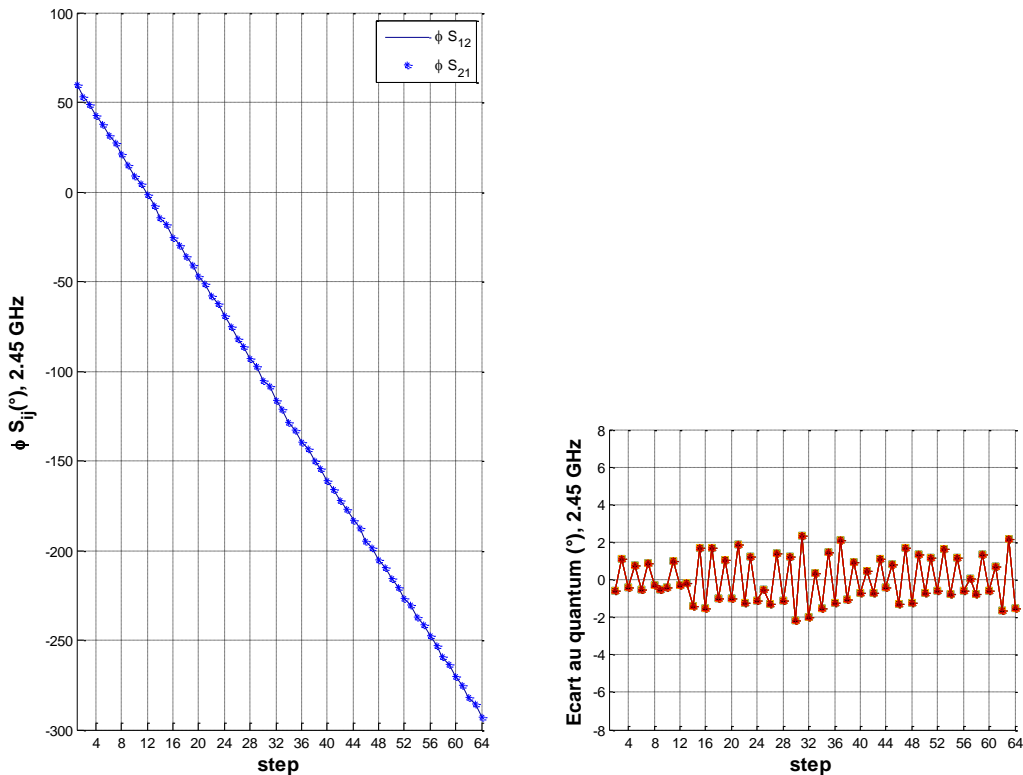


Figure 106 : Mesure de l’évolution du déphasage en fonction de l’état sélectionné à 2.45 GHz (à gauche) et représentation de l’erreur par rapport à la phase théorique, à droite.

IV.5 - Diviseurs de puissance

Pour finir, nous avons caractérisé les performances de différents diviseurs de puissance qui seront utilisés pour envoyer le signal RF sur les éléments excités de l'antenne hybride. Dans le cadre où nous disposons d'un panneau de 49 monopoles, nous prévoyons d'exciter un nombre d'éléments compris limité à 30% du nombre total d'éléments, au maximum, par rapport aux objectifs et conclusions des chapitres précédents.

En se basant sur l'utilisation de diviseurs commerciaux (*Mini-Circuits*), nous avons donc caractérisé des diviseurs à 4, 8, ou 16 voies. Ces dispositifs ne présentant pas de complexité particulière, nous n'illustrons les mesures effectuées que sur le cas d'un diviseur 1 voie vers 16 fonctionnant entre 1.8 et 2.6 GHz, et présenté sur la Figure 107.



Figure 107 : Diviseur de puissance 1 voie vers 16 (*Mini-Circuits*, ZC16PD-2185).

Pour cette caractérisation, nous utilisons le banc de caractérisation RF multivoies mentionné précédemment. L'adaptation mesurée à l'entrée du diviseur est présentée sur la Figure 108 et les paramètres de transmission sont indiqués sur la Figure 109.

L'adaptation est conforme aux spécifications du constructeur (-15 dB) dans la bande d'utilisation et le niveau de pertes d'insertion est de l'ordre de 0.5 dB, déduit du paramètre de transmission idéal du diviseur ($10 \times \log_{10}(1/16) = -12.04$ dB).

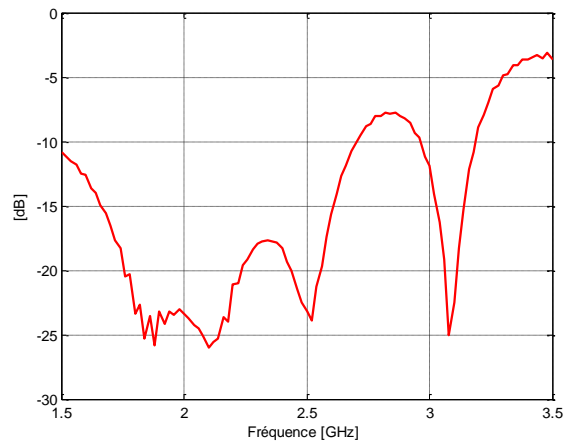


Figure 108 : Adaptation mesurée à l’entrée du diviseur de puissance 1 voie vers 16

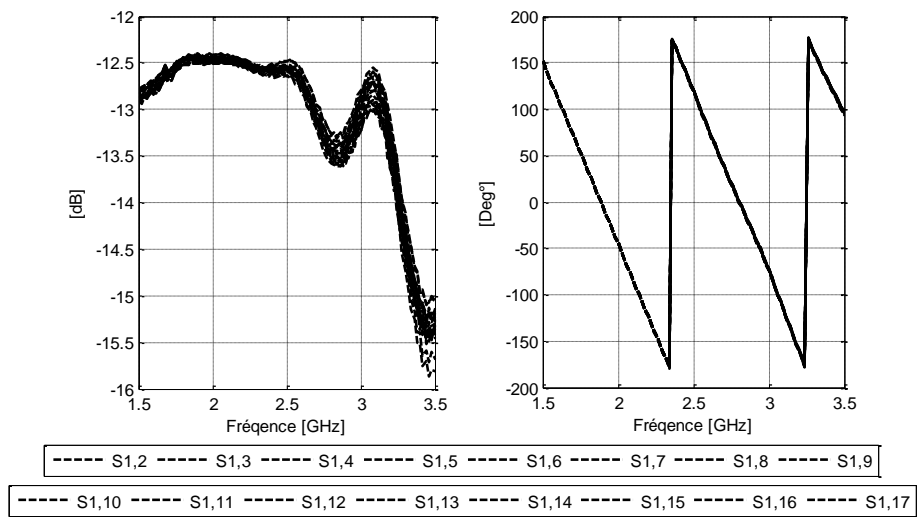


Figure 109 : Coefficients de transmission $S_{1,j}$ mesurés en module (à gauche) et en phase (à droite)

V - Conclusion

Ce chapitre a permis de décrire les différents éléments nécessaires pour réaliser une preuve de concept de l'antenne hybride reconfigurable.

La première partie a consisté à définir les besoins nécessaires à la mise en œuvre de cette antenne, en insistant sur le besoin de réaliser une maquette suffisamment générique et modulaire pour permettre d'étudier différents scénarios. Celle-ci est constituée de 4 briques de base, non intégrées et connectées pour assurer la modularité et permettre d'échanger d'éventuelles pièces défectueuses. Elle intègre donc :

- Un panneau de 49 monopoles fortement couplés, qui va permettre aux éléments parasites de participer efficacement au rayonnement de l'antenne hybride ;
- Des déphaseurs en réflexion, optimisés pour avoir un compromis convenable entre pertes et excursion de phase ;
- Des déphaseurs en transmission associés aux éléments excités, issus d'un choix de composants sur étagère et qui présentent un grande souplesse de pilotage ainsi que des performances satisfaisantes. Une alternative de déphaseur faible coût a également été proposée;
- Un diviseur de puissance pour les éléments excités, à adapter en fonction du scénario voulu (4, 8, 16 éléments excités).

La deuxième partie de ce chapitre a mis l'accent sur la mise en œuvre expérimentale de la manipulation et la caractérisation de toutes ces briques élémentaires.

Nous avons vu que des moyens de caractérisation et de pilotage du laboratoire et du CRT CISTEME peuvent être mis à disposition pour mesurer le prototype final. Nous avons également caractérisé l'ensemble des grandeurs utiles pour la mise au point :

- La matrice $[S]$ des monopoles a été mesurée et comparée à la simulation. En dehors d'un décalage de plan de référence (corrigé a posteriori), un bon accord est observé.
- Les pertes et les performances de l'ensemble des déphaseurs ont été mesurées. Cette étape a permis de valider les résultats de simulations pour les déphaseurs

en réflexion et le bon accord avec les performances constructeur pour les déphaseurs en transmission.

Cette dernière étape a permis d'isoler certaines pièces défailtantes, ce qui aurait été fastidieux sur un prototype tout intégré. Cette dernière remarque s'inscrit évidemment dans le contexte où nous cherchons à évaluer les performances et à maîtriser la conception de ce nouveau concept d'antenne hybride. Des travaux futurs devront se focaliser sur l'intégration.

L'ensemble de ces mesures a permis d'extraire, pour chaque brique, des paramètres S mesurés et sauvegardés au format normalisé TouchStone, ce qui nous laisse la possibilité de les utiliser dans les différents simulateurs ou dans la procédure de synthèse de l'antenne hybride.

Nous disposons maintenant de tous les éléments nécessaires à la mise en œuvre du prototype final.

VI - Bibliographie du chapitre 3

- [1] F. Fezai, “Synthèse d’architectures d’antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux : Application au projet Remote Wake Up (RWU),” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2013.
- [2] “Skyworks solutions, ‘<http://www.skyworksinc.com/>.’” .
- [3] L. Li, K. Wu, and P. Russer, “On the thru-reflect-line (TRL) numerical calibration and error analysis for parameter extraction of circuit model,” *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 16, no. 5, pp. 470–482, Sep. 2006.
- [4] J. A. Jargon and R. B. Marks, “Two-Tier Multiline TRL for Calibration of Low-Cost Network Analyzers,” in *ARFTG Conference Digest-Fall, 46th*, 1995, vol. 28, pp. 1–8.
- [5] R. V. Garver, “360 deg; Varactor Linear Phase Modulator,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 17, no. 3, pp. 137–147, Mar. 1969.
- [6] R. V. Garver, “Broad-Band Diode Phase Shifters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 20, no. 5, pp. 314–323, mai 1972.
- [7] J. F. White, “High Power, p-i-n Diode Controlled, Microwave Transmission Phase Shifters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, no. 2, pp. 233–242, Mar. 1965.
- [8] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, 2nd ed. John Wiley and Sons.Inc., 2003.
- [9] “MAPS-010164-001SMB M/A-Com Technology Solutions | 1465-1617-ND | DigiKey.” [Online]. Available: <http://www.digikey.com/product-detail/en/MAPS-010164-001SMB/1465-1617-ND/5052462>.
- [10] N. Gupta, R. Tomar, and P. Bhartia, “A Low-Loss Voltage-Controlled Analog Phase-Shifter Using Branchline Coupler and Varactor Diodes,” in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2007. ICMMT '07*, 2007, pp. 1–2.
- [11] “90 Degree Hybrid Couplers and Xinger Couplers Designed by Anaren.” [Online]. Available: <https://www.anaren.com/products/90-deg-hybrid-couplers>. [Accessed: 04-Sep-2015].

Chapitre IV

VALIDATION EXPERIMENTALE DE L’ANTENNE HYBRIDE

I - Introduction	137
II - Performances attendues	138
III - Mesures du prototype	143
<i>III.1 - Présentation de la maquette</i>	143
<i>III.2 - Mesures préliminaires</i>	146
<i>III.3 - Aptitude au dépointage</i>	151
<i>III.4 - Aptitude à la formation de faisceaux complexes</i>	163
IV - Conclusion	172

I - Introduction

Ce dernier chapitre aborde la validation expérimentale de l'architecture hybride.

En s'appuyant sur l'outil de synthèse et sur les briques élémentaires détaillées dans le précédent chapitre, nous allons mettre en œuvre un prototype fonctionnel.

Des scénarios vont être définis afin d'évaluer les performances de l'antenne et surtout, pour valider expérimentalement les conclusions avancées jusqu'ici.

Ces scénarios s'orienteront sur :

- L'aptitude au dépointage de l'antenne hybride, notamment pour effectuer des balayages en azimut ;
- L'aptitude à la formation de faisceaux complexes, comme vu dans le chapitre 2.

La première partie du chapitre va permettre d'étudier analytiquement les performances attendues par l'antenne hybride, dans des configurations mono ou multiexcitations.

Nous effectuerons ensuite des comparaisons entre mesures et simulations pour les cas les plus représentatifs, en se basant sur les scénarios définis. Dans toutes ces comparaisons, des contraintes de TOS actif et de bande passante seront prises en compte.

II - Performances attendues

Pour fixer quelques repères sur les performances, une étude a été faite pour évaluer les performances accessibles avec l'antenne hybride à base de monopoles.

L'objectif est d'évaluer l'impact du nombre d'éléments excités et de la contrainte de TOS actif pour satisfaire un objectif de rayonnement qui consiste à maximiser le gain intrinsèque dans une direction de pointage. Dans ces simulations, seules les pertes intrinsèques du panneau sont intégrées, les déphaseurs sont considérés idéaux.

L'exemple de direction de pointage traité est la direction : $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$. Comme dans le chapitre 2, nous allons établir les performances d'un cas de référence. Celui-ci correspond au panneau de monopoles, tous excités, comme un réseau classique. Pour ce cas, le TOS actif n'est pas contraint et nous supposons qu'il serait idéalement possible d'adapter tous les éléments du réseau. La synthèse va donc être effectuée pour maximiser le gain intrinsèque à 2.45 GHz.

Le résultat de la synthèse est donné sur la Figure 110. Une directivité de 16.7 dBi et un gain intrinsèque de 16.3 dB sont obtenus dans la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$. Il faut noter que cette valeur est idéalisée dans le sens où, en contraignant un niveau de TOS actif sur l'ensemble des éléments, nous n'avons jamais trouvé de solutions avec la procédure de synthèse. Il faut rappeler que les éléments sont très fortement couplés et qu'un réseau classique de ce type souffrira de problèmes rédhibitoires de TOS actif. Nous comparons, à titre d'exemple, le diagramme 3D obtenu pour la même configuration et un seul élément excité sur la Figure 110. Le diagramme est naturellement moins directif mais l'écart de directivité n'est que de 1.7 dB et l'écart de gain intrinsèque vaut 2 dB.

Pour les comparaisons suivantes, nous allons contraindre le niveau de TOS actif sur une bande passante de 100 MHz, entre 2.4 et 2.5 GHz et nous imposons arbitrairement des distributions de 1, 2, 4, 8 et 16 éléments excités, comme indiqué sur la Figure 111.

Le cas le plus éloigné du réseau de référence doit être le cas où un seul élément est excité (central). Nous allons évaluer ses performances dans un cas réaliste où nous contraignons le TOS à -15 dB sur les 100 MHz de bande, de façon à juger l'écart par rapport à la référence idéalisée.

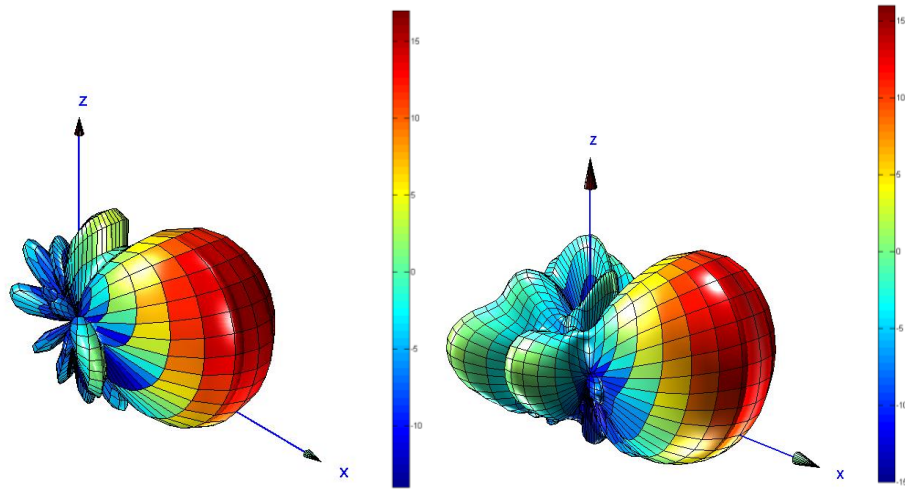


Figure 110 : Diagrammes de rayonnement avec tous les éléments alimentés pour maximiser le gain intrinsèque dans la direction $\{\theta=60^\circ ; \Phi=0^\circ\}$, à gauche $D=16.7$ dBi et cas avec seulement l'élément central excité, à droite, $D=15$ dBi. Aucune contrainte de TOS dans les 2 cas

Le résultat est présenté sur la Figure 112. Le gain intrinsèque à 2.45 GHz atteint 14.4 dB dans la direction souhaitée. Par contre, nous réussissons ici à maîtriser l'adaptation. Celle-ci reste inférieure à -15 dB entre 2.35 et 2.45 GHz. La bande passante de l'antenne définie par rapport à une adaptation à -10 dB atteint même 250 MHz, entre 2.35 et 2.6 GHz. Ce résultat est très intéressant car nous avons vu dans le chapitre 3 que la bande passante des monopoles n'était pas très élevée, de l'ordre de 200 MHz dans les pires cas. Ici, l'antenne hybride n'utilise qu'un port excité (ce qui revient à faire une antenne à éléments parasites à 2 dimensions), l'ordre de grandeur de la bande passante optimisée est du même ordre. Cependant, ce résultat n'est pas une conclusion généralisable car les performances obtenues seront toujours issues d'un compromis entre le nombre d'éléments excités, la contrainte de TOS sur la bande passante et le niveau de gain voulu pour satisfaire un objectif de rayonnement.

Pour illustrer ces propos, nous avons cherché à contraindre le TOS, toujours à -15 dB, sur une bande passante plus grande (200 MHz entre 2.35 et 2.55 GHz), en gardant le même objectif de pointage. Nous avons ici utilisé la distribution où 8 éléments sont excités. Les résultats sont donnés sur la Figure 113. Un gain intrinsèque de 13 dB est obtenu à 2.45 GHz, tout en satisfaisant l'objectif de pointage et la contrainte fixée pour le TOS. La bande passante définie à -10 dB atteint 270 MHz, soit 11%. En définissant la bande passante en rayonnement, une valeur similaire est obtenue. Relativement au cas précédent, le gain intrinsèque a diminué de 1.4 dB.

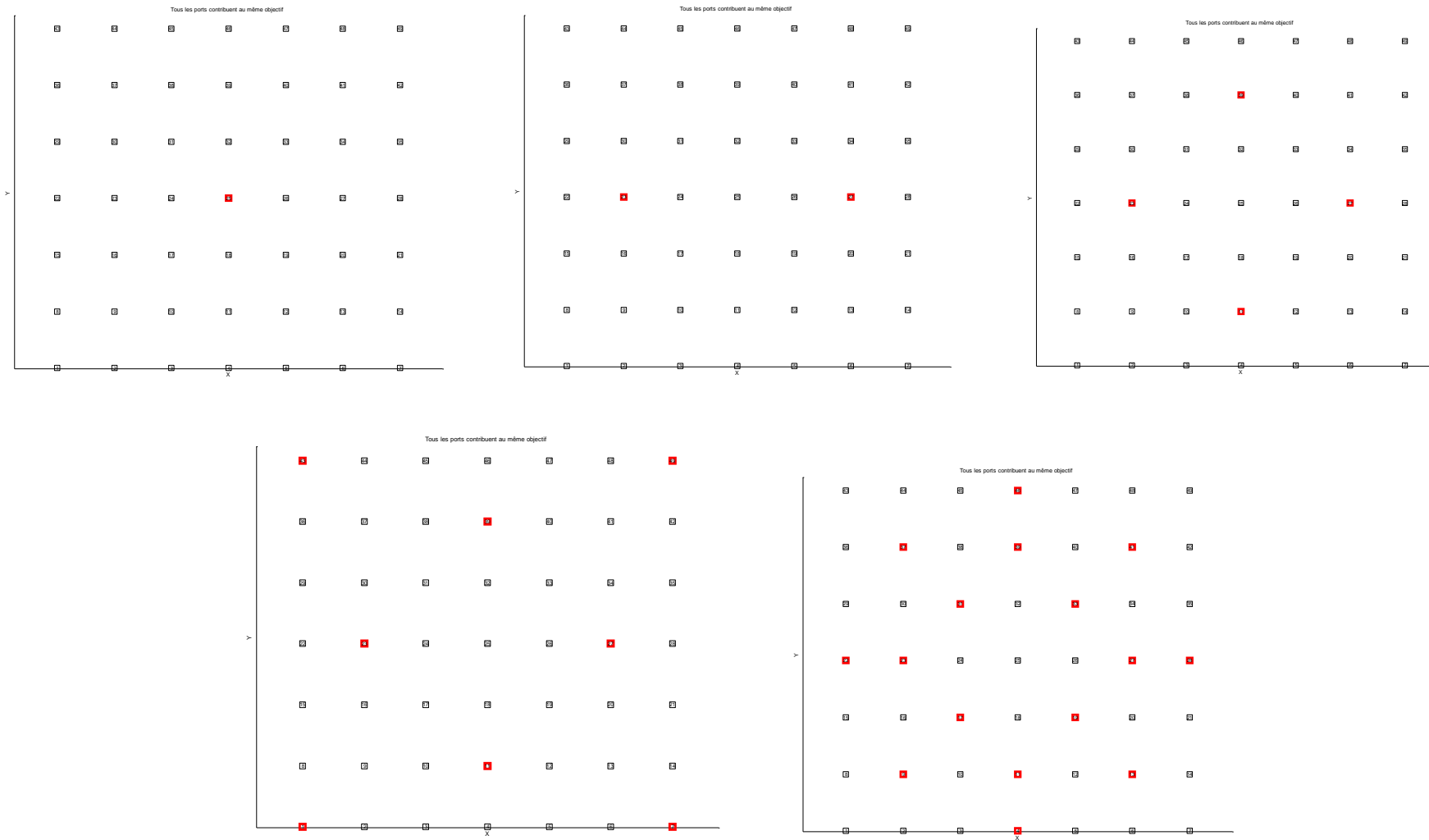


Figure 111 : Configurations évaluées, les éléments excités sont encadrés en rouge.

Cependant, il faut remarquer que l'augmentation du nombre d'éléments excités apporte une certaine stabilisation de la bande passante, comme le montrent les diagrammes de rayonnement de la Figure 113 par rapport à ceux de la Figure 112.

De façon à être plus exhaustifs, nous présentons une synthèse de quelques cas optimisés pour la direction de pointage $\{\theta=60^\circ ; \Phi=0^\circ\}$ et en modifiant les contraintes de TOS actif et le nombre d'éléments excités. Les contraintes de TOS actif sont fixées sur la bande de 100 MHz initialement utilisée. Ces résultats sont résumés dans le tableau 7.

La première ligne du tableau constitue une référence : l'optimisation est faite sans contrainte de TOS actif, à une seule fréquence (2.45 GHz).

La deuxième ligne du tableau montre qu'une forte contrainte sur les niveaux de TOS actif rend la synthèse difficile, voire impossible, lorsque trop d'éléments sont excités. En effet, les objectifs de gain intrinsèque et la contrainte de TOS actif sont satisfaits pour les configurations où 1, 2 ou 4 éléments sont excités. Dans ces cas, les couplages sont stimulés à la surface du panneau par les éléments parasites qui agissent comme des degrés de liberté pour faciliter la synthèse. Cependant, à partir de 8 éléments excités, les objectifs ne sont pas tout à fait atteints et avec 16 éléments, la synthèse n'aboutit pas. Il faut donc voir un trop grand nombre d'éléments excités comme une contrainte pour certains cas d'optimisation de l'antenne hybride.

La troisième ligne du tableau nous montre la forte contribution des éléments parasites. Par rapport aux cas de la ligne précédente, nous fixons une contrainte de TOS actif moins forte (-15 dB) et un objectif de gain intrinsèque plus élevé. Nous pouvons voir que pour un nombre d'éléments excités compris entre 1 et 8, il y a peu d'écarts sur le gain intrinsèque, compris entre 14 et 14.4 dB. Nous voyons également que pour 16 éléments excités, la même interprétation qu'auparavant s'applique car l'objectif de gain intrinsèque n'est pas satisfait.

