



HAL
open science

Études de nouvelles architectures d'antennes hybrides reconfigurables

Jorick Milbrandt

► **To cite this version:**

Jorick Milbrandt. Études de nouvelles architectures d'antennes hybrides reconfigurables. Electronique. Université de Limoges, 2019. Français. NNT : 2019LIMO0121 . tel-02518367

HAL Id: tel-02518367

<https://theses.hal.science/tel-02518367v1>

Submitted on 25 Mar 2020

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

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

Université de Limoges

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

XLIM – Axe Systèmes RF, équipe Antennes et Signaux

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

Electronique, microélectronique, optique et lasers, optoélectronique microondes
robotique

Présentée et soutenue par
Jorick MILBRANDT

Le 20 décembre 2019

Études de nouvelles architectures d'antennes hybrides reconfigurables

Thèse dirigée par Thierry MONEDIERE, Cyrille MENUQUIER et Marc THEVENOT

JURY :

Rapporteurs

M. Hervé AUBERT, Professeur, LAAS, Institut National Polytechnique de Toulouse
M. Raphaël GILLARD, Professeur, INSA de Rennes

Membres du jury :

M. Romain CONTRERES, Ingénieur, CNES
M. Cyrille MENUQUIER, Maître de Conférences, Université de Limoges
M. Thierry MONEDIERE, Professeur, Université de Limoges
M. Philippe POULIGUEN, Responsable Innovation, DGA
M. Alain REINEIX, Directeur de Recherche, CNRS
M. Marc THEVENOT, Chargé de Recherche, CNRS

Invités

M. Patrick POTIER, Ingénieur, DGA



“Le soleil, avec toutes ces planètes qui gravitent sous sa gouverne, prend encore le temps de mûrir une grappe de raisin, comme s’il n’y avait rien de plus important.”
Galilée

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé à l'Université de Limoges – Faculté des Sciences et Techniques – au sein du service Antennes et Signaux, dirigé par Cyril DECROZE, du laboratoire XLIM.

Je remercie vivement le Professeur Thierry MONEDIERE qui a dirigé cette thèse pour m'avoir accordé sa confiance. Je tiens à exprimer ma gratitude à Messieurs Cyrille MENUDIER et Marc THEVENOT pour la qualité de leur encadrement au cours de ces trois années et leur aide constante.

J'exprime ma vive reconnaissance à Monsieur Hervé AUBERT, Professeur à l'Institut Polytechnique de Toulouse, et à Monsieur Raphaël GILLARD, Professeur à l'Université de Rennes, pour avoir accepté de juger ce mémoire et d'être rapporteurs de mes travaux de thèse.

Ce travail a été soutenu par la Direction générale de l'Armement et par le Centre National d'Études Spatiales. Je tiens à remercier particulièrement Messieurs Philippe POULIGUEN et Patrick POTIER de la DGA, ainsi que Messieurs Maxime ROMIER et Romain CONTRERES du CNES pour le suivi de ces travaux de thèse.

Je remercie également Monsieur Alain REINEIX d'avoir accepté de faire partie du jury.

J'associe à ces remerciements tous les membres du laboratoire, chercheurs, techniciens et secrétaires qui ont permis la réalisation de ce travail de recherche et en particulier à Monsieur Éric ARNAUD, pour l'aide apportée, et Madame Patricia LEROY.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

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

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



Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Les réseaux d'antennes et leurs déclinaisons.....	7
I.1. Introduction.....	7
I.2. Les réseaux phasés à distribution uniforme.....	8
I.2.1. Théorie des réseaux d'antennes périodiques	8
I.2.2. Application du facteur de réseau à un cas simple : le réseau linéaire périodique..	10
I.2.3. Le réseau planaire périodique	11
I.2.4. Cas des réseaux planaires à maille triangulaire.....	13
I.2.5. Principales applications	13
I.2.5.1. Radioastronomie	13
I.2.5.2. Application militaires	14
I.2.5.3. Application spatiales	15
I.2.5.4. D'autres types de réseaux à distribution uniforme	18
I.2.5.4.1. Les réseaux focaux	18
I.2.5.4.2. Les réseaux en transmission	19
I.2.5.4.3. Les réseaux en réflexion.....	20
I.2.6. Le formateur de faisceaux	22
I.2.7. Les limites de l'approche analytique des réseaux phasés.....	25
I.2.7.1. Fonctionnement des réseaux réels	25
I.2.7.2. Modélisation des réseaux réels.....	28
I.3. Les réseaux à distribution non uniforme	28
I.3.1. Introduction.....	28
I.3.2. Exemples de réseaux à distribution non uniforme	31
I.3.2.1. Les réseaux à distribution non uniforme du télescope SKA.....	31
I.3.2.2. Réseau aperiodique « sunflower »	32
I.4. Les antennes à éléments parasites	35
I.4.1. Travaux d'Harrington	37
I.4.2. Quelques exemples plus récents.....	40
I.4.3. Limites de l'approche d'Harrington	44
I.5. Bilan et orientation des travaux de thèse.....	45
Chapitre II. les antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit.....	49
II.1. Introduction.....	49
II.2. Description du concept	50
II.3. Etat des lieux des recherches sur les couplages inter-éléments au laboratoire XLIM.....	52
II.4. Présentation de l'outil de synthèse du laboratoire utilisé pour la thèse.....	57
II.4.1. Présentation succincte du formalisme d'étude.....	57
II.4.2. Exemple de mise en œuvre sur un cas test.....	60
II.5. Evaluation des performances préliminaires du concept ARFFR.....	63
II.5.1. Description du panneau d'éléments rayonnants	64
II.5.2. Etude des performances.....	67
II.5.2.1. Performances comparées en termes de rayonnement axial.....	67

II.5.2.2. Etude d'un balayage suivant θ_0 , à φ_0 constant	72
II.5.2.3. Balayage du faisceau suivant φ_0 , avec $\theta_0 = 60^\circ$	75
II.6. Evaluation des performances selon les éléments unitaires	78
II.6.1. Réseau de monopoles.....	79
II.6.1.1. Structure	79
II.6.1.2. Performances.....	80
II.6.2. Réseau de cornets	84
II.6.2.1. Structure	85
II.6.2.2. Performances.....	86
II.7. Bilan.....	89
Chapitre III. Déclinaison du concept ARFFR à une application en bande Ku	95
III.1. Introduction et contexte de l'étude.....	95
III.2. Description du réseau d'antennes.....	96
III.2.1. Élément unitaire	96
III.2.2. Etude de la disposition des éléments sur les couplages inter-éléments.....	100
III.2.2.1. Structure du réseau maille triangulaire	100
III.2.2.2. Évolution des couplages	101
III.2.2.3. Caractéristiques en rayonnement d'un élément antennaire dans une maille triangulaire.....	105
III.3. Impact du nombre d'éléments excités sur les performances en rayonnement	107
III.3.1.1. Distributions aléatoires.....	108
III.3.1.2. Distributions centrées et symétriques.....	113
III.3.1.2.1. Deux et trois éléments excités	113
III.3.1.2.2. Quatre éléments excités	115
III.3.1.2.3. Cinq éléments excités.....	116
III.3.1.2.4. Six à neuf éléments excités	117
III.3.1.2.5. Dix éléments et plus	119
III.3.1.3. Bilan et résumé de méthodologie à mettre en œuvre par le concepteur	121
III.3.1.4. Remarque sur le cas d'un faisceau dépointé	124
III.4. Synthèses en réception Rx et en émission Tx.....	126
III.4.1. Rayonnement axial.....	126
III.4.1.1. Etude en réception (11,7 GHz – 12,2 GHz).....	126
III.4.1.2. Etude en émission (14 GHz – 14,5 GHz)	129
III.4.2. Etude du dépointage en émission et réception	132
III.4.3. Impact de la bande passante sur les performances de l'antenne.....	134
III.5. Étude de l'isolation pour un rayonnement double faisceau	136
III.5.1. Synthèse à 8 éléments par SPOT	137
III.5.2. Synthèse à 6 éléments par SPOT	138
III.5.3. Amélioration de l'isolation par ségrégation spatiale	139
III.5.3.1. Configuration à 6 éléments par SPOT.....	140
III.5.3.2. Configuration à 4 éléments par SPOT.....	141
III.5.3.3. Comparaison avec un demi-réseau.....	142
III.6. Conclusion	143

Chapitre IV. Validation expérimentale du concept d'ARFFR en monopolarisation	149
IV.1. Introduction	149
IV.2. Présentation du véhicule de test	150
IV.2.1. Le panneau rayonnant	151
IV.2.1.1. <i>La cellule unitaire</i>	151
IV.2.1.2. <i>Réalisation du réseau d'antennes</i>	154
IV.2.1.3. <i>Adaptation et couplages du réseau de 49 patchs</i>	155
IV.2.2. Les déphaseurs en réflexion	157
IV.2.3. Les déphaseurs en transmission	159
IV.2.4. Le diviseur de puissance	160
IV.2.5. Les circulateurs	161
IV.3. Caractérisations du système	162
IV.3.1. Présentation du prototype	162
IV.3.2. Matériel utilisé	163
IV.3.3. Calibrage du plan de référence des déphaseurs en réflexion	164
IV.3.3.1. <i>Présentation de la procédure expérimentale</i>	164
IV.3.3.2. <i>Détermination du plan de référence</i>	165
IV.3.4. Calibrage de la chaîne de transmission RF	167
IV.3.4.1. <i>Présentation de la procédure expérimentale</i>	167
IV.3.4.2. <i>Détermination des pertes en transmission</i>	168
IV.3.4.3. <i>Bilan de la caractérisation du système</i>	169
IV.4. Mesure des rayonnements et des coefficients de réflexion actifs	170
IV.4.1. Présentation de la chambre anéchoïque d'XLIM	171
IV.4.2. Résultats	171
IV.4.2.1. <i>Configuration 1 : $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, $S_{11,actif} \leq -10$ dB</i>	172
IV.4.2.2. <i>Configuration 2 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB</i>	178
IV.4.2.3. <i>Configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB</i>	184
IV.4.2.4. <i>Comparaison des coefficients de réflexion actifs selon la contrainte fixée</i>	184
IV.5. Conclusion	185
Chapitre V. Extension du démonstrateur d'ARFFR à la bipolarisation	189
V.1. Introduction	189
V.2. Principe de fonctionnement de la bipolarisation sur l'ARFFR	189
V.3. Synthèses du rayonnement d'une ARFFR en bipolarisation linéaire	191
V.3.1. Configuration 1 : $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW	193
V.3.2. Configuration 2 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW	195
V.3.3. Configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW	197
V.3.4. Configuration 4 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW	200
V.4. Etude de l'isolation entre les ports de SPOTs différents	202
V.4.1. Isolation pour un rayonnement axial	202
V.4.2. Isolation pour une configuration de rayonnement dépointé { $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ }	203
V.5. Conclusion	205
Conclusion générale	207
Références bibliographiques	213
Annexes	219



Introduction générale

De 17,7 milliards en 2016, le nombre d'appareils connectés à internet dans le monde devrait croître à 75,4 milliards en 2025 selon les analystes¹. Smartphones, montres, appareils électroménagers... les objets du quotidien sont de plus en plus reliés aux réseaux. A cette augmentation du nombre d'objets connectés, s'ajoute la croissance des débits de données : la vidéo à la demande devient le standard de diffusion des vidéos, de nombreuses données sont dorénavant stockées dans des espaces partagés surnommés « clouds »... Un grand nombre de ces objets utilise des connexions sans fil qui apportent une grande facilité à l'usage. Toutes ces évolutions sont réalisées dans un environnement radioélectrique de plus en plus surchargé. La densification des réseaux de télécommunications, la protection de ceux-ci contre les accidents, mais aussi l'espionnage, l'augmentation des débits de données, la réduction des temps de latence deviennent ainsi des enjeux technologiques, politiques, voire géopolitiques.

Dans ce contexte, un important effort est réalisé par l'ensemble des acteurs des réseaux de télécommunication pour augmenter les capacités des réseaux. Réseaux « 5G », « WIFI 6 », connexion des véhicules autonomes... les évolutions sont perpétuelles. Maillon fondamental des chaînes de télécommunications sans fil, les antennes doivent évoluer pour accompagner les usages à venir. Les systèmes futurs utiliseront des antennes fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Les gains devront être améliorés afin de permettre l'augmentation des débits ; les antennes devront donc réaliser des faisceaux directifs et certainement reconfigurables pour s'adapter à leur environnement. Aux problématiques de performances en rayonnement des antennes s'ajoute la question de la gestion de l'énergie, fondamentale dans le cas des applications sans fil.

Aujourd'hui, l'obtention de faisceaux radioélectriques directifs et instantanément reconfigurables est possible grâce à l'utilisation des réseaux d'antennes. Ces antennes sont basées sur l'utilisation d'un grand nombre d'éléments fonctionnant en réseau pour atteindre des performances, en termes de formation de faisceaux et d'agilité, extrêmement développées. Néanmoins, par leur conception reposant sur un grand nombre de contrôles, ces antennes souffrent d'une grande complexité et donc d'un coût important. Par ailleurs, la présence de couplages interéléments dans ces antennes pose des problèmes d'adaptation active et de gestion de l'énergie. C'est pourquoi les réseaux d'antennes sont principalement utilisés dans des applications militaires ou spatiales.

¹ <https://fr.statista.com/statistiques/584481/internet-des-objets-nombre-d-appareils-connectes-dans-le-monde--2020/>

De nombreuses propositions pour simplifier les réseaux d'antennes ont été faites. Les principales solutions rencontrées dans la littérature se basent sur la diminution du nombre d'éléments des réseaux. Ces solutions sont intéressantes, mais elles entraînent inévitablement la rupture de la périodicité des réseaux. Or, les formalismes de synthèses de réseaux d'antennes les plus éprouvés et les plus efficaces se basent tous sur des simplifications basées sur la périodicité du système. Ainsi, l'abandon de la périodicité entraîne une complexification de la conception des réseaux d'antennes. Celle-ci se fait alors souvent au cas par cas et ne peut pas être généralisée afin de populariser les réseaux d'antennes. Démocratiser et viabiliser les réseaux d'antennes en abaissant leur coût reste donc un enjeu important pour les acteurs des réseaux de télécommunication.

Pour dépasser ces difficultés et proposer une architecture d'antenne offrant un compromis satisfaisant entre les performances, la complexité du système et son coût, le laboratoire poursuit le développement d'un concept hybridant les réseaux d'antennes avec les antennes à éléments parasites. Ce concept généralise les travaux d'Harrington sur les antennes à éléments parasites reconfigurables électroniquement (ESPAR, electronically steerable parasitic array radiator) à des réseaux périodiques afin de profiter des formalismes de synthèse périodiques. L'originalité de ces travaux repose sur l'utilisation de multiples sources excitées, afin d'optimiser l'ouverture effective de l'antenne, et d'éléments parasites. La présence d'éléments parasites permet de considérablement simplifier le réseau d'alimentation de l'antenne sans diminuer le nombre de contrôles. En effet, ces éléments parasites sont connectés à des charges idéalement réactives qui sont utilisées comme des degrés de liberté permettant de gérer le rayonnement de l'antenne, son adaptation et son efficacité énergétique. Ce concept d'antenne est appelé Antenne Reconfigurable à Formateur de Faisceaux Réduit (ARFFR). Il offre l'opportunité de simplifier les réseaux formateurs de faisceaux des réseaux d'antennes pour limiter leur complexité, réduire leur encombrement et diminuer leur coût.

L'objectif de cette thèse est d'évaluer les performances des réseaux d'antennes à formateur de faisceaux simplifié et de proposer des architectures de réseaux permettant la réalisation de fonctions complexes : fonctionnement large bande, bipolarisation... Ces travaux doivent nous permettre de déterminer un périmètre d'application et une méthodologie de conception des réseaux d'antennes à formateur de faisceaux simplifié.

Pour décrire ces travaux, le présent manuscrit est divisé en cinq chapitres.

Le **premier chapitre** est intitulé « **Les réseaux d'antennes et leurs déclinaisons** ». Nous réaliserons dans ce chapitre une présentation détaillée des réseaux d'antennes en explicitant leur fonctionnement et en dressant un état de l'art des réseaux d'antennes

apparaissant dans la littérature. Nous nous intéresserons en particulier aux architectures innovantes visant à simplifier les réseaux d'antennes (les réseaux lacunaires et aperiodiques). Nous nous attarderons aussi sur les travaux d'Harrington qui sont une source d'inspiration majeure des Antennes Reconfigurables à Formateur de Faisceaux Réduit.

Dans un **deuxième chapitre nommé « les antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit »**, nous présenterons de manière approfondie le concept d'ARFFR. Nous évoquerons le fonctionnement de ces antennes d'un point de vue théorique puis nous aborderons la synthèse de celles-ci. Une étude sur l'importance des couplages interéléments au sein des ARFFR sera aussi proposée afin de définir les types d'éléments optimaux que nous utiliserons dans la suite de nos travaux.

Le **troisième chapitre « Déclinaison du concept ARFFR à une application en bande Ku »** nous permettra de présenter le développement complet d'une ARFFR. La réalisation d'une antenne en bande Ku sera pour nous l'occasion d'étudier le comportement en émission et en réception d'une ARFFR sur deux bandes passantes séparées. Ce chapitre analysera aussi l'effet du nombre d'éléments excités et de leur position sur le fonctionnement de l'antenne. Nous pourrons donc définir une distribution optimale d'éléments excités selon un compromis performance / simplification donné.

Nous réaliserons un démonstrateur du concept ARFFR dans le **chapitre 4 « Validation expérimentale du concept ARFFR en monopolarisation »**. Nous décrirons l'architecture utilisée puis nous présenterons les résultats des mesures. Les performances en rayonnement dans diverses directions d'orientation du faisceau seront mises en avant. La mesure de l'adaptation active de l'antenne et la détermination des pertes du système nous permettra de conclure sur l'efficacité de la gestion de l'énergie de l'ARFFR.

Les excellents résultats du chapitre 4 nous permettront d'aborder la bipolarisation en simulation dans le **chapitre 5 « Extension du démonstrateur d'ARFFR à la bipolarisation »**. L'orthogonalité de faisceaux sera étudiée. Nous analyserons en particulier l'isolation entre les faisceaux.

Nous terminerons en revenant sur les principaux résultats obtenus dans ces travaux et sur leurs intérêts. Les perspectives envisagées pour la suite du développement de l'ARFFR seront mentionnées dans cette conclusion.

Chapitre 1 :

Les réseaux d'antennes et leurs
déclinaisons

Sommaire

Chapitre 1 : Les réseaux d'antennes et leurs déclinaisons	7
I.1. Introduction	7
I.2. Les réseaux phasés à distribution uniforme	8
I.2.1. Théorie des réseaux d'antennes périodiques	8
I.2.2. Application du facteur de réseau à un cas simple : le réseau linéaire périodique	10
I.2.3. Le réseau planaire périodique	11
I.2.4. Cas des réseaux planaires à maille triangulaire	13
I.2.5. Principales applications	13
I.2.5.1. Radioastronomie	13
I.2.5.2. Application militaires	14
I.2.5.3. Application spatiales	15
I.2.5.4. D'autres types de réseaux à distribution uniforme	18
I.2.5.4.1. Les réseaux focaux	18
I.2.5.4.2. Les réseaux en transmission	19
I.2.5.4.3. Les réseaux en réflexion	20
I.2.6. Le formateur de faisceaux	22
I.2.7. Les limites de l'approche analytique des réseaux phasés	25
I.2.7.1. Fonctionnement des réseaux réels	25
I.2.7.2. Modélisation des réseaux réels	28
I.3. Les réseaux à distribution non uniforme	28
I.3.1. Introduction	28
I.3.2. Exemples de réseaux à distribution non uniforme	31
I.3.2.1. Les réseaux à distribution non uniforme du télescope SKA	31
I.3.2.2. Réseau aperiodique « sunflower »	32
I.4. Les antennes à éléments parasites	35
I.4.1. Travaux d'Harrington	37
I.4.2. Quelques exemples plus récents	40
I.4.3. Limites de l'approche d'Harrington	44
I.5. Bilan et orientation des travaux de thèse	45

Chapitre 1 : Les réseaux d'antennes et leurs déclinaisons

I.1. Introduction

En 1905, Karl Ferdinand Braun eut le premier l'idée d'utiliser plusieurs éléments rayonnants afin de modifier le rayonnement d'un système antennaire et pour permettre d'orienter la direction de son rayonnement [1]. La proposition de Braun est illustrée Figure 1 et ses travaux lui valurent le prix Nobel de physique en 1909. Cette idée fut développée dans les années 20 par Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda qui utilisèrent des éléments parasites pour modifier le rayonnement d'une antenne excitée. Puis, la seconde guerre mondiale vit l'apparition des réseaux phasés modernes qui furent utilisés d'abord sur des radars [2] et aussi sur des systèmes d'aide à l'atterrissage des avions [3]. L'antenne du radar Mammuth est le premier réseau à commande de phase, ce radar a été mis en service en 1944. Cette antenne est illustrée sur la Figure 2.

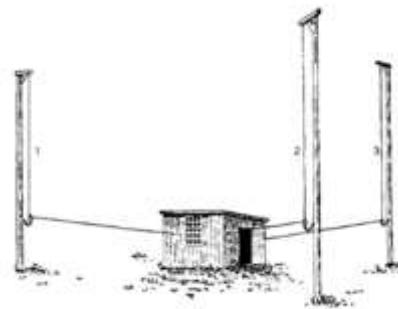


Figure 1 : réseau d'antennes réalisé en 1905 par le prix Nobel Karl Ferdinand Braun

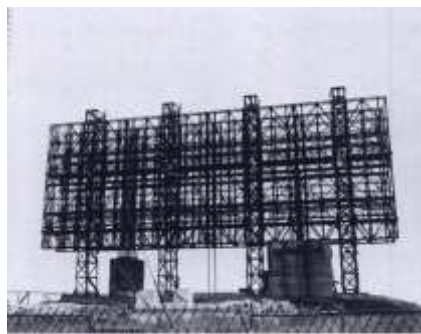


Figure 2 : réseau à commande de phase Mammuth de la société GEMA – photographie prise en 1944

Un réseau d'antennes peut ainsi être défini comme un ensemble d'au moins deux antennes dont le rayonnement est combiné afin d'atteindre un rayonnement global amélioré par rapport à celui des éléments seuls. Un réseau d'antennes peut être utilisé pour :

- Améliorer le gain
- Améliorer la réception des signaux grâce à la diversité spatiale
- En réception, supprimer une interférence provenant d'une direction particulière ou alors en émission, supprimer le rayonnement dans une direction particulière
- Orienter le rayonnement de l'antenne
- Déterminer la direction d'arrivée d'un signal

- Optimiser le SNR

Les réseaux d'antennes permettent ainsi la réalisation de diagrammes de rayonnement complexes et parfois impossibles à réaliser avec d'autres types d'antennes. Nous allons dans ce chapitre étudier le fonctionnement des réseaux et mettre en évidence l'importance des couplages interéléments au sein d'une telle structure. Nous nous pencherons dans un premier temps sur la théorie des réseaux phasés qui représentent l'exemple le plus classique des réseaux d'antennes. Nous analyserons les points forts de ces antennes et pointerons leurs limites. Puis, nous étudierons les réseaux d'antennes à distribution non uniforme qui permettent de dépasser certaines limites des réseaux phasés, en particulier en réduisant la complexité de leur architecture. Ce sera aussi le cas pour les antennes à éléments parasites, qui traduisent la même tendance, poussée à sa limite, car un seul élément est le plus souvent excité. Les différents types de réseaux d'antennes seront illustrés par plusieurs exemples. Le projet SKA (« square kilometer array ») nous fournira de nombreuses illustrations grâce à la variété des concepts d'antennes utilisés dans ce projet, et apparaîtra comme le fil rouge de ce chapitre.