La dernière ligne du tableau tend vers les mêmes conclusions mais nous rappelle aussi que nous effectuons une synthèse avec une approche stochastique, ce qui veut dire qu'elle peut présenter de légères variations en étant lancée plusieurs fois successivement et d'autre part, si les objectifs et les contraintes ne sont pas suffisamment bien définis, les interprétations pourraient être erronées. Pour être efficace, il ne faut pas hésiter à encadrer les objectifs et les contraintes de façon à définir un cas optimal par optimisations successives. Sur cette ligne, cette démarche n'a pas été effectuée

et nous pouvons voir que certains cas, comme lorsqu'un seul élément est excité, reste perfectible par rapport à ce qui avait été obtenu à la ligne précédente.

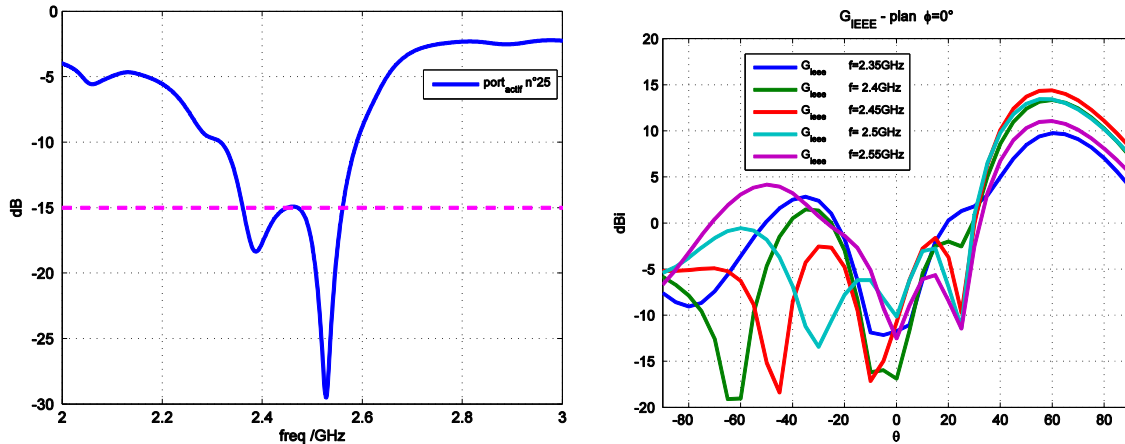


Figure 112 : Performances avec un seul port excité (central), $\{\theta=60^\circ ; \Phi=0^\circ\}$. Adaptation (à gauche), et évolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement en gain intrinsèque, à droite.

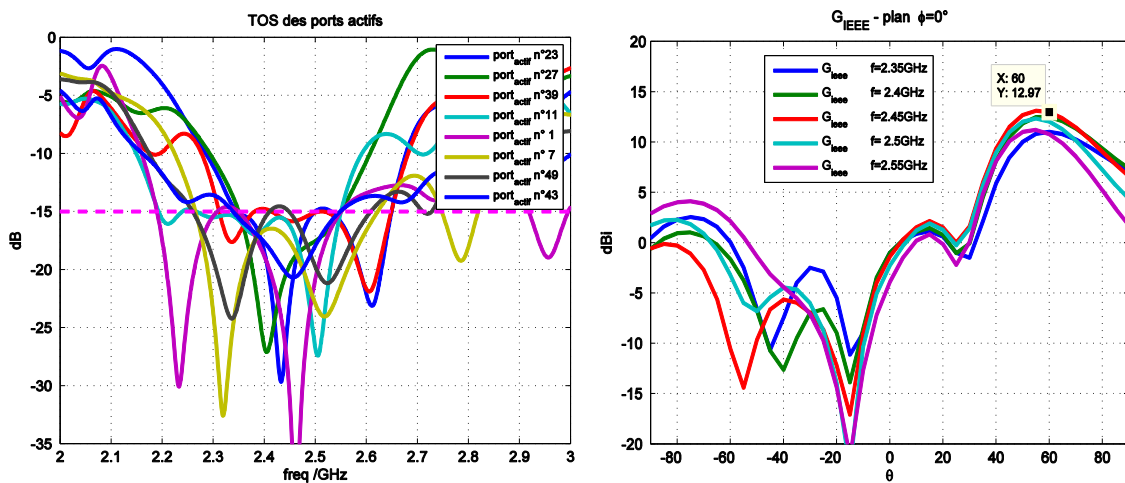


Figure 113 : Evaluation des performances d'antenne hybride (configuration 8 éléments excités) pour une bande passante de 8% autour de la fréquence de travail f_0

Nombre d’éléments excités :		1		2		4		8		16	
G_{IIEEE} objectif (dB)	Contrainte TOS _{dB}	G_{IIEEE} (dB)	D (dBi)	G_{IIEEE} (dB)	D (dBi)	G_{IIEEE} (dB)	D (dBi)	G_{IIEEE} (dB)	D (dBi)	G_{IIEEE} (dB)	D (dBi)
17	--	14.3	15	14.8	15.5	14.8	15.5	15.4	16	15.6	16.1
12	-20	12	12.5	12	12.6	12	12.5	10.8	11.2	Pas de solution	
16	-15	14.4	15	14	14.6	14.17	14.6	14	14.5	11.3	11.6
15	-12	13.5	14.4	13.8	14.6	14.59	15.11	13.9	14.3	12	12.3

Tableau 7 : Comparaison des performances accessibles en fonction du nombre d’éléments et des contraintes de TOS actif sur la bande [2.4-2.5] GHz, $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$

Si nous comparons les performances globalement par rapport au cas de référence (première ligne), nous constatons qu'un écart de gain intrinsèque compris entre 1.9 et 2.3 est obtenu en excitant seulement entre 1 et 8 éléments de l'antenne hybride, tout en adaptant les accès entre 2.4 et 2.5 GHz. Ce résultat montre une très bonne performance de l'architecture hybride à base de monopoles et plus généralement du concept.

III - Mesures du prototype

III.1 - Présentation de la maquette

La maquette finale fonctionnant autour de la fréquence 2.45 GHz est présentée sur la Figure 114. Elle comprend :

- Le réseau de 49 monopoles ;
- Les déphaseurs en réflexion, optimisés dans le chapitre 3 et permettant de synthétiser les charges réactives à connecter aux éléments parasites ;
- Les déphaseurs en transmission MACOM, connectés aux éléments excités ;
- Le diviseur de puissance pour alimenter les éléments excités du réseau hybride, présent uniquement dans le cas multiexcitations ;

- Une carte de pilotage des déphaseurs en transmission, montrée sur la Figure 115. Cette carte a été conçue et fabriquée par CISTEME et permet d’effectuer un pilotage via l’interface SPI (Serial Peripheral Interface) d’un microcontrôleur Arduino. Ceci réduit le nombre de fils de commande, tout en permettant d’envoyer la phase adéquate sur les déphaseurs en transmission, qui seront connectés à la carte via une nappe ;
- Un bornier, qui assure le rôle d’interface entre les multiples tensions de pilotage des déphaseurs et le banc de pilotage déporté, présenté dans le chapitre 3.

L’antenne hybride dans sa configuration de mesure dans la chambre anéchoïque d’XLIM est présentée sur la Figure 116 et le banc d’instrumentation qui pilote l’ensemble des commandes de pilotages et d’acquisition est montré sur la Figure 115.

Le banc de pilotage nous permet d’utiliser jusqu’à 16 tensions d’entrées analogiques envoyées sur les 512 sorties. Dans notre cas, nous réservons deux tensions d’alimentation de +5V et -5V pour polariser les déphaseurs en transmission. Leur adressage ne nécessite pas de tensions sur le banc étant donné que la commande passe la liaison SPI du microcontrôleur Arduino, alimenté lui aussi en +5V. Il reste donc 14 tensions disponibles pour adresser les déphaseurs en réflexion, que nous échantillonnerons entre $[V_{\min} ; V_{\max}]$. Cette plage est comprise au maximum entre 0 et 20V, mais pour ne pas perdre de résolution, nous discrétiserons les tensions entre les valeurs minimales et maximales obtenues à l’issue de chaque processus de synthèse.

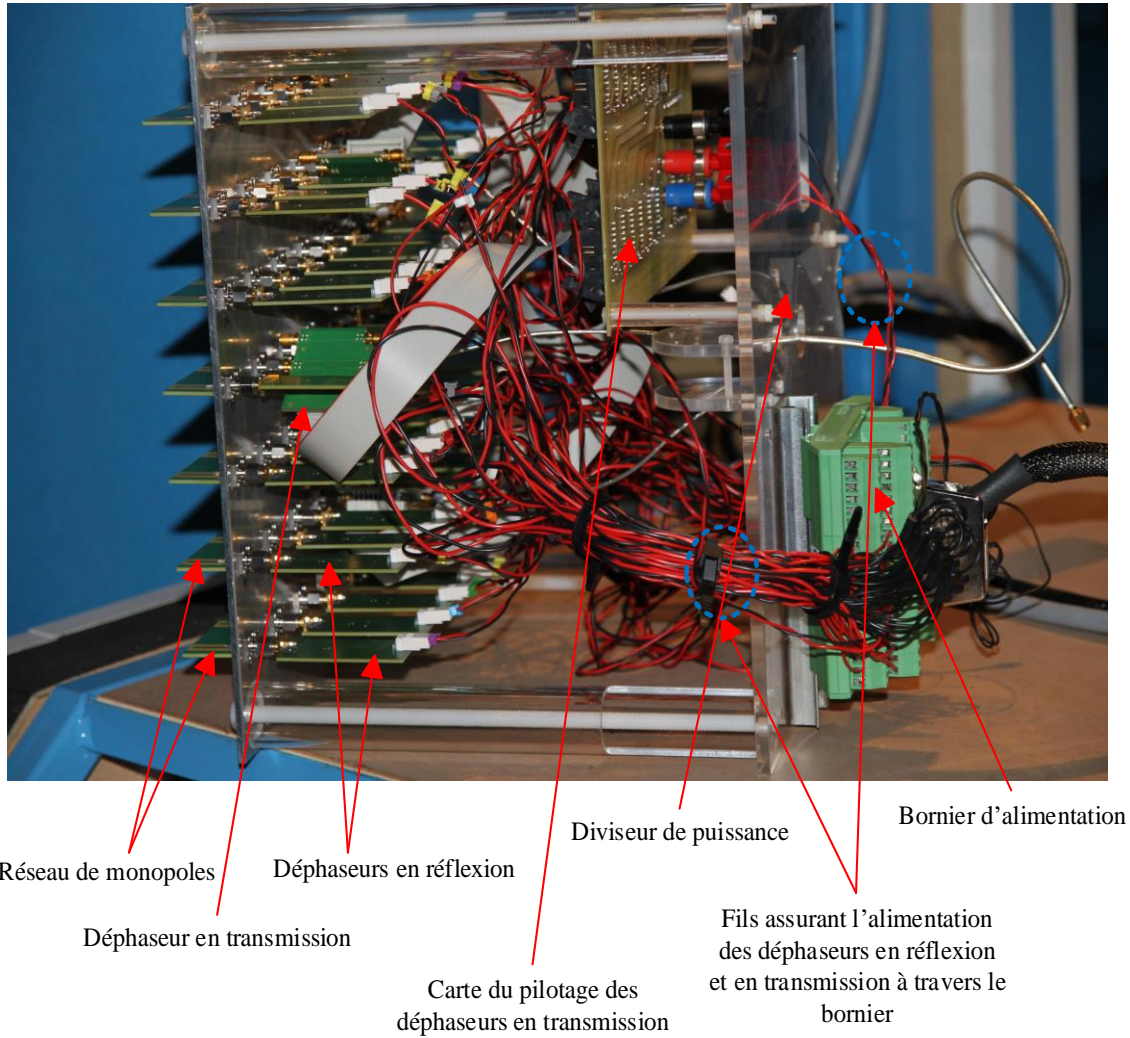


Figure 114 : Prototype final de l'antenne hybride

Ces différentes tensions sont envoyées sur les déphaseurs via le câble qui relie les sorties de la matrice de routage DC au bornier présent sur le support de l'antenne hybride.

Une fois les différentes tensions adressées, les mesures de diagrammes de rayonnement et d'adaptation de l'antenne sont effectuées.

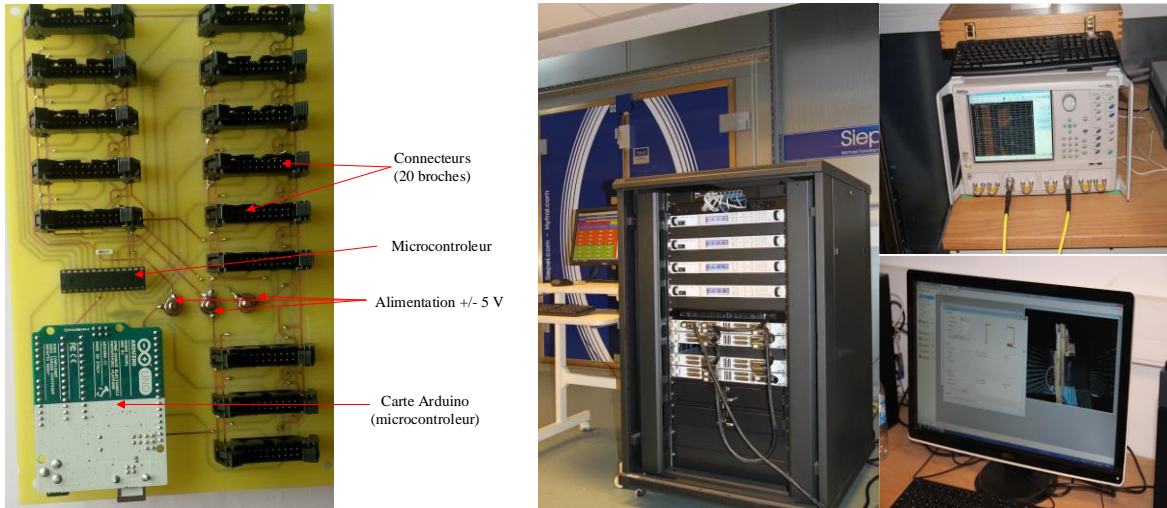


Figure 115 : Carte de pilotage des déphaseurs en transmission, à gauche et banc de pilotage et de mesures de l'antenne hybride, à droite.

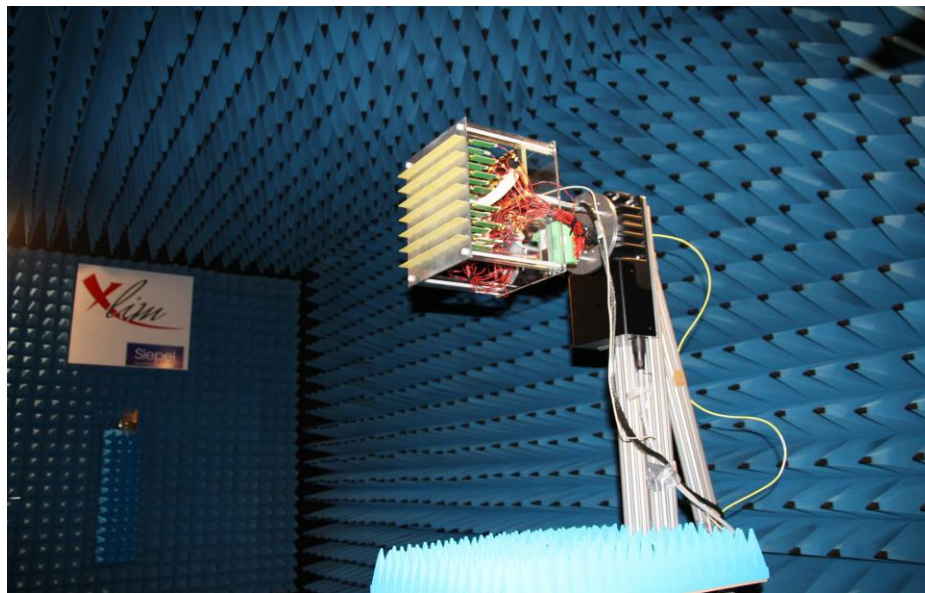


Figure 116 : Mesure de l'antenne dans la chambre anéchoïque d'XLIM

III.2 - Mesures préliminaires

Pour mettre au point la manipulation, nous partons d'une configuration simple, monoexcitation. Dans ce cas, seul l'élément central (n°25) est alimenté et les autres éléments sont des éléments parasites. Nous cherchons à réaliser un faisceau directif dans les directions $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$ ou $\{\theta=60^\circ, \phi=90^\circ\}$. Les cartographies des ondes couplées sont présentées sur la Figure 117 et les diagrammes de rayonnement attendus sont donnés sur la Figure 118.

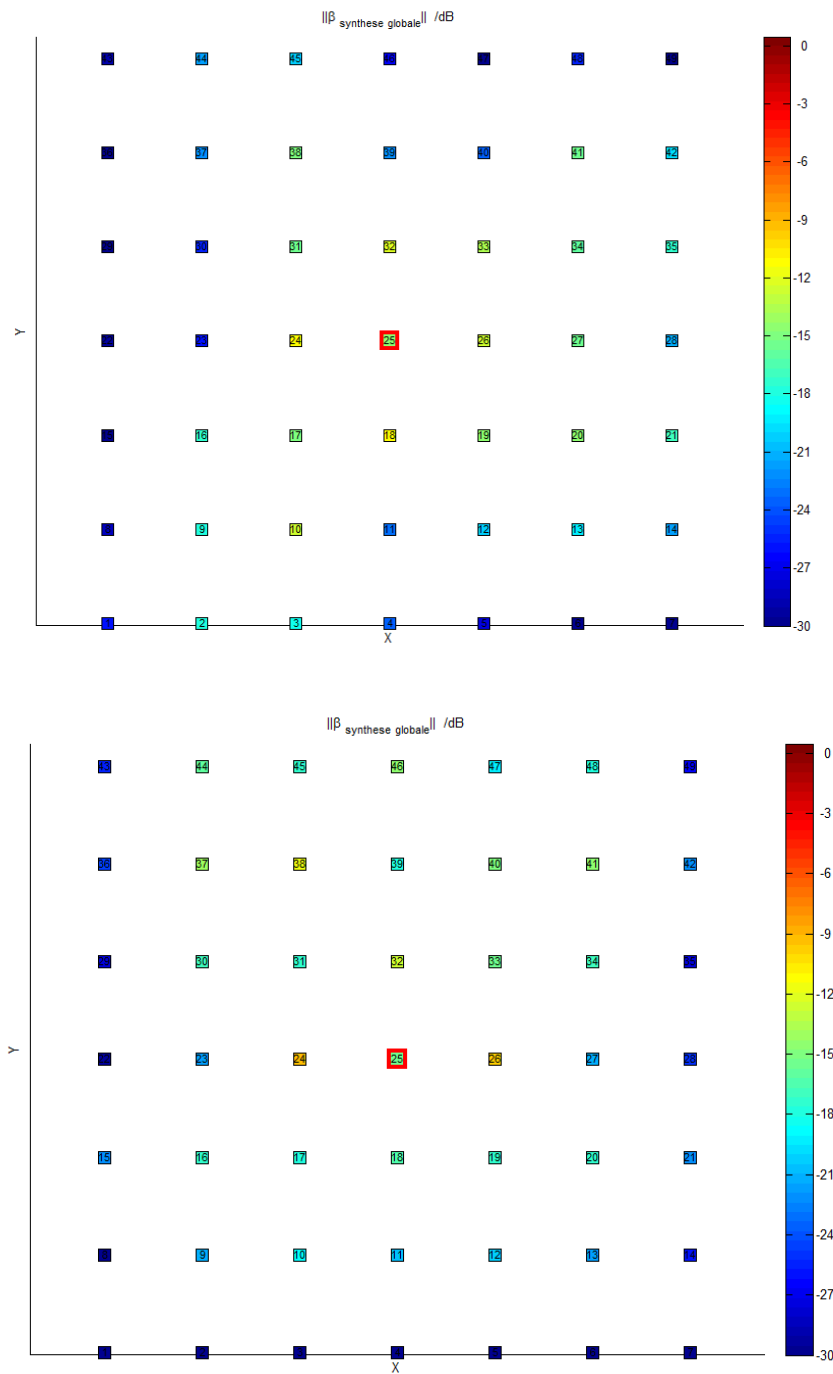


Figure 117 : Cartographie des ondes couplées sur les éléments parasites lorsque le port central est excité, $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$, en haut, et $\{\theta=60^\circ, \phi=90^\circ\}$ en bas

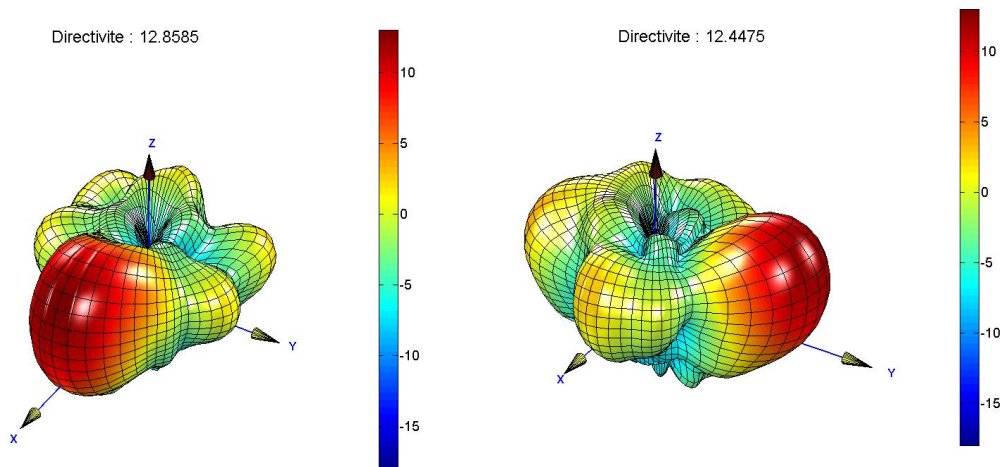


Figure 118 : Diagrammes de rayonnement simulés pour une reconfiguration dans la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$ à gauche et $\{\theta=60^\circ, \phi=90^\circ\}$ à droite

Ces deux cas vont nous permettre de vérifier la bonne mise en œuvre des moyens expérimentaux et permettent d'isoler un éventuel problème.

Pour ces différents cas, la procédure de synthèse est effectuée en gain intrinsèque et intègre systématiquement :

- Les diagrammes de rayonnement élémentaires Φ_n issus de CST MWS ;
- La matrice S expérimentale ;
- Le modèle d'un seul déphaseur en réflexion déduit de la mesure effectuée dans le chapitre 3 (reproductibilité excellente observée);
- Une contrainte de TOS actif arbitraire : -15 dB entre 2.4 et 2.5 GHz
- Aucun déphaseur en transmission, l'adaptation est gérée comme une contrainte et ne nécessite pas de degré de liberté sur l'élément excité lorsqu'il est unique.

Remarques :

1) Il faut noter que les phases à réaliser, obtenues par le processus de synthèse, sont quantifiées sur 14 états a posteriori pour pouvoir effectuer l'adressage. L'effet de cette quantification est pris en compte sur toutes les représentations de simulation qui suivent, ce qui explique que la contrainte de TOS n'est pas exactement atteinte. Il faudrait idéalement effectuer la synthèse sur des phases quantifiées.

2) Les synthèses sont effectuées en gain intrinsèque. cependant, comme les contraintes de TOS actif sont incluses dans la synthèse, il y aura très peu d'écart avec le gain réalisé.

Les premières mesures effectuées pour l'adaptation et le diagramme de rayonnement en gain intrinsèque n'ont pas donné entièrement satisfaction. Nous avons remis en cause la matrice [S] utilisée. Nous avons observé une disparité entre les matrices [S] simulées et mesurées dans le chapitre 3, où un décalage des plans de référence apparaissait sur les phases. Après une analyse plus poussée, nous avons constaté que certaines phases mesurées dans cette matrice avaient un comportement irrégulier. Nous l'expliquons par la procédure expérimentale qui avait été utilisée. Le calibrage étant une étape très longue, il avait été fait sur deux journées, ce qui peut entraîner des dérives en mesures. L'impact sur les modules est en général faible, mais c'est moins le cas pour les phases des paramètres S. Pour y remédier, nous avons reconstitué une matrice [S] contenant les modules mesurés et les phases simulées, en appliquant sur ces phases la correction nécessaire pour considérer les plans de référence des connecteurs. Cette démarche a été validée en relançant le processus de synthèse. Les comparaisons des résultats simulés et mesurés pour le diagramme de rayonnement dans la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$ et pour l'adaptation sont données respectivement sur les Figure 119 et Figure 120 où un bon accord global est observé.

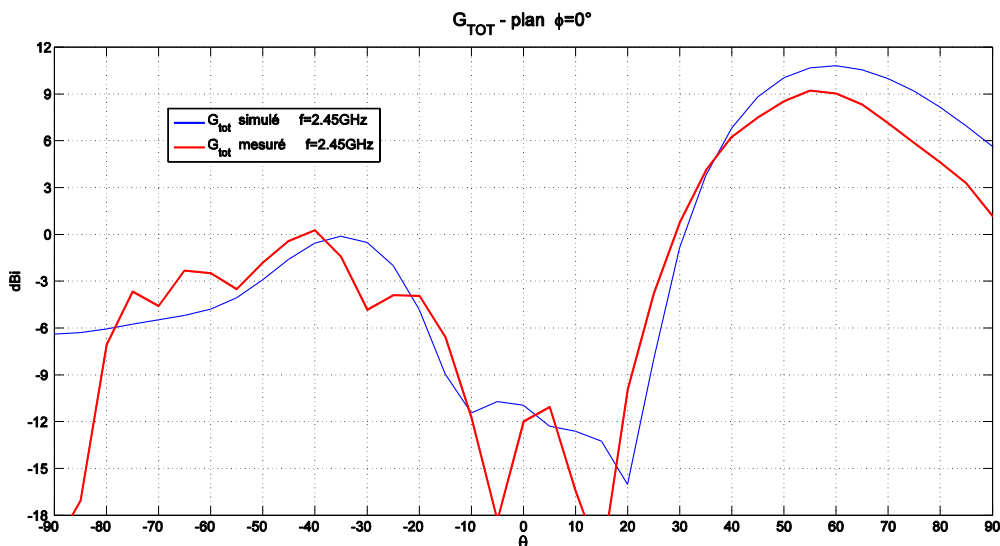


Figure 119 : Diagramme de rayonnement en gain intrinsèque mesuré (en rouge) et simulé (en bleu) à 2.45 GHz pour la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$

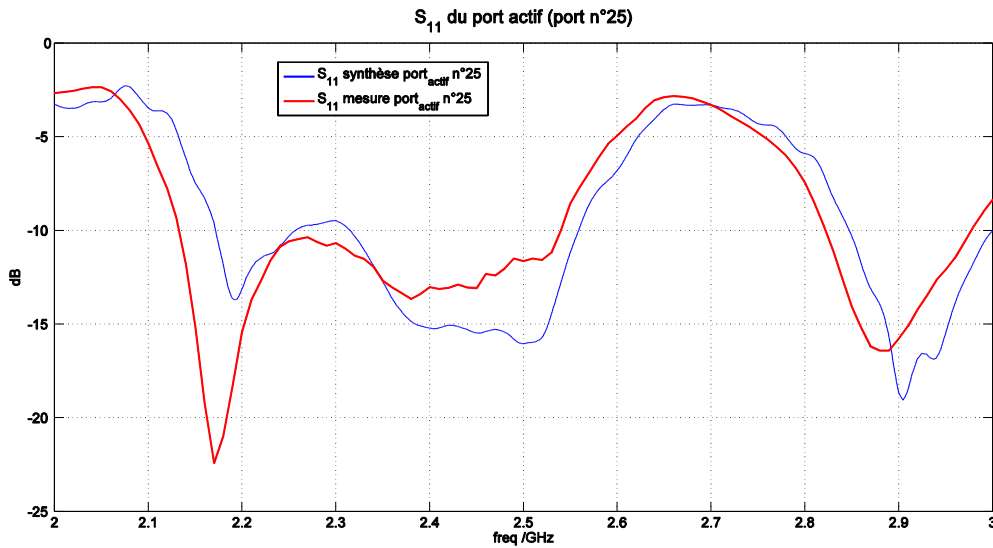


Figure 120 : Adaptation du port central mesuré (en rouge) et simulé (en bleu) à 2.45 GHz pour la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=0^\circ\}$, contrainte de TOS fixée à -15 dB entre 2.4 et 2.5 GHz

Un écart de 1.5 dB est cependant observé sur le gain intrinsèque dans la direction de pointage et l'adaptation mesurée est comprise entre -13 et -14 dB dans la bande, ce qui reste satisfaisant.

Les résultats obtenus pour l'autre direction de pointage $\{\theta=60^\circ, \phi=90^\circ\}$ sont donnés sur les Figure 121 et Figure 122.

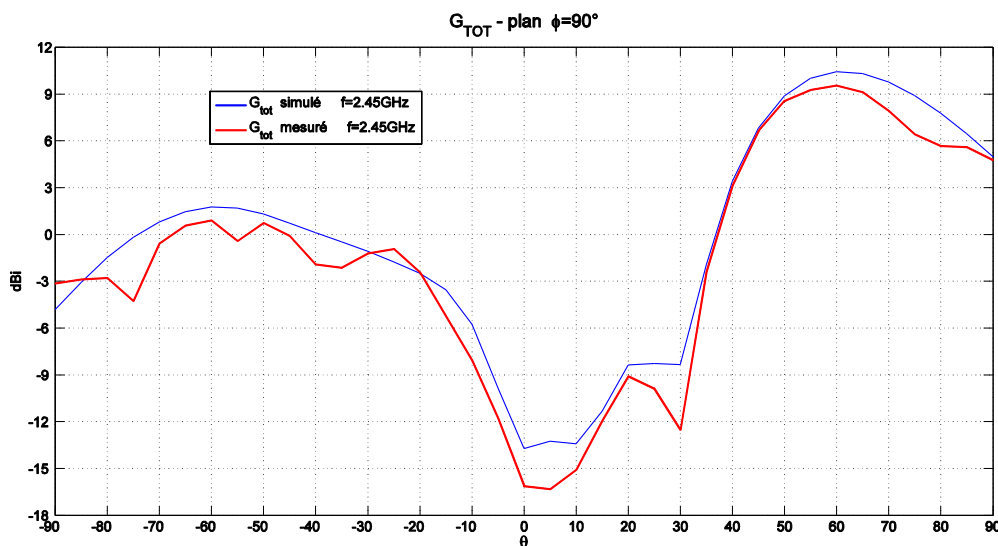


Figure 121 : Diagramme de rayonnement en gain intrinsèque mesuré (en rouge) et simulé (en bleu) à 2.45 GHz pour la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=90^\circ\}$

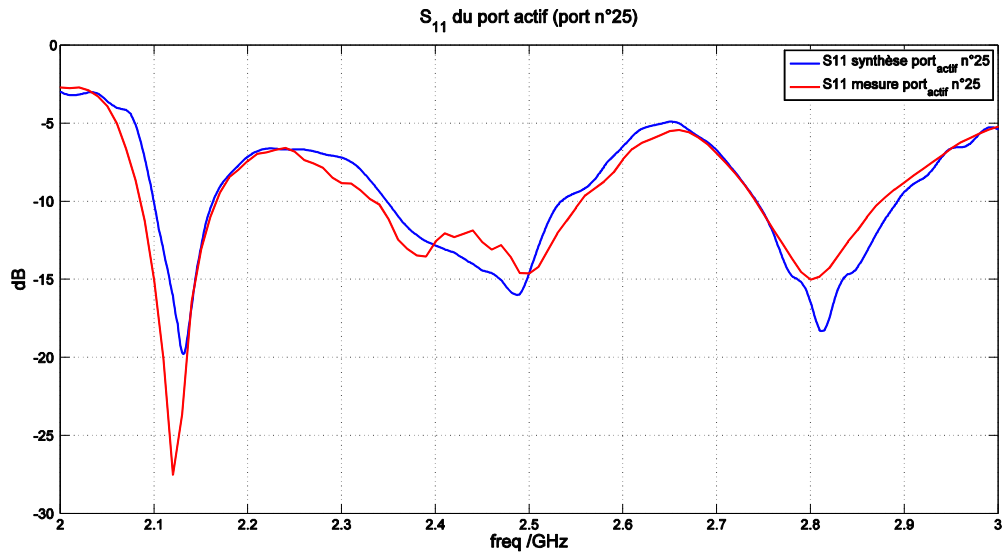


Figure 122 : Adaptation du port central mesuré (en rouge) et simulé (en bleu) à 2.45 GHz pour la direction $\{\theta=60^\circ, \phi=90^\circ\}$, contrainte de TOS fixée à -15 dB entre 2.4 et 2.5 GHz

Un très bon accord est observé avec un écart de 0.6 dB sur le gain intrinsèque dans la direction de pointage et une très bonne concordance de l'adaptation. Dans ce dernier cas, l'écart entre l'adaptation effective et l'objectif fixée au départ (-15 dB entre 2.4-2.5 GHz) est du à la quantification des phases a posteriori.

III.3 - Aptitude au dépointage

III.3.1 - *Excitation d'un seul élément*

Une fois ces cas-tests validés, nous avons défini un ensemble de poids à appliquer aux éléments parasites pour réaliser un balayage en azimut, pour Φ compris entre 0 et 330° par pas de 30°. La direction θ reste fixée à 60°, zone où le gain du panneau de monopoles est le plus fort. Ceci va nous permettre de vérifier la capacité des éléments parasites à générer de tels faisceaux, sachant que les contributions de couplages varient légèrement suivant les directions considérées sur le panneau.

Les différents résultats pour les rayonnements sont présentés sur les Figure 123-Figure 126, où pour chaque direction, nous donnons :

- La représentation 3D simulée dans la colonne de gauche, avec la directivité maximum indiquée ;
- La comparaison entre mesures (rouge) et simulations (bleues) dans la colonne de droite, en représentation polaire (gain réalisé).

Les comparaisons de l'adaptation sont montrées sur les Figure 127 et Figure 128.

Les diagrammes sont très similaires avec des écarts sur les gains compris entre 0.1 et 1.8 dB. Leurs valeurs maximales mesurées sont comprises entre 9 et 10.5 dB. Les directions $\Phi=0, 60, 120, 150$ et 240° sont celles pour lesquels l'écart est le plus significatif. L'enveloppe des diagrammes est quant à elle très proche des simulations, y compris pour les lobes secondaires.

Les niveaux de TOS actifs sont également très proches de la simulation dans leurs variations. En définissant la bande passante à -10 dB sur l'adaptation, elle est comprise entre 200 et 400 MHz.

Ces résultats obtenus en monoexcitation montrent une bonne aptitude des éléments parasites à la réalisation des objectifs de dépointage et d'adaptation.

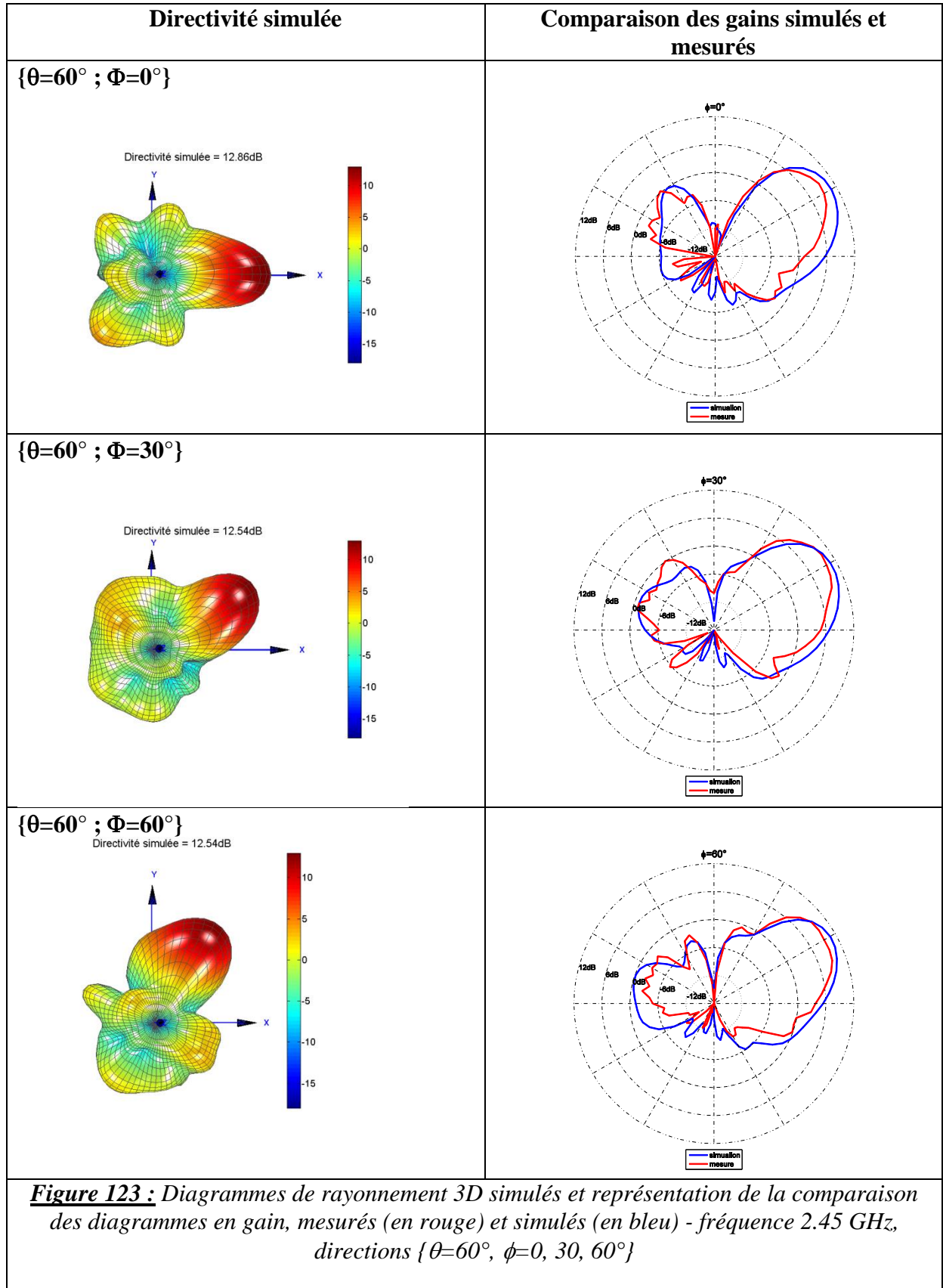


Figure 123 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés et représentation de la comparaison des diagrammes en gain, mesurés (en rouge) et simulés (en bleu) - fréquence 2.45 GHz, directions $\{\theta=60^\circ, \phi=0, 30, 60^\circ\}$

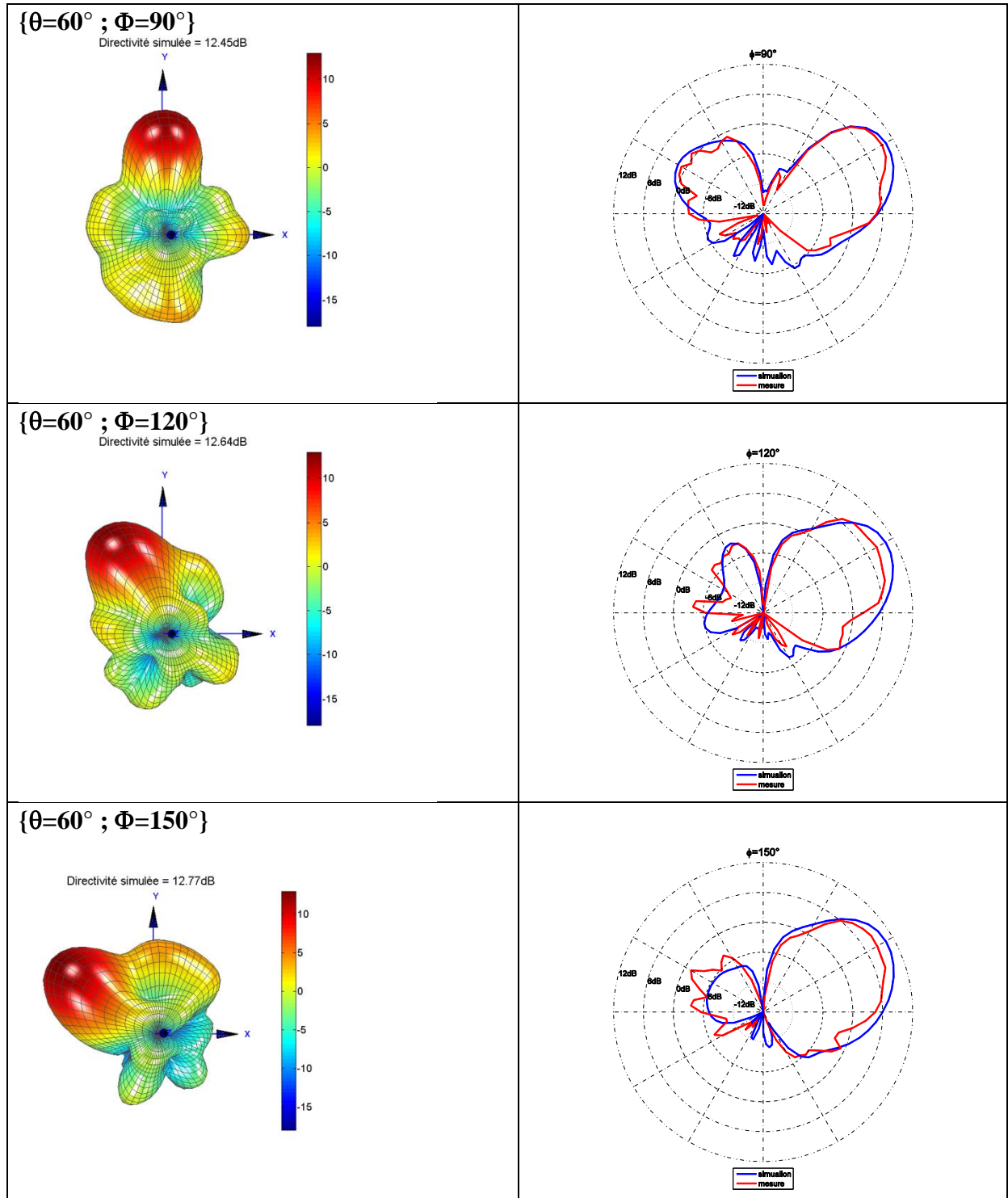


Figure 124 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés et représentation de la comparaison des diagrammes en gain, mesurés (en rouge) et simulés (en bleu) - fréquence 2.45 GHz, directions $\{\theta=60^\circ, \phi=90, 120, 150^\circ\}$

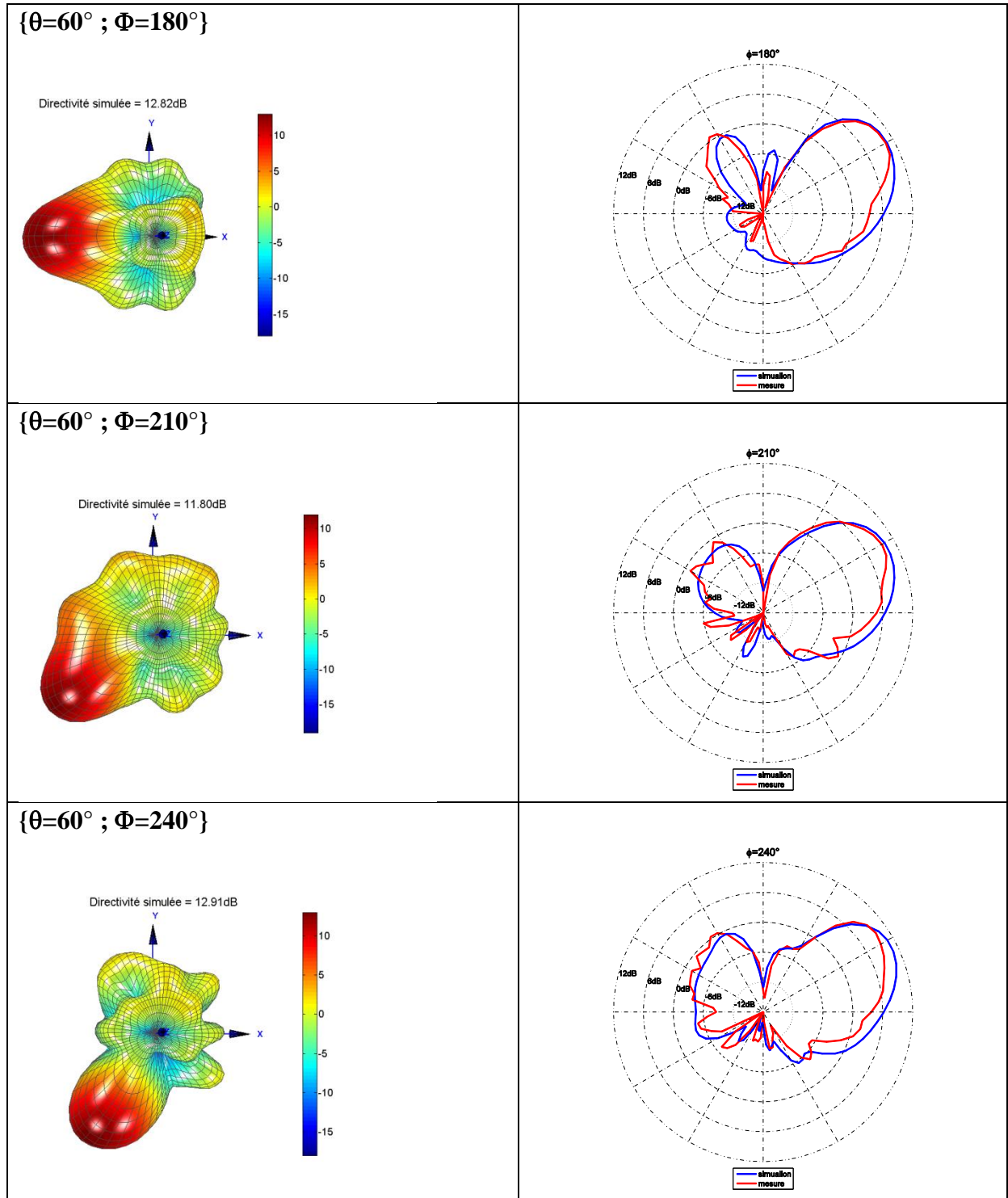


Figure 125 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés et représentation de la comparaison des diagrammes en gain, mesurés (en rouge) et simulés (en bleu) - fréquence 2.45 GHz, directions $\{\theta=60^\circ, \phi=180, 210, 240^\circ\}$

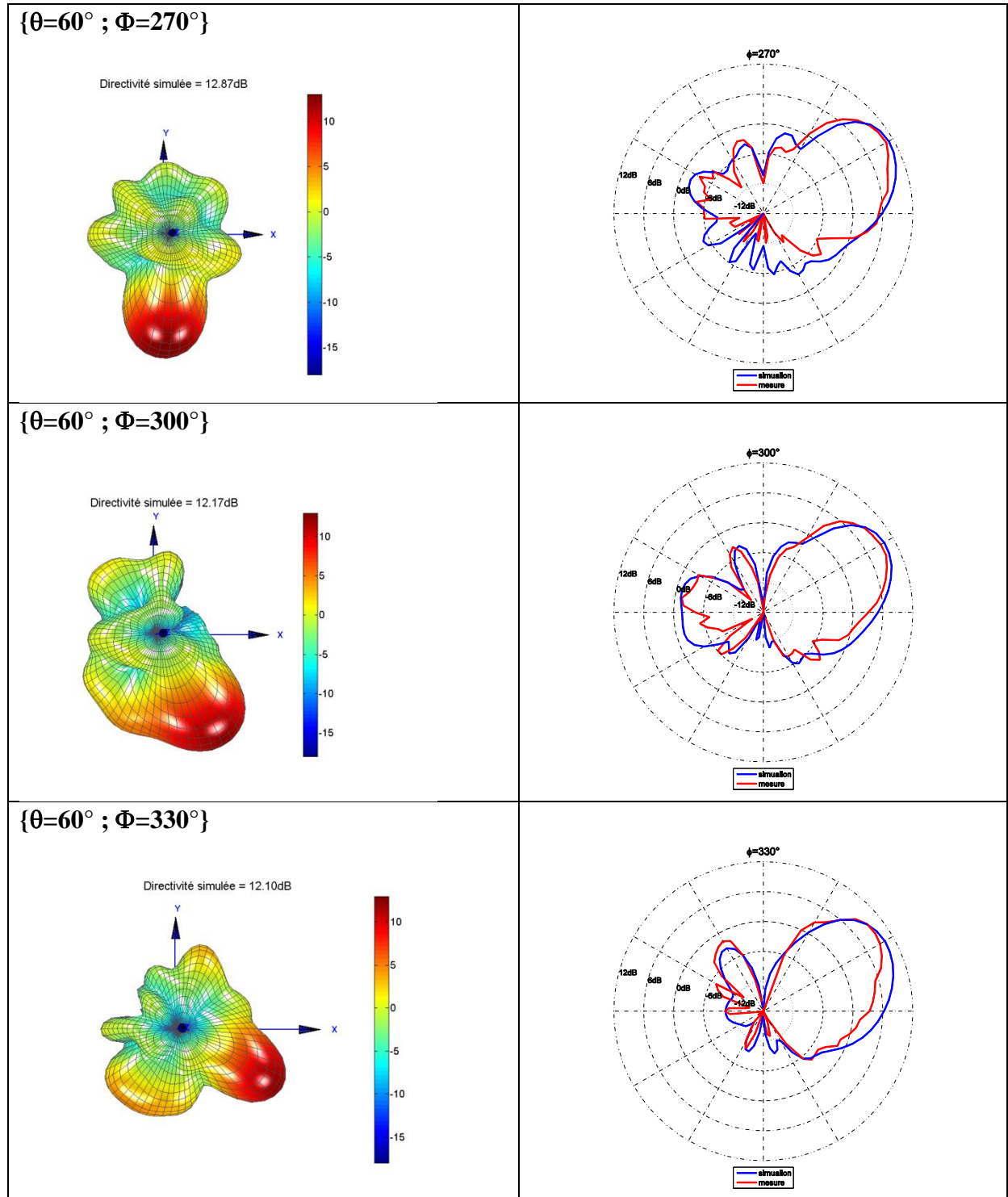


Figure 126 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés et représentation de la comparaison des diagrammes en gain, mesurés (en rouge) et simulés (en bleu) - fréquence 2.45 GHz, directions $\{\theta=60^\circ, \phi=270, 300, 330^\circ\}$