I.2. Les réseaux phasés à distribution uniforme

Un réseau d'antennes est dit périodique lorsqu'il est composé d'éléments identiques équidistants. Ces éléments peuvent être disposés le long d'un axe (réseau linéaire) ou sur une surface (réseau planaire). Sur une surface, différentes dispositions existent qui sont en général associées au terme de grilles. Les grilles conventionnelles peuvent être à maille carrée ou triangulaire comme présenté la Figure 3.

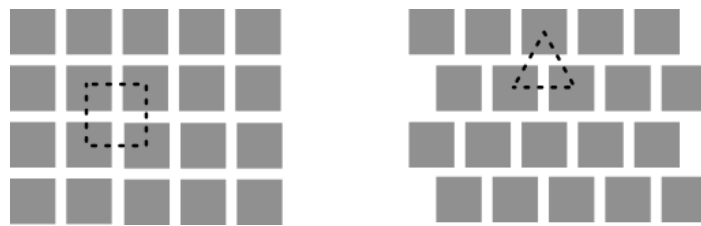


Figure 3 : exemple de grilles à maille carrée et triangulaire

I.2.1. Théorie des réseaux d'antennes périodiques

Considérons une distribution de N éléments rayonnants identiques. Pour la source n , nous avons :

- S_n , son centre de phase,
- a_n , son amplitude complexe, prenant en compte sa phase relative à un élément de réseau ($a_n = |a_n|e^{j\varphi_n}$),
- $E_{0n}(\theta, \varphi)$, son diagramme en champ,
- d_n , la position de l'élément rayonnant dans le repère général (O, x, y, z) ,
- r_n , la distance entre le centre de phase S_n et un point d'observation M .

Notation : les caractères en gras sont des grandeurs vectorielles et l'accent circonflexe marque le caractère unitaire d'un vecteur.

Le champ rayonné en un point M, en champ lointain, par les N éléments rayonnants du réseau s'écrit :

$$\mathbf{E}(\mathbf{M}) = \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{0n}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \cdot a_n \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} \quad \text{Équation 1}$$

Soit l'approximation champ lointain :

$$\frac{e^{-jk r_n}}{r_n} \approx \frac{e^{-jk r}}{r} e^{jk \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{d}_n} \quad \text{Équation 2}$$

Et supposons que chaque élément de l'antenne ait le même diagramme de rayonnement :

$$\mathbf{E}_{0n}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{E}_0(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \quad \text{Équation 3}$$

L'Équation 1 devient alors :

$$\mathbf{E}(\mathbf{M}) = \frac{e^{-jk r}}{r} \mathbf{E}_0(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \sum_{n=1}^N a_n e^{jk \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{d}_n} \quad \text{Équation 4}$$

Le champ rayonné au point M peut alors se mettre sous la forme :

$$\mathbf{E}_M = \mathbf{E}_s(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \cdot FR(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \quad \text{Équation 5}$$

Avec $FR(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})$, le facteur de réseau :

$$FR(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jk \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{d}_n} \quad \text{Équation 6}$$

Et $\mathbf{E}_s(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})$, le champ rayonné par une source,

$$\mathbf{E}_s(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = \frac{e^{-jk r}}{r} \mathbf{E}_0(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \quad \text{Équation 7}$$

Le facteur de réseau est une caractéristique d'un réseau d'éléments rayonnants. Il ne dépend que de la géométrie du réseau et de la loi d'éclairement de celui-ci (qui apparaît dans l'Équation 6 via les pondérations complexes a_n). Le facteur de réseau permet de déterminer la répartition de la puissance rayonnée par un réseau d'antennes. Cette répartition de puissance est contrôlée par la loi d'éclairement appliquée aux éléments du réseau. Un des principaux intérêts des antennes réseaux réside en la possibilité de contrôler pleinement la loi d'éclairement du réseau et ainsi le diagramme de rayonnement de l'antenne. L'action sur le module de a_n permet de gérer principalement le niveau des lobes secondaires, et la phase de a_n permet de contrôler le dépointage (beam steering) ou l'étalement (beam shaping) du faisceau.

I.2.2. Application du facteur de réseau à un cas simple : le réseau linéaire périodique

Nous étudions ici l'impact du facteur de réseau sur un cas simple : le réseau linéaire. Soit une répartition linéaire et périodique de N éléments rayonnants représentée sur la Figure 4.

Le facteur de réseau devient alors :

$$FR(\theta) = \sum_{n=1}^N a_{x_n} e^{jk_x(n-1)d_x} \quad \text{Équation 8}$$

Avec $k_x = k \sin \theta$

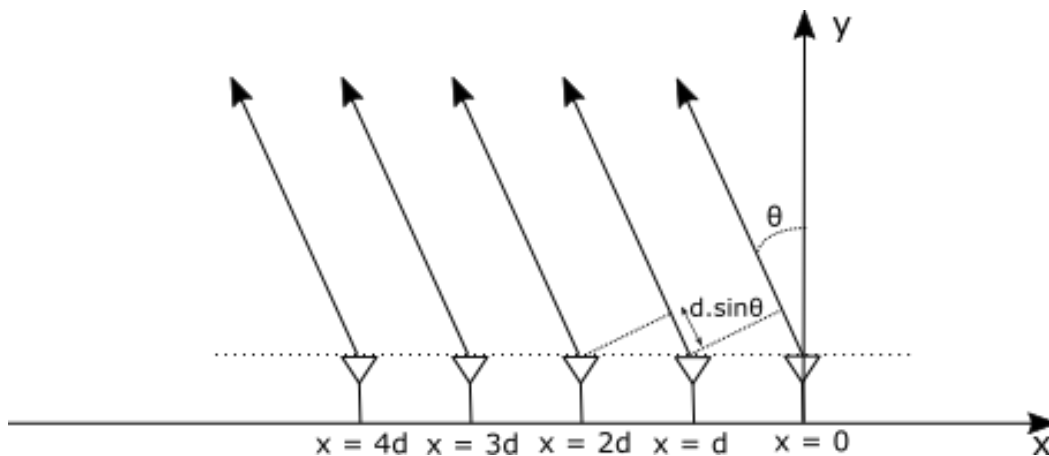


Figure 4 : réseau d'antennes linéaire périodique

Le facteur de réseau peut être étudié à partir des propriétés de la transformée de Fourier :

$$FR(k_x) = \sum_{n=1}^N a_{x_n} e^{j.2\pi.k_x.(n-1)\frac{d_x}{2\pi}} \quad \text{Équation 9}$$

Par analogie avec la théorie du traitement de signal qui nous apprend que la transformée de Fourier d'un signal discret est périodique, nous déduisons la présence de lobes

de rayonnement de période spectrale $\frac{2\pi}{d_x}$. Par ailleurs, la directivité de chaque lobe est associée à l'inverse de la dimension du réseau.

La première raie spectrale ($k_x = 0$) est le lobe principal tandis que les suivants sont appelés lobes de réseau. Ceux-ci entraînent un rayonnement dans des directions non désirées, ils doivent donc être évités pour ne pas disperser inutilement l'énergie.

Pour cela, il est possible de faire rayonner les lobes de réseau dans le domaine invisible pour que la puissance portée par chaque lobe de réseau soit évanescente. La période spatiale du réseau doit alors satisfaire la condition :

$$d_x \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_0|} \quad \text{Équation 10}$$

Avec λ , la longueur d'onde à la fréquence de travail et θ_0 la direction du lobe principal.

De plus, en notant $\Delta\varphi$ le gradient de phase entre chaque antenne, la direction de rayonnement du lobe principal est donné par :

$$\theta_0 = -\sin^{-1}\left(\frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi d_x}\right) \quad \text{Équation 11}$$

Des relations qui précèdent, nous pouvons déduire quelques principes généraux concernant les antennes réseaux périodiques :

- La dimension du réseau contrôle sa directivité,
- Le diagramme de rayonnement global du réseau d'antennes va correspondre au facteur de réseau pondéré par le diagramme de chaque cellule,
- Pour éviter des lobes de réseau visibles, l'écartement entre les éléments du réseau doit satisfaire la condition :

$$d_x \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_0|} \quad \text{Équation 12}$$

- la transformée de Fourier de la loi d'éclairement permet de déterminer le diagramme de rayonnement du lobe principal,
- le niveau des lobes secondaires peut être réduit grâce à des lois d'apodisation, au détriment de la directivité du lobe principal.

I.2.3. Le réseau planaire périodique

Soit un réseau planaire de $M \times N$ éléments rayonnants de répartition périodique dans le plan xOy et de dimension $Lx \times Ly$, tel que représenté sur la Figure 5. Les antennes élémentaires sont placées périodiquement en $x_n = nd_x$ et $y_m = md_y$ pour m et n entiers.

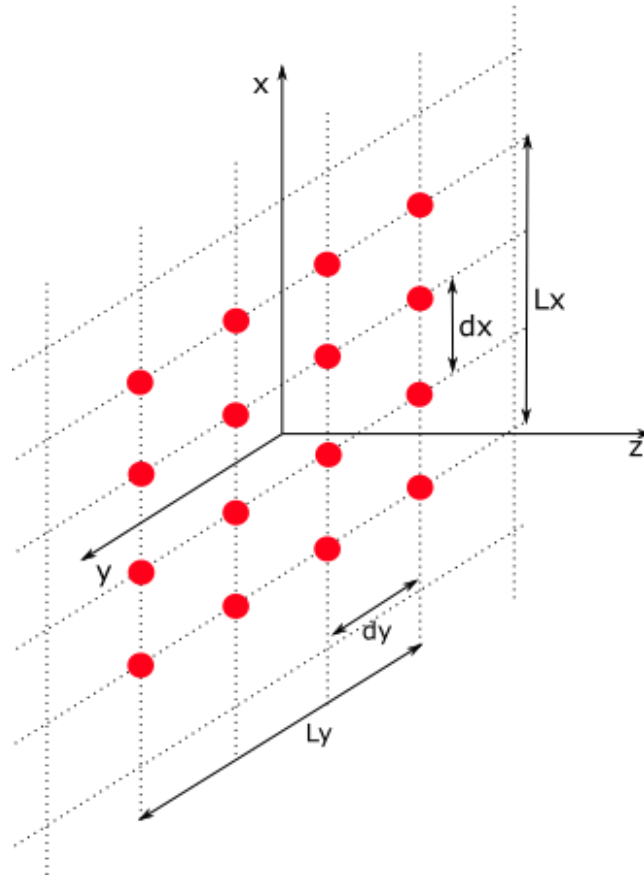


Figure 5 : réseau d'antennes planaire périodique

Le facteur de réseau est alors :

$$FR(\theta, \varphi) = \sum_{nm} a_{x_n} a_{y_m} e^{jk\hat{r} \cdot (nd_x\hat{x} + md_y\hat{y})} \quad \text{Équation 13}$$

Chaque somme peut être étudiée séparément comme dans le cas du réseau linéaire périodique.

L'écart maximal entre les éléments pour éviter l'apparition de lobes de réseau s'écrit :

$$d_{x,y} \leq \frac{\lambda}{1 + |\sin \theta_0|} \quad \text{Équation 14}$$

Pour s'assurer que le réseau permet d'atteindre un dépointage maximal, i.e. pour $\theta_0 = 90^\circ$, la condition de l'Équation 14 est souvent simplifiée en :

$$d_{x,y} \leq \frac{\lambda}{2} \quad \text{Équation 15}$$

I.2.4. Cas des réseaux planaires à maille triangulaire

Soit λ , la longueur d'onde à la fréquence de travail. Il est possible d'obtenir un réseau à maille triangulaire en décalant une rangée sur deux d'une demi-longueur d'onde. Nous illustrons un exemple de réseau planaire à maille triangulaire sur la Figure 6. En posant $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2} d_x$ avec $d_x = \frac{\lambda}{2}$ nous obtenons une maille triangulaire équilatérale. Nous pouvons démontrer dans ce cas que pour une même ouverture rayonnante, le nombre d'éléments rayonnants est réduit de 13,4 % tout en évitant l'apparition de lobes de réseau. Cette maille constitue donc un intérêt dans la recherche de structure à nombre d'éléments réduits.

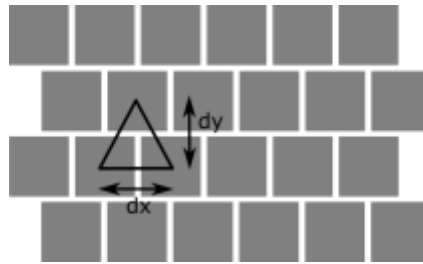


Figure 6: réseau périodique à maille triangulaire

I.2.5. Principales applications

I.2.5.1. Radioastronomie

Les prix Nobel Anthony Hewish et Martin Ryle eurent les premiers l'idée d'utiliser un réseau d'antennes en radioastronomie et réalisèrent le « Interplanetary Scintillation Array » en 1967. Ce radiotélescope était composé de 4096 dipôles fonctionnant à 81,5 MHz. Ce télescope permit la découverte des pulsars.

Parmi les radiotélescopes utilisant des réseaux d'antennes, le SKA (square kilometre array) est actuellement en cours de développement. Ce télescope permettra d'étudier de nombreux phénomènes astronomiques tels que les échanges d'hydrogène dans l'univers, la période de ré-ionisation, le comportement des pulsars, les champs magnétiques cosmiques...

Ce projet est divisé en plusieurs réseaux distincts :

- en Afrique du Sud SKA-MID : 200 antennes paraboliques, fonctionnant à plus de 350 MHz,
- en Australie SKA-LOW : 130 000 antennes travaillant entre 50 MHz et 350 MHz.

La Figure 7 illustre un prototype de réseau d'antennes Vivaldi développé pour le SKA. Ce réseau d'antennes fonctionne en bipolarisation linéaire grâce à un positionnement alterné des éléments dans deux plans orthogonaux. L'espacement entre les éléments est d'une demi-longueur d'onde à 1GHz [4].



Figure 7 : prototype de réseau d'antennes pour le SKA, à Nançay [4]

I.2.5.2. Application militaires

Grâce à leurs performances, les réseaux phasés connaissent un fort succès dans le domaine militaire. Ainsi, elles peuvent équiper les radars à balayage électronique qui remplacent ceux à balayage mécanique grâce à leur vitesse de balayage accru et leur encombrement réduit. Leur agilité de faisceau leur permet de réaliser plusieurs tâches en parallèle comme la détection, le suivi de cibles, le tir multiple, le suivi de terrain et l'imagerie à ouverture synthétique.

L'avion de chasse Rafale de Dassault aviation est actuellement équipé du radar AESA (Active Electronically Scanned Array) RBE2 de Thalès. RBE2 étant l'acronyme de « radar à balayage électronique deux plans ». Ce radar multifonction en bande X permet au Rafale de réaliser la totalité des missions dévolues à l'armée de l'air et qui nécessitaient auparavant plusieurs types d'avions. Il améliore les capacités de détection en permettant le suivi d'une quarantaine d'appareils adverses. Ses capacités en cartographie permettent au rafale de réaliser des vols en suivi de terrain à très basse altitude. Par ailleurs, son agilité en faisceau et en fréquence le rendrait difficilement détectable par les systèmes adverses. Ce type de radar est composé de centaines d'éléments rayonnants et intègre des modules T/R complexes, le tout constituant des « tuiles », nécessitant un pilotage informatique précis [5], [6].

Quelques autres avions utilisent un radar AESA actuellement comme l'intercepteur Sukhoi Su-57 et le bombardier Northrop B2 qui sont équipés réciproquement du radar N036B du Tikomirov NIIP Institute et du radar à synthèse d'ouverture AN/APQ-181 de Raytheon.



Figure 8: RBE2 équipant un rafale à gauche et An/APG-77 à droite

Les systèmes de défense antiaérienne sont un autre exemple d'applications utilisant des radars AESA. Le GM400 de Thales Raytheon Systems et le Seafire de Thalès sont des exemples de radars de surveillance de l'espace aérien pouvant suivre de nombreuses cibles, y compris à très hautes vitesses, comme les missiles balistiques.



Figure 9 : radar GM400 (à gauche) et Seafire (à droite)

I.2.5.3. Application spatiales

Pour communiquer avec des satellites éloignés, des antennes fortement directives sont nécessaires. Historiquement, les antennes paraboliques ont permis de répondre à cette exigence et sont encore utilisées aujourd'hui. La sonde Voyager 1, l'objet d'origine humaine le plus éloigné de la Terre, est ainsi équipée d'une antenne parabolique de 3,66 mètres de diamètre qui lui permet de communiquer sur la distance record de 21 673 605 500 kilomètres au 28 avril 2019. Le pointage de l'antenne nécessite alors un dispositif mécanique précis. Le développement des réseaux d'antennes a ouvert de nouvelles perspectives pour les applications spatiales et le secteur spatial offre aujourd'hui de nombreuses débouchées pour cette technologie. En effet, la directivité élevée des réseaux d'antennes et leur capacité à réaliser des faisceaux complexes sont des avantages importants. Elles offrent davantage de flexibilité en termes de vitesse de balayage du faisceau et de modification du faisceau (rayonnement directif ou sectoriel). Cette agilité présente un grand intérêt pour des satellites ayant une durée de vie élevée. Celle-ci monte jusqu'à 15 ans dans le cas des satellites de télécommunications en orbite géostationnaire comme Eurostar E3000 d'Astrium. Les tâches réalisées par le satellite peuvent ainsi évoluer au cours de sa durée de vie. Par ailleurs, grâce à la présence d'un grand nombre d'éléments rayonnants, une panne d'un ou de quelques éléments n'est pas critique et ne remet pas en cause la capacité du satellite à remplir sa mission.

Le satellite STENTOR (Satellite de Télécommunications pour Expérimenter les Nouvelles Technologies en ORbite) était un programme élaboré par Alcatel et le CNES et destiné à tester de nouveaux équipements en condition réelle, dont une antenne réseau AESA. Ce satellite est représenté sur la Figure 10. Il s'agit d'une antenne planaire constituée de 48 briques de base composées chacune de 32 éléments de type cavité, rayonnant en bande Ku entre 12,5 GHz et 12,75 GHz. L'antenne permettait d'émettre simultanément jusqu'à 3 faisceaux instantanément reconfigurables. La directivité des faisceaux est comprise entre 26 et 40 dBi [7].



Figure 10 : le satellite STENTOR et son antenne AESA [7]

Pour répondre aux besoins du programme GALILEO, EADS CASA ESPACIO a développé une antenne réseau de 45 éléments illustrée sur la Figure 11. La principale exigence en termes de rayonnement est d'obtenir un diagramme isoflux, afin que l'énergie reçue par les récepteurs soit constante. Les éléments antennaires choisis sont composés de deux patches microstrip superposés. Le patch inférieur est un patch circulaire tandis que le supérieur est un anneau. Ces éléments antennaires produisent un rayonnement à polarisation circulaire droite sur les bandes L1 (15,55 GHz – 15,95 GHz) pour le patch supérieur et E5 (11,45 GHz – 12,37 GHz) et E6 (12,59 GHz – 12,99 GHz) pour le patch inférieur. Un court-circuit réalisé sur le bord du patch inférieur limite les interférences entre ces deux éléments.

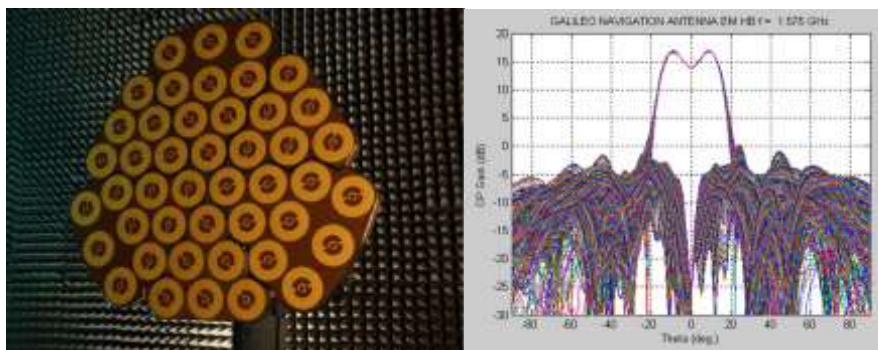


Figure 11 : l'antenne réseau utilisée sur GIOVE-B et son diagramme de rayonnement isoflux [8]

Airbus Defence and Space propose le système DRA/ELSA (Direct Radiating Array Electronically Steerable Antenna) qui équipe Hispasat 36W-1 et qui est la première antenne active multifaisceaux déployée en orbite pour une application SATCOM civile [9]. Cette antenne fonctionne en bande Ku (14,25 GHz – 14,5 GHz). Elle est capable de rayonner 4 faisceaux indépendants et reconfigurables pouvant être instantanément dirigés en tout point visible de la Terre. La forme des faisceaux peut être adaptée aux besoins de la mission (faisceaux étroits, larges...) pour optimiser le gain et ainsi le rapport gain sur bruit de l'antenne qui est un paramètre critique en bande montante. Le pointage et la formation des faisceaux sont réalisés en contrôlant l'excitation (en amplitude et en phase) des éléments.

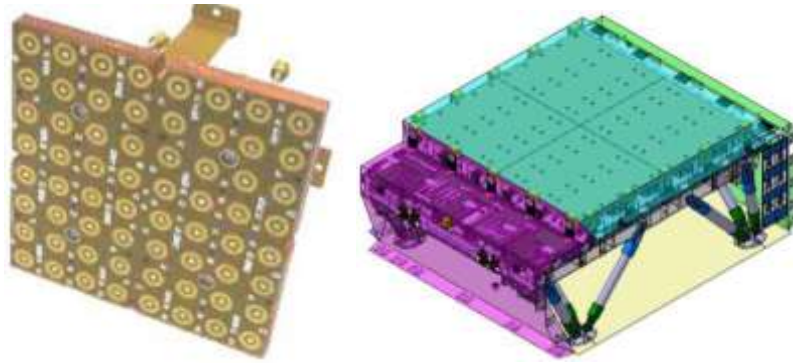


Figure 12 : a) sous réseau constituant l'antenne à gauche, b) DRA/ELSA à droite [10]

ELSA est composée de 100 patches circulaires excités par lignes micro-rubans (Technologie SSSL) répartis sur 4 sous réseaux pour simplifier l'intégration de l'antenne. Le réseau d'antennes est à maille carrée. Le sous-réseau est représenté sur la Figure 12-a et le système DRA/ELSA entier sur la Figure 12-b. La Figure 13 représente le circuit formateur de faisceaux composé de deux niveaux de combineurs (le premier de 20 combineurs et le second de 4), de multiples puces de contrôle de module et d'amplificateurs [10]. Nous pouvons bien mesurer sur ce schéma la complexité du réseau formateur de faisceaux nécessaire à l'obtention des performances décrites.

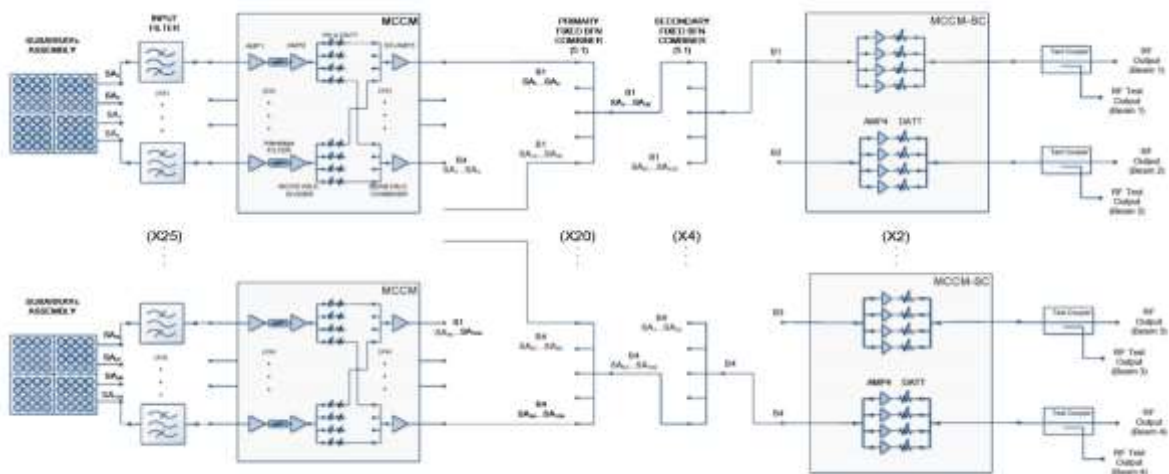


Figure 13 : Diagramme bloc d'ELSA et de son circuit formateur de faisceaux [10]

La Figure 14 présente quelques exemples de rayonnements pouvant être réalisés par ELSA.

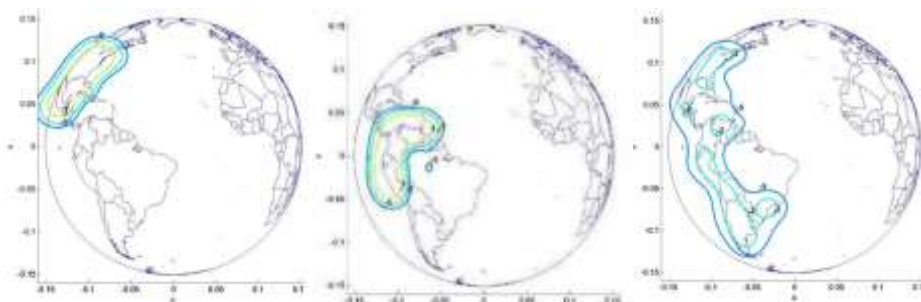


Figure 14 : exemples de faisceaux rayonnés par ELSA [10]

I.2.5.4. D'autres types de réseaux à distribution uniforme

Afin de simplifier l'architecture globale des solutions présentées, d'autres architectures ont été proposées comme les réseaux focaux ou encore les réseaux en transmission et en réflexion.

I.2.5.4.1. Les réseaux focaux

Les réseaux focaux consistent à placer un réseau d'antennes reconfigurables dans le plan focal d'un réflecteur. La focalisation du faisceau est assurée par le réflecteur ce qui permet de diminuer le nombre d'éléments du réseau par rapport à une antenne réseau à rayonnement direct pour un même gain. Il est par conséquent possible de simplifier la chaîne d'excitation du réseau. Ce concept est illustré par la Figure 15. Cette solution permet de réaliser des faisceaux sectoriaux ou encore des rayonnements multifaisceaux [11], [12].

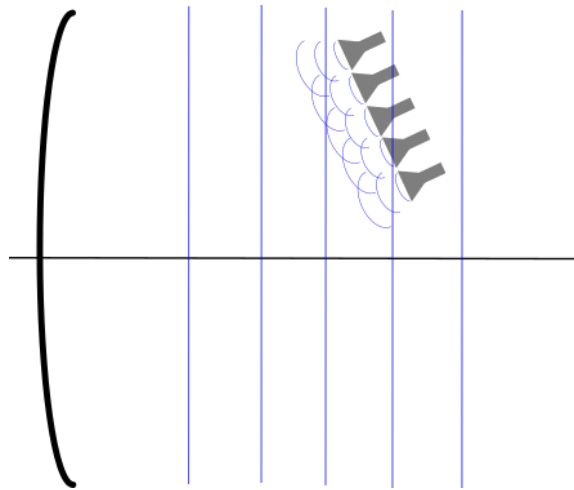


Figure 15 : principe de fonctionnement d'un réseau focal

L'antenne MEDUSA d'AIRBUS Defense and Space, visible sur la Figure 16 permet de réaliser des couvertures multifaisceaux en utilisant un réseau d'éléments en technologie guide d'ondes comme source focale et un réflecteur pour focaliser les faisceaux. Il est ainsi possible de rayonner 18 faisceaux en bande Ku couvrant le Proche et Moyen Orient (Egypte, Syrie, péninsule arabique).

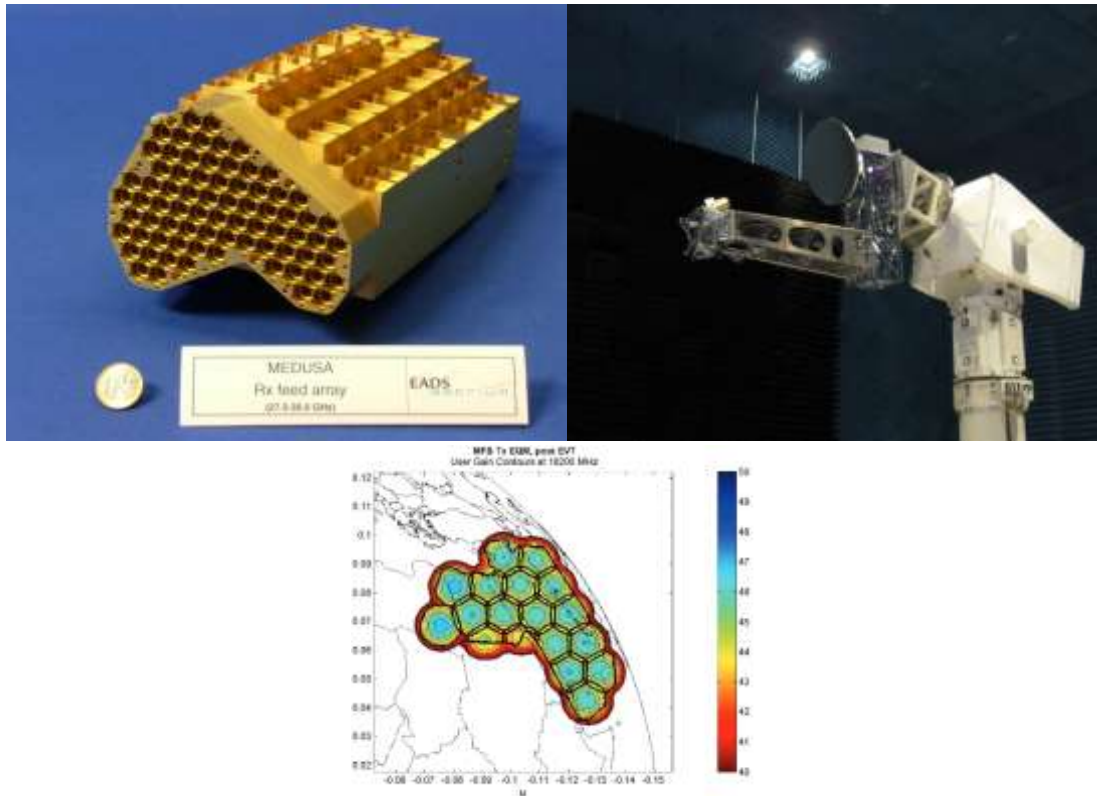


Figure 16 : sources rayonnantes (à gauche), l'antenne Medusa complète (à droite), exemple de rayonnement couvrant le Moyen-Orient (en bas) [13]

I.2.5.4.2. Les réseaux en transmission

Le principe de fonctionnement des réseaux en transmission est le suivant : une interface (aussi appelée lentille) modifie les propriétés d'une onde émise par une source radioélectrique unique. Cette interface peut agir sur la phase et/ou sur l'amplitude de l'onde électromagnétique. La Figure 17 illustre le principe de fonctionnement de ce type de réseaux. Costa propose ainsi une antenne en transmission pour une application en bande Ka en orbite [14] tandis que Padilla de la Torre propose une antenne en bande Ku [15].

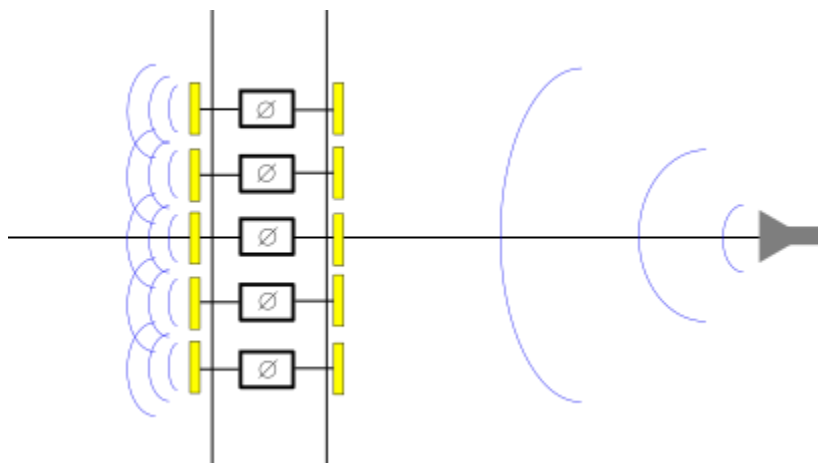


Figure 17 : principe de fonctionnement d'un réseau en transmission

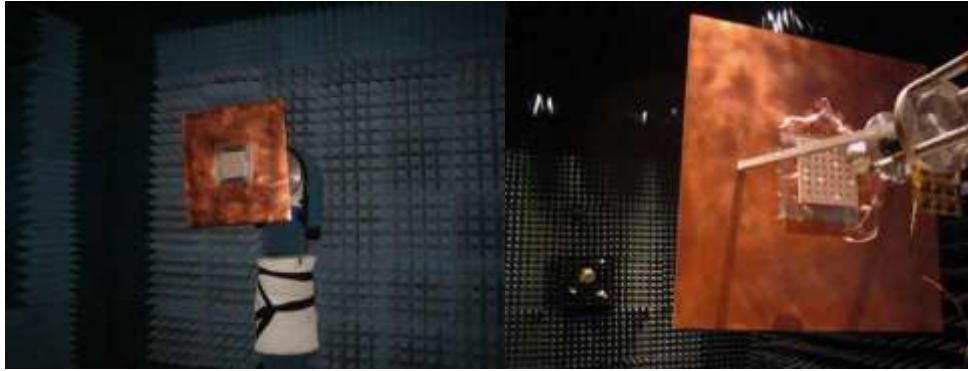


Figure 18 : réseau en transmission dans une chambre anéchoïde, vues avant et arrière [15]

En utilisant deux sous-réseaux imbriqués, Pham et Sauleau proposent un réseau en transmission bibrande et bipolarisation fonctionnant en réception (19,5 GHz) et en émission (29 GHz) sur la bande Ka.

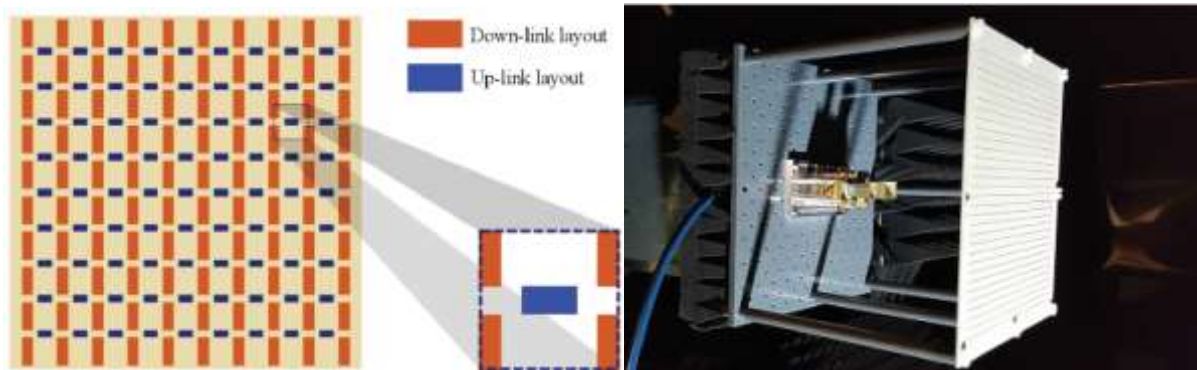


Figure 19 : réseau en transmission bibrande et bipolarisation, vue schématique des sous-réseaux imbriqués (à gauche) et antenne réalisée (à droite)

I.2.5.4.3. Les réseaux en réflexion

Les antennes en réflexion ont un fonctionnement proche de celui des antennes réseaux en transmission, mais la source électromagnétique est située dans le demi-espace de rayonnement. Le panneau réflecteur est muni d'un ensemble de charges réactives contrôlables. Une source radioélectrique éclaire le panneau rayonnant qui réémet les ondes incidentes selon une loi de phase dépendant des valeurs des charges réactives. Les fonctions peuvent éventuellement être figées si l'application ne nécessite pas un rayonnement reconfigurable [16]. La Figure 20 présente le fonctionnement d'un réseau en réflexion.

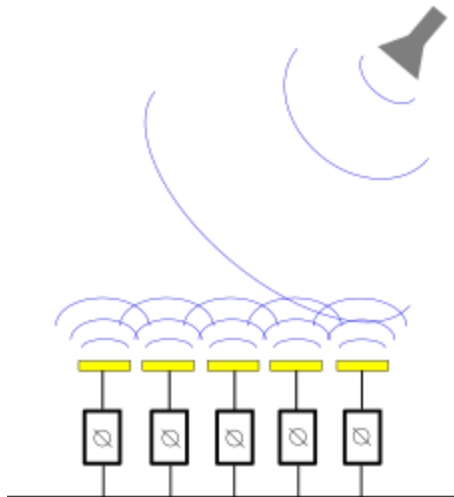


Figure 20 : principe de fonctionnement d'un réseau en réflexion

Thalès a développé le système ERASP pour des applications spatiales comme les radars à synthèse d'ouverture ou la télémétrie en bande X [17]. L'utilisation de diodes PIN sur les éléments du réseau en réflexion permet de contrôler la phase de l'onde réémise par chaque élément afin d'obtenir une antenne à balayage électronique.



Figure 21 : panneau en réflexion (à gauche), l'antenne ERASP en cours de test (à droite) [17]

Les éléments unitaires utilisés au sein des réflecteurs jouent un rôle important sur les fonctions réalisées par l'antenne. Des éléments unitaires fonctionnant en bibande [18] ou en polarisation circulaire [19] ont été proposés par Courtin, Mener et Gillard.

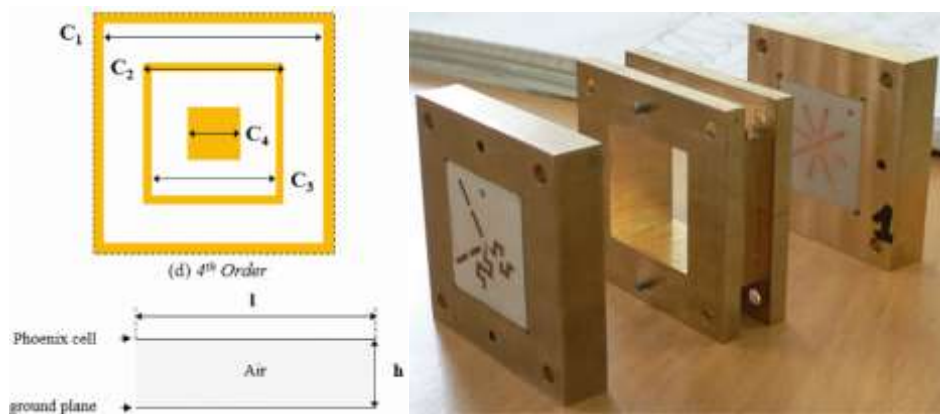


Figure 22 : élément cellulaire de type "Phoenix" fonctionnant en bibande (à gauche) , une configuration d'élément unitaire en polarisation circulaire (à droite)

I.2.6. Le formateur de faisceaux

Le formateur de faisceau désigne un sous-système de l'antenne chargé d'alimenter chaque élément rayonnant avec une onde dont l'amplitude et la phase complexe permettent la réalisation du faisceau voulu. Nous n'évoquerons pas ici la déclinaison passive la plus rudimentaire qu'est le circuit de distribution muni de diviseurs de puissance successifs. Il existe deux principales catégories de circuits formateurs de faisceaux ou Beam Forming Network (BFN). Les BFN passifs, qui utilisent un transmetteur et un récepteur central et qui disposent de déphaseurs pour chaque élément (ou éventuellement pour chaque sous-ensemble d'éléments). Les BFN actifs, pour lesquels les systèmes d'émission à haute puissance (PA) et les systèmes de réception des signaux faibles (LNA) sont répartis sur chaque élément. Les BFN actifs présentent ainsi de meilleures performances et une fiabilité accrue, mais ils sont hautement complexes et chers. Les BFN des réseaux phasés vont ainsi profondément différer selon que les réseaux soient actifs ou passifs.

Les réseaux d'antennes à BFN passifs ne présentent généralement pas de contrôle d'amplitude et seuls des déphaseurs sont utilisés afin de créer un déphasage entre les ondes électromagnétiques émises par chaque élément dans le but de réaliser un balayage du faisceau. Puisque le système ne dispose que d'un seul amplificateur à l'entrée du réseau d'alimentation, une puissance très importante transite par celui-ci ce qui est une problématique majeure lors de la conception des réseaux d'antennes à BFN passifs :

- Des amplificateurs adaptés aux très fortes puissances doivent être choisis (amplificateur à tube par exemple),
- Toute la puissance traverse le réseau d'alimentation, ce qui limite le choix du type de technologie RF (guide d'onde le plus souvent) et augmente son poids,
- Les pertes dues au réseau d'alimentation et aux déphaseurs peuvent être importantes. Cela réduit la puissance réellement émise par l'antenne et restreint la sensibilité de la chaîne de réception.

Les réseaux d'antennes à BFN passifs sont généralement moins chers que les BFN actifs grâce à un nombre de composants restreint. Si le niveau des lobes secondaires l'impose, il est possible d'utiliser un réseau d'alimentation pondéré en amplitude. Les amplitudes

d'alimentation sont alors le plus souvent figées. La Figure 23 présente l'architecture globale du BFN passif.

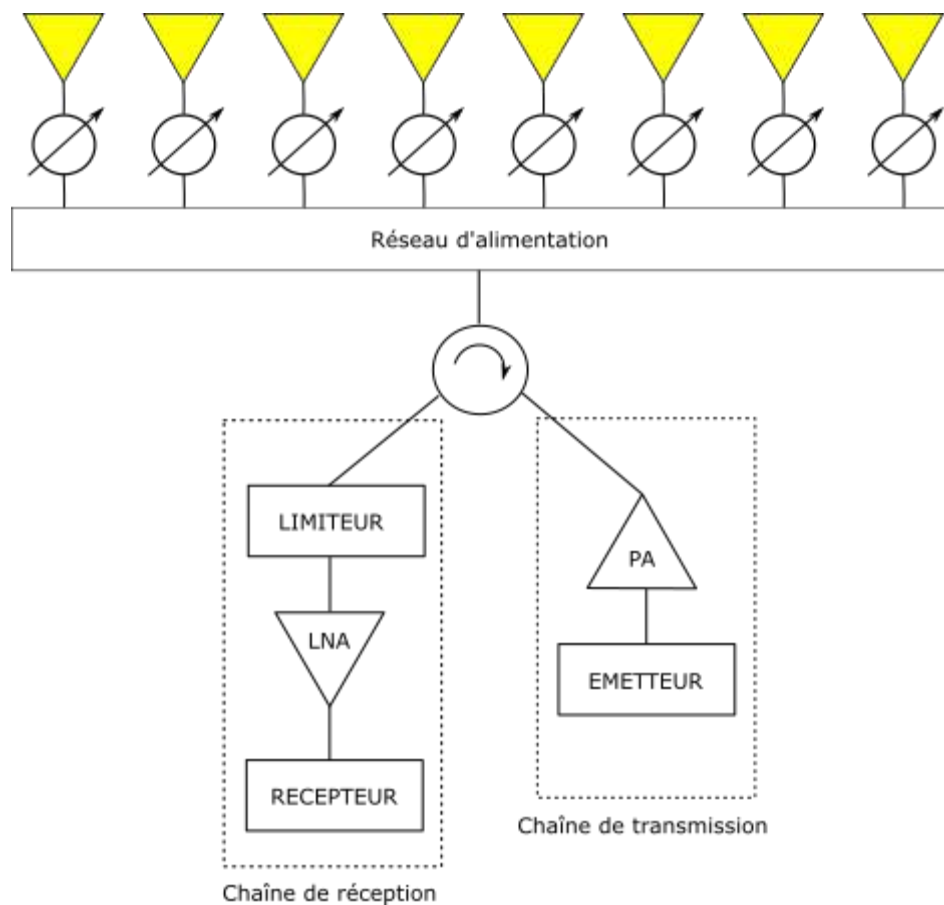


Figure 23 : synoptique d'un réseau avec un circuit de formation de faisceaux passif

Une architecture de réseau à circuit de formation de faisceaux actifs peut permettre d'éviter ces difficultés. Sa mise en œuvre nécessite l'ajout de modules en transmission et en réception (TRM, « transmit/receive module) à chaque élément rayonnant. Ceci complexifie considérablement l'architecture. L'émetteur central utilisé dans les réseaux passifs conventionnels est remplacé par des amplificateurs de puissance (PA) répartis dans chaque TRM. Quant à la chaîne de réception, elle est aussi répartie dans les TRM qui disposent d'un amplificateur faible bruit (LNA) et d'un limiteur. Les modules TRM sont ainsi composés a minima d'un PA en émission et d'un LNA en réception. La pondération en phase est gérée en entrée du TRM par un déphaseur, tout comme la pondération en amplitude qui est gérée avec un amplificateur à gain variable. Un circulateur permet de séparer les chaînes d'émission et de réception afin de réduire les problèmes liés à l'adaptation active des éléments rayonnants.

Un synoptique des BFN actifs est proposé sur la Figure 24.