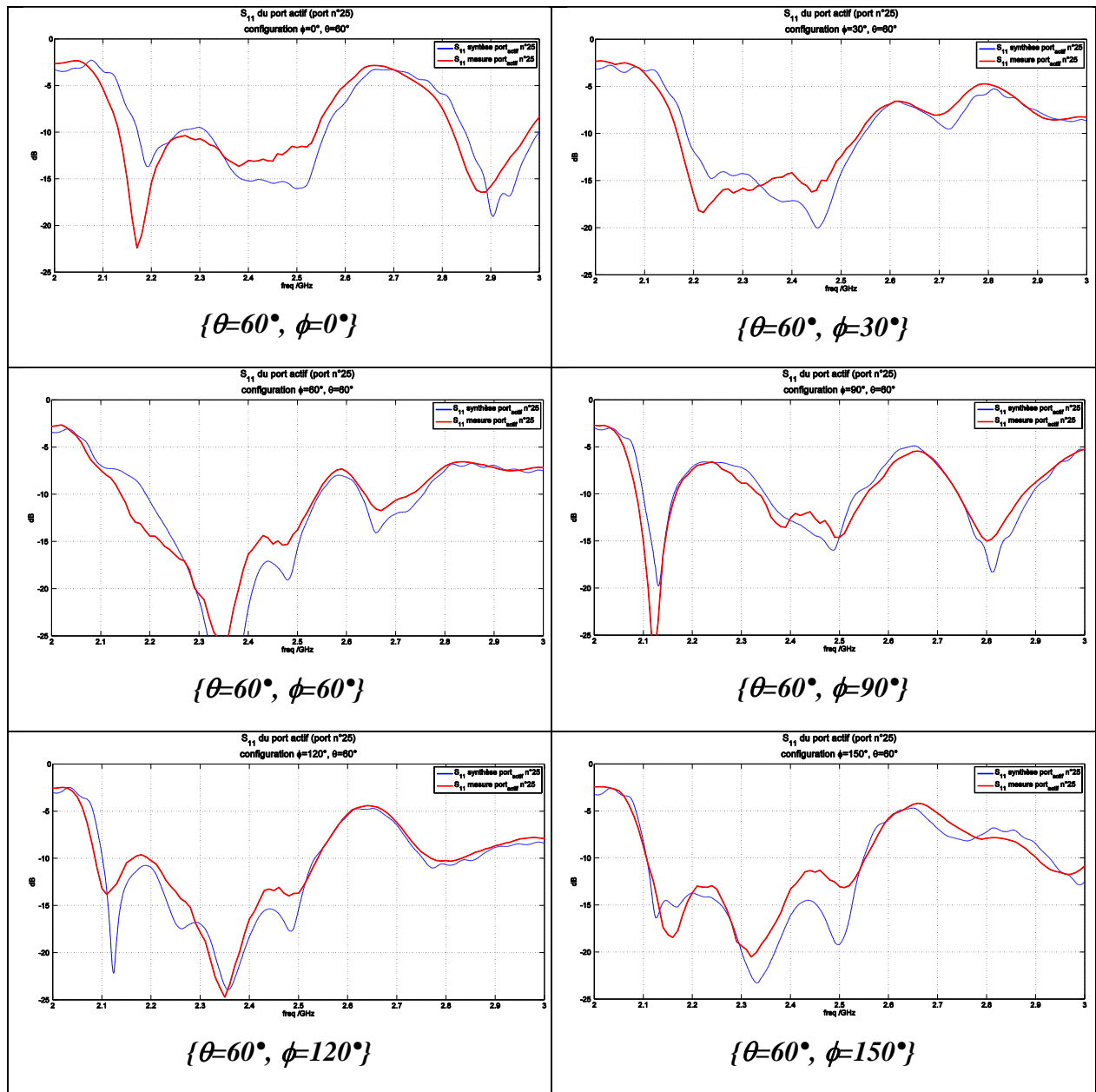
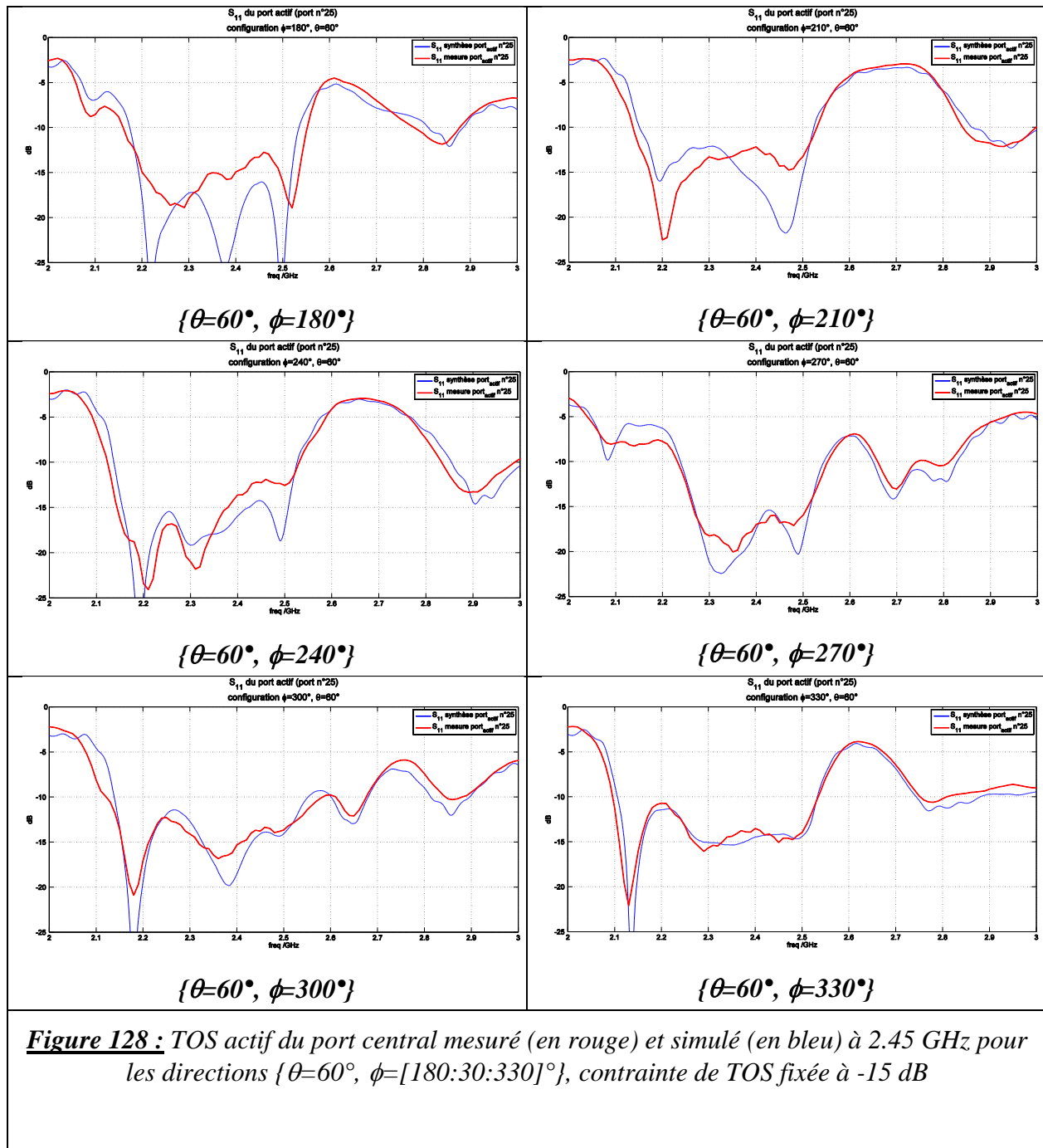


Figure 127 : TOS actif du port central mesuré (en rouge) et simulé (en bleu) à 2.45 GHz pour les directions $\{ \theta=60^\circ, \phi=[0:30:150]^\circ \}$, contrainte de TOS fixée à -15 dB



Il faut également noter que les pertes intrinsèques restent contenues avec ce concept hybride. Dans les cas précédents, l'efficacité totale de l'antenne hybride est comprise entre 40 et

66% suivant les directions. Cette valeur d'efficacité est calculée en comparant les gains réalisés mesurés aux directivités simulées dans la direction objectif. Elle intègre donc toutes les pertes du panneau, des déphaseurs, connectiques, etc...

III.3.2 - Excitations multiples

Les cas traités précédemment s'intéressaient au balayage d'un faisceau suivant l'angle Φ . La direction choisie pour l'angle de pointage $\theta=60^\circ$ est celle qui correspond au maximum de directivité. Au-delà, le gain décroît rapidement. Avec la configuration précédente, nous avons essayé, en simulation uniquement, de fixer un objectif de rayonnement dans la direction $\{\theta=85^\circ, \phi=90^\circ\}$. Les résultats de synthèse nous ont permis d'obtenir la cartographie de la Figure 129 et le diagramme de rayonnement de la Figure 132. Les ondes se couplent difficilement sur les autres accès parasites et le gain intrinsèque atteint 4.8 dB dans la direction voulue.

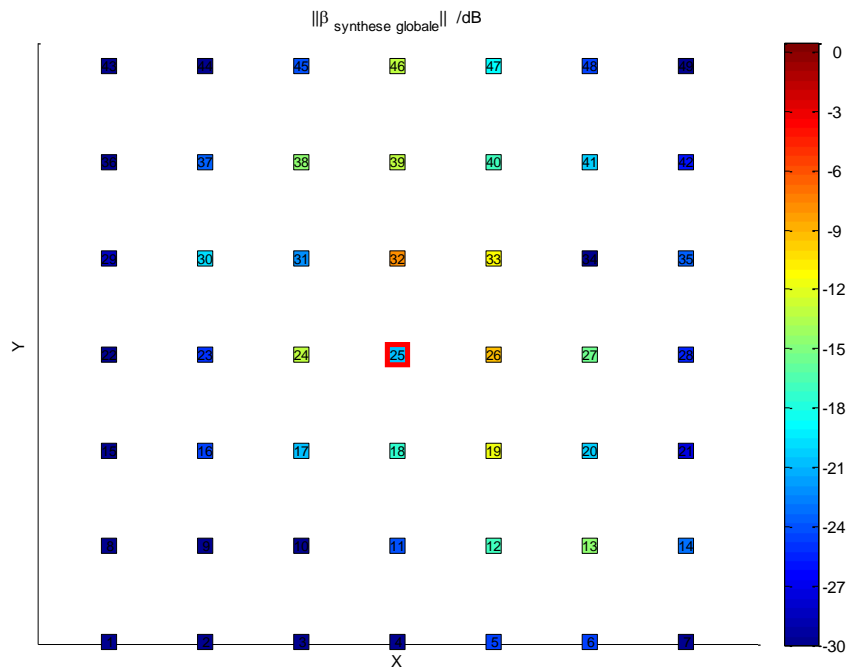


Figure 129 : Cartographie des ondes couplées dans les ports pour un objectif de pointage dans la direction $\{\theta=85^\circ, \phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz, un seul port excité.

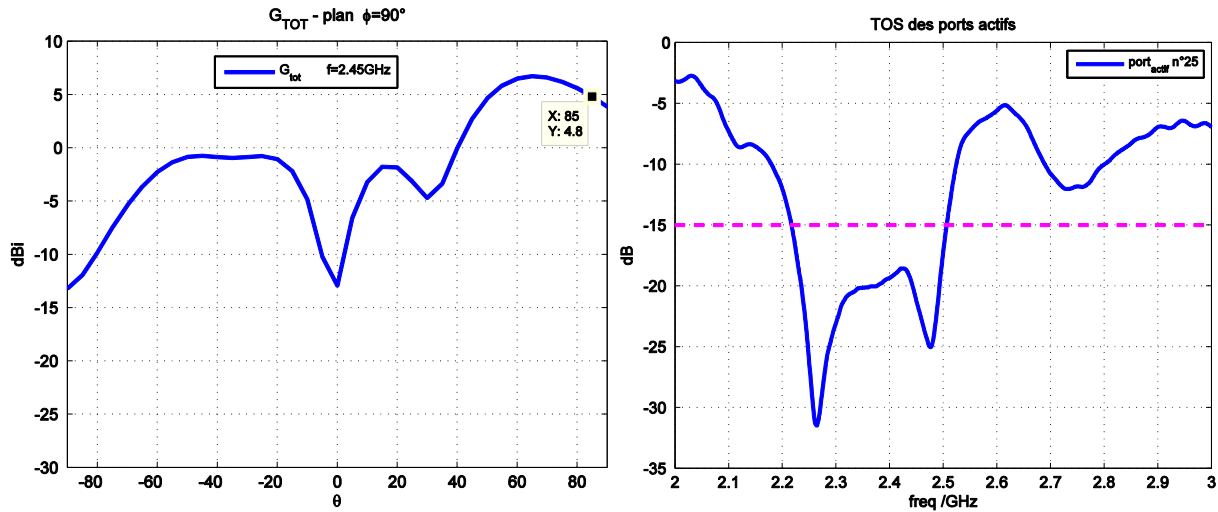


Figure 130 : Diagramme de rayonnement simulé et adaptation pour un objectif de pointage dans la direction $\{\theta=85^\circ, \phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz, un seul port excité

Nous avons donc cherché à évaluer l'intérêt d'une excitation multiple sur ce point.

Pour cela, nous avons considéré une distribution où quatre éléments sont excités sur le panneau. Ils sont encadrés en rouge sur la Figure 131. L'objectif de rayonnement a été fixé pour obtenir un gain intrinsèque maximum dans la direction $\{\theta=85^\circ, \phi=90^\circ\}$. Le TOS actif est contraint à -15 dB sur les 4 ports excités. La cartographie des ondes couplées dans les ports est donnée sur la Figure 131.

Nous pouvons voir une contribution plus forte des éléments parasites en périphérie par rapport à un cas monoexcitation. Seuls quelques éléments ont des contributions inférieures à -15 dB. Pour ce cas, nous avons comparé le diagramme de directivité mesuré à celui simulé. Ceux-ci sont présentés sur la Figure 132. Un excellent accord est observé avec seulement 0.7 dB d'écart sur la directivité maximale, qui atteint 13.8 dB en mesures.

En ce qui concerne le gain réalisé maximum, celui-ci chute à 7.59 dB. Ce résultat est logique car il intègre les pertes des déphaseurs en transmission (~ 3.5 dB) et les pertes d'insertions du diviseur une voie vers quatre avec les cordons SMA (~ 0.7 dB). Les 2 dB restants correspondent aux pertes intrinsèques du panneau et des déphaseurs en réflexion. Ce sont les déphaseurs en transmission qui sont le plus pénalisants sur ce niveau de pertes globales, comme prévu dans le chapitre 3.

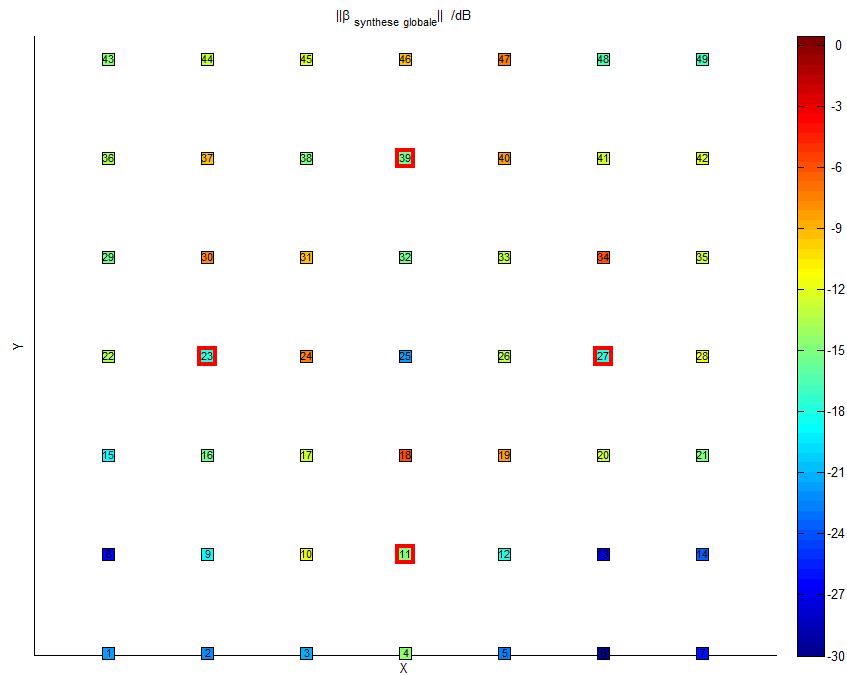


Figure 131 : Cartographie des ondes couplées dans les ports pour un objectif de pointage dans la direction $\{\theta=85^\circ, \phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz

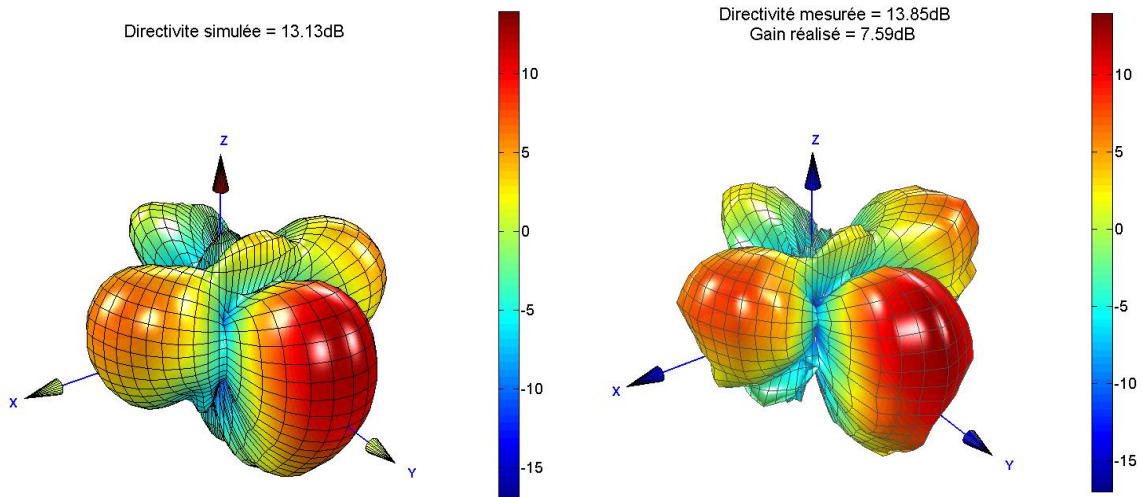


Figure 132 : Comparaison des diagrammes de directivité. Simulation (à gauche) et mesures (à droite) à la fréquence de 2.45 GHz.

Le résultat est néanmoins intéressant par rapport au cas monoexcitation qui n'atteint que 4.8 dB dans cette direction, avec un lobe moins bien formé.

Nous pouvons aussi souligner une aptitude intéressante en raisonnant sur le gain intrinsèque. En observant la Figure 133 qui compare les diagrammes de rayonnement mesurés (en gain réalisé) et simulés (en gain intrinsèque), nous constatons qu'un gain intrinsèque supérieur à 10.5 dB est obtenu dans la direction $\{\theta=85^\circ, \phi=90^\circ\}$. Ce niveau de gain intrinsèque n'était pas accessible avec la solution mono-excitation où le gain intrinsèque maximum est de l'ordre de 5 dB. Dans l'hypothèse où des déphaseurs en transmissions à très faibles pertes seraient disponibles, des performances intéressantes peuvent être atteintes sur de tels objectifs.

Pour finir cette étude, nous indiquons la courbe d'adaptation mesurée à l'entrée du coupleur ainsi que les TOS actifs simulés sur la Figure 134 conformes aux contraintes fixées.

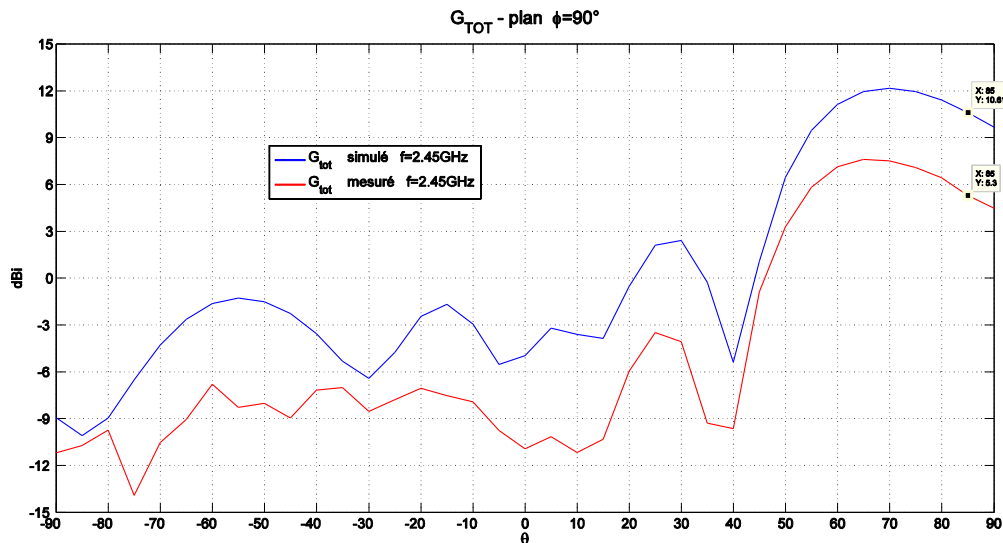


Figure 133 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés (en gain intrinsèque, bleu) et mesurés (gain réalisé, rouge) à la fréquence de 2.45 GHz, dans le plan $\phi=90^\circ$

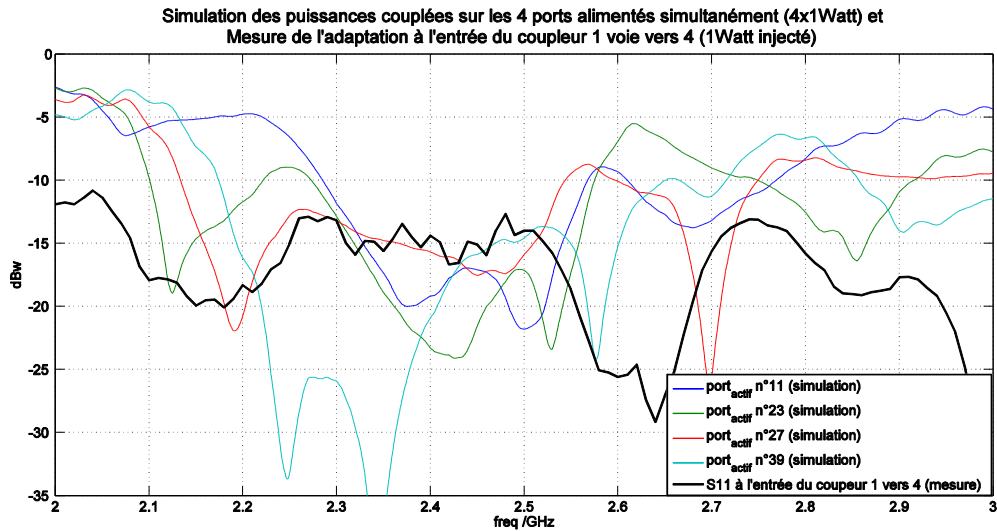


Figure 134 : Evolution fréquentielle des TOS actifs simulés pour les quatre ports excités et adaptation à l'entrée du diviseur 1 voie vers 4.

III.4 - Aptitude à la formation de faisceaux complexes

Pour compléter l'étude expérimentale de l'antenne hybride, nous effectuons 2 tests d'aptitude à la réalisation d'un rayonnement à 2 faisceaux et d'un rayonnement sectoriel.

III.4.1 - Configuration bifaisceaux

Dans ce premier scénario, nous étudions la possibilité de former deux faisceaux simultanément dans les directions $\{\theta=65^\circ, \Phi=0^\circ; \theta=50^\circ, \Phi=135^\circ\}$, avec un TOS contraint à -15 dB entre 2.4 et 2.5 GHz. Nous choisissons volontairement des directions différentes en élévation pour évaluer l'aptitude des éléments parasites à stimuler les contributions des couplages. Pour cette configuration, nous resterons en mono-excitation. Par rapport aux résultats du début de ce chapitre, nous avons vu que l'augmentation du nombre d'éléments pouvait diminuer l'aptitude à réaliser les objectifs de rayonnement étant donné qu'il faut accepter de perdre des degrés de liberté pour contrôler le TOS actif. La formation de faisceau voulue ici étant complexe, nous souhaitons éviter cette contrainte, même si un compromis est possible pour optimiser la bande passante et la formation de faisceau.

La cartographie des ondes couplées est présentée sur la *Figure 135* où les éléments parasites sont fortement sollicités, à l'exception de la couronne périphérique du panneau.

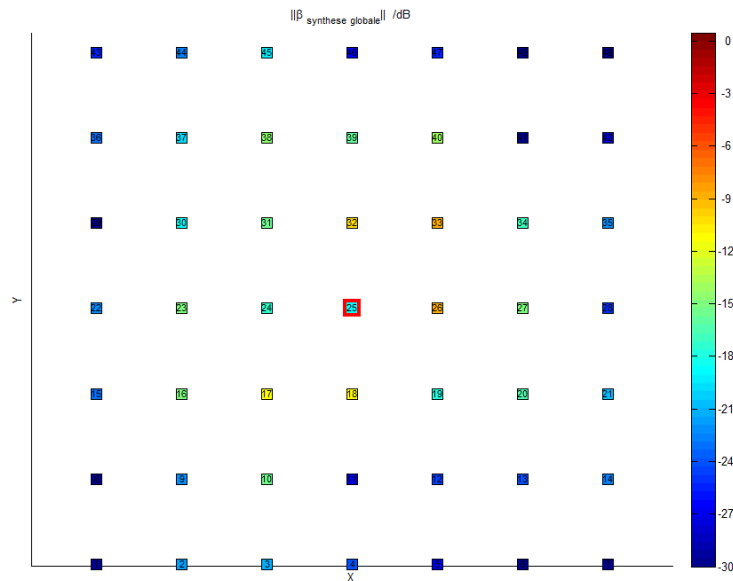


Figure 135 : Cartographie des ondes couplées dans les ports pour un objectif de pointage dans les directions $\{\theta=65^\circ, \Phi=0^\circ; \theta=50^\circ, \Phi=135^\circ\}$ à 2.45 GHz

Le diagramme de directivité à 2.45 GHz a été mesuré. Il est comparé à celui simulé sur la Figure 136. Un bon accord est observé avec un écart de 0.9 dB sur la directivité maximale. Les pertes intrinsèques sont de l'ordre de 2.7 dB, le système étant adapté conformément à ce qui est observé sur la Figure 137. L'efficacité totale est de 54%.

La bande passante à -10 dB est relativement importante, de l'ordre de 430 MHz. En observant les plans de coupe correspondant aux deux faisceaux sur les Figure 138 et Figure 139, nous pouvons constater que la formation du faisceau dans le plan $\phi=0^\circ$ présente un écart d'environ 1 dB sur le gain dans la direction voulue ($\theta=65^\circ$). L'autre plan est conforme.

Ce cas montre donc une bonne aptitude de l'antenne hybride à réaliser des faisceaux complexes.

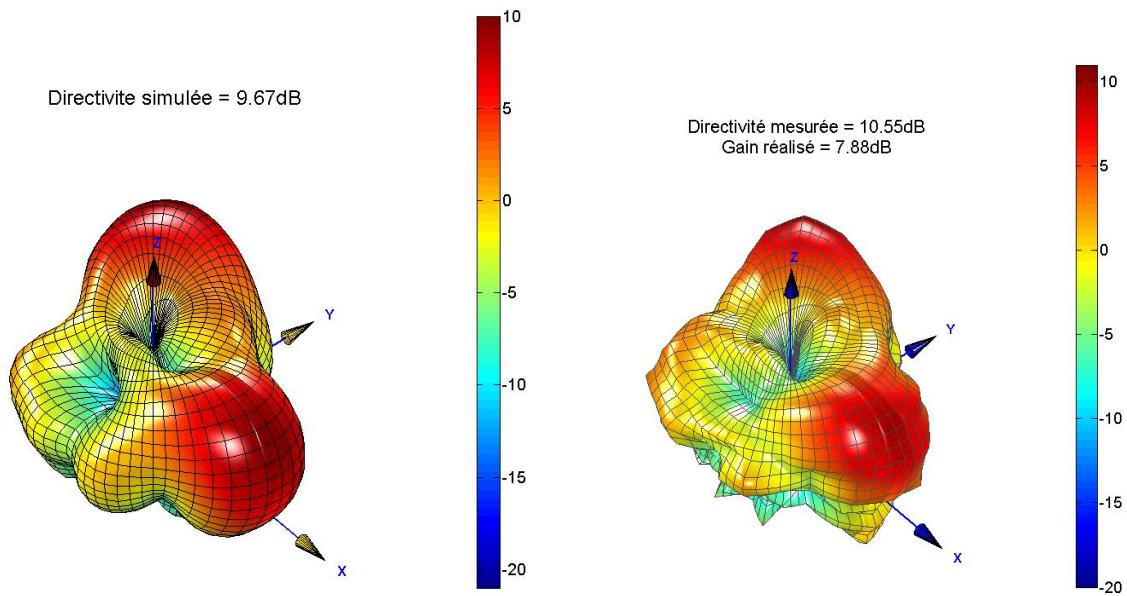


Figure 136 : Comparaison des diagrammes de directivité simulée (à gauche) et mesurée (à droite) à la fréquence de 2.45 GHz pour la configuration à 2 faisceaux

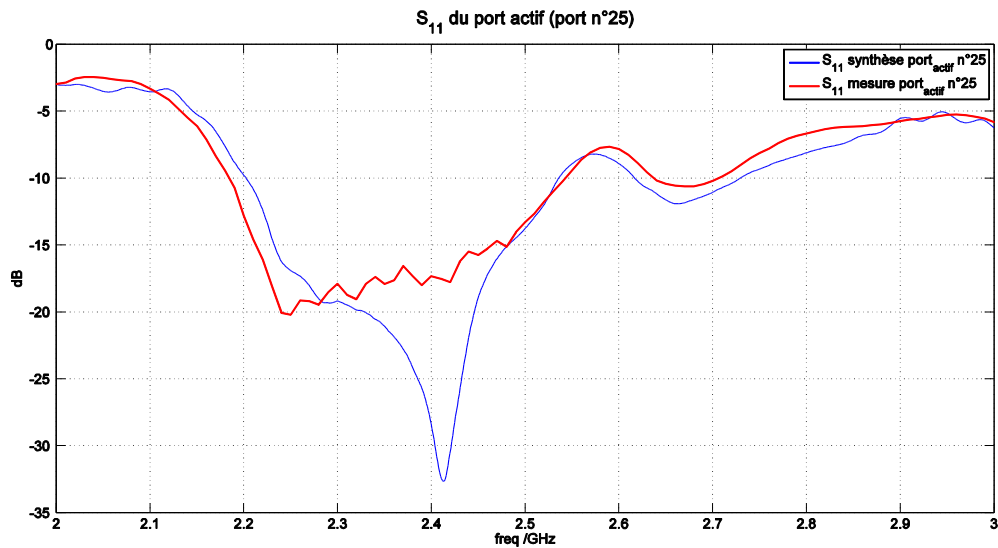


Figure 137 : Comparaison du TOS actif simulé (en bleu) et mesuré (en rouge), à 2.45 GHz.

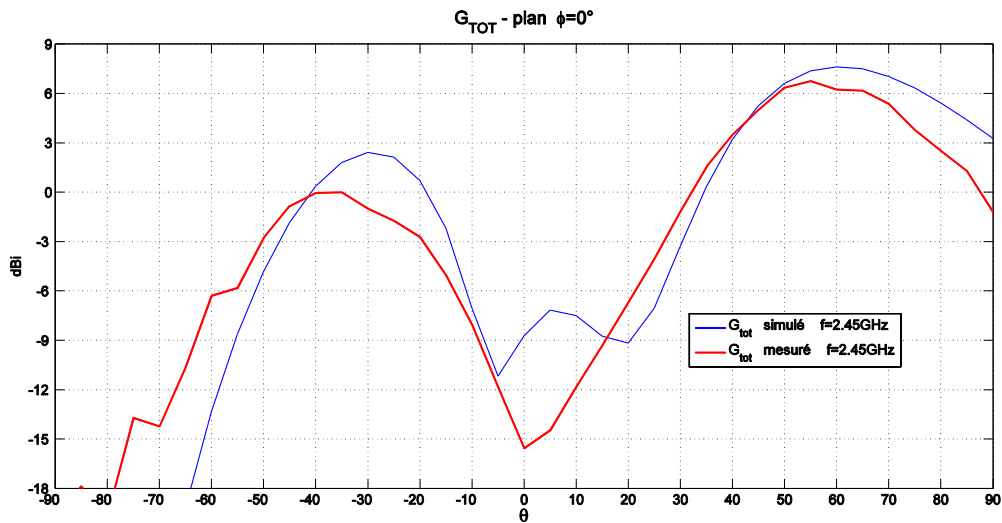


Figure 138 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés en gain (bleu) et mesurés (rouge) à la fréquence de 2.45 GHz, dans le plan $\phi=0^\circ$

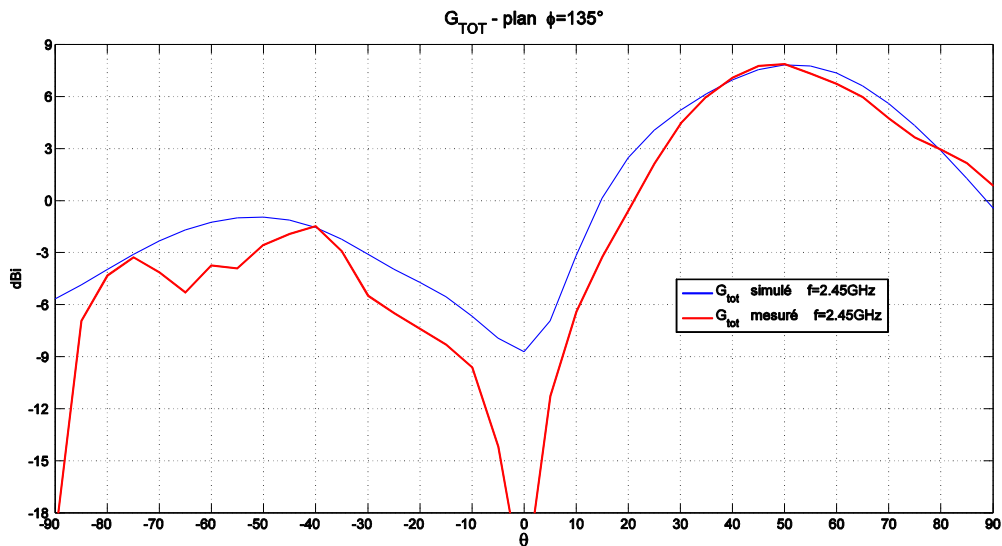


Figure 139 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés en gain (bleu) et mesurés (rouge) à la fréquence de 2.45 GHz, dans le plan $\phi=135^\circ$

III.4.2 - Configuration sectorielle

Pour finir, nous allons nous intéresser au cas d'une formation de faisceau sectoriel. Pour cela, l'objectif de rayonnement est fixé par les couples de directions $\{\theta, \phi\}$ indiqués dans le tableau 8, et pour lesquelles le gain intrinsèque doit être maximisé. La contrainte de TOS actif est fixée à -15 dB entre 2.3 et 2.5 GHz. La cartographie des ondes couplées est donnée sur la Figure 140, où

l'on constate une sollicitation privilégiée des éléments parasites suivant l'axe où le secteur est formé. Les valeurs de gain intrinsèques obtenues à l'issue de la synthèse sont dans le tableau 8.

θ	ϕ	Directivité (dBi)	Gain intrinsèque (dB)
60	60	9.8	8
60	75	10.0	8.2
60	90	9.5	7.6
60	105	9.5	7.6
60	120	9.8	7.9

Tableau 8 : Directions de pointage définies comme objectif et résultats de la synthèse en gain intrinsèque.

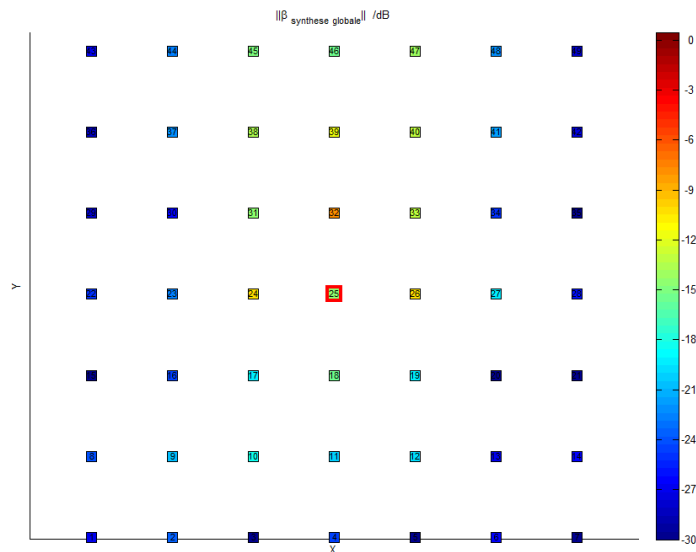


Figure 140 : Cartographie des ondes couplées dans les ports pour un objectif de pointage sectoriel à 2.45 GHz

Le diagramme de directivité à 2.45 GHz a été mesuré. Il est comparé à celui simulé sur la Figure 141. De la même façon, un très bon accord est observé, avec 0.2 dB d'écart sur la directivité maximale. Le niveau de TOS actif est aussi donné sur la Figure 142, où une bonne similitude est visible sur toute la bande de fréquence. En observant les plans de coupe du diagramme sur la Figure 143 et Figure 145, nous observons cependant quelques disparités sur les niveaux de gains, allant de 0.2dB à 2 dB d'écart dans la direction de pointage voulue. L'efficacité totale est de 51%. Cette expérience s'avère satisfaisante.

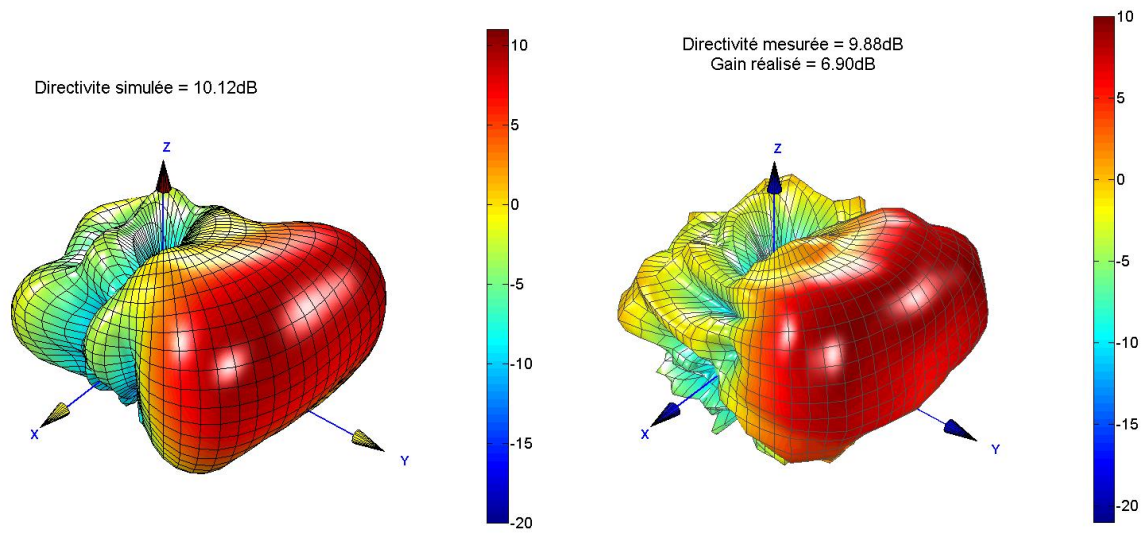


Figure 141 : Comparaison des diagrammes de directivité. Simulation (à gauche) et mesures (à droite) à la fréquence de 2.45 GHz pour la configuration à 2 faisceaux

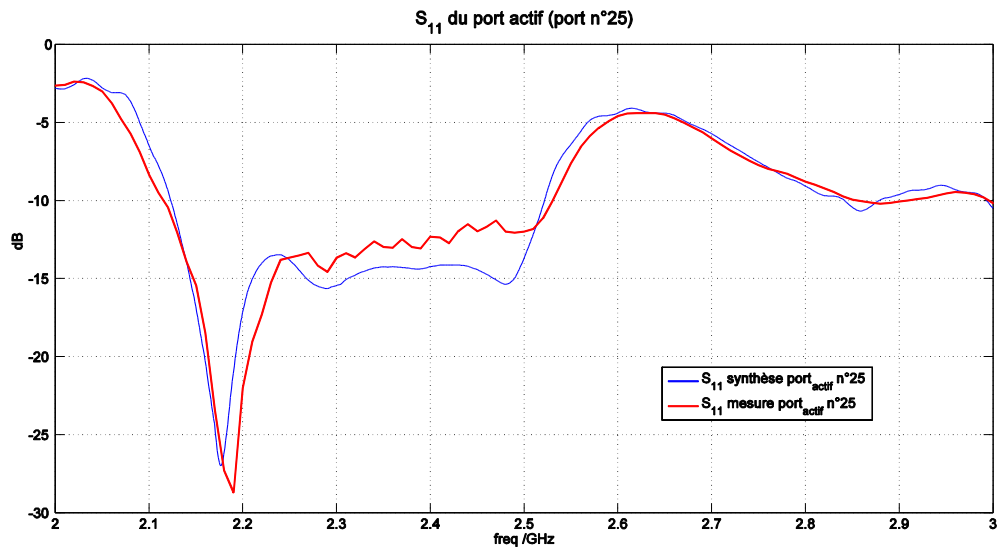


Figure 142 : Comparaison du TOS actif simulé (en bleu) et mesuré (en rouge), à 2.45 GHz.

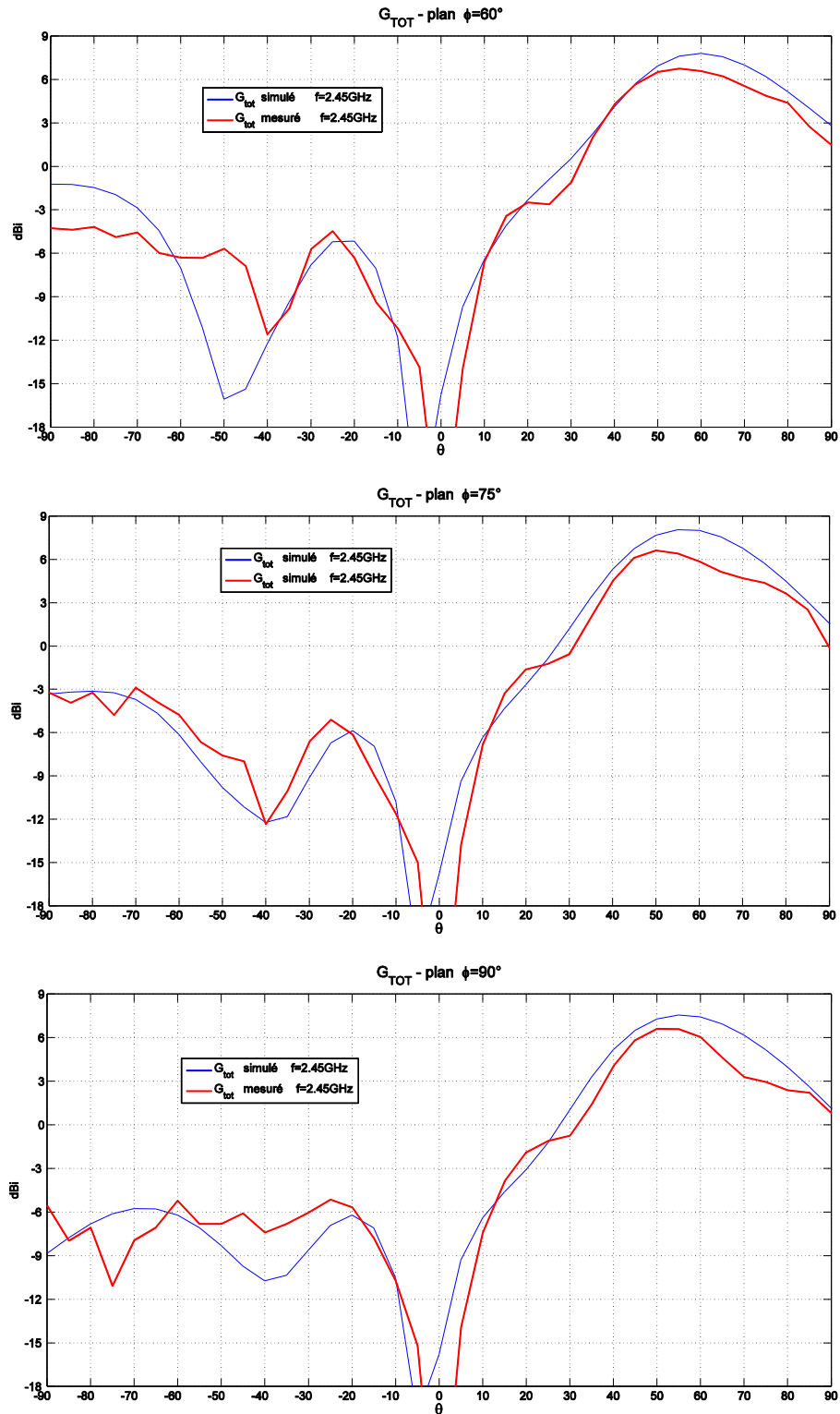


Figure 143 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés en gain (bleu) et mesurés (rouge) à la fréquence de 2.45 GHz, dans les plans ϕ où les objectifs ont été fixés.