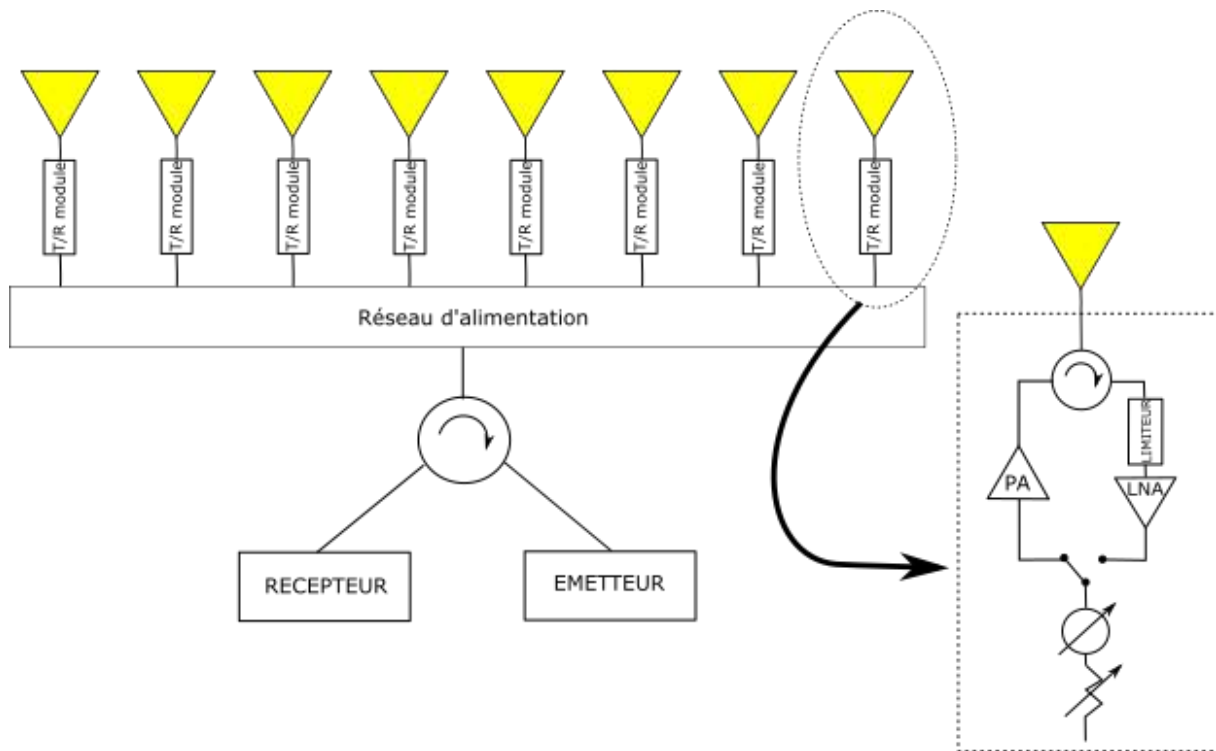


Figure 24 : synoptique d'un réseau avec circuit de formation de faisceaux actif

Les réseaux d'antennes à BFN actifs présentent ainsi plusieurs avantages :

- La sensibilité du système est améliorée. En effet, le bruit généré par le système est constant et la puissance RF est générée à proximité immédiate des éléments rayonnants,
- Les modules de transmission/réception permettent de contrôler entièrement l'amplitude et la phase des ondes émises par chaque élément rayonnant. Et ce contrôle est possible aussi bien en émission qu'en réception,
- Le réseau d'alimentation n'a plus à être optimisé technologiquement pour minimiser les pertes car la puissance transmise par ce réseau est bien moindre. La conception du réseau est ainsi plus facile, et il est possible de réduire sa taille et son poids,
- La panne d'un élément actif des TRM ne remet pas en cause le fonctionnement global du système.

Evidemment, ces améliorations des performances se font au prix d'une importante augmentation de la complexité du système et de son coût. Pour évaluer la complexité d'un tel BFN, nous proposons sur la Figure 25, une illustration du BFN de l'antenne ASAR.

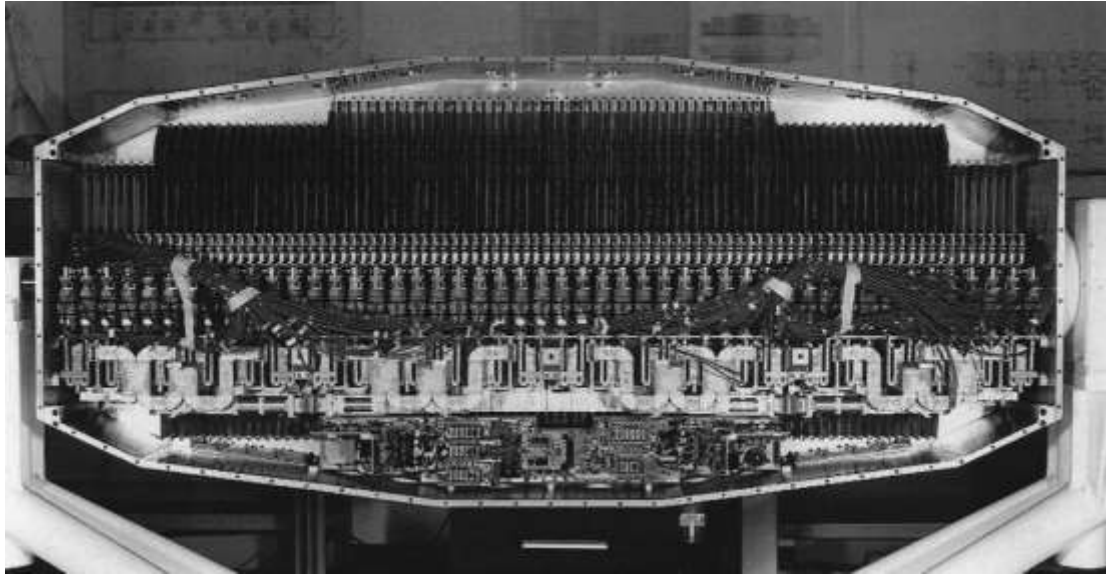


Figure 25 : vue du réseau formateur du système ASAR, un radar actif à synthèse d'ouverture

I.2.7. Les limites de l'approche analytique des réseaux phasés

I.2.7.1. Fonctionnement des réseaux réels

La méthode la plus simple pour synthétiser un réseau d'antennes consiste à supposer que les diagrammes de rayonnement de chaque élément du réseau sont identiques et à négliger la présence de couplages comme nous l'avons fait précédemment.

L'équation $E_M = E_s(\mathbf{r}, \theta, \varphi) \cdot FR(\theta, \varphi)$ déterminée en I.2.1 peut alors être utilisée afin de déterminer de manière analytique le champ rayonné par l'antenne.

Cette approximation permet d'obtenir de bons résultats si l'espacement interéléments est suffisant pour rendre les couplages négligeables et si les dimensions du réseau sont suffisamment importantes pour que les effets de bord soient minimes. Le fonctionnement d'un tel réseau est schématisé sur la Figure 26. Cette approche peut ainsi être utilisée pour réaliser des études analytiques pour comprendre le fonctionnement des réseaux et estimer rapidement leurs performances.

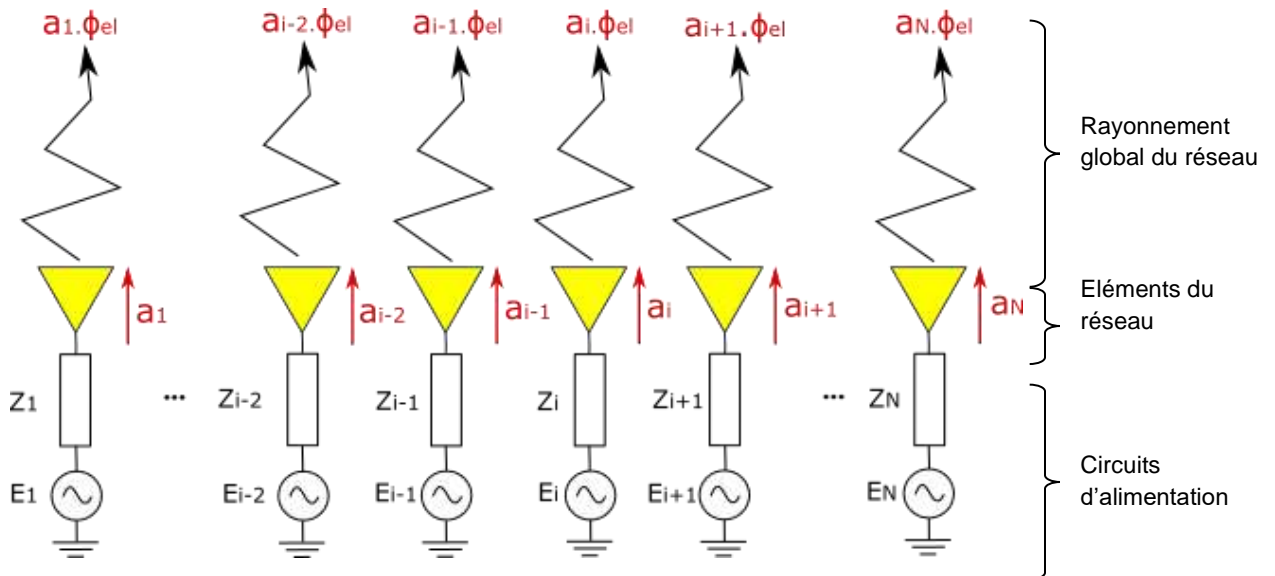


Figure 26 : approximation du fonctionnement d'un réseau utilisé pour une étude analytique

Néanmoins, cette simplification échoue à modéliser finement le fonctionnement d'un réseau d'antennes. En effet, au sein d'un réseau, des couplages entre les éléments existent et ont un impact sur le fonctionnement de l'antenne, d'autant plus important que la distance interéléments est réduite pour diminuer les lobes de réseau. Le fonctionnement d'un réseau réel est traduit par la Figure 27.

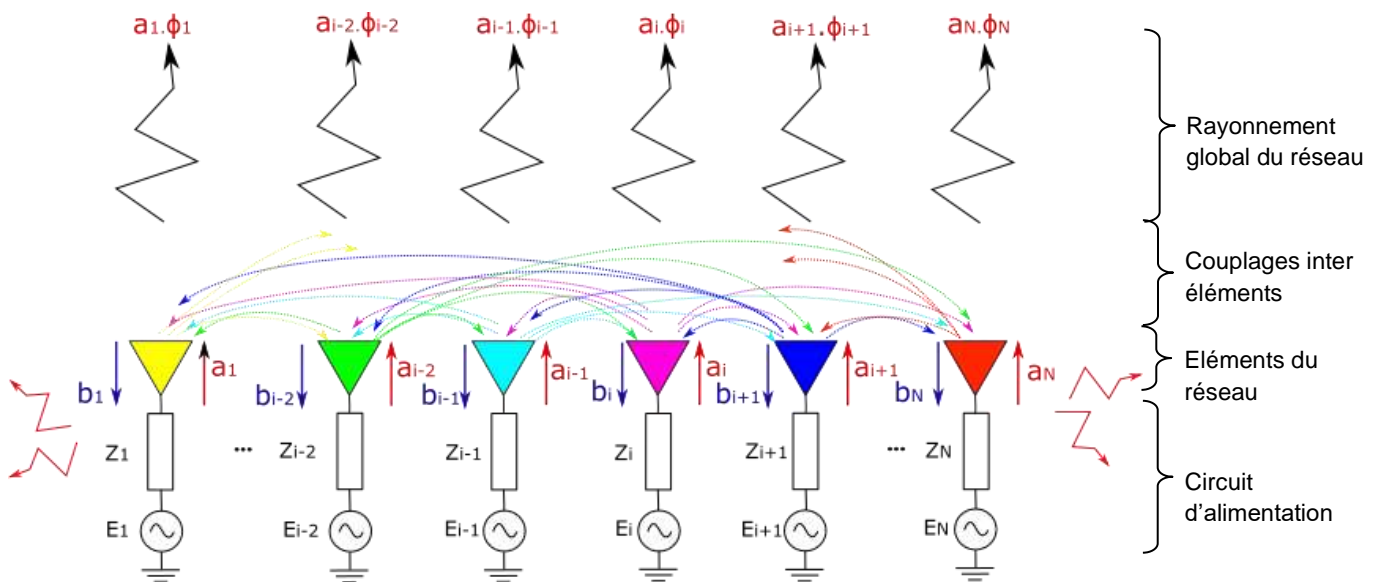


Figure 27 : schéma de fonctionnement d'un réseau réel

L'apparition de couplages entre les éléments du réseau d'antennes implique la présence d'ondes incidentes dans chaque port qui vont engendrer :

- Une modification des diagrammes de rayonnements ϕ_i , de chaque élément. Les diagrammes ϕ_i , sont ainsi appelés diagrammes environnés, ils se distinguent des diagrammes non environnés par des modifications du gain, de la direction de rayonnement maximal...
- La présence d'une onde incidente dans chaque port de l'antenne. Nous notons l'intensité de ces ondes incidentes b_i sur la Figure 27. Ces ondes incidentes vont modifier les coefficients de réflexion, en fonction des ondes émises a_i . Par ailleurs, l'énergie incidente peut entraîner des pertes et détériorer les systèmes connectés en amont de l'antenne (amplificateurs, déphaseurs...); il est par conséquent nécessaire de protéger ces circuits, par exemple en utilisant des circulateurs/isolateurs, ce qui est une nouvelle source de pertes. Ce phénomène explique que la gestion du TOS actif (c'est-à-dire les taux d'onde stationnaire lorsque tous les éléments du réseau sont excités) se complexifie au sein d'un réseau d'antennes.

Les couplages interéléments peuvent être modélisés et évalués en utilisant les paramètres S du réseau.

D'autres effets apparaissent dans le cas d'un réseau réel :

- Les ondes de surface désignent une onde se propageant le long d'une interface entre deux matériaux de permittivités différentes. Elles sont particulièrement importantes dans le cas des antennes utilisant des diélectriques comme les antennes patchs. Elles entraînent une dégradation des performances du réseau d'antennes en augmentant les couplages mutuels. De plus, en arrivant sur les bords du réseau, ces ondes de surface peuvent être diffractées ou réfléchies, ce qui perturbe encore le rayonnement. Au sein d'un réseau, les ondes de surface peuvent aussi créer des directions de rayonnement aveugles [20], ce qui est problématique dans le cas d'un réseau à agilité de faisceau. La Figure 28 illustre le phénomène d'onde de surface.
- Les effets de bord regroupent un ensemble de phénomènes physiques découlant de la rupture de périodicité de la structure. Le rayonnement environné des éléments placés sur le bord d'un réseau est ainsi fortement perturbé car les couplages impactant ces éléments sont fortement différents. Par ailleurs, des diffractions sont aussi présentes sur les bords d'un réseau, ce qui modifie son rayonnement.

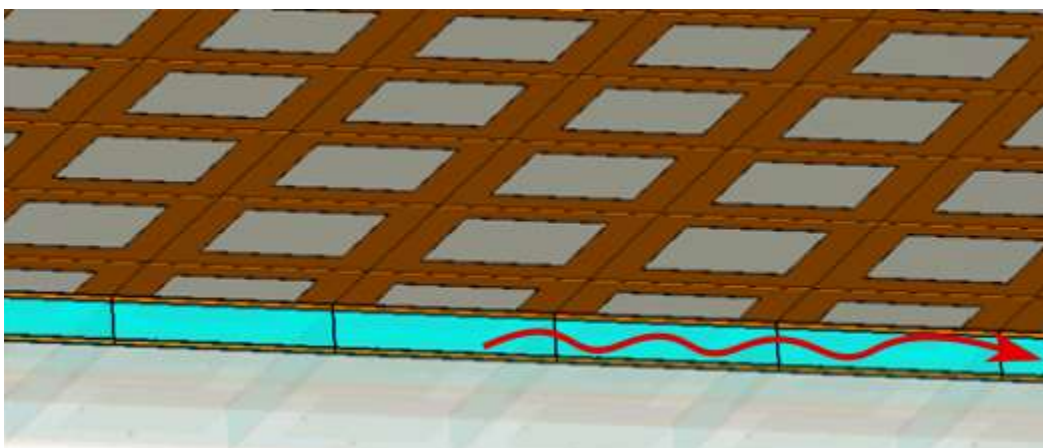


Figure 28 : onde de surface sur un réseau d'antennes patch

I.2.7.2. Modélisation des réseaux réels

Pour assurer le bon fonctionnement d'un réseau d'antennes, les phénomènes présentés précédemment doivent être pris en compte lors de sa conception. Les nombreuses méthodes conventionnelles de synthèses existantes peuvent être regroupées dans deux catégories principales :

- Les méthodes exactes comme la méthode « full wave »,
- Les méthodes simplifiées « à structure périodique infini ».

Il ne s'agit pas ici de dresser un inventaire de ces approches, la littérature étant abondante sur le sujet. Nous résumons uniquement leur cadre d'utilisation.

Les méthodes exactes sont par définition très précises et peuvent être utilisées pour de petits réseaux. Elles consistent à réaliser une simulation complète du réseau en prenant en compte l'ensemble des phénomènes radioélectriques se produisant [21]. Malheureusement, la puissance de calcul nécessaire à ces méthodes augmente considérablement avec la taille des réseaux. C'est pourquoi il est nécessaire d'avoir recours à des approximations pour concevoir des antennes comprenant un nombre d'éléments importants.

Les méthodes « à structure périodique infinie » se basent sur la simulation des caractéristiques d'un seul élément plongé dans un réseau infini. Ces méthodes prennent en compte les couplages interéléments (bien que de manière simplifiée, puisque chaque élément du réseau est considéré comme étant également couplé), mais négligent les effets de bord et les ondes de surface. Cette méthode s'avère très efficace dans le cas des réseaux d'antennes de grandes dimensions dans lesquels les effets de bords peuvent être négligés.

Au-delà de ces problématiques de modélisation, pour limiter la complexité des réseaux phasés et en particulier de leur réseau formateur de faisceaux, de nombreuses études ont été réalisées, visant à optimiser la structure géométrique des panneaux rayonnants. L'objectif est de diminuer le nombre d'éléments rayonnants sans réduire les performances du système. Nous allons présenter les principales voies d'études possibles, ce qui permettra de fixer le périmètre des travaux de cette thèse.

I.3. Les réseaux à distribution non uniforme

I.3.1. Introduction

Les réseaux d'antennes à distribution non uniforme sont des réseaux dans lesquels la grille qui compose le réseau à un pas variable, ou dans lesquels certains éléments du réseau sont supprimés, chargés particulièrement (chargés à 50Ω , en court-circuit...) ou de types différents. Il existe deux catégories principales de réseaux à distribution non uniforme dans la littérature.

- Les réseaux lacunaires : ces réseaux sont constitués d'une grille périodique et certains éléments du réseau sont absents ou alors chargés de manière particulière (courts-circuits, circuits ouverts, chargés sur 50Ω ...). L'objectif est de réduire le nombre de contrôles du réseau sans affecter excessivement la surface de rayonnement de l'antenne, afin de simplifier le circuit d'alimentation. La Figure 29 présente deux exemples de structures lacunaires.

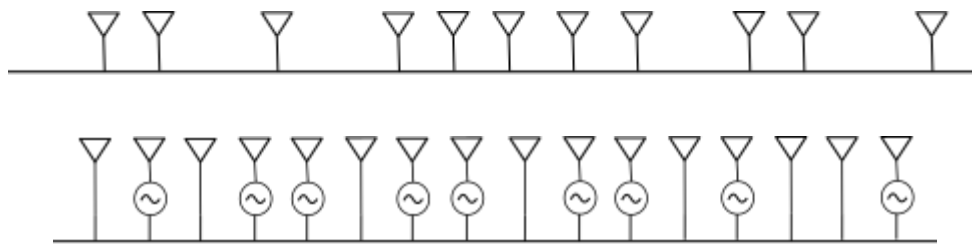


Figure 29 : deux exemples de réseaux lacunaires : certains éléments supprimés (en haut), certains éléments court-circuités (en bas)

- Les réseaux apériodiques : il s'agit de réseaux pour lesquels la grille ne suit pas de motifs périodiques. Les éléments constituant l'antenne peuvent être identiques ou de types différents. Un des objectifs majeurs de ces réseaux est de limiter la présence de lobes de réseaux qui sont dus à la périodicité du réseau comme nous l'avons vu précédemment. La Figure 30 illustre le principe des antennes apériodiques. En noir, nous présentons un réseau d'éléments séparés par une distance constante d . Et en jaune, un réseau apériodique pour lesquels les éléments sont déplacés d'une distance δ_n par rapport aux éléments du réseau périodique.

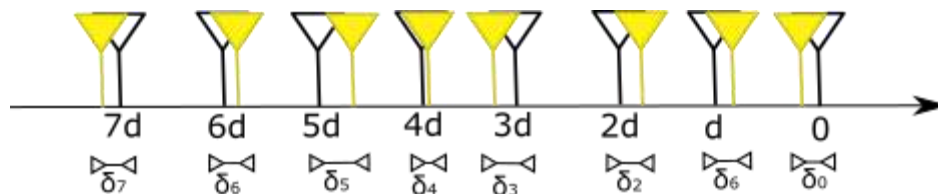


Figure 30 : schéma d'un réseau apériodique

Néanmoins, la conception de réseaux à distribution non uniforme devient plus difficile car les approximations classiques utilisées lors de l'étude d'un réseau périodique (réseau périodique infini, modes de Floquet, ...) ne sont pas applicables ou alors leur formalisme devient extrêmement complexe à dériver.

Les premières antennes lacunaires ont été réalisées de manière empirique en ôtant ou en court-circuitant des éléments à une antenne réseau déjà réalisée. Dans un deuxième temps, des approches algorithmiques ont permis d'optimiser les solutions.

L'origine des antennes à distribution non uniforme provient des travaux de Ruze concernant l'impact des erreurs de positionnement des éléments d'un réseau en 1952 [22]. Dès 1960, Unz propose de placer arbitrairement les éléments excités d'un réseau afin d'augmenter le nombre de degrés de liberté. Il démontre alors qu'il est possible d'obtenir les mêmes performances et avec moins d'éléments dans le cas d'une distribution non uniforme [23]. Un an plus tard, Harrington prouve qu'il est possible de diminuer les lobes secondaires d'une antenne réseau équi-amplitude en modifiant la position des éléments pour obtenir une grille apériodique. Il parvient ainsi à réduire les lobes secondaires d'un facteur de $2/N$ (N est le nombre d'éléments du réseau) sans augmenter la largeur du lobe principal [24]. Autre

avantage, cette méthode est bien plus facile à implémenter que les méthodes portant sur les lois d'illumination du réseau.

En 1962, Willey propose de réduire de 50 à 90% le nombre d'éléments d'un réseau périodique circulaire. Il choisit de positionner les éléments sur une grille périodique préalablement définie de sorte que la densité de distribution des éléments suit une loi connue et utilisée comme loi d'illumination (distribution de Taylor par exemple). De plus, il prouve que le gain obtenu est meilleur si les nœuds vides du réseau sont remplis d'éléments court-circuités par rapport au cas où ces nœuds restent vides [25]. La même année Andreasen propose trois principes pour la conception des réseaux d'antennes [26] :

- Le niveau des lobes secondaires dépend majoritairement du nombre d'éléments du réseau et peu de l'espacement des éléments,
- L'ouverture à 3 dB dépend de la taille du réseau,
- Il est possible d'obtenir de meilleures performances en bande passante et une agilité de faisceau avec un réseau à distribution non uniforme.

De plus Andreasen est le premier à envisager le problème de la distribution des éléments d'un réseau comme un problème d'optimisation ne disposant pas de solutions simples et adaptées à chaque cas. Il affirme qu'il est préférable de recourir à une synthèse informatique pour optimiser le placement des éléments d'un réseau d'antennes.