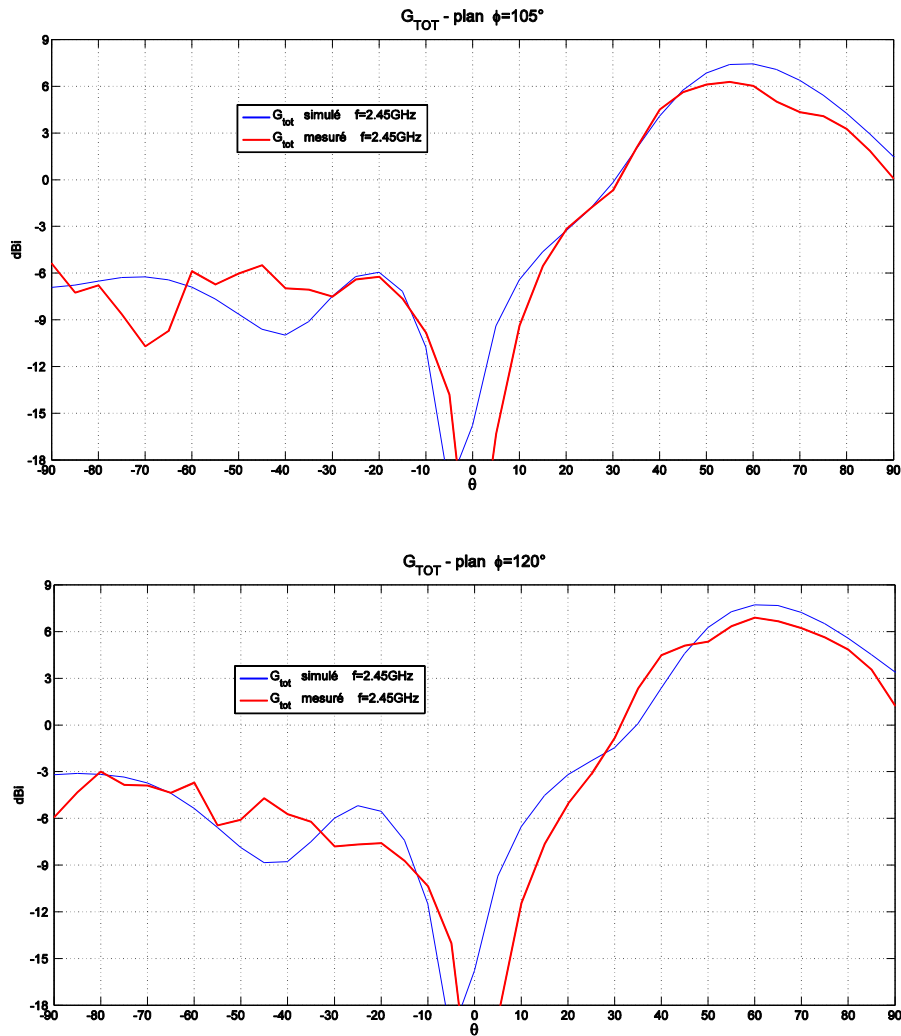


Figure 144 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés en gain (bleu) et mesurés (rouge) à la fréquence de 2.45 GHz, dans les plans ϕ où les objectifs ont été fixés.

Des faisceaux sectoriels pourraient aussi être adressés en configuration multiexcitations. Nous donnons un exemple de diagramme obtenu (simulation uniquement) avec la configuration à 4 éléments excités vus précédemment. L'objectif de rayonnement est fixé par 9 directions équiréparties entre $\phi=30$ et $\phi=150^\circ$, l'angle θ est maintenu à 60° . Le TOS actif est contraint à -15 dB entre 2.3 et 2.5 GHz. Le diagramme de directivité 3D est donné sur la Figure 145 et les niveaux de TOS actifs sont présentés sur la Figure 146. Une directivité moyenne de 8 dB est obtenue et le

gain intrinsèque est compris entre 6.5 et 7.7 dB. L'ouverture angulaire du secteur est donc plus grande que dans le cas mono-excitation avec un gain intrinsèque similaire.

L'augmentation du nombre d'excitations a donc un intérêt pour apporter une certaine souplesse dans le compromis formation de faisceaux / nombre de contrôles.

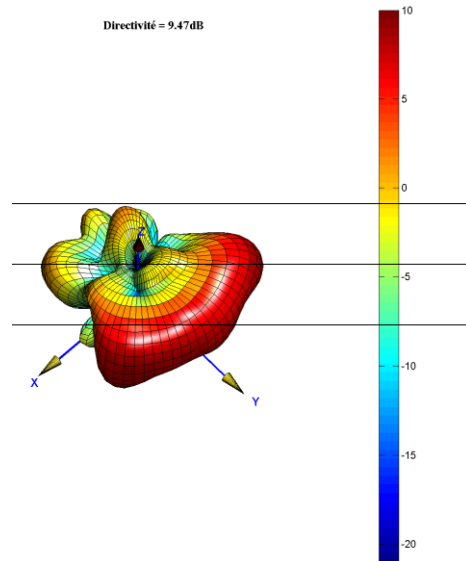


Figure 145 : Diagrammes de directivité obtenus en simulation pour couvrir un secteur - Optimisation avec 4 éléments excités à la fréquence de 2.45 GHz

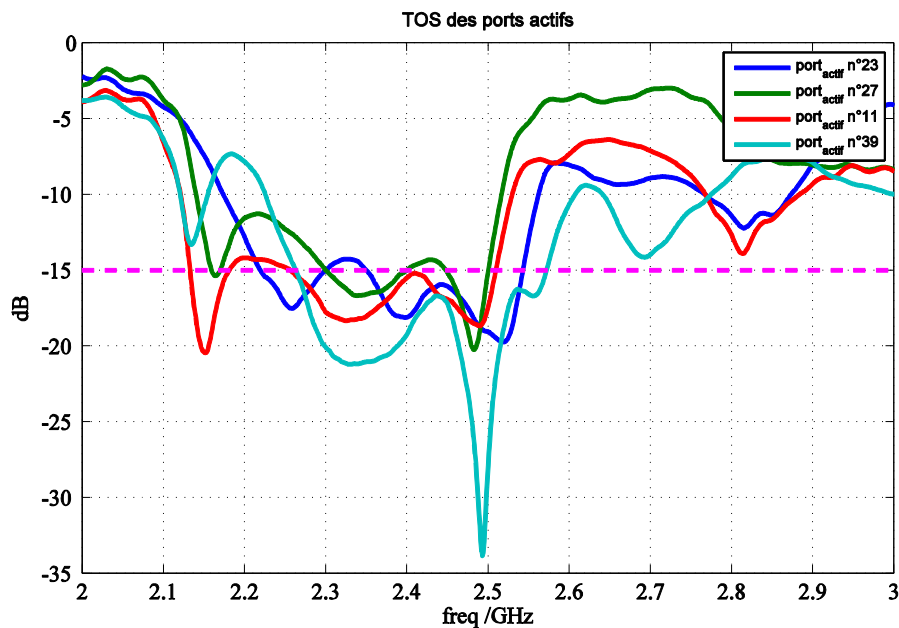


Figure 146 : TOS actifs simulés pour la configuration sectorielle avec 4 éléments excités à 2.45 GHz.

IV - Conclusion

Ce chapitre a abordé la mise en œuvre expérimentale du prototype de l'antenne hybride.

La première partie du chapitre a montré quelles étaient les performances accessibles avec la maquette constituée d'un panneau de monopoles. Nous avons vu qu'il existait un compromis entre le nombre d'éléments excités et la réalisation d'un objectif de rayonnement lorsqu'il intègre des contraintes sur le TOS actif. En effet, les charges réactives des éléments parasites agissent comme des degrés de libertés pour satisfaire la formation de faisceaux mais aussi l'adaptation des éléments excités, sans ajouter d'autres éléments que le déphaseur en transmission, présent sur toutes ces architectures d'antennes. Si le nombre d'éléments excités est trop élevé, les problématiques de TOS actif sont trop complexes à résoudre. Il faut donc évaluer le nombre d'éléments le plus adéquat en fonction du scénario envisagé et de la contrainte fixée sur le TOS actif et la bande de fréquence.

La seconde partie du chapitre a été consacrée à différentes expérimentations pour valider le concept de l'antenne hybride, sur des cas où un seul ou plusieurs éléments sont alimentés. Les démonstrations ont permis de montrer de bonnes aptitudes au dépointage et à la formation de faisceaux complexes, comme des faisceaux simultanés dans des directions différentes ou des faisceaux sectoriels.

Pour ces différents cas, nous avons pu constater les fortes contributions des éléments parasites. Malgré les pertes intrinsèques des matériaux et des déphaseurs en réflexion, des efficacités totales en moyenne supérieures à 50% ont été observées sur les configurations mono-excitation.

Nous avons vu que les configurations multiexcitations ont une efficacité totale plus faible en raison des pertes en transmission des déphaseurs associés aux éléments excités. Cependant, des aptitudes intéressantes ont été identifiées en considérant le niveau de gain intrinsèque. Des améliorations sur ce point pourraient être envisagées en utilisant des déphaseurs à MEMS par exemple.

Pour conclure, nous avons démontré la grande souplesse de reconfiguration accessible avec ces architectures hybrides, sans avoir à utiliser des circuits de formation de faisceaux complexes, encombrants et coûteux. Le système utilise les éléments parasites pour gérer le TOS actif, ce qui évite l'ajout d'un circuit supplémentaire et donne une grande généricité à ces solutions. Ces résultats

permettent d'envisager des applications multiples sur des applications où le compromis performances/complexité/coût doit rester contenu.

Conclusion générale et
perspectives

Ces travaux de thèse avaient pour but la mise en œuvre et la validation d'un nouveau concept d'antenne reconfigurable simplifié à travers le développement d'une architecture hybride. L'intérêt de ce concept est de proposer une alternative plus générique, moins complexe et moins coûteuse que les solutions actuelles. Les applications pourraient être nombreuses étant donné qu'il est peu réaliste d'envisager un développement d'antennes reconfigurables pour des applications de masse avec les technologies actuelles.

En effet, nous avons vu dans le premier chapitre que les réseaux périodiques possédaient de nombreuses contraintes de mise en œuvre et de coût en raison de la nécessité de circuits de formation de faisceaux très complexes. Ces solutions souffrent de problématiques de TOS actif qui nécessitent l'ajout de calculateurs ou isolateurs sur les voies RF. Pour tenter de réduire le nombre de contrôles sans pour autant sacrifier les performances, nous avons montré que des alternatives sont proposées dans l'état de l'art. Elles reposent essentiellement sur le développement de réseaux lacunaires ou aperiodique. Dans ces structures, certains éléments sont enlevés, ou disposés sur des grilles non périodiques. A dimension d'ouverture équivalente avec un réseau classique, l'optimisation repose alors sur la distribution spatiale des éléments pour créer des degrés de liberté. Bien que potentiellement très intéressantes, ces approches ont cependant du mal à se développer en raison d'une mise au point très complexe, faisant appel à des algorithmes d'optimisation compliqués et/ou des approximations sur la prise en compte des couplages.

Afin de proposer une alternative innovante, nous avons étudié une solution qui s'apparente à une hybridation de réseau lacunaire et d'antenne à éléments parasites. Le principe de fonctionnement repose sur l'excitation d'une faible quantité d'éléments rayonnants par des voies RF, ceux-ci se couplant avec des éléments parasites. L'intérêt de l'approche repose sur l'utilisation de grilles périodiques et d'éléments identiques. La subtilité se situe au niveau de l'ajout de charges réactives à chaque élément parasite, afin de gérer le coefficient de réflexion et ainsi profiter de la diffusion des couplages sur le panneau. Cette solution innovante a pu être mise en œuvre en s'appuyant sur des outils développés dans le laboratoire et qui sont généralisés aux antennes à multiéléments rayonnants. Dans le deuxième chapitre, une étude sur les potentialités de l'antenne hybride a été menée. Celle-ci a fait ressortir la possibilité de fortement réduire le nombre d'éléments excités sans trop dégrader les performances. Cette réduction est possible grâce aux degrés de libertés offerts par la présence des éléments parasites et de leurs charges réactives. Il est alors possible de stimuler le couplage des ondes sur le panneau pour améliorer l'efficacité de l'antenne,

contrairement au réseau lacunaire où les lacunes posent des problèmes d'efficacité. Cette étude a permis de montrer qu'il était nécessaire d'utiliser des éléments fortement couplés. D'un point de vue conceptuel, l'augmentation des couplages interéléments est un problème dans les réseaux classiques car elle entraîne de fortes problématiques de TOS actif. Ici, l'approche mise en œuvre a permis de démontrer qu'il était tout à fait possible de réduire le nombre d'éléments excités et d'adapter simultanément l'antenne sur des bandes passantes convenables par rapport à la nature des éléments rayonnants (4 à 10% suivant les cas). Cette adaptation est elle aussi gérée par les éléments parasites et des déphaseurs en transmission lorsque plusieurs voies sont excités. Il a aussi été montré qu'un nombre d'éléments excités important pouvait poser des difficultés car, en procédant de la sorte, nous enlevons des degrés de libertés au système. Il peut alors être compliqué de maintenir l'adaptation du système globale. Les différents cas traités ont permis de montrer qu'un nombre d'éléments excités de l'ordre de 15% semblait être un bon compromis. Il faut aussi souligner que des performances correctes sont atteintes lorsque l'antenne est configurée avec une seule excitation, ce qui revient à réaliser une antenne à éléments parasites en deux dimensions. Le concept a montré des aptitudes au dépointage et à la formation de faisceaux complexes (lobes simultanés ou sectoriels). Pour ces cas, nous avons aussi pu voir que l'ajout d'éléments excités, même s'il complique l'optimisation des TOS actifs, permettait souvent d'améliorer la formation de faisceaux. Le compromis nombre d'éléments-performances est donc à optimiser en fonction des scénarios applicatifs. Au final, l'architecture hybride semble offrir un compromis intéressant entre performances, nombre de voies RF et complexité qui peut mener à des développements peu coûteux.

Dans le chapitre 3, nous avons défini les différentes briques constitutives de l'architecture hybride afin d'aller jusqu'au développement d'une preuve de concept. Pour cela, une solution basée sur un panneau de 49 monopoles fonctionnant autour de 2.45 GHz a été développée. Pour simplifier la mise en œuvre et offrir une grande polyvalence, le prototype de laboratoire réalisé est entièrement connecté. De plus, l'accent a été mis sur la caractérisation de toutes les briques pour mener à bien les expérimentations : éléments rayonnants, déphaseurs en réflexion et transmission, ainsi que les diviseurs. Pour cela, les moyens du laboratoire et du CRT Cisteme ont été mis à profit et ont permis d'extraire l'ensemble des caractéristiques mesurées des briques au format TouchStone, pour une utilisation dans la procédure de synthèse si besoin.

Dans le chapitre 4, les mesures effectuées ont permis de valider complètement le concept en observant une très bonne concordance simulations-mesures pour des cas de dépointages ou de formation de faisceaux, qu'un seul ou plusieurs (quatre) éléments soient excités dans notre panneau de 49 monopoles.

A partir de ces résultats, les perspectives sont nombreuses.

Tout d'abord, certaines améliorations sont possibles sur la procédure de synthèse. Jusqu'ici, nous nous sommes contentés de maximiser un objectif de gain dans un panel de directions. Cependant, nous n'avons pas cherché à contraindre le niveau de lobes secondaires, ou à imposer des contraintes de polarisations.

Au niveau de l'architecture de l'antenne, il pourrait être pertinent d'évaluer les performances en utilisant des types d'éléments rayonnants différents, pour répondre à des problématiques multi-bandes, diversité de polarisation, etc...

Un autre point intéressant concerne l'utilisation d'une autre technologie pour les déphaseurs en transmission, afin de réduire les pertes d'insertions. De même, la gestion du TOS actif par les éléments parasites devrait ouvrir la porte à des investigations au niveau de l'ajout d'éléments actifs sur les voies excités. Il serait pertinent d'insérer des amplificateurs afin de montrer qu'il est possible de convertir ce système en antenne active sans avoir à rajouter des isolateurs derrière chaque élément excité.

Bien évidemment, il faudrait aussi adresser les problématiques d'intégration pour montrer un prototype plus compact que ce premier démonstrateur de laboratoire. Il est aussi pertinent de commencer à étudier des technologies permettant une montée en fréquence.

D'un point de vue applicatif, une telle architecture pourrait apporter des solutions sur des problématiques de formations de faisceaux sur des applications de type 5G par exemple. Il ne s'agit pas ici de se positionner au niveau de la station de base, mais plutôt au niveau des "small cells" qui vont être multipliées dans cette prochaine génération de réseaux de télécommunications. D'autres voies sont aussi possibles pour une utilisation en tant que réseau focal ou en tant que station sol pour des communications par satellite.

LISTE DES TRAVAUX PUBLIES PENDANT LA THESE

- [1] **C. Menudier, E. Arnaud, M. Thevenot, F. Fezai, A. Oueslati, N. Chevalier, S. Reynaud, T. Monediere**, “Synthesis of Multi-Element Antennas using a Measurement Test Bench”, Proceedings of the 45th European Microwave Conference, Paris, France, 6-11 September, 2015.
- [2] **A. Oueslati, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere**, “Potentialities of Hybrid Arrays with Parasitic Elements”, Antennas and Propagation (EUCAP), 8th European Conference on, The Hague, 6-11 April 2014. Doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902151.
- [3] **C. Menudier, M. Thevenot, F. Fezai, A. Oueslati**, “Design and Analysis of Coupled Multi-Element Antennas with MATLAB and CST MWS”, CST European User Conference, Berlin, 7-9 May 2014.

Annexes

Annexe 1

Détermination du couplage mutuel

I. Méthodes analytiques pour la détermination du couplage mutuel

Nous avons consacré un effort à trouver au moins une méthode analytique permettant d'estimer le couplage mutuel pour un réseau d'antenne donné. L'approche développée par Bailey [1] semble pertinente. L'auteur a développé une formulation, illustrée dans [2], permettant l'estimation numérique du couplage mutuel entre deux ouvertures dans un même plan de masse. Cette formule a été améliorée plus tard par Mehta et Lager [3]. La clé de cette méthode analytique peut être résumée comme suit. Le principe revendiqué est le suivant : au lieu de calculer les couplages mutuels entre toutes les ouvertures (éléments rayonnants) dans un réseau, il suffit de calculer quelques échantillons et leurs couplages mutuels pour estimer les autres. Il s'agit d'une interpolation en deux dimensions (2D) permettant la détermination de l'admittance mutuelle $Y_{\{m,n\}_o,\{m,n\}_q}$ entre le mode $\{m,n\}_o$ lié à l'ouverture de référence et le mode $\{m,n\}_q$ correspondant à une ouverture quelconque, illustré par l'équation suivante :

$$Y_{\{m,n\}_o,\{m,n\}_q} = \left\{ \begin{array}{l} \left[A_1 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right) + A_2 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right)^2 + A_3 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right)^3 \right] \cos^2(\phi) + \\ \left[A_4 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right) + A_5 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right)^2 + A_6 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right)^3 \right] \sin^2(\phi) + \\ \left[A_7 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right) + A_8 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right)^2 + A_9 \left(\frac{1}{k_0 r_q} \right)^3 \right] \sin^2(2\phi) \end{array} \right\} e^{-jk_0 r_q} \quad \text{Équation 1}$$

L'équation 1 est définie en fonction des coordonnées cylindriques (r, ϕ) comme montré sur la figure 2 où « r » représente la séparation entre deux ouvertures, ϕ est l'angle azimutal, et $k_0 = 2\pi/\lambda$ avec λ est la longueur d'onde dans l'espace libre.

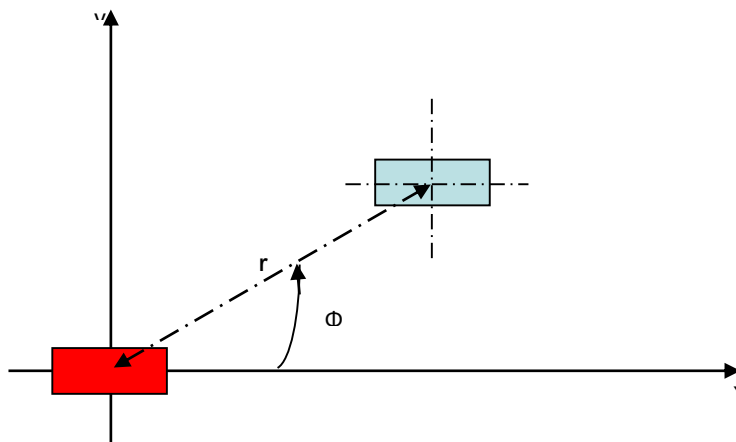


Figure 1 : Géométrie deux ouvertures dans le même plan de masse, le rectangle rouge désigne « l'ouverture référence »

La mise en œuvre de l'équation repose sur la détermination des 9 coefficients $A_1, A_2 \dots A_9$. Pour les déterminer un ensemble de 9 simulations de base doit être défini, en simulant des couples d'ouvertures, pour différentes positions possibles dans un réseau. Il faut bien entendu éviter les configurations symétriques. Un exemple de répartition couramment utilisé est décrit sur la figure 3. La détermination des 9 coefficients se fait en évaluant l'admittance mutuelle entre deux ouvertures de la manière suivante :

- 3 échantillons (évaluations) dans le plan $x=0$ ($\phi=0^\circ$), donnant les coefficients A_4, A_5 et A_6 ;
- 3 échantillons dans le plan $y=0$ ($\phi=90^\circ$), donnant les coefficients A_1, A_2 et A_3 ;
- 3 échantillons intermédiaires où $0^\circ < \phi < 90^\circ$, permettant déterminer les coefficients A_7, A_8 et A_9 .

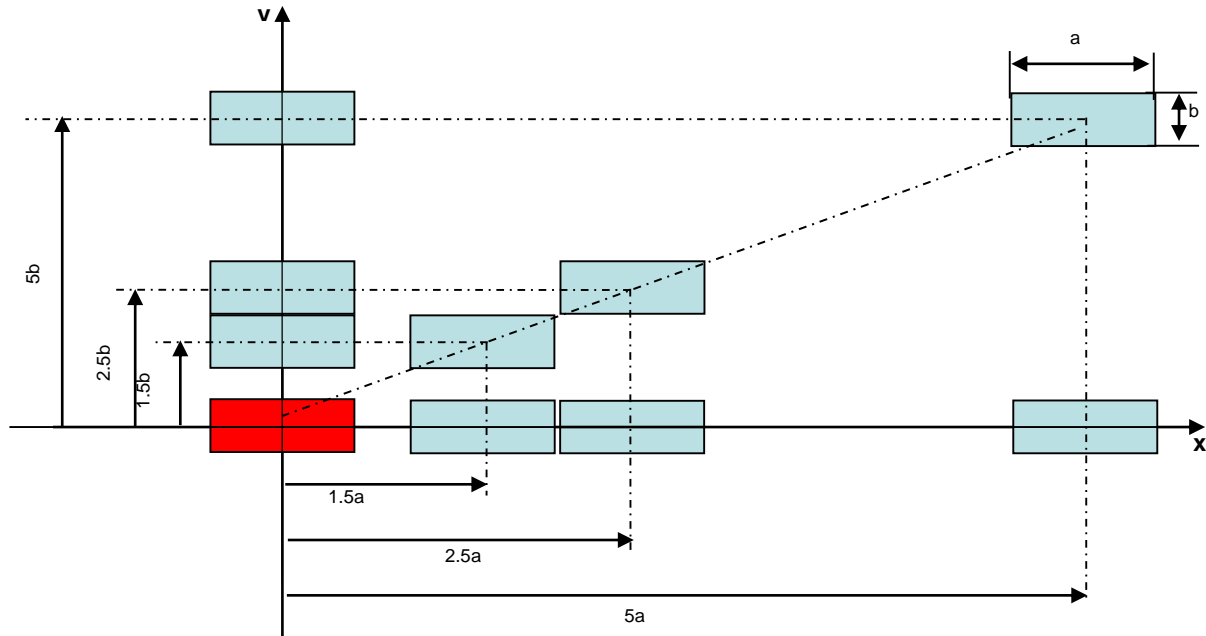


Figure 2 : Schéma type pour la détermination des 9 coefficients d'admittance

Pour améliorer ce système, une formulation alternative a été proposée par Sun [10] pour évaluer l'impédance mutuelle entre deux antennes patchs :

$$Z_{12} = \eta_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi} \sum_{n=-1/2, 0, 1, 2} \left\{ \left[\frac{1}{(k_0 r)^{n+1}} \right] \times \left[C_{n,0} + C_{n,2} \cos(2\phi) + C_{n,4} \cos(4\phi) \right] \right\} \quad \text{Équation 2}$$

Avec η_0 est l'impédance du vide. Les 12 coefficients $C_{n,m}$ dans la formule sont déterminés à partir des valeurs d'impédances mutuelles mesurées ou simulées en suivant la même stratégie que celle décrite précédemment par Bailey. L'angle d'azimute ϕ est dépendant de 3 composantes de Fourier (notamment une constante, $\cos(2\phi)$ and $\cos(4\phi)$). Cette interpolation a été testée sur un réseau de patch. Bien que des résultats précis semblent être obtenus dans [4], la validité de cette interpolation numérique est difficile à généraliser à tout type d'éléments rayonnants. Des variations autour de cette formulation ont été par la suite proposées, comme dans [5], par exemple. La formule est généralisée sous forme d'une série :

$$Z_{12} = \eta_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi} \sum_{n=-1/2, \dots, 2} \left\{ \left[\frac{1}{(k_0 r)^{n+1}} \right] \times \left[C_{n,0} + \sum_{m=1,2,\dots,p} C_{n,m} \cos(m\varphi) + \sum_{m=1,2,\dots,p} D_{n,m} \cos(m\varphi) \right] \right\} \quad \text{Équation 3}$$

II. Test des approches

Nous avons testé les approches de l'équation 1 et de l'équation 3.

Pour ce faire, nous avons choisi de considérer un réseau de guides d'ondes WR90 standard, fonctionnant dans la bande de fréquence X, de 8.2 à 12.4 GHz.

II.1. Evaluation du couplage mutuel avec l'approche de Bailey

La première étape de la validation consiste à déterminer les coefficients convenables en suivant [1] à la fréquence de 8.94 GHz où le guide d'onde est adapté. Ensuite, pour s'assurer de la robustesse des coefficients, nous évaluons l'admittance mutuelle entre deux ouvertures isolés pour différents espacements (centre à centre) notamment dans la direction $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ comme le montre la figure 3. Les "échantillons" correspondent à des simulations CST MWS. Les valeurs interpolées correspondent globalement bien à ces valeurs prises deux par deux. Par contre, ce cas ne reflète pas un réseau réel.

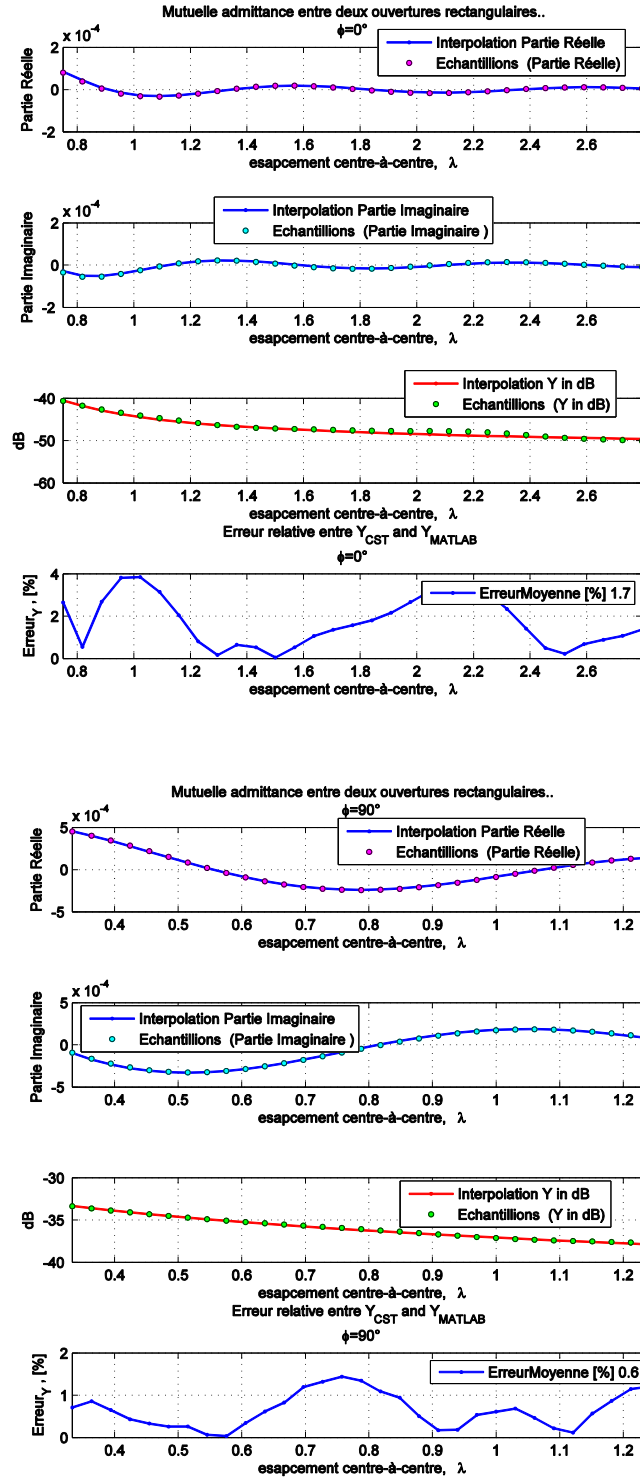


Figure 3 : Evaluation de l'admittance mutuelle entre deux ouvertures rectangulaires à la fréquence de travail 8.94 GHz

A partir des résultats obtenus, on remarque bien que l'interpolation apparait efficace dans la détermination de l'admittance mutuelle entre deux ouvertures isolées. En effet, l'erreur moyenne entre les valeurs déterminées depuis CST MWS et celles interpolées ne dépasse pas 1.7 % suivant l'axe X ($\Phi=0^\circ$) et 0.6 % dans la direction $\Phi=90^\circ$.

L'étape suivante a pour objectif d'évaluer l'admittance mutuelle dans un réseau complet de guides d'ondes comme indiqué sur la figure 4.

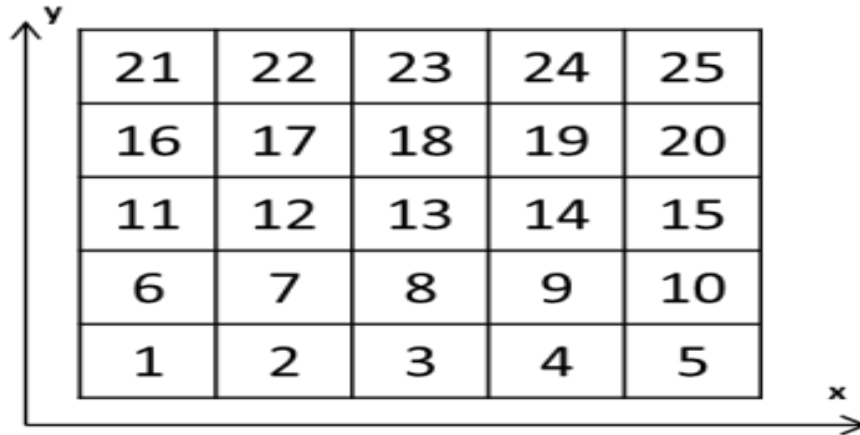


Figure 4 : Géométrie d'un réseau de guides d'ondes 5×5 , $dx=0.7 \lambda$; $Dy=0.35 \lambda$, la fréquence de fonctionnement est prise égale à 8,94 GHz

La figure 6 montre l'erreur en amplitude et en phase du couplage (S). L'erreur relative en amplitude est de l'ordre de 4% en moyenne et atteint 19 % au maximum. En ce qui concerne la phase, l'erreur est d'environ 13° en moyenne et arrive à 344.8° au maximum.

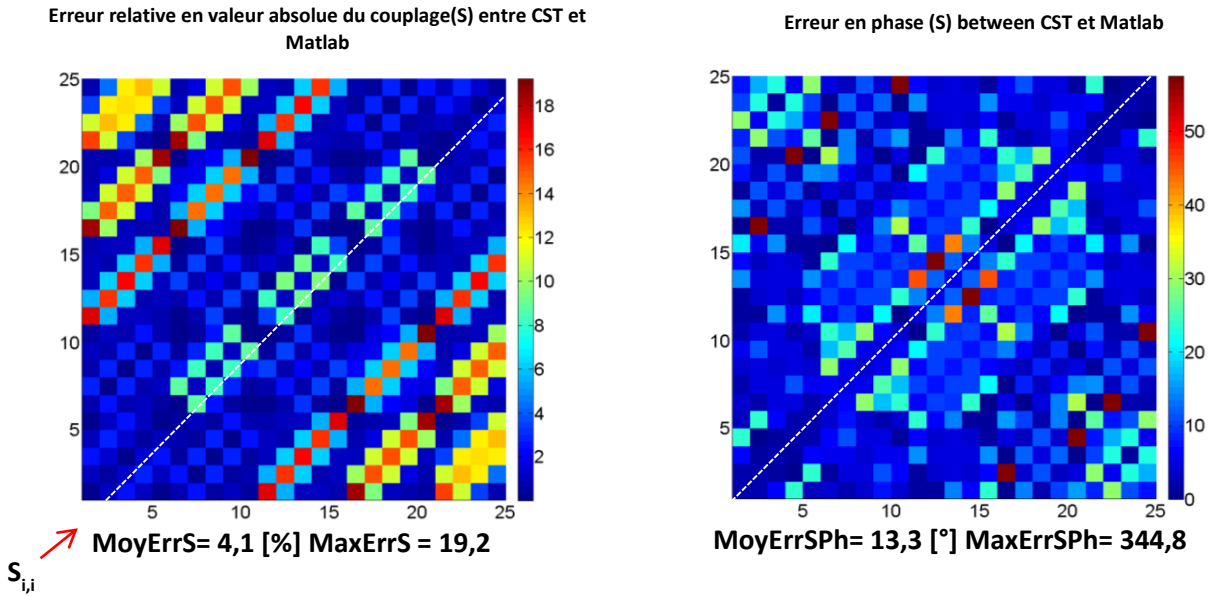


Figure 5 : Evaluation de l'erreur en amplitude et en phase du couplage mutuel dans un réseau de guide d'onde à 8.94 GHz

Par rapport aux précisions voulues, cette approche présente trop de dispersion. De plus, l'interpolation est difficile à généraliser. La méthode pourrait être efficace dans la détermination du couplage mutuel entre deux ouvertures isolées mais dans le cas d'un réseau, il semble difficile d'estimer ou anticiper cette interaction entre les éléments rayonnant. Dans le paragraphe suivant, nous allons voir si l'approche introduite dans [5] donnera une satisfaction.

II.1.2. Evaluation du couplage mutuel avec l'approche de Wang et al.

Nous déterminons les coefficients de l'équation 3 à partir de [11]. La formule est validée à partir des échantillons extraits de CST MWS en évaluant le couplage mutuel entre des ouvertures prises deux par deux. L'erreur ne dépasse pas 1.2 % suivant la direction $\Phi=0^\circ$ et 1.3% dans la direction $\Phi=60^\circ$ comme l'illustre la figure 6.

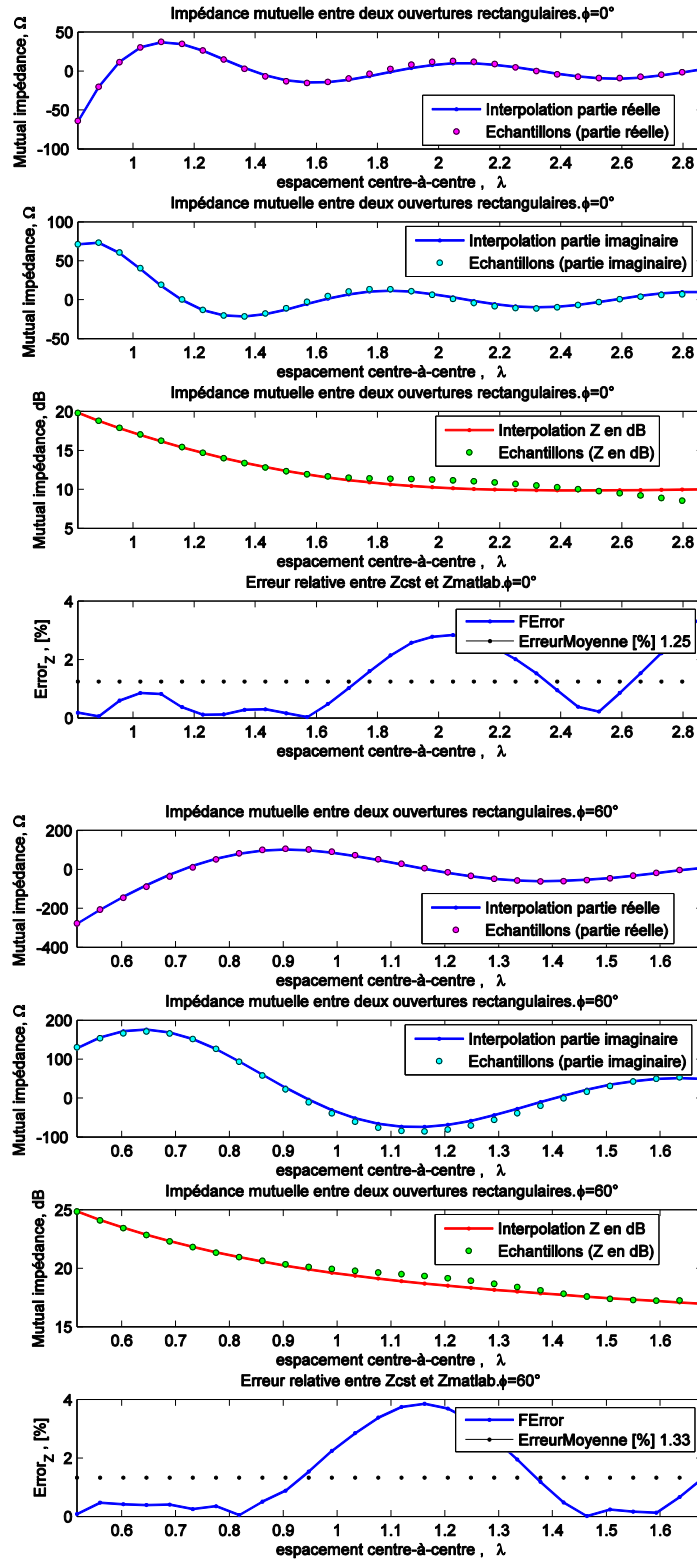


Figure 6 : Evaluation de l'impédance mutuelle entre deux ouvertures rectangulaires à la fréquence 8.94 GHz

Pour tester la méthode sur un réseau réel, nous considérons un réseau de 144 guides d'ondes WR90 avec un espacement interéléments de 0.7λ suivant x et 0.35λ suivant y à la fréquence de travail 8.94 GHz.

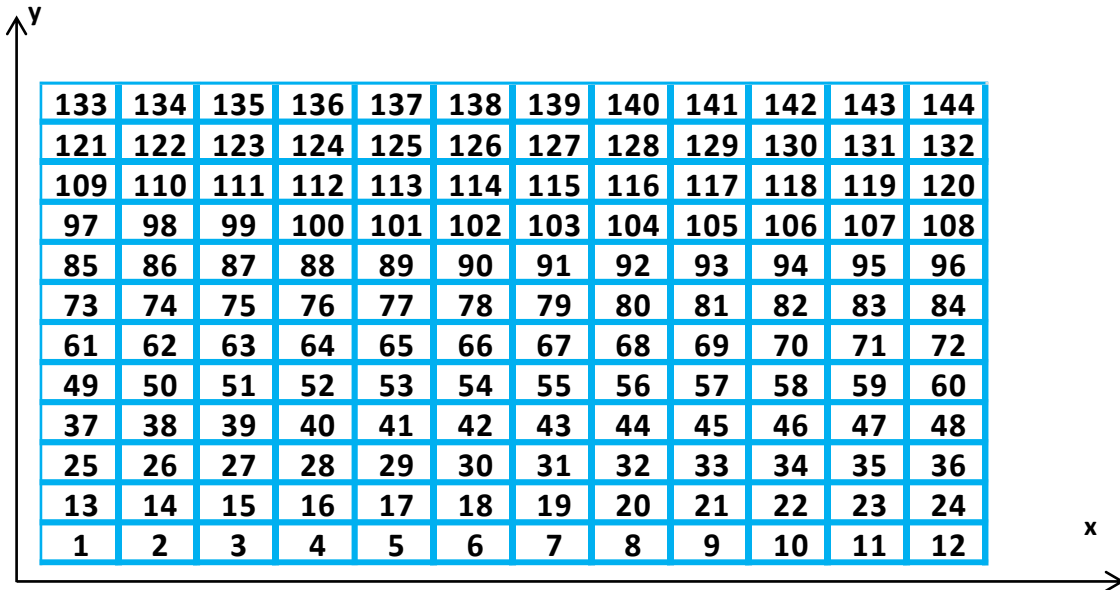


Figure 7 : géométrie d'un réseau de guides d'ondes 12×12 , $D_x = 0.7 \lambda$; $D_y = 0.35 \lambda$, à la fréquence de travail 8.94 GHz.

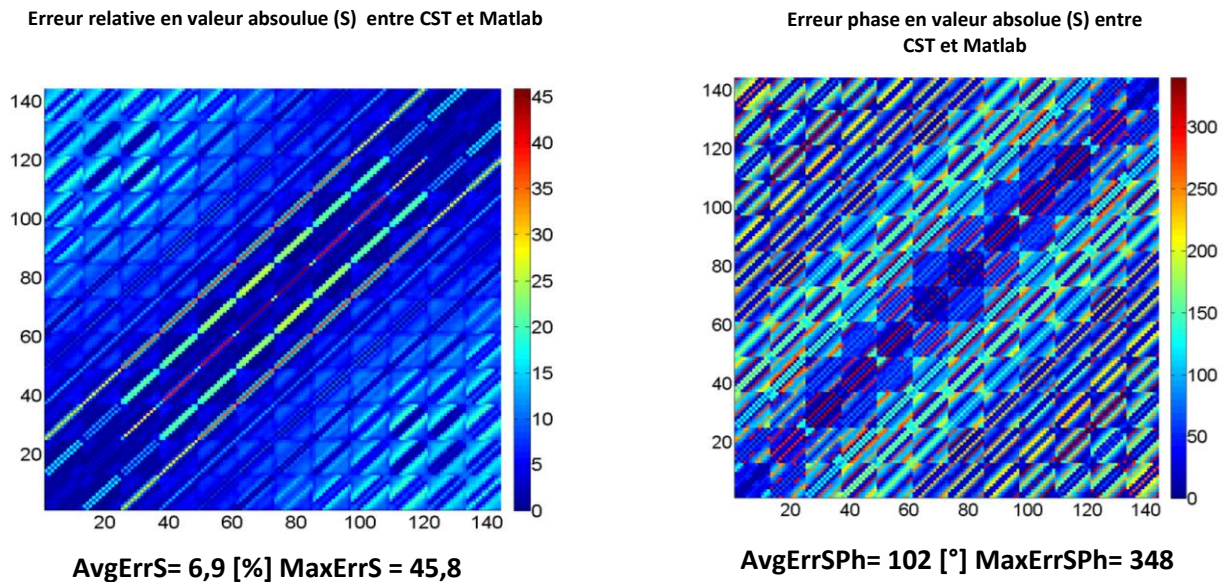


Figure 8 : Evaluation de l'erreur en amplitude et en phase sur la matrice S dans un réseau de guides d'ondes à 8.94 GHz

La figure 8 montre l'évaluation de l'erreur en amplitude et en phase du couplage mutuel à la fréquence 8.94 GHz. Par rapport au cas précédent (Bailey), l'erreur apparaît plus importante malgré les améliorations apportées sur la formule. L'erreur moyenne en amplitude est de 6.9% et atteint 45.8% au maximum. En phase, l'erreur moyenne est de 102° entre les valeurs simulées par CST MWS et celles déterminées numériquement par Matlab. Par conséquent, nous rejetons complètement l'idée d'introduire cette approche dans notre analyse du couplage mutuel.

Pour réduire cette erreur, il est nécessaire de lancer un trop grand nombre de tests sur les positions initiales possibles des ouvertures et il est nécessaire de refaire ces différentes étapes à chaque changement de la géométrie de l'élément rayonnant.

C'est pour ces raisons que cette idée n'a pas été approfondie.

Bibliographie de l'annexe 1

- [1] M. C. Bailey, "Technique for Extension of Small Antenna Array Mutual-Coupling Data to Larger Antenna Arrays," 1996.
- [2] M. C. Bailey, "Closed-Form Evaluation of Mutual Coupling in a Planar Array of Circular Apertures," 1996.
- [3] M. J. Mehta and I. E. Lager, "Two-dimensional interpolation for the numerical estimation of the mutual coupling.pdf." in Proc. 1st European Conference on Antennas and Propagation - EuCAP, Nov-2005.
- [4] Y. X. Sun, Y. L. Chow, and D. G. Fang, "A mutual impedance formula between patch antennas based on synthetic asymptote and variable separation," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 36, no. 1, pp. 48–53, Jan. 2003.
- [5] H. Wang, D. G. Fang, X. L. Wang, and Y. P. Xi, "Mutual impedance formula between two arbitrary antenna elements," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 3, pp. 324–333, Mar. 2010.

Annexe 2

***EVALUATION DE LA DIRECTIVITE EN FONCTION
DE LA DIRECTION DE POINTAGE ET DU
POURCENTAGE D'ELEMENTS EXCITES***

Cette annexe présente une évaluation de l'impact du pourcentage des éléments excités sur la directivité pour différentes directions de pointage.

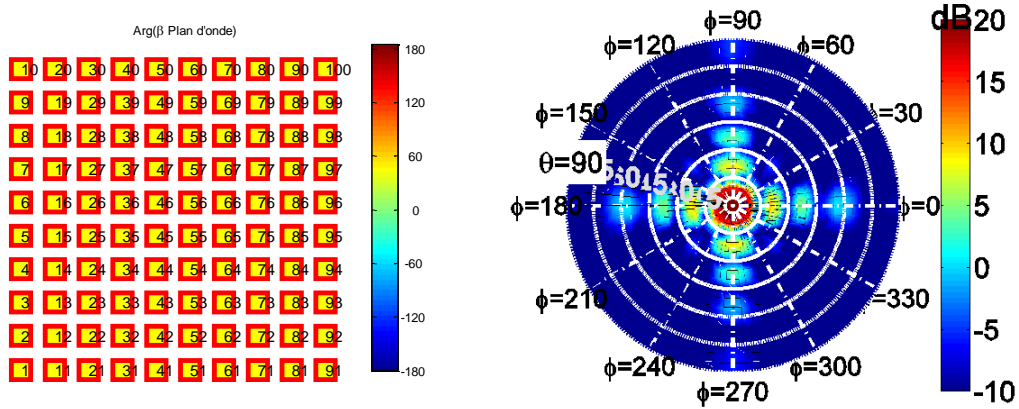
Les différents cas seront évalués dans les 3 directions suivantes :

- {Thêta=0 ; phi=90}
- {Thêta=45 ; phi=90}
- {Thêta=60 ; phi=90}

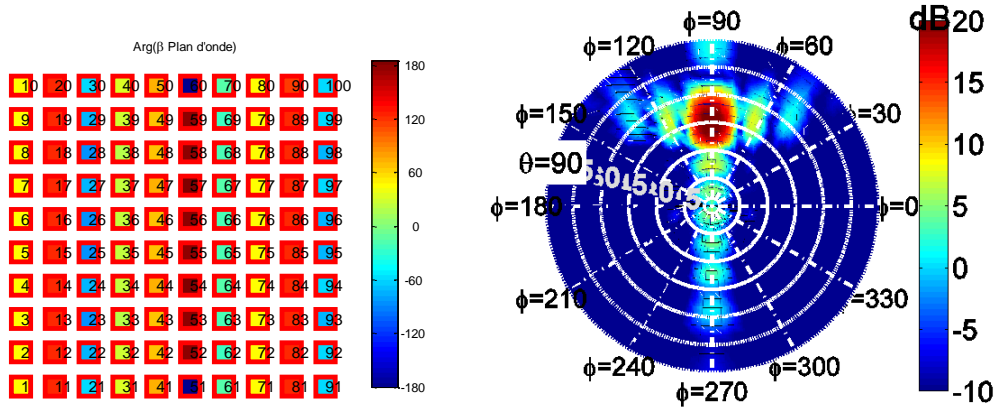
Nous relevons pour chaque cas, les cartographies des pondérations effectives (β) en module et les pondérations sont en phase, ainsi les diagrammes de rayonnements obtenus.