Alors que les méthodes vues précédemment consistent à modifier une distribution d'éléments déjà déterminée, Skolnik a l'idée en 1964 d'utiliser une distribution statistique des éléments inspirée des lois d'illuminations connues [27]. Cette méthode considère une loi d'illumination en amplitude comme une fonction de probabilité permettant de déterminer si un élément peut ou ne peut pas être localisé en un certain point. A la différence de Willey [25], cette méthode ne se base pas sur un réseau périodique déjà réalisé, de plus elle est aisément programmable, y compris pour de grands réseaux.

Néanmoins en 1966, après une étude reprenant de nombreuses techniques présentées dans la littérature, Lo et Lee affirment que la majorité des méthodes proposées ne sont pas optimales et que le problème d'optimisation d'une distribution d'éléments rayonnants reste entier [28].

Il faut attendre les années 90 et le développement de la puissance informatique pour que de nouvelles propositions apparaissent. Haupt utilise en 1994 un algorithme génétique pour optimiser des réseaux de 200 éléments disposés sur une grille périodique et composés d'éléments excités et d'éléments court-circuités [29], [30]. Cette approche permet d'optimiser un grand nombre de paramètres en même temps. Néanmoins, elle est lente et ne peut être utilisée que pour une optimisation géométrique de la structure de l'antenne et non pour contrôler en temps réel un faisceau en court-circuitant ou non des éléments. En 2004, Caorsi améliore l'efficacité des algorithmes génétiques appliqués à des réseaux d'antennes en couplant cet algorithme à la méthode CDS « cyclic difference sets »[31]. Keizer utilise un algorithme itératif basé sur la transformée de Fourier pour déterminer quels éléments d'un réseau peuvent être court-circuités [32], Bucci développe une méthode similaire pour des réseaux aperiodiques [33]. D'autres méthodes d'optimisation ont été étudiées : CP (« convex programming ») [34],[35], des améliorations des algorithmes génétiques [36], [37], utilisation de la fonction de Green [38]...

Par ailleurs quelques auteurs prennent en compte les couplages interéléments qui étaient auparavant ignorés. Ce point est important car comme la distance entre les éléments varie, les couplages entre ceux-ci sont aussi variables et sont donc plus difficiles à modéliser. Lager propose d'interpoler les couplages interéléments à partir des admittances de couplages de 9 ports arbitrairement choisis. Cette méthode permet d'estimer les couplages sur de grands réseaux non uniformes. Une méthode similaire est présentée par Wang [39].

D'autres auteurs ont plus récemment proposé des concepts d'antennes à distribution non uniforme reconfigurables. Rocca et Haupt ont développé en 2010 un algorithme basé sur une méthode statistique pour annuler un signal venant d'une direction particulière en minimisant le gain dans cette direction [40]. Cette méthode repose sur un réseau dont tous les éléments peuvent être excités ou court-circuités grâce à des interrupteurs. En gardant un nombre d'éléments excités constant pour ne pas faire varier le gain, les auteurs démontrent qu'ils peuvent reconfigurer le diagramme de rayonnement de leur antenne. De même en 2014, Haupt parvient à générer des directions aveugles tout en gérant le niveau des lobes secondaires [41].

I.3.2. Exemples de réseaux à distribution non uniforme

I.3.2.1. Les réseaux à distribution non uniforme du télescope SKA

Les réseaux aperiodiques sont aussi utilisés par les radioastronomes pour réaliser des interféromètres de très grande dimension nécessaires pour ces applications. L'utilisation d'éléments antennaires directifs (de type parabole) permet de limiter les problèmes de couplages. Il est ainsi envisagé pour le SKA de réaliser un réseau de paraboles. Ce réseau se composerait d'une zone centrale très dense et de groupes d'antennes disposés sur des spirales se développant autour de ce centre. La Figure 31 illustre cette disposition. La taille des spirales permet d'augmenter la résolution du télescope (i.e. la directivité) [42].

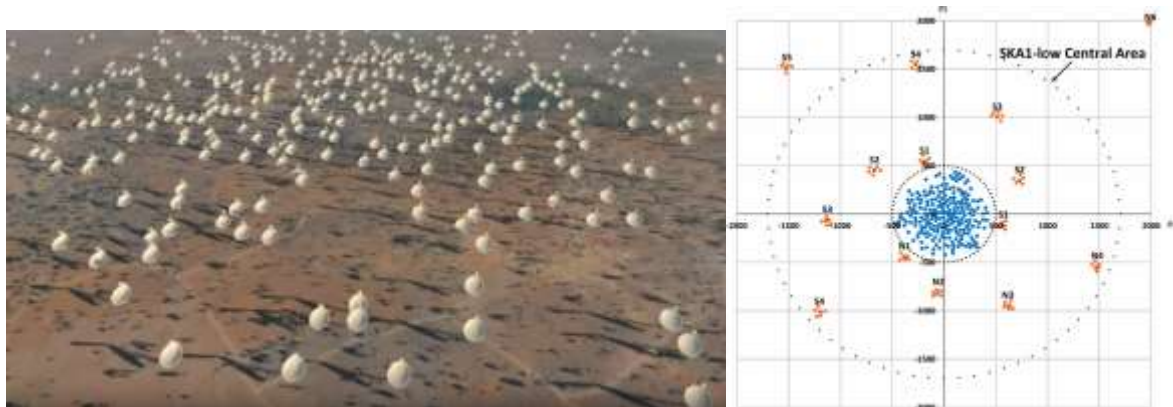


Figure 31 : vue d'artiste du réseau SKA1 (gauche), disposition des antennes (droite) [42]

De plus, un troisième et dernier réseau d'antennes doit être réalisé dans le cadre du projet SKA. Il s'agit d'un réseau aperiodique dont les éléments sont disposés aléatoirement tout en maintenant une distance moyenne entre deux éléments successifs d'une demi-longueur d'onde. Cette disposition doit permettre d'optimiser l'ouverture effective de l'antenne sur une large bande passante et de réduire les lobes secondaires [43]–[45]. La Figure 32 présente une proposition de distribution pour ce réseau.

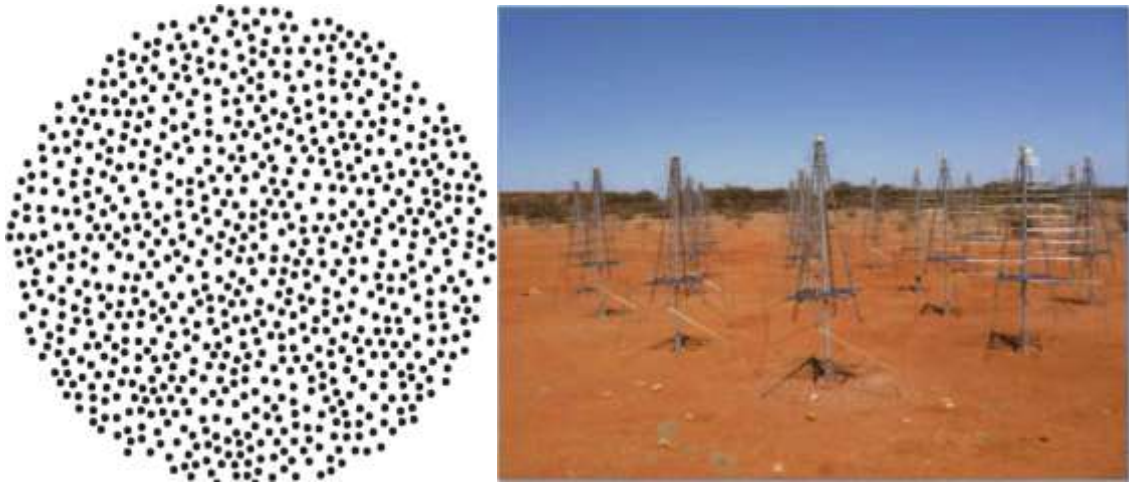


Figure 32 : proposition de distribution aléatoire des éléments antennaires (gauche) [46], les éléments antennaires large bande (à droite) [43]

Pour les radiotélescopes, la figure de mérite peut être exprimée comme le rapport : $\frac{A_{eff}}{T_{sys}}$, soit le ratio de la surface effective du réseau sur la température du système. Une bonne gestion des lobes secondaires permet d'améliorer ce ratio en diminuant la contribution du ciel à la température du système. La Figure 33 permet de comparer ce ratio pour une distribution aléatoire des éléments et une distribution régulière, selon la fréquence. Nous pouvons constater que le réseau aléatoire a une meilleure sensibilité et sur une plage de fréquence plus étendue. Ces figures sont issues de [46].

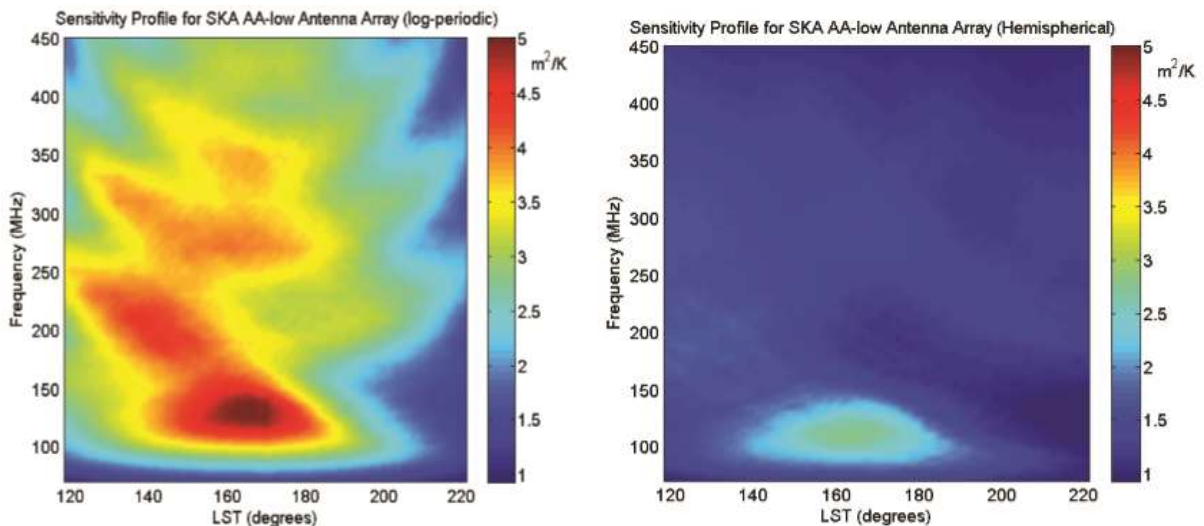


Figure 33 : sensibilité pour une distribution aléatoire (à droite) et régulière (à gauche) [46]

I.3.2.2. Réseau aperiodique « sunflower »

Si la littérature dans le domaine des réseaux non uniformes est riche, la plupart des études sont purement théoriques et les résultats proviennent majoritairement de simulations.

Peu de démonstrateurs ont été réalisés ce qui souligne les difficultés rencontrées. Un concept séduisant a été testé par Viasat pour l'ESA. La disposition des éléments du réseau proposé par cette équipe s'inspire de la disposition des graines d'une fleur de tournesol selon des spirales de Fibonacci. La Figure 34 illustre cette disposition. La disposition spatiale du réseau assure que la loi d'illumination du réseau suit une loi de Taylor bien que l'excitation de chaque élément est équi-amplitude et équi-phase. Cette disposition permet donc de diminuer le niveau des lobes secondaires.

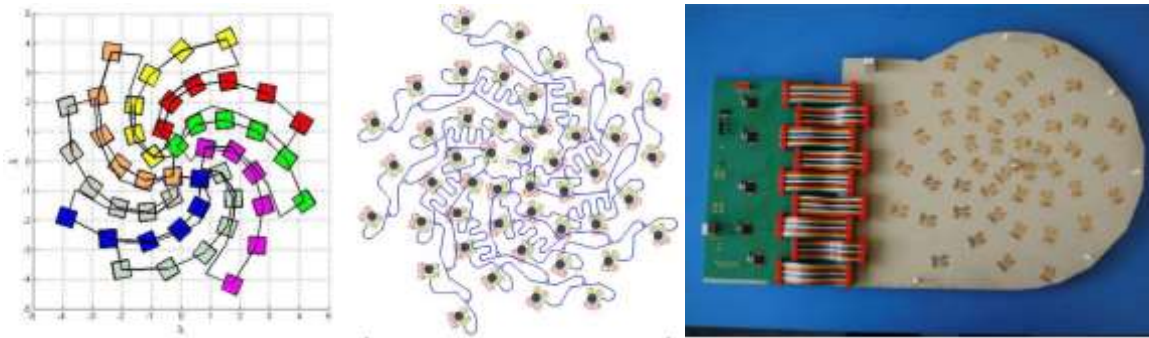


Figure 34 : disposition des éléments suivant des spirales de Fibonacci (à gauche), vue du BFN en bleu (au centre), le réseau final avec les contrôleurs (à droite) [47]

L'étude dont est issu le démonstrateur décrit ci-dessus s'est poursuivie par la modélisation d'un réseau plus grand utilisant lui aussi des spirales de Fibonacci. L'objectif est de concevoir une antenne fonctionnant en bande Ka (19,7-20,2 GHz) et dont le diamètre est inférieur à 1,5m. Le réseau doit être capable de générer 64 faisceaux illustrés sur la Figure 35 pour couvrir l'Europe.

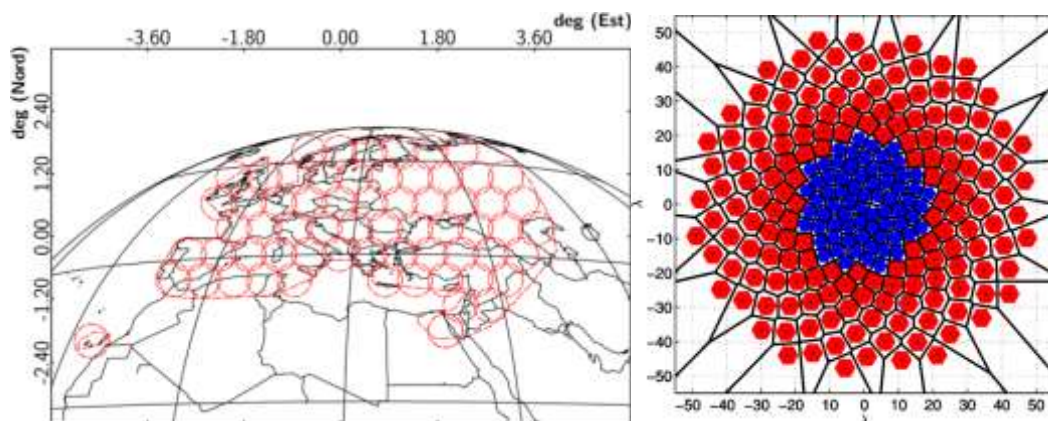


Figure 35 : répartition des 64 faisceaux (gauche), distribution des 230 éléments [48]

Vigano propose un réseau de 230 éléments pour répondre à cette problématique. Pour éviter les problèmes de rendement d'ouverture, des éléments de tailles différentes sont utilisés. Les patches en rouge sur la Figure 35 sont ainsi plus grands que les bleus.

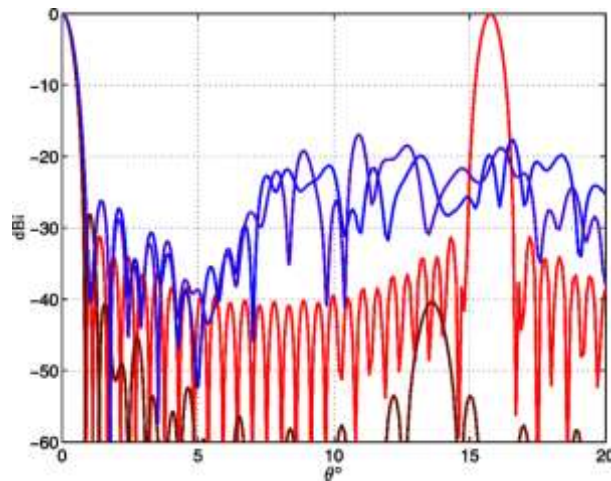


Figure 36 : facteur de réseau du réseau "sunflower" proposé (en bleu et violet selon les plans E et H) comparé au facteur de réseau d'un réseau périodique triangulaire et ayant une loi d'illumination de Taylor de même taille (en rouge et noir selon les plans E et H) [48]

La Figure 36 montre que cette distribution permet d'éviter la présence de lobes de réseaux par comparaison à un réseau triangulaire de 631 éléments de même dimension et de loi d'illumination de Taylor. Par ailleurs, nous pouvons remarquer que le facteur de réseau est remarquablement stable dans les plans E et H pour la distribution « sunflower ». Les performances obtenues sont résumées dans le Tableau 1.

	Objectif	« Sunflower » équiamplitude	Réseau périodique distribution de Taylor
Nombre d'éléments	-	230 (36,5 %)	631
Directivité	43,8 dBi	43,7 dBi	43,9 dBi
Niveau du premier lobe secondaire	< 20 dBi	20 dBi	20 dBi
Niveau du deuxième lobe secondaire	< 25 dBi	23,5 dBi	20 dBi
Niveau du troisième lobe secondaire	< 30 dBi	23,5 dBi	38,5 dBi
Efficacité d'ouverture	-	91,6 %	89,4 %

Tableau 1 : performances du réseau "sunflower" comparé à un réseau triangulaire de même dimension [48]

Malgré des lobes secondaires légèrement supérieurs, les performances de cette antenne « sunflower » équiamplitude sont remarquables avec une excellente directivité et une très bonne efficacité d'ouverture.

Sans atteindre les performances des réseaux d'antennes que nous avons vus précédemment, des réseaux dont seul un élément est excité existent. Leurs performances peuvent être très intéressantes, comme dans le cas des antennes Yagi Uda, et leur structure est considérablement plus simple.

I.4. Les antennes à éléments parasites

Le concept d'antennes à éléments parasites est proche de celui des antennes réseaux car elles sont formées des plusieurs éléments rayonnants (dipôles, patches...). Les antennes à éléments parasites se distinguent des réseaux d'antennes que nous avons vus précédemment par le fait que seul un élément est alimenté. Les éléments non alimentés modifient le rayonnement de l'antenne par couplages avec les autres éléments. Ainsi ces éléments parasites peuvent être utilisés pour influencer le rayonnement de l'antenne et atteindre un objectif de rayonnement donné. Les antennes à éléments parasites sont en général d'apparence simple et sont faciles à fabriquer ; elles présentent donc un coût assez bas tout en présentant des caractéristiques radioélectriques intéressantes. A noter que les réseaux en réflexion sont très proches de ces structures, la seule différence notable étant que la source d'excitation est en dehors du plan des autres éléments rayonnants.

Les antennes à éléments parasites peuvent être déclinées en une infinité de géométrie et de nombre d'éléments parasites. L'antenne la plus répandue est l'antenne Yagi-Uda, communément appelée antenne râteau. Elles furent développées durant les années 20 et ont été adaptées à de nombreuses applications ; elles furent utilisées sur des radars durant la seconde guerre mondiale, par les radioamateurs pour communiquer et évidemment pour recevoir la télévision. Leur ample diffusion provient à la fois de leur simplicité, de leur faible coût et de leurs qualités radioélectriques : les antennes Yagi-Uda atteignent des gains très élevés tout en minimisant le rayonnement arrière. Nous allons brièvement présenter leur fonctionnement comme exemple d'antenne à éléments parasites.



Figure 37 : antenne Yagi-Uda

Les antennes Yagi-Uda sont composées d'un dipôle excité et d'un ou plusieurs dipôles parasites. Ceux-ci sont appelés « réflecteurs » lorsqu'ils sont à l'arrière de l'antenne et « directeurs » quand ils sont devant. Ces antennes fonctionnent sur le principe suivant : un courant électrique parcourt le dipôle excité qui émet ainsi un rayonnement électromagnétique, les éléments parasites reçoivent une partie de ce rayonnement par couplage ce qui crée un courant induit dans les dipôles. Ce courant induit est responsable d'une nouvelle émission électromagnétique déphasée par rapport au champ de l'élément excité et qui est à nouveau couplé. Ainsi, le champ créé par chaque élément est le résultat des interactions du système entier. Finalement, le rayonnement global émis est la somme des rayonnements de chaque élément. Le déphasage entre les différents contributeurs est dû à la position des éléments. Il est donc possible de contrôler le rayonnement de l'antenne en choisissant judicieusement la

position des éléments parasites. La Figure 38 illustre le fonctionnement des antennes Yagi-Uda à partir d'un exemple composé d'un élément excité et d'un élément parasite « directeur ».

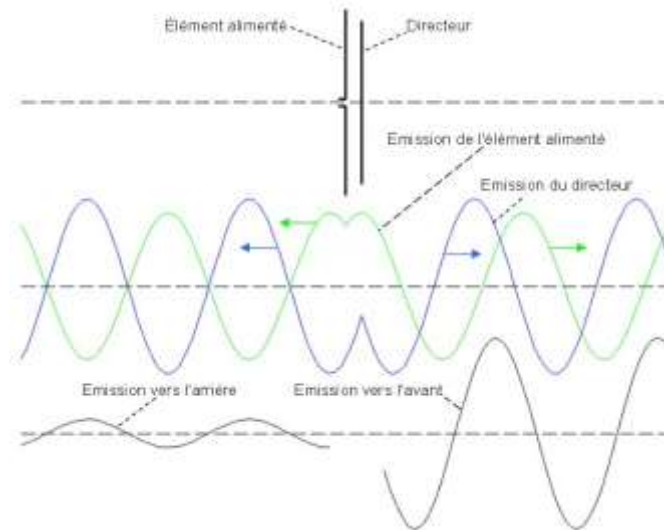


Figure 38 : principe de fonctionnement d'une antenne Yagi-Uda [49]

De nombreuses autres architectures d'antennes à éléments parasites existent ayant des caractéristiques très variables. La Figure 39 présente une antenne Yagi-Uda réalisée en technologie microruban [50]. Un exemple d'antenne à éléments parasites et à polarisation circulaire est présenté sur la Figure 40 [51]. D'autres exemples d'antennes à éléments parasites présentant un rayonnement omnidirectionnel peuvent être trouvés dans la littérature. On propose ainsi une antenne constituée d'une boucle excitée et d'une boucle parasite qui émet un rayonnement polarisé circulairement ; l'utilisation de quatre de ces antennes sur un cylindre permet d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel [52]. Cette antenne est présentée Figure 41.



Figure 39: antenne yagi-uda sur ligne micro -ruban [50]

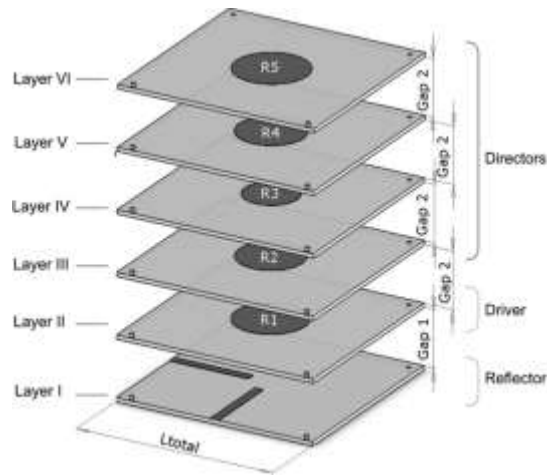


Figure 40 : antenne à éléments parasites verticaux à polarisation circulaire [51]



Figure 41 : antenne polarisée circulairement et à rayonnement omnidirectionnel

I.4.1. Travaux d'Harrington

En 1978, Harrington propose une architecture d'antenne à éléments parasites reconfigurable en termes de diagramme de rayonnement [53]. L'antenne proposée est constituée d'un élément central excité et de six éléments parasites disposés en cercle autour de l'élément central comme présenté sur la Figure 42. Les éléments parasites sont chargés sur des impédances idéalement réactives qui peuvent s'écrire sous la forme : $Z_{Li} = jX_i$. Ces charges réactives sont utilisées comme des degrés de liberté permettant de focaliser le faisceau dans une direction donnée.

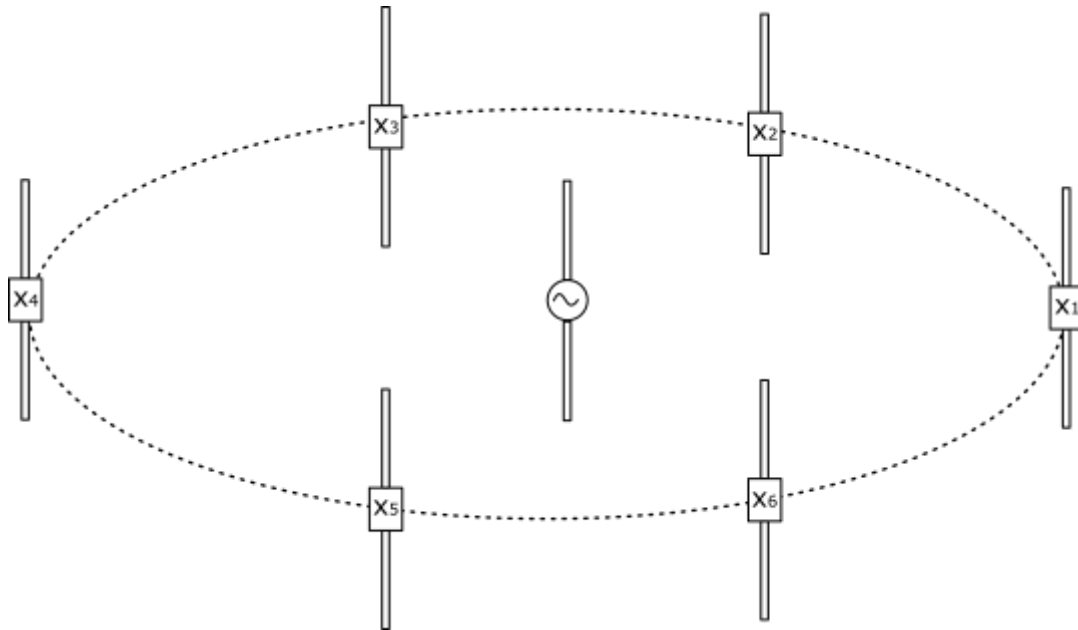


Figure 42 : antenne à éléments parasites d'Harrington [53]

Harrington démontre qu'il est possible de contrôler le gain de ce réseau d'antennes en utilisant les impédances réactives connectées à chaque port. A titre indicatif, l'équation permettant de contrôler le gain est la suivante :

$$G = \frac{k^2 \eta}{4\pi \vec{I} [R] \vec{I}} \left| \vec{V}^0 [Z^i]^{-1} \vec{V} - \frac{\vec{V}^0 [Z^i]^{-1} [U^i] [Z^i]^{-1} \vec{V}}{jB_i + (Z_i)_{ii}^{-1}} \right|^2$$

Avec :

- G , le gain de l'antenne,
- $Z_i = jX_i$, l'impédance de charge de l'élément i ,
- I , le courant dans les ports (sous forme vectorielle),
- V^0 , est la tension sur les ports du système quand les ports sont en courts-circuits et excités par une onde provenant de la direction de gain maximum (sous forme vectorielle),
- U^i , matrice identité de taille i ,
- \vec{V} , le vecteur d'excitation,
- $B_i = \frac{1}{X_i}$, l'inverse de la partie réactive de l'impédance.

B_i est le paramètre à faire varier pour optimiser le gain. Harrington utilise une approche unidimensionnelle itérative pour résoudre cette équation. Les performances obtenues en termes de gain pour différentes directions de rayonnement sont présentées dans le Tableau 2 pour un réseau dont les éléments sont séparés d'une distance S , allant d'un huitième de longueur d'onde à une demi-longueur d'onde. Nous pouvons constater qu'une distance S d'un quart de longueur d'onde permet de maximiser le gain. Les valeurs des charges réactives sont données dans le Tableau 3. Nous présentons les résultats pour les objectifs de rayonnement 0° , 10° , 20° , 30° sur la Figure 43. Toutes les autres directions peuvent être obtenues par simple rotation. Ces résultats obtenus proviennent de [53].

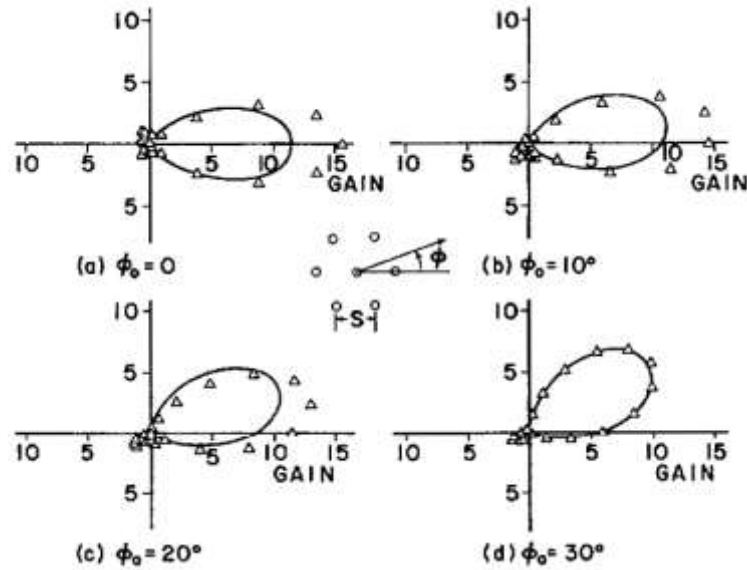


Figure 43: diagrammes de rayonnement obtenus par la méthode d'Harrington pour différents objectifs de rayonnement

ϕ_0	Gain obtenu (dB) / $S = \lambda/4$	Gain obtenu (dB) / $S = \lambda/2$	Gain obtenu (dB) / $S = \lambda/8$
0°	11,41	6,76	9,55
10°	11,23	6,62	9,48
20°	10,95	6,45	9,28
30°	10,90	7,43	9,35

Tableau 2 : Gain dans la direction ϕ_0 pour une antenne à éléments parasites de 7 éléments et pour différentes distances interéléments

Numéro de l'élément	Direction de rayonnement			
	0°	10°	20°	30°
1	-63,6 Ω	-64,3 Ω	-64,7 Ω	-57,4 Ω
2	-94,6 Ω	-85,2 Ω	-71,0 Ω	-57,4 Ω
3	9,0 Ω	34,8 Ω	180,0 Ω	-398,1 Ω
4	10,8 Ω	11,4 Ω	9,7 Ω	1,7 Ω
5	9,0 Ω	-1,0 Ω	-4,1 Ω	1,7 Ω
6	-94,6 Ω	-105,6 Ω	-134,1 Ω	-401,0 Ω

Tableau 3 : Charges réactives appliquées sur chaque élément pour des objectifs de rayonnement variés

La Figure 43 et le Tableau 2 montrent qu'une bonne focalisation et un pointage précis du faisceau sont réalisables à partir d'un réseau composé d'un faible nombre d'éléments. Harrington constate aussi que le gain obtenu est dépendant de la géométrie du réseau, le meilleur gain est ainsi obtenu pour une distance interéléments d'un quart de longueur d'onde. Il est intéressant de constater que le gain d'une antenne réseau circulaire est généralement

variable en fonction de la direction de rayonnement, alors que pour cette antenne à éléments parasites le gain reste plutôt constant.

Le concept d'antenne proposé par Harrington présente plusieurs avantages :

- Il n'y a pas de ligne d'alimentation sur les éléments parasites du réseau : ceux-ci sont alimentés par couplage,
- Il n'y a qu'une charge réactive sur chaque port, sans que cela aboutisse à une perte de degrés de liberté pour la formation de faisceau,
- Il n'y a qu'un élément excité, ce qui simplifie l'alimentation de l'antenne,
- L'utilisation d'impédances variables permet de rendre cette antenne reconfigurable en faisceau (ces impédances peuvent être pilotées mécaniquement ou électroniquement),

Ce concept présente néanmoins quelques limites. En premier lieu, l'optimisation du rayonnement de l'antenne devient très compliquée pour des réseaux dotés d'un plus grand nombre d'éléments. De plus, les éléments parasites doivent être proches les uns des autres pour obtenir des couplages suffisants. Pour terminer, la gestion des lobes secondaires et du rayonnement arrière n'est pas possible avec cette méthode.

Cette approche est prolongée par les travaux de Sinnot [54]. Celui-ci propose de résoudre le problème de synthèse d'antennes circulaires à éléments parasites par une approche matricielle inspirée de Tilmman [55]. Sinnot parvient ainsi à synthétiser un diagramme de rayonnement défini comme un polynôme de Chebyshev en $a * \cos \phi + b$, avec a et b choisis de manière à atteindre un niveau de lobes secondaires déterminé. Il démontre ainsi qu'une définition du diagramme de rayonnement plus précise est permise pour des antennes à éléments parasites.

Les travaux conceptuels d'Harrington ont fait émerger une nouvelle classe d'antennes appelées ESPAR (« electronically steerable passive array radiator »). De nouvelles stratégies de synthèses ont été développées grâce au développement des capacités informatiques dans les années 90. De nombreux travaux pour optimiser la synthèse de ces antennes ont été réalisés. Parmi ceux-ci, nous pouvons mettre en avant Gyoda et Ohira [56] qui utilisent un algorithme de Monte-Carlo pour réaliser une antenne ESPAR de 5 éléments. Ils parviennent ainsi à générer une direction de rayonnement aveugle, indépendante de la direction de rayonnement maximale. Une approche plus rapide a été développée par Komatsuki en se basant sur une approche Hamiltonienne [57]. Cet algorithme permet de réduire le temps de calcul d'un facteur 5 par rapport à un algorithme de Monte-Carlo. Par ailleurs, l'approche Hamiltonienne est plus efficace pour des problèmes comprenant un grand nombre de variables, il est donc très utile pour l'optimisation d'antennes ESPAR multiéléments dont la configuration est complexe.

I.4.2. Quelques exemples plus récents

Les antennes ESPAR sont généralement des architectures simples qui peuvent remplacer de petits réseaux d'antennes agiles plus complexes à mettre en œuvre et à réaliser. Ainsi, les antennes ESPAR présentent un excellent compromis coût/efficacité pour des applications grand public qui ne nécessitent qu'une commutation du diagramme afin d'optimiser un bilan de liaison. Mattheeijssen propose en 2004 [58] une architecture simple composée de deux dipôles, l'un excité et l'autre parasite. Un simple commutateur permet de

choisir entre deux valeurs d'impédances réactives pour charger l'élément parasite et ainsi obtenir une diversité en rayonnement. Ce concept est illustré sur la Figure 44.

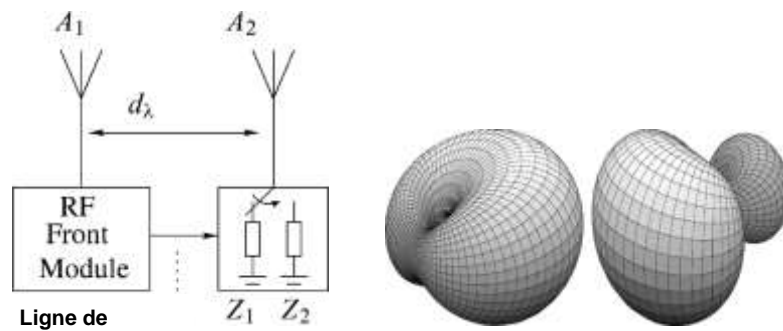


Figure 44 : concept d'antenne parasite commuté (gauche), diagrammes obtenus (droite) [58]

Pour améliorer les performances des réseaux locaux sans fil, Fassetta propose une antenne à éléments parasites de 6 éléments, dont 2 sont excités [59]. Les éléments sont placés à équidistance sur un anneau comme le montre la Figure 45. Les éléments sont de type BSSA (« bent stacked slot antenna »). Fassetta obtient un rayonnement dans la direction $\{\theta = 35^\circ ; \phi = 0^\circ\}$ de 5 dB, tout en minimisant le rayonnement arrière. Ces performances doivent permettre de réaliser un réseau local sans fil minimisant les interférences.

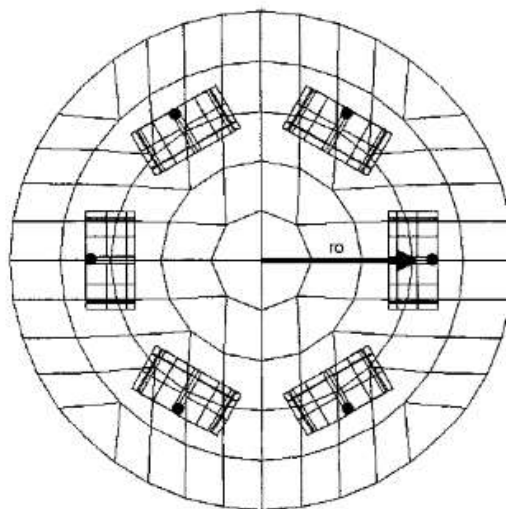


Figure 45 : architecture d'antenne ESPAR à six éléments [60]

Lee a réalisé et testé une antenne ESPAR de 5 éléments [60]. Elle est constituée d'un monopole central excité et de 4 monopoles équidistants comme présenté sur la Figure 46. Chaque élément parasite est relié à deux charges réactives via un circuit intégré CMOS ADG 918 permettant de choisir la charge connectée.

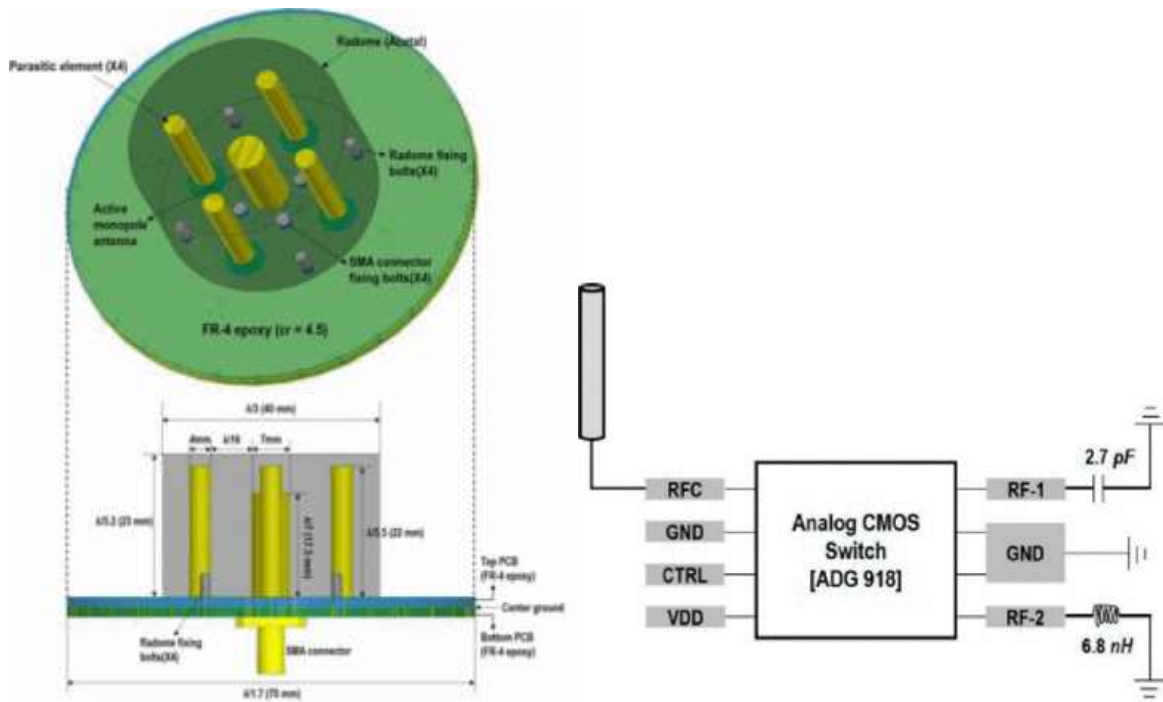


Figure 46 : antennes ESTAR à 5 éléments (gauche), schéma du commutateur équipant les éléments parasites (droite) [60]

Le système comporte 8 états distincts puisque chacune des quatre antennes parasites peut être connectée à deux charges. Lee parvient à déterminer les valeurs des charges réactives permettant de rayonner dans 8 directions différentes espacées régulièrement de 45 degrés. La Figure 47 montre les diagrammes de rayonnement correspondant à ces 8 états.

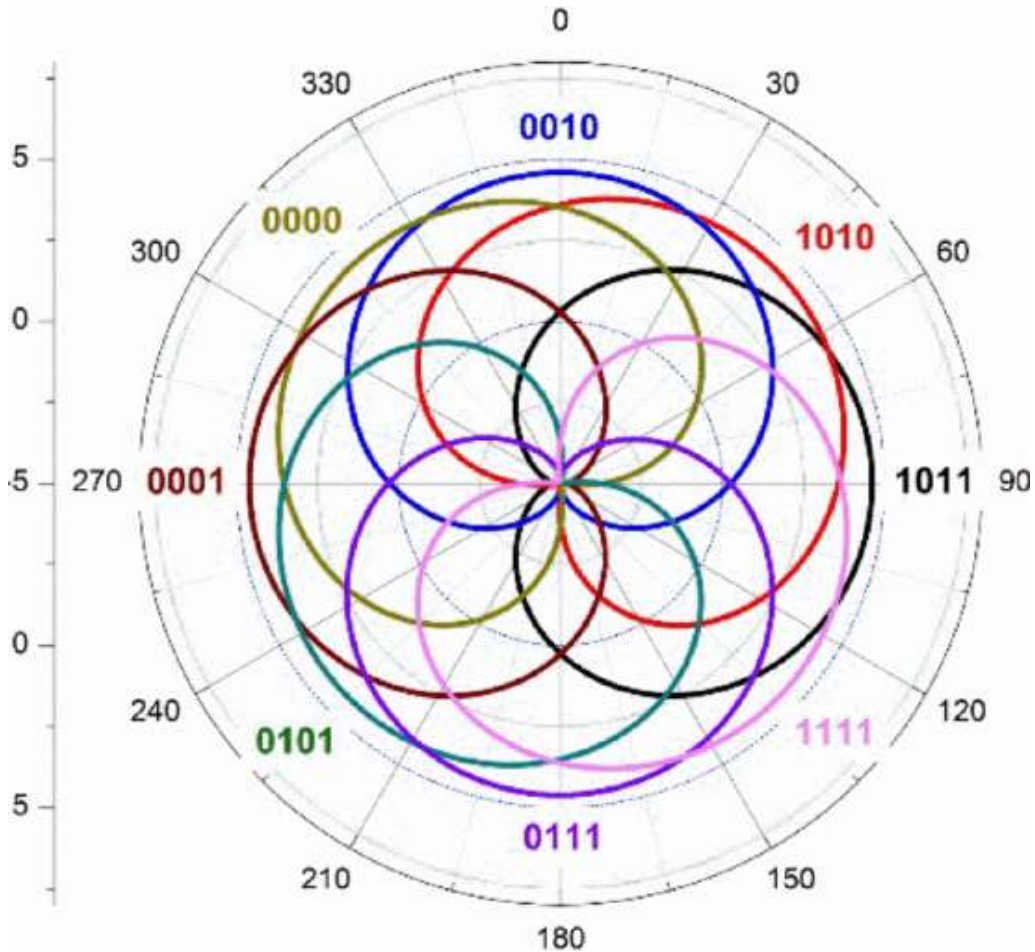


Figure 47 : diagrammes de rayonnement des 8 états de l'antenne ESPAR de Lee [60]

Cet exemple montre qu'une architecture assez basique permet de commuter un faisceau dans de multiples directions régulières. Une telle antenne pourrait être utilisée pour orienter automatiquement un faisceau dans la direction d'émission afin d'améliorer le bilan de la chaîne de transmission et éviter des interférences. Il est aussi possible d'imaginer une antenne déterminant automatiquement la direction d'arrivée d'un signal et orientant son rayonnement dans cette direction ; Plotka propose une méthode pour y parvenir [61].

Le concept d'antenne ESPAR peut aussi permettre de réaliser des systèmes à agilité de diagramme en polarisation circulaire. Miura [62] propose une antenne ESPAR composée de patches carrés. Cette structure est présentée sur la Figure 48. Cinq patches à double alimentation constituent cette structure afin de générer la polarisation circulaire. Les patches parasites peuvent être commutés sur 3 valeurs de charges différentes à l'aide d'un commutateur SP3T.

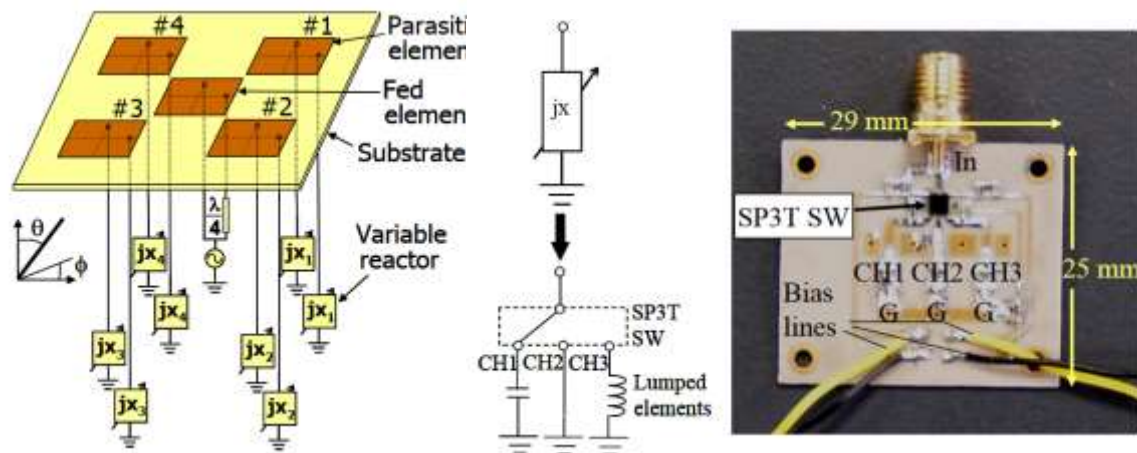


Figure 48 : ESPAR à polarisation circulaire (gauche), circuit de commutation SP3T (droite) [62]

Cette antenne a été réalisée et ses performances mesurées. Les gains obtenus pour un balayage azimutal sont compris entre 5 et 7 dBic, avec un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB. L'antenne présente ainsi la capacité à commuter son diagramme de rayonnement dans le plan azimutal.

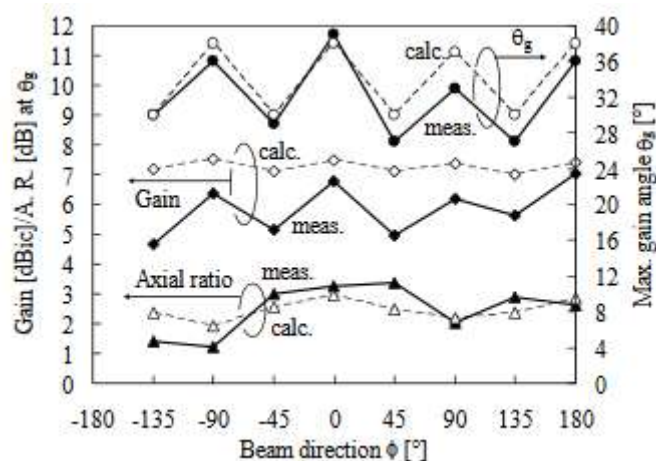


Figure 49 : gain simulé et mesuré et taux d'ellipticité pour le lobe principal pour 8 directions de pointages différentes [62]

I.4.3. Limites de l'approche d'Harrington

L'approche proposée par Harrington présente un intéressant compromis performances/simplicité/coût. Néanmoins ce type d'architecture est rapidement limité :

- les performances en rayonnement dépendent fortement de la géométrie du réseau. Or, il n'existe pas de méthodes permettant d'optimiser la géométrie du réseau en fonction d'un objectif de performances. Les choix de géométries sont limités,
- la formation de faisceaux par une antenne ESPAR reste très restreinte et se limite en pratique à une orientation du faisceau dans un unique plan, sans gestion des lobes secondaires,
- la directivité des antennes ESPAR reste moyenne à cause de la faible taille des réseaux,

- la présence d'un seul élément excité limite la puissance rayonnée,
- l'agilité de l'antenne se limite à un nombre de directions préalablement choisi et nécessairement restreint.

I.5. Bilan et orientation des travaux de thèse

Les réseaux d'antennes regroupent un grand nombre de concepts différents, fruits de nombreuses recherches. Des réseaux phasés extrêmement agiles utilisés sur des avions de chasse jusqu'aux antennes à éléments parasites couramment employées pour recevoir la télévision, les réseaux d'antennes s'adaptent à maintes applications. Le choix de la structure à utiliser est un problème complexe qui repose sur un compromis entre les performances attendues du système, sa complexité et par conséquent son coût.

Le développement des antennes ESPAR est intéressant car il conjugue la capacité de commutation de faisceaux et une structure simple. Néanmoins leurs performances restent limitées. La généralisation de ce concept à des structures plus vastes doit permettre d'améliorer ses performances en particulier en termes de directivité. Le laboratoire XLIM travaille ainsi sur une hybridation des antennes ESPAR et des réseaux lacunaires. Le concept proposé est basé sur une distribution périodique des éléments rayonnants, de multiples éléments excités et des éléments parasites. L'objectif est de développer un concept générique dont les performances peuvent se rapprocher d'un réseau phasé classique sur certaines caractéristiques, tout en maintenant un réseau formateur de faisceaux le plus simple possible. Nous le nommerons Antenne Reconfigurable à Formateur de Faisceau Réduit (ARFFR).

Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse est d'évaluer les performances des ARFFR et de définir des architectures d'antennes permettant la réalisation de fonctions plus complexes que celles vues dans la littérature : fonctionnement large bande, bipolarisation... Ces travaux doivent nous permettre de déterminer un périmètre d'application et une méthodologie de conception des ARFFR.

Chapitre 2 :

Les antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit

Chapitre II. les antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit.....	49
II.1. Introduction.....	49
II.2. Description du concept	50
II.3. Etat des lieux des recherches sur les couplages inter-éléments au laboratoire XLIM.....	52
II.4. Présentation de l’outil de synthèse du laboratoire utilisé pour la thèse.....	57
II.4.1. Présentation succincte du formalisme d’étude.....	57
II.4.2. Exemple de mise en œuvre sur un cas test.....	60
II.5. Evaluation des performances préliminaires du concept ARFFR.....	63
II.5.1. Description du panneau d’éléments rayonnants	64
II.5.2. Etude des performances.....	67
<i>II.5.2.1. Performances comparées en termes de rayonnement axial.....</i>	<i>67</i>
<i>II.5.2.2. Etude d’un balayage suivant θ_0, à φ_0 constant</i>	<i>72</i>
<i>II.5.2.3. Balayage du faisceau suivant φ_0, avec $\theta_0 = 60^\circ$.....</i>	<i>75</i>
II.6. Evaluation des performances selon les éléments unitaires	78
II.6.1. Réseau de monopoles.....	79
<i>II.6.1.1. Structure</i>	<i>79</i>
<i>II.6.1.2. Performances.....</i>	<i>80</i>
II.6.2. Réseau de cornets	84
<i>II.6.2.1. Structure</i>	<i>85</i>
<i>II.6.2.2. Performances.....</i>	<i>86</i>
II.7. Bilan.....	89

Chapitre II. les antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit

II.1. Introduction

Le premier chapitre nous a permis de resituer les avantages et inconvénients des différents concepts de réseaux d'antennes. Cette catégorie d'antennes est très vaste et regroupe des systèmes aux performances variées pouvant répondre aux besoins d'un grand nombre d'applications. Les réseaux phasés présentent ainsi des performances liées à la formation de faisceaux très élevées, avec un grand nombre de fonctions possibles : agilité du faisceau, agilité fréquentielle, gestion de la polarisation... Néanmoins, ces performances sont atteintes au prix d'une complexité importante du système, et en particulier du formateur de faisceaux. Cette complexité engendre inévitablement un coût important qui peut s'avérer rédhibitoire pour de nombreuses applications et empêcher la démocratisation de ces antennes. Des architectures plus simples ont été proposées basées sur la réduction du nombre d'éléments des réseaux. Malheureusement, en l'absence de méthodes éprouvées, la conception de ces antennes est difficile. De plus les systèmes obtenus possèdent généralement moins de fonctions de rayonnement.

Pour proposer une architecture offrant un compromis intéressant entre performances, complexité et coût, le laboratoire XLIM cherche à hybrider le concept des antennes lacunaires avec le concept des antennes à éléments parasites. L'objectif est ainsi de généraliser le concept des antennes ESPAR issu des travaux d'Harrington à des réseaux de plus grande dimension à distribution périodique. L'utilisation de distributions uniformes nous assure de pouvoir utiliser les formalismes de modélisation basés sur la périodicité. Ce concept est appelé dans le manuscrit antenne reconfigurable à formateur de faisceaux réduit (ARFFR). En effet, cette architecture permet de n'exciter qu'une partie des éléments du réseau, ce qui permet de simplifier grandement le réseau formateur de faisceaux des antennes reconfigurables.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps décrire le concept d'ARFFR. Le formalisme de ce concept sera rappelé, puis nous présenterons comment ces antennes peuvent être mises en œuvre. Un exemple de réseau de patchs nous permettra d'évaluer les performances préliminaires atteintes par ce concept. Les résultats obtenus seront comparés aux performances d'un réseau phasé classique dont le panneau rayonnant est de même surface et composition. Enfin, nous étudierons l'impact des éléments antennaires choisis pour la réalisation d'un réseau sur ses performances. Pour cela, nous utiliserons un réseau de monopoles, de patchs et un réseau de cornets afin d'évaluer l'impact des couplages interéléments sur le rayonnement des ARFFR. Cette étape nous permettra de mettre en évidence quelques points à respecter lors de la conception d'une antenne à BFN simplifié afin de commencer à bâtir une méthodologie de conception, et afin de dériver ce concept aux autres études de ce manuscrit (étude bibande, gestion du TOS actif, aptitude à l'orthogonalité de faisceaux).

II.2. Description du concept

L'architecture des antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit est présentée sur la Figure 50. Une telle antenne est composée d'éléments identiques distribués sur une grille régulière. Seule une partie des éléments est excitée par une voie radiofréquence ce qui permet de diminuer la complexité du formateur de faisceaux et de réduire le nombre d'éléments le constituant. Ceci est notamment intéressant dans le cadre d'un futur ajout de chaînes d'amplification et de déphaseurs en transmission au formateur de faisceaux. Les éléments non excités sont maintenus au sein du réseau afin d'être utilisés comme des éléments parasites. L'utilisation des couplages interéléments permet aux éléments parasites de participer au rayonnement du réseau. Des charges, idéalement réactives, placées sur les ports des éléments parasites contrôlent le coefficient de réflexion des éléments parasites afin de recombinaison efficacement les ondes rayonnées par chaque élément. Le contrôle de la phase des ondes émises par chaque élément du réseau est ainsi possible. Ces charges peuvent par exemple être réalisées par des déphaseurs en réflexion, qui seront dans un premier temps considérés idéaux (c-à-d sans pertes).

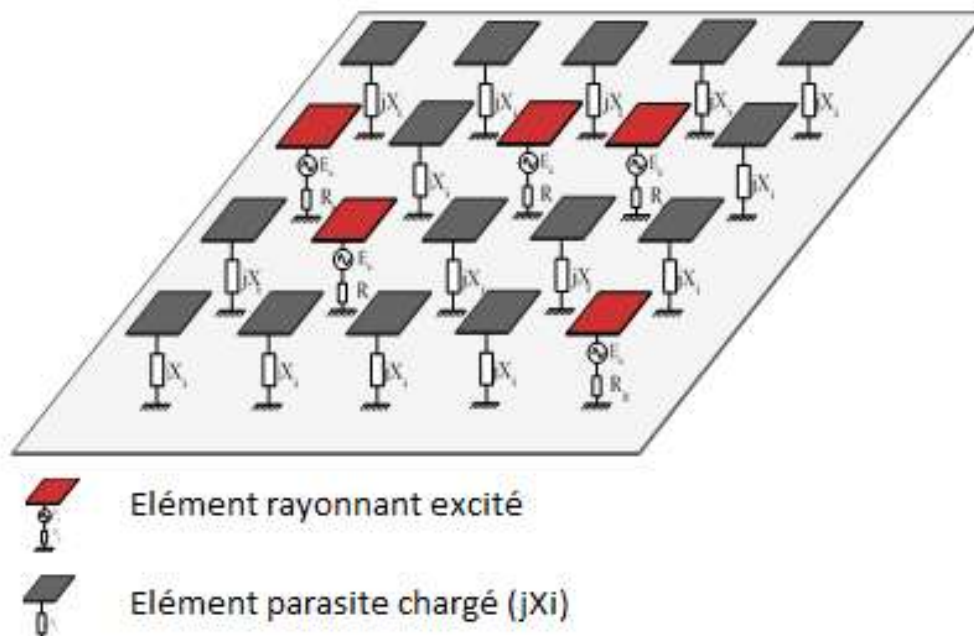


Figure 50 : schéma de principe de l'antenne reconfigurable à formateur de faisceaux réduit (ARFFR)

Les charges réactives connectées aux éléments parasites vont influencer la diffusion des ondes couplées à la surface du réseau et permettre d'optimiser la surface rayonnante de l'antenne. De plus, en agissant sur les couplages, les charges réactives influent sur les ondes couplées dans les ports des éléments excités. Il est ainsi possible de limiter l'intensité de ces ondes afin d'optimiser le TOS actif de l'antenne.

Les charges réactives connectées aux éléments parasites apparaissent ainsi comme des degrés de liberté pouvant être utilisés lors de la conception de l'antenne afin d'optimiser différents critères tels que le rayonnement de l'antenne et son adaptation active. Elles permettent aussi d'améliorer le rendement de l'antenne en utilisant les couplages interéléments.

L'architecture proposée est une alternative aux réseaux phasés classiques et aux réseaux lacunaires ou aperiodiques. Elle offre un excellent compromis entre la complexité du système et les performances obtenues. Le formateur de faisceaux peut être considérablement simplifié et le nombre d'éléments actifs réduit. Les pertes dues au réseau formateur de faisceaux peuvent ainsi être limitées et la compacité améliorée. Les éléments parasites offrent de nouveaux degrés de liberté lors de la synthèse du réseau afin de gérer le TOS actif de l'antenne afin de s'affranchir de contraintes de conception sur le circuit d'alimentation. En contrepartie, la directivité de l'antenne sera moindre que celle d'un réseau phasé classique, d'où la recherche du compromis à satisfaire en fonction des exigences des applications.

Le concept d'antennes à ARFFR est pensé comme un concept général pouvant être appliqué à de nombreuses architectures d'antennes phasées indépendamment de certaines de leurs caractéristiques. Ce concept peut ainsi être appliqué à des antennes de tailles variées allant de quelques éléments, à quelques dizaines d'éléments, voire centaines. De plus, divers types d'éléments rayonnants peuvent être utilisés. Néanmoins l'utilisation des couplages interéléments nécessite de privilégier des éléments présentant de forts couplages. C'est pourquoi des éléments de types monopôles, dipôles ou encore patches sont préférés. Par ailleurs, le type de maille du réseau d'antennes est laissé au choix des concepteurs qui pourront recourir à des mailles rectangulaires ou triangulaires. Le nombre et la position des éléments excités au sein du réseau sont eux aussi laissés à l'appréciation des concepteurs. Ces deux paramètres influencent grandement les performances de l'antenne ainsi que sa complexité. Ils permettent d'optimiser le compromis entre les performances du réseau d'antennes et sa complexité.

Ce concept se base sur des réseaux périodiques afin de simplifier la résolution du problème électromagnétique et ainsi dépasser les difficultés de synthèses apparaissant dans les cas des réseaux d'antennes à distribution lacunaire ou aperiodique. En effet, des approximations connues et éprouvées sont aisément utilisables sur des réseaux d'antennes périodiques et permettent de considérablement réduire les temps de calcul comme par exemple l'approximation périodique infinie [63] ou encore l'utilisation des modes de Floquet [21]. Pour la même raison, tous les éléments du réseau doivent être identiques, qu'ils soient excités ou parasites.

La Figure 51 synthétise le fonctionnement d'un réseau d'antennes à réseau formateur de faisceaux simplifié. Nous y notons :

- jX_i , l'impédance des charges réactives,
- Γ_i , le coefficient de réflexion de ces charges.

Cette figure illustre bien le contrôle des ondes rayonnées a_i par les charges réactives via leur coefficient de réflexion. Ce qui permet de recombinaison globalement les ondes de manière constructive ou destructive, selon les objectifs de synthèse.

Le concept présenté ici est issu des recherches du laboratoire XLIM sur les antennes à éléments parasites et sur les couplages interéléments. Nous allons maintenant donner un bref aperçu de ces recherches, afin de montrer la contribution de ces travaux de thèse dans le contexte.

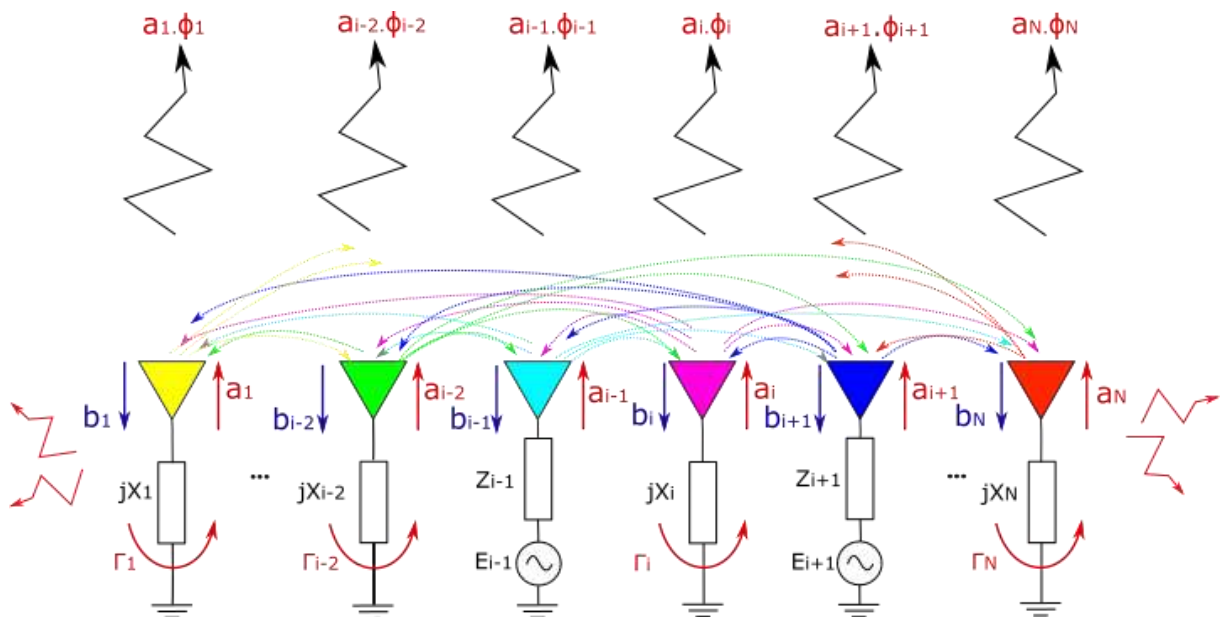


Figure 51 : principe de fonctionnement d'une antenne à réseau formateur de faisceaux simplifié

II.3. Etat des lieux des recherches sur les couplages interéléments au laboratoire XLIM

L'utilisation des couplages interéléments dans le but d'améliorer les performances d'un réseau d'antennes trouve principalement son origine dans les travaux de Yagi et Uda. Un travail théorique très important a été réalisé afin d'optimiser ces antennes [64] et de nouvelles architectures d'antennes à éléments parasites sont apparues [53]. Néanmoins, à cause de la difficulté de conception de telles architectures, seuls des exemples relativement simples furent réalisés. Le développement de la puissance de calcul informatique a permis de substituer des outils de simulation électromagnétique à ces modèles théoriques au cours des années 90 et de nouvelles architectures furent proposées [65], [66]. Malheureusement, les méthodes d'analyse informatique utilisant généralement des algorithmes paramétriques ou génétiques [36], [67] montrent peu de lien avec le comportement physique de l'architecture lors de la synthèse de systèmes complexes nécessitant une approche multicritères. La compréhension du problème est moins évidente qu'avec des approches plus simples, mais insistant sur la connaissance des critères électromagnétiques du problème.

Néanmoins, l'utilisation des couplages interéléments via des éléments parasites demeure une voie intéressante aboutissant à des structures simples et présentant un rapport performances / coût de fabrication remarquable.

Le laboratoire XLIM étudie depuis une dizaine d'années l'effet des couplages sur les réseaux d'antennes et leurs prises en compte dès les premières étapes de la conception des systèmes antennaires, afin d'optimiser leurs performances. Nous présentons ici un rapide historique de ces recherches afin que le lecteur appréhende mieux le processus ayant abouti aux travaux détaillés dans ce manuscrit.

La thèse de A.Elsayed [68], présentée en 2010, traite de l'impact des couplages lors de la synthèse d'un réseau d'antennes. L'objectif est de déterminer une méthode de synthèse permettant l'optimisation du gain du réseau, tout en respectant des gabarits de rayonnement

donnés. La méthode de synthèse proposée prend en compte les couplages entre les éléments et les diagrammes de rayonnement environnés de chaque élément afin de concevoir les antennes et leurs circuits de distribution. Ainsi, les circuits de distribution sont conçus et adaptés sur des valeurs d'impédances déterminées lors du processus de synthèse. Le choix de ces impédances permet d'injecter dans chaque port du système une onde convenablement pondérée pour atteindre un objectif de rayonnement. Les couplages interéléments sont pris en compte lors de la détermination des pondérations nécessaires afin d'optimiser le résultat. Deux réseaux d'antennes ont été conçus à partir de cette méthode puis réalisés et mesurés. Le premier est un réseau linéaire de 12 monopôles rayonnant à 5,5 GHz équipé d'un circuit de distribution. Ce prototype est présenté sur la Figure 52. Le processus de synthèse de ce prototype garantit un gain élevé et évite que le circuit d'alimentation soit perturbé par les énergies couplées. Le diagramme de rayonnement obtenu ainsi que l'adaptation de l'antenne sont montrés sur la Figure 53.

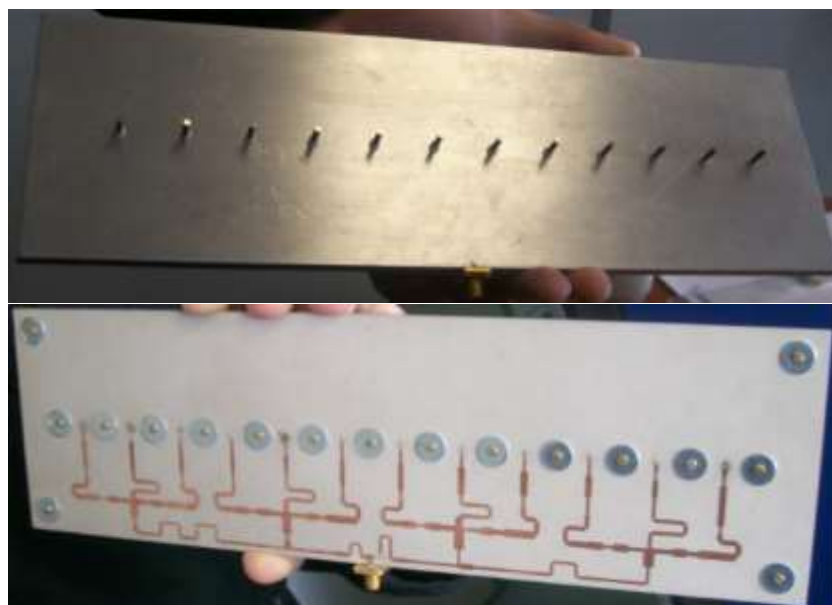


Figure 52 : réseau d'antennes de 12 monopôles (en haut) et son circuit d'alimentation (en bas)

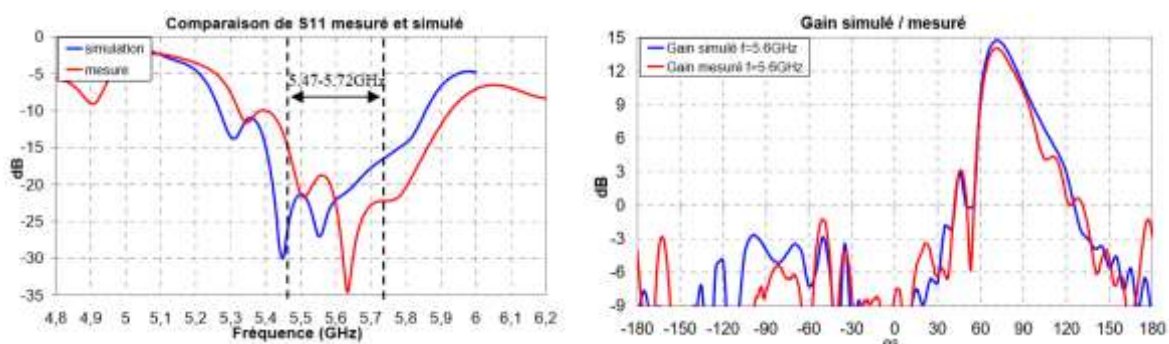


Figure 53 : adaptation de l'antenne (à gauche) et diagramme de rayonne gain (à droite)

Le deuxième réseau proposé est une architecture hybride composée d'un réseau de 6 patches conçu pour synthétiser un rayonnement à polarisation circulaire et d'une antenne fil-

plaque à polarisation linéaire. L'objectif étant de pouvoir assurer simultanément une communication avec un satellite (le réseau de patch) et une station de base (l'antenne fil plaque). Un circuit d'alimentation sans coupleurs hybrides a été réalisé. Le processus de synthèse a permis d'optimiser le circuit d'alimentation pour respecter un gabarit de rayonnement et un taux d'ellipticité donné. La Figure 54 illustre le réseau d'antennes réalisé et son circuit d'alimentation.



Figure 54 : réseau d'antennes patches réalisé (à gauche) et son circuit de distribution (à droite)

Le développement de méthodes de synthèse permettant la prise en compte des couplages interéléments s'est poursuivi par la thèse de Y.Abdallah [69] en 2012 portant sur l'optimisation des antennes à panneau réflecteur « reflectarray ». Un outil de synthèse a été développé. Il permet de synthétiser une distribution de déphasage permettant d'atteindre un objectif de rayonnement et de déterminer les valeurs des impédances à connecter aux ports du panneau réflecteur pour réaliser ce rayonnement. Ce résultat est obtenu à partir de la loi d'éclairement du panneau réflecteur et de la matrice S des éléments de ce panneau ; ce qui permet de prendre en compte les couplages entre les éléments du panneau réflecteur.

La thèse de F.Fezai [70] a permis de valider et poursuivre les travaux réalisés précédemment, en réalisant des prototypes d'antennes pour le projet Remote Wake Up (RWU). Les prototypes réalisés sont des antennes à éléments parasites intègrent des composants électroniques au sein de la structure de l'antenne développée. Ces composants sont des capacités et des inductances CMS et leur impédance est déterminée lors du processus de synthèse afin d'optimiser le rayonnement de l'antenne.

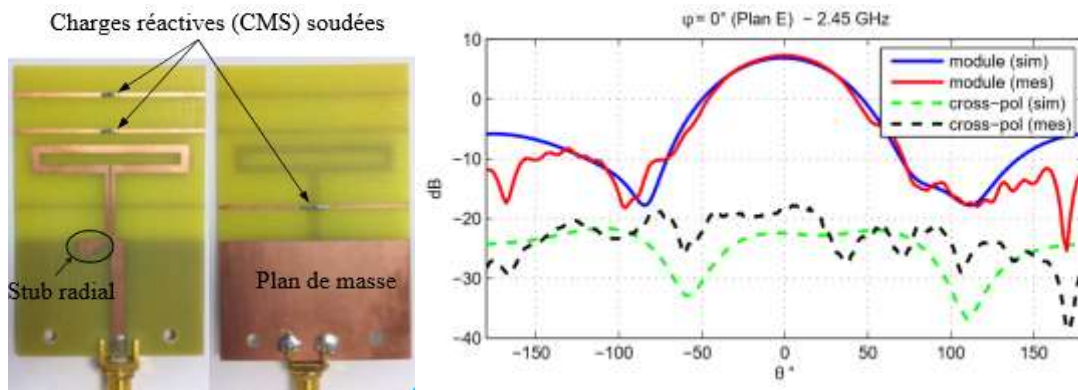


Figure 55 : antenne à éléments parasites à 4 éléments avec des composant CMS (à gauche), diagramme de rayonnement simulé et mesuré (à droite)

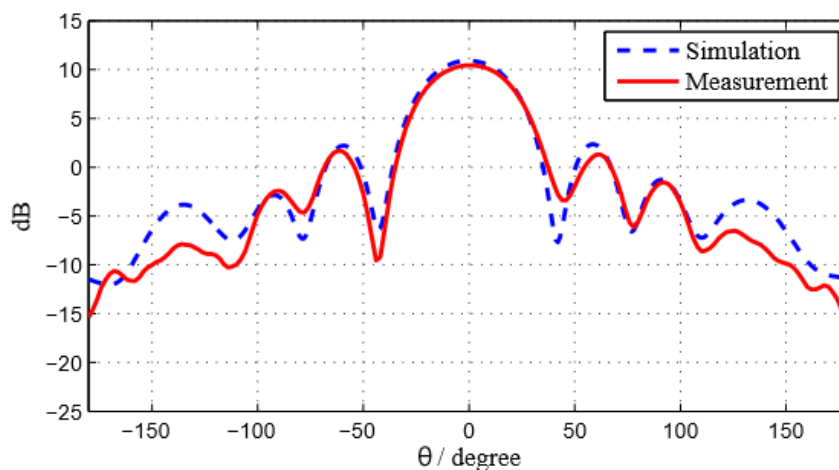


Figure 56 : antenne à éléments parasite à 15 éléments avec des composants CMS (en haut) , diagramme de rayonnement (en bas)

En s'appuyant les outils de synthèse développés précédemment, A.Oueslati [71] propose dans sa thèse d'hybrider les concepts d'antennes à éléments parasites et d'antennes lacunaires. Cette hybridation débouche sur le concept d'antenne à réseau formateur de faisceaux simplifié que nous avons présenté dans la partie précédente. Comme preuve du concept, un réseau d'antennes constitué de 49 monopoles est simulé et réalisé. Ce réseau est présenté sur la Figure 57. Des déphaseurs en réflexion pilotables sont connectés aux éléments afin de permettre le contrôle des charges réactives associées à chaque élément (Figure 57). Le nombre d'éléments excités du réseau peut être choisi par l'expérimentateur afin d'étudier finement les caractéristiques de ce type d'antennes.

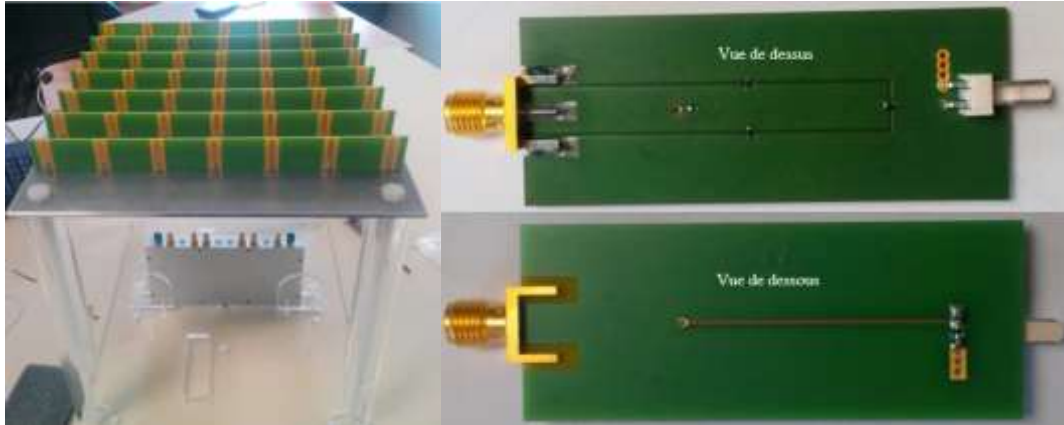


Figure 57 : prototype de réseau d'antennes de 9 monopôles (à gauche), et déphaseur en réflexion (à droite)

Les simulations et les mesures montrent une bonne adéquation du concept proposé à la formation de faisceaux comme le montre la Figure 58. Pour obtenir les résultats présentés sur cette figure, seuls 4 éléments parmi les 49 sont excités, tous les autres sont connectés à des charges réactives. Par ailleurs, l'utilisation de charges réactives pilotables permet d'obtenir une reconfigurabilité du faisceau.

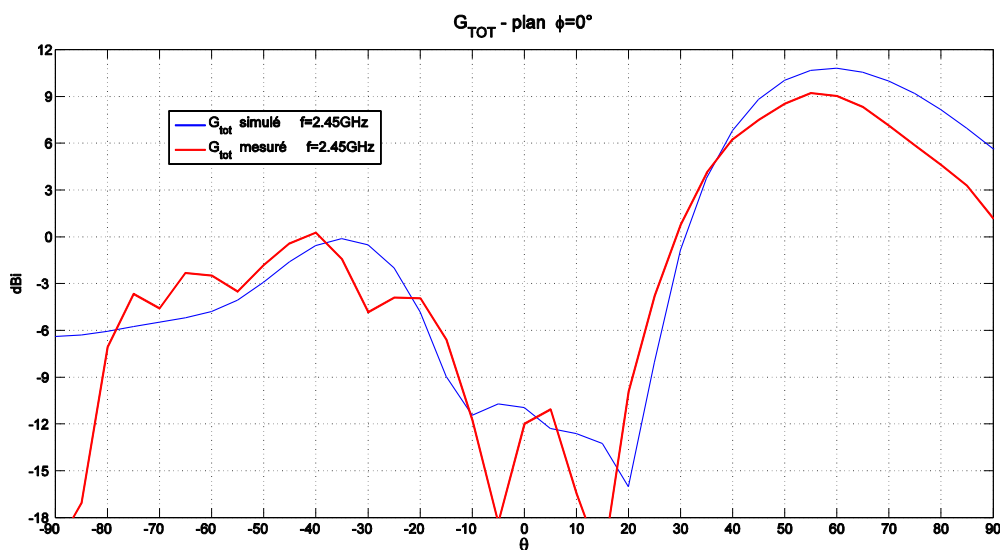


Figure 58 : Diagramme de rayonnement d'un réseau de 49 monopôles avec 4 éléments excités – gain intrinsèque mesuré (rouge) et simulé (bleu) à 2,45 GHz.

Ces derniers travaux ont montré que les outils du laboratoire XLIM permettaient d'effectuer une formation de faisceaux en prenant en compte les couplages, ce qui a permis de faire évoluer les concepts proposés par Harrington. Néanmoins, **il reste à investiguer plusieurs voies, constituant les enjeux de cette thèse :**

- Etudier le concept de l'ARFFR avec des éléments rayonnants capables de produire un faisceau axial, ce que ne permettaient pas les monopôles, utilisés jusqu'ici pour leurs forts couplages ;

- Evaluer la capacité à gérer simultanément une contrainte de TOS actif et un diagramme de rayonnement pour différents dépointages sur une bande de fréquence ;
- Evaluer les possibilités de dériver l'ARFFR dans une application plus large bande, typiquement en bande Ku (Tx/Rx) ;
- Evaluer la possibilité de gérer des fonctionnalités plus complexes, au-delà de l'état de l'art, avec notamment la gestion de faisceaux orthogonaux en polarisation.

Il faut aussi ajouter qu'une deuxième thèse sur la thématique, en parallèle de celle-ci, est menée à XLIM par Hala Alzein, pour des applicatifs 5G. Dans sa thèse, les travaux de Mme Alzein sont centrés sur la définition de critères de conception (position des éléments, nombre, pondérations) afin d'optimiser les performances électromagnétiques en monopolarisation sur des bandes de l'ordre de 10 à 15%. Il s'agit notamment de tenter de trouver des configurations limitant les remontées de lobes secondaires et lobes de réseaux, voire la gestion de directions aveugles. A la différence de ces travaux, mon manuscrit va se concentrer sur l'aptitude de l'antenne à gérer des fonctions avancées (large bande ou bibande, orthogonalité de faisceaux), sans forcément chercher à obtenir les meilleures performances en termes de lobes secondaires et diminution des lobes de réseaux.

Les deux thèses sont au final complémentaires pour améliorer la maturité du concept d'ARFFR.

II.4. Présentation de l'outil de synthèse du laboratoire utilisé pour la thèse

II.4.1. Présentation succincte du formalisme d'étude

L'enjeu du processus de synthèse pour l'étude du concept d'ARFFR est d'atteindre un objectif de rayonnement donné, à partir d'un panneau rayonnant préalablement conçu. Des contraintes peuvent être ajoutées au processus de synthèse, en particulier concernant l'adaptation active du réseau. Pour atteindre ces objectifs, il est possible de contrôler les ondes injectées dans les ports actifs du réseau et de choisir les valeurs des impédances réactives connectées aux ports passifs de celui-ci. Les charges réactives sont ainsi considérées comme des degrés de liberté au sens statistique du terme permettant de résoudre le problème multicritère de la synthèse. L'interface entre la partie rayonnante du système (qui regroupe les éléments rayonnants et éventuellement le plan de masse et des éléments composant l'antenne) et la partie assurant la formation des faisceaux (le circuit d'alimentation et les charges réactives) est réalisée via des ports RF. Ces ports RF vont nous permettre de définir des grandeurs physiques nécessaires à la résolution du problème de synthèse.

La Figure 59 illustre le fonctionnement d'une antenne à BFN simplifié. Chaque élément du réseau émet un diagramme de rayonnement noté ϕ_i . Chacun de ces diagrammes de rayonnement est pondéré par un nombre complexe a_i correspondant au poids de l'onde RF émise/ré-émise par le port de l'élément considéré. Ce nombre complexe a_i traduit notamment le déphasage appliqué aux ondes. Les ports excités sont connectés à des voies RF assimilables à des générateurs RF que nous caractérisons ici par les grandeurs $\{E_i, Z_i\}$. Chaque port passif est chargé sur une impédance réactive de valeur jX_i . Afin de simplifier cette étude, nous considérons uniquement des charges purement réactives². Nous pouvons

² Il faut noter que l'outil de synthèse a connu des évolutions pendant la thèse pour notamment prendre en compte le modèle réel des charges (pertes comprises) dans l'optimisation

joindre à ces charges réactives un coefficient de réflexion Γ_i permettant de relier les ondes incidentes aux ondes réfléchies sur le port i .

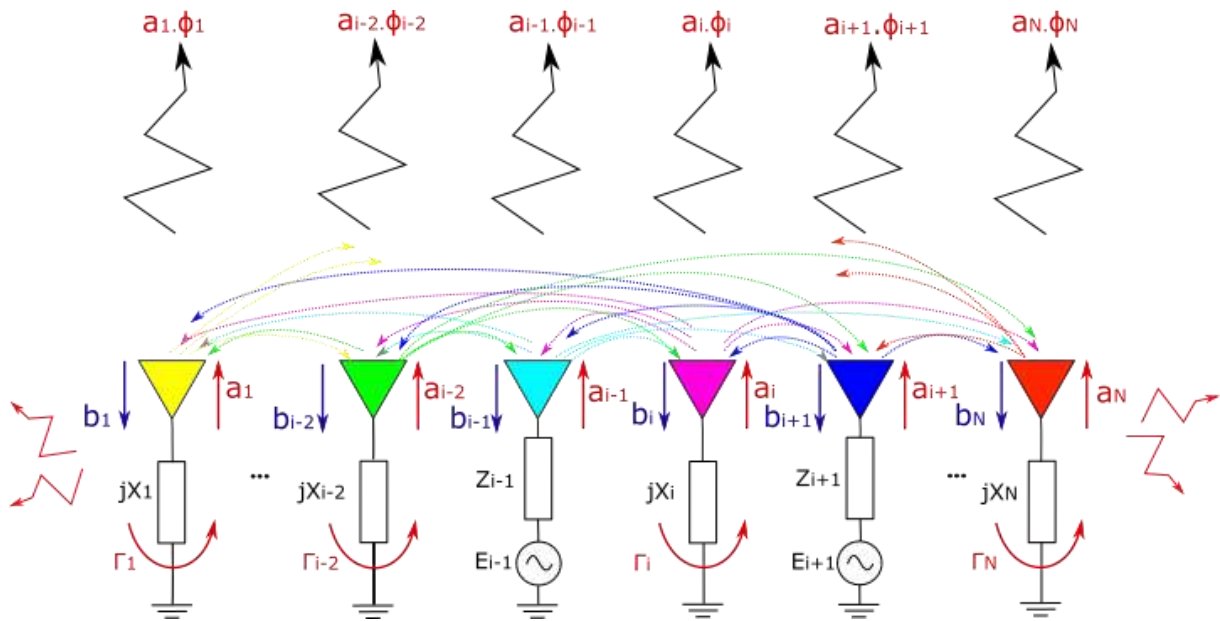


Figure 59 : principe de fonctionnement d'une antenne à réseau formateur de faisceaux simplifié

Les ondes incidentes sur le port i sont notées b_i , et nous avons :

$$\Gamma_i = \frac{a_i}{b_i} \quad \text{Équation 16}$$

Le coefficient de réflexion Γ_i est une caractéristique de la charge utilisée et peut être reliée à son impédance jX_i par :

$$\Gamma_i = \frac{jX_i - z_0}{jX_i + z_0} \quad \text{Équation 17}$$

Enfin, les couplages du réseau peuvent être pris en compte grâce à la matrice S des couplages du panneau. Cette matrice S permet de prendre en compte la contribution de l'ensemble des N ports qui constituent le système lors du calcul de l'onde incidente sur un port i :

$$b_i = \sum_{j=1}^N a_j \cdot S_{ij} \quad \text{Équation 18}$$

La méthode proposée pour réaliser la synthèse d'une antenne à BFN simplifié a été développée lors des thèses de Y.Abdallah [69] et F.Fezai [70]. Nous ne donnons ici qu'un aperçu de cette méthode. Le lecteur pourra noter qu'il s'agit d'une méthode de synthèse générale. Elle est applicable aux différents types de réseaux d'antennes et non limitée aux seules antennes à BFN simplifié.

Notons Φ_{global} le rayonnement global du réseau d'antennes qui répond à la relation :

$$\Phi_{global}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot \Phi_i(\theta, \varphi) \quad \text{Équation 19}$$

L'Équation 19 traduit la combinaison linéaire des diagrammes de chaque élément pour donner le rayonnement global de l'antenne. Il est important ici de noter que les diagrammes $\Phi_i(\theta, \varphi)$ représentent des diagrammes de rayonnement environnés.

Nous définissons un rayonnement objectif $\Phi_{objectif}$, de sorte que :

$$\Phi_{objectif}(\theta, \varphi) \simeq \Phi_{global}(\theta, \varphi) \quad \text{Équation 20}$$

Par ailleurs à partir des équations Équation 16 et Équation 18, nous avons :

$$\alpha_i = \sum_{j=1}^N \Gamma_i a_j S_{ij} \quad \text{Équation 21}$$

Les équations Équation 19, Équation 20 et Équation 21 forment un système d'équations dont la résolution permet de déterminer les poids α_i nécessaires à l'obtention d'un rayonnement global proche du rayonnement objectif, ainsi que les coefficients de réflexions Γ_i .

Grâce à l'Équation 17, les coefficients de réflexion sont traduits en valeurs de charges réactives qui peuvent être assimilées à des capacités et des inductances :

$$\begin{cases} L_i = \frac{X_i}{\omega_0} & \text{si } X_i > 0 \\ C_i = \frac{1}{X_i \omega_0} & \text{si } X_i < 0 \end{cases} \quad \text{Équation 22}$$

Des contraintes peuvent être ajoutées à la résolution de ce système d'équations. Ces contraintes peuvent concerner le rayonnement global du système (une limite sur la cross-polarisation par exemple) et surtout l'adaptation active de l'antenne. En effet, l'adaptation de l'antenne dépend des amplitudes complexes b_i des ondes réinjectées sur les ports actifs. Il est donc possible de fixer une limite au TOS actif du système en bornant $|b_i|$.

De plus, l'objectif de rayonnement peut être complexe : nous pouvons envisager de réaliser des faisceaux sectoriaux, des faisceaux simultanés, des directions aveugles, des rayonnements bipolarisation... C'est pourquoi un algorithme multicritère est utilisé pour résoudre le système d'équations établi. Nous avons recours à la Toolbox « Optimization toolbox » du logiciel Matlab pour réaliser cette optimisation. La fonction « fgoalattain » est entre autres utilisée par ce programme de synthèse. Cette fonction est basée sur un algorithme d'optimisation stochastique développé par F.Gemibicki [72].

Nous rappelons la généralité de cette méthode de synthèse qui convient à :

- tout type d'éléments rayonnants,
- un nombre d'éléments excités et d'éléments parasites quelconques
- un nombre quelconque de ports par élément rayonnant,

- toute distribution des éléments rayonnants (suivant maille rectangulaire ou triangulaire),
- un rayonnement à polarisation linéaire ou circulaire en monopolarisation ou en bipolarisation,
- des objectifs des rayonnements extrêmement variés (mais impactant fortement les temps de calcul)

Dans la suite, nous allons présenter comment cette analyse est réalisée en pratique, afin de montrer dans ce chapitre des performances préliminaires du concept ARFFR.

II.4.2. Exemple de mise en œuvre sur un cas test

Pour cet exemple, nous prenons le cas d'un panneau de 49 éléments rayonnants de type patch à double toit. Chaque patch est muni de deux excitations, afin de montrer que le nombre de ports par élément rayonnant n'est pas limitatif. Nous reviendrons plus en détail sur ce cas particulier dans le chapitre lié à l'extension des fonctionnalités de l'ARFFR. Il n'a pas d'impact sur la description de la mise en œuvre de l'analyse.

La première étape de l'analyse consiste à déterminer la matrice S des couplages du panneau rayonnant ainsi que les diagrammes environnés de chaque élément rayonnant. Pour cela, il est nécessaire de modéliser le panneau rayonnant à l'aide d'un logiciel d'analyse électromagnétique (Figure 60). Nous utilisons la suite CST Studio® de Dassault Systèmes. La modélisation électromagnétique du système est donc réalisée avec une méthode « full-wave ». Dans le cas des grands réseaux où le nombre d'éléments est limitatif pour une approche « full-wave », nous pouvons utiliser une méthode basée sur les modes de Floquet telle que celle développée dans la thèse d'A. Maati [73].

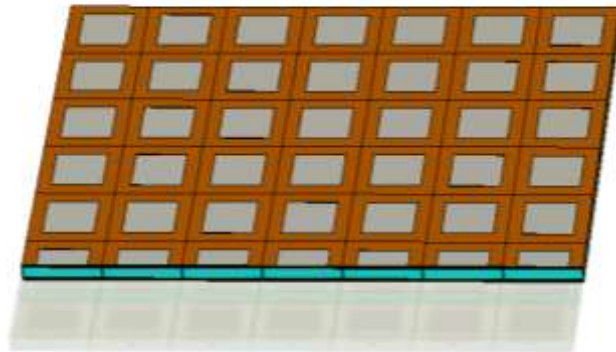


Figure 60 : exemple de réseau d'antennes modélisé sous CST

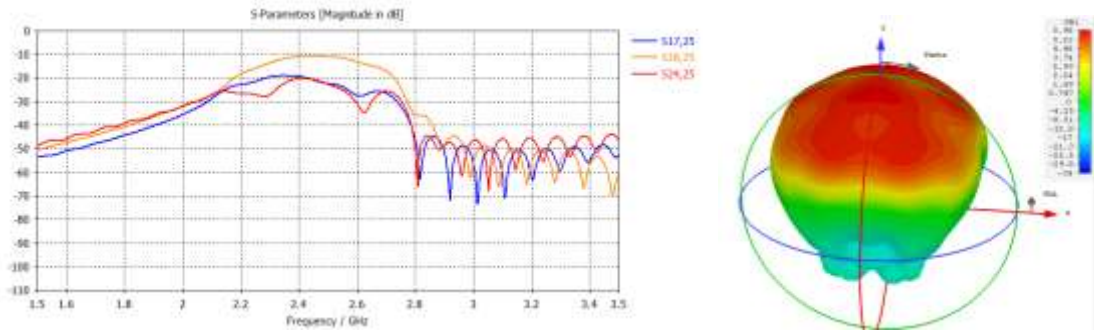


Figure 61 : exemples de paramètres S (couplages) obtenus avec CST (à gauche