100% excites

{Thêta=0 ; phi=90}, directivité = 23.85 dB



{Thêta=45 ; phi=90}, directivité = 21.96 dB



{Thêta=60 ; phi=90} directivité= 20.49 dB

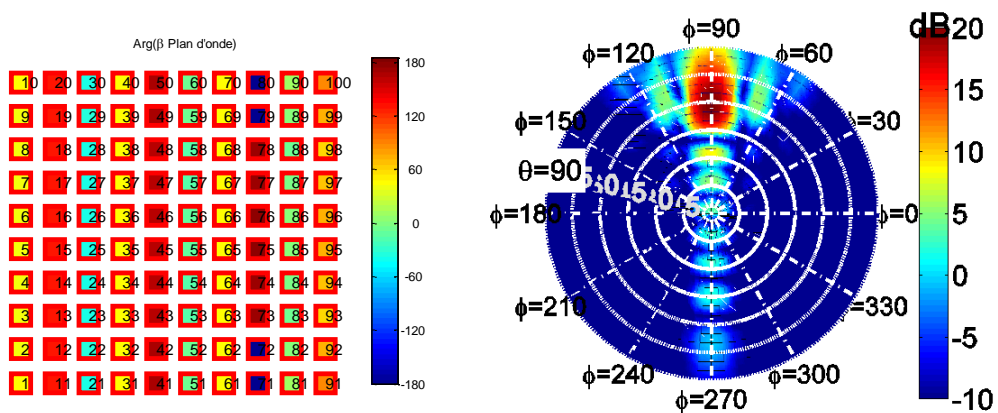
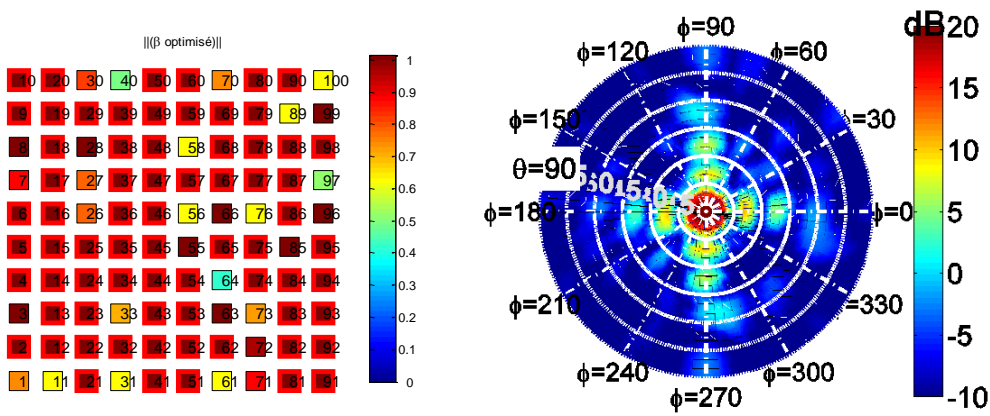


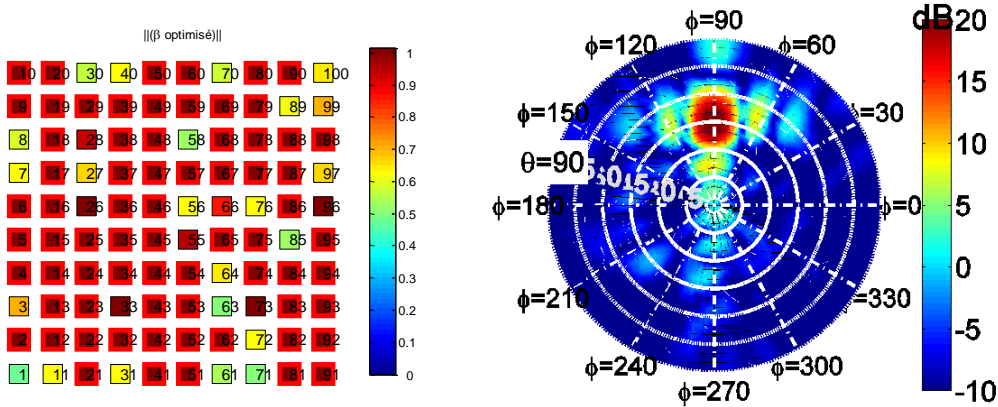
Figure 1 : Pondérations effectives des éléments en phase (à gauche) – diagrammes de rayonnements obtenus dans la direction souhaitée (cas avec 100% excités)

70% excités

{Thêta=0 ; phi=90}, directivité = 23.57 dB



{Thêta=45 ; phi=90}, directivité = 21.78 dB



{Theta=60 ; phi=90} directivité= 20.46 dB

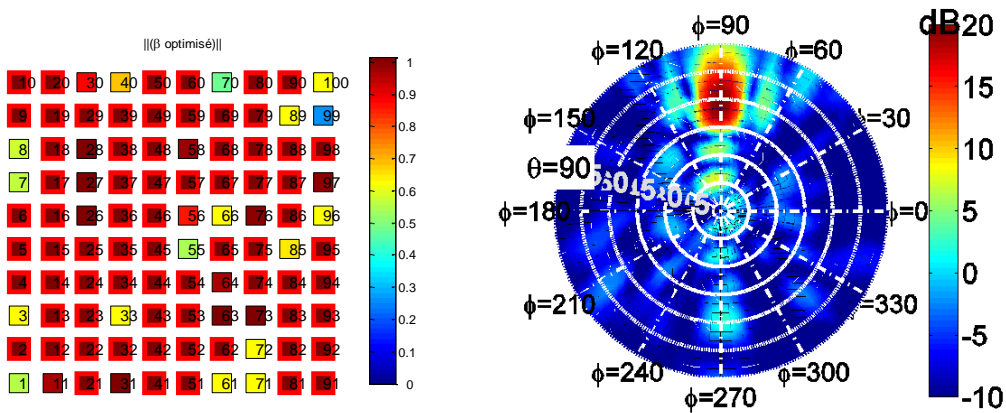
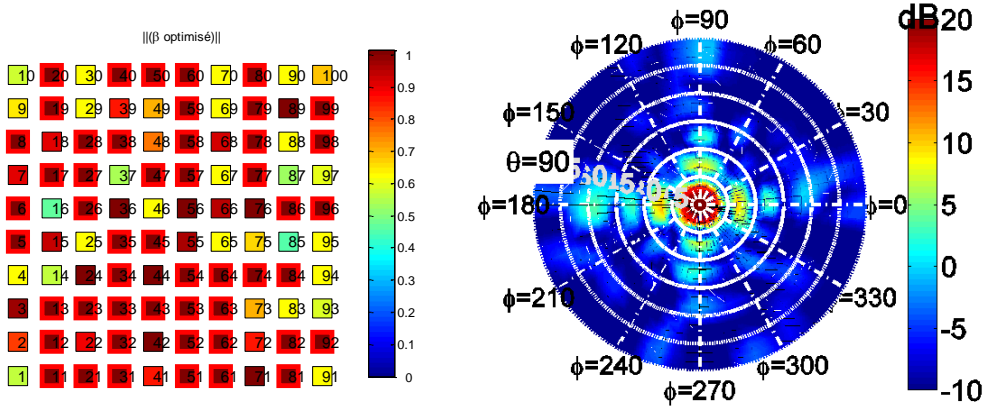


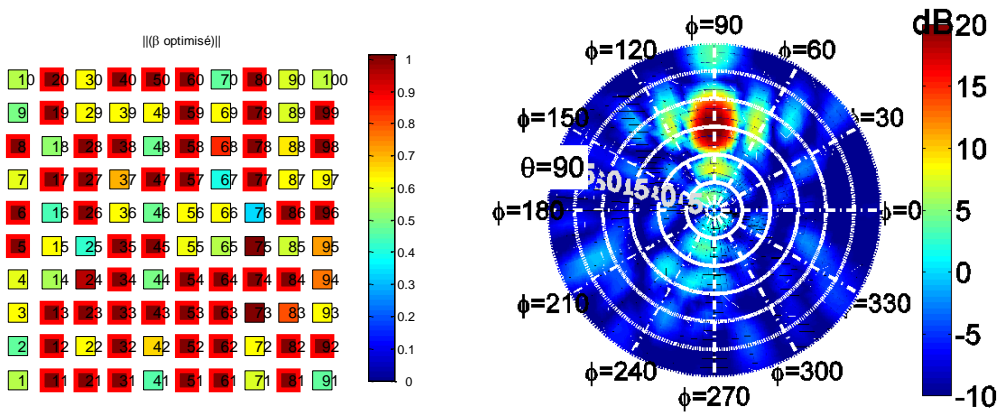
Figure 2: Pondérations effectives des éléments en module (à gauche) – diagrammes de rayonnements obtenus dans la direction souhaitée (cas avec 70% excités)

50% excités

{ $\Theta=0$; $\phi=90$ }, directivité = 23.40 dB



{ $\Theta=45$; $\phi=90$ }, directivité = 21.63 dB



{ $\Theta=60$; $\phi=90$ } directivité= 20.24 dB

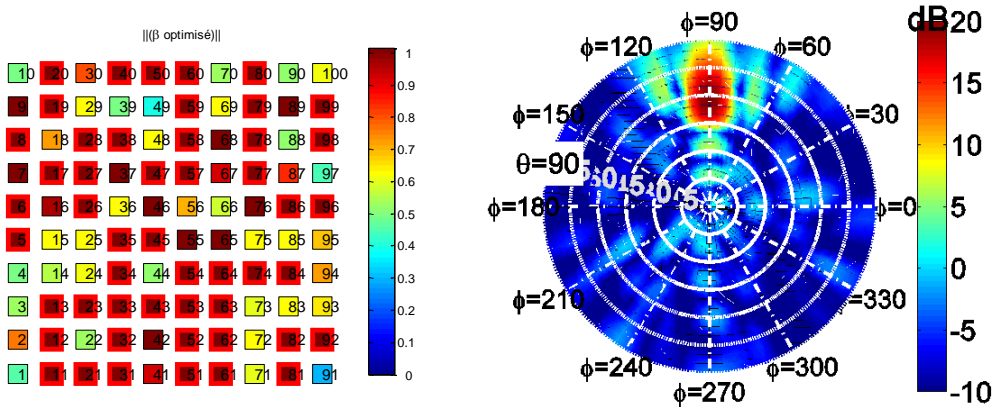


Figure 3: Pondérations effectives des éléments en module (à gauche) – diagrammes de rayonnements obtenus dans la direction souhaitée (cas avec 50% excités)

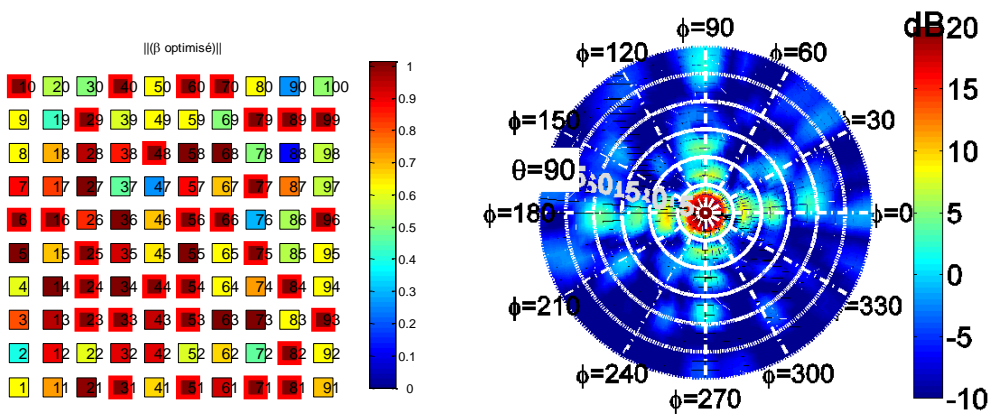
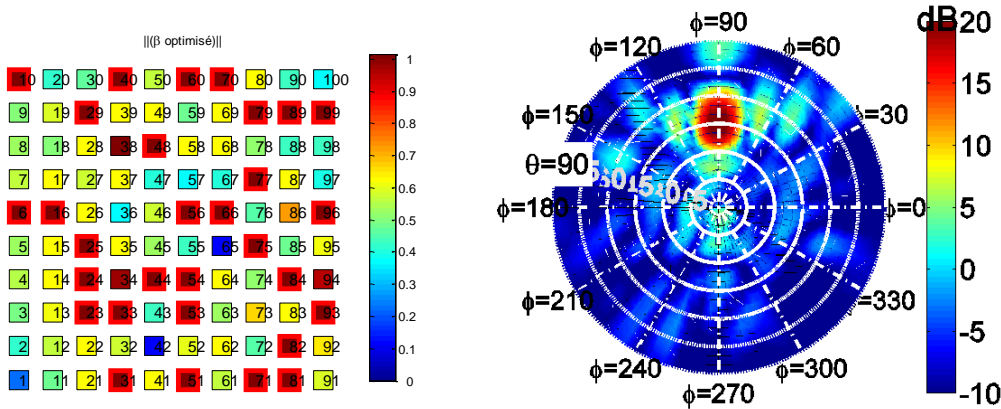
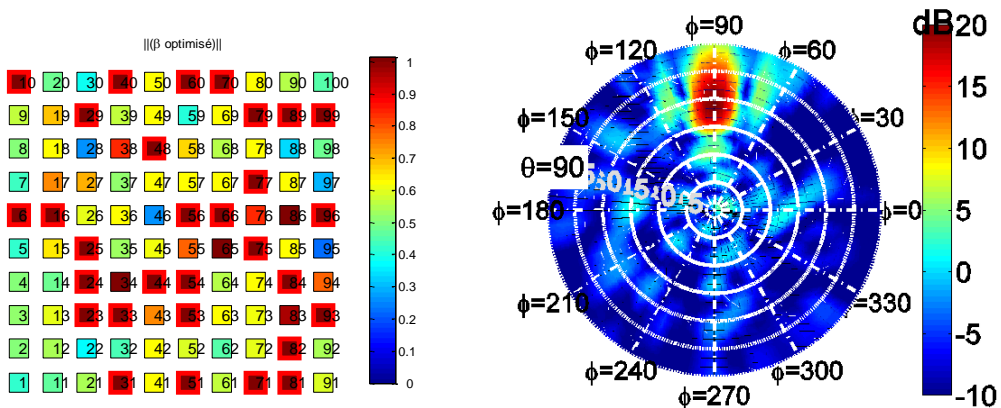
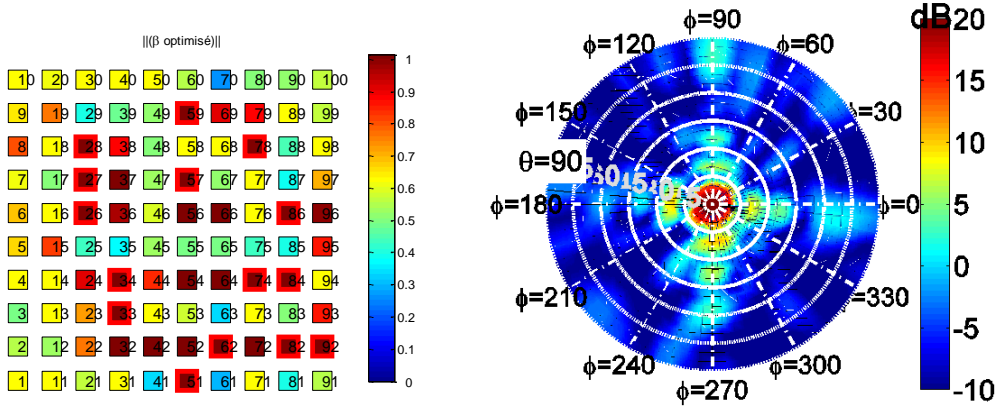
30% excités**{Thêta=0 ; phi=90}, directivité = 23.25 dB****{Thêta=45 ; phi=90}, directivité = 21.54 dB****{Thêta=60 ; phi=90} directivité= 20.21 dB**

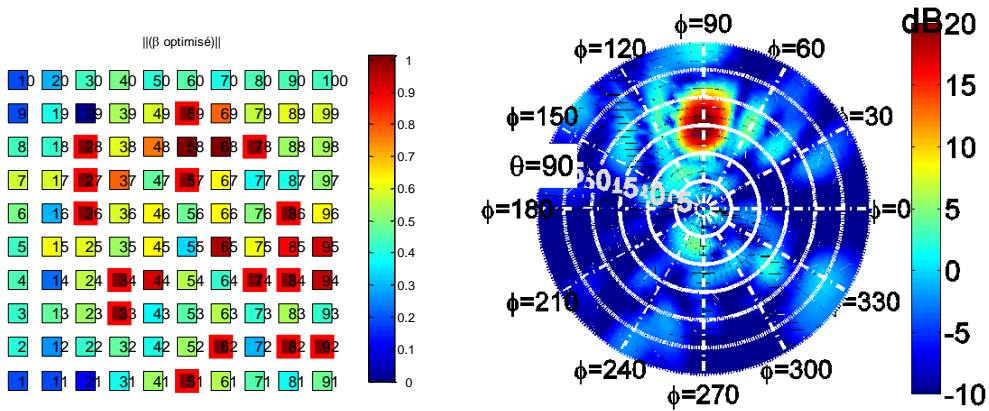
Figure 3: Pondérations effectives des éléments en module (à gauche) – diagrammes de rayonnements obtenus dans la direction souhaitée (cas avec 30% excités)

15% excités

{Thêta=0 ; phi=90}, directivité = 22.90 dB



{Thêta=45 ; phi=90}, directivité = 21.00 dB



{Thêta=60 ; phi=90} directivité= 19.78 dB

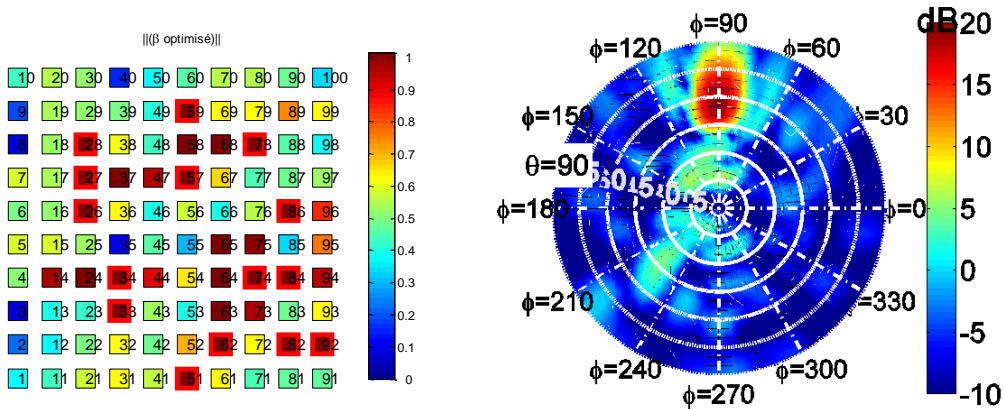
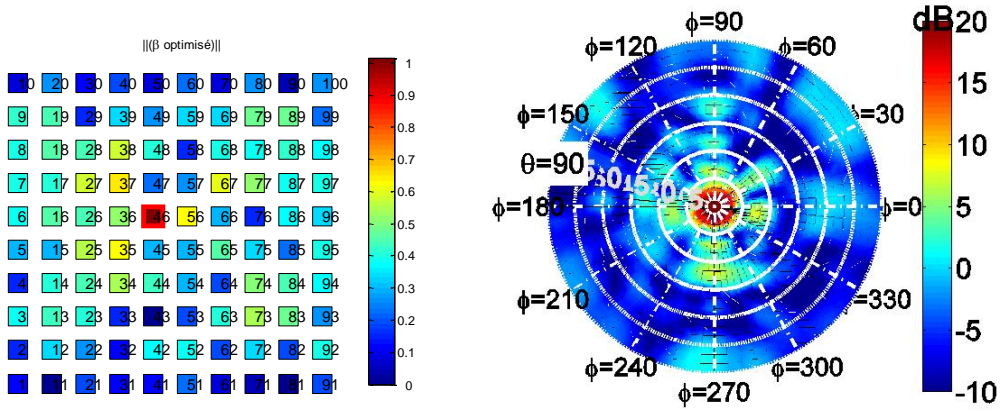


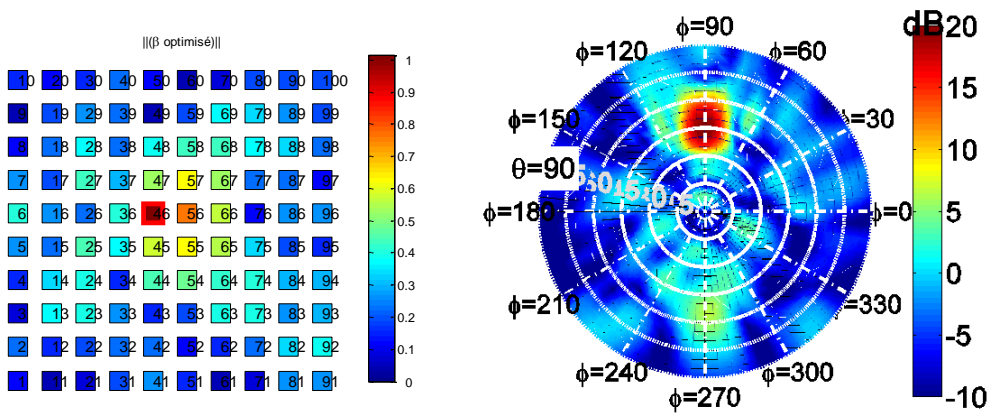
Figure 4: Pondérations effectives des éléments en module (à gauche) – diagrammes de rayonnements obtenus dans la direction souhaitée (cas avec 15% excités)

1% excités

{Thêta=0 ; phi=90}, directivité = 22 dB



{Thêta=45 ; phi=90}, directivité = 20.34 dB



{Thêta=60 ; phi=90}, directivité = 18.7 dB

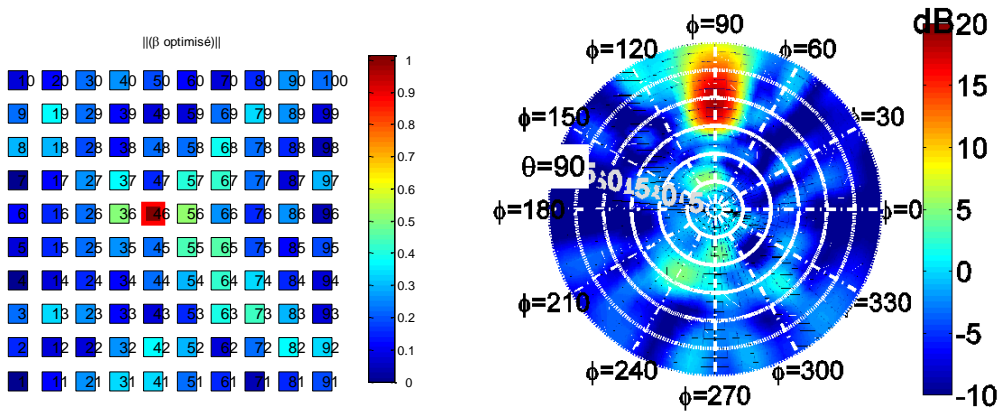


Figure 5: Pondérations effectives des éléments en module (à gauche) – diagrammes de rayonnements obtenus dans la direction souhaitée (cas avec 1% excités)

Résumé :

Les travaux de cette thèse s'intéressent à un nouveau concept d'antenne reconfigurable offrant un bon compromis entre performances, complexité et coût. Ce concept, qualifié d'hybride, vise à combiner les avantages des réseaux d'antennes lacunaires et des antennes à éléments parasites. Cette hybridation est une alternative à la complexité des réseaux d'antennes conventionnels pour répondre aux exigences d'une architecture modulaire, générique et reconfigurable. L'intérêt majeur de ce concept est de proposer une architecture d'antenne permettant de réduire la complexité du circuit de formation des faisceaux (par la réduction du nombre d'éléments rayonnants à alimenter) tout en adressant les problématiques d'adaptation (TOS actif) des éléments excités. Ceci est permis grâce à la présence d'éléments parasites qui permettent de gérer la diffusion des couplages sur l'antenne. Cette thèse décrit le principe du concept hybride et propose une évaluation de ses potentialités. Par la suite, une définition des éléments à mettre en œuvre pour réaliser une preuve de concept est effectuée, en mettant l'accent sur l'importance de la caractérisation expérimentale. Les performances d'un prototype d'antenne hybride reconfigurable sont ensuite présentées afin de valider les développements et conclure sur cette solution innovante.

NOUVEAU CONCEPT SIMPLIFIÉ D'ANTENNES RECONFIGURABLES UTILISANT LES COUPLAGES INTER-ELEMENTS – MISE EN ŒUVRE D'UN RESEAU HYBRIDE**Abstract:**

The work of this thesis aims to investigate a new concept of reconfigurable antenna allowing a good trade-off between performances, complexity and cost. This concept is called 'hybrid' because it is based on the capabilities of thinned arrays and parasitic element antennas. It is an alternative to classical antenna arrays and their complexity. The proposed concept has a modular architecture, and a good versatility for reconfigurable beams. The main advantage of this hybrid antenna is the simplicity of its beam formation network (BFN) which requires only a few number of excited elements. The antenna uses parasitic elements to manage the effects of couplings between the electromagnetic access. The problematic of active VSWR is also solved at the antenna level, avoiding the use of additional components in the BFN. This work details the principle of the reconfigurable hybrid antenna concept. The potentialities are evaluated. The elements required to realize a proof of concept are then defined, using a dedicated experimental setup. A prototype is manufactured and the performances have been checked to validate this innovative concept.

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

Mots clés :

- | | |
|--------------------------------------|--|
| - Reconfigurable hybride antenna | - Antenne hybride reconfigurable |
| - Mutual coupling | - Couplages mutuels |
| - Beamforming network simplification | - Simplification de circuits de formation de faisceaux |
| - Thinned/Sparse arrays | - Réseaux lacunaires/apériodiques |
| - Parasitic Element Antennas | - Antenne à Eléments Parasites |
| - Antenna arrays | - Réseaux d'antennes |
-

Adresse du laboratoire : XLIM, UMR CNRS n°7252, Département OSA, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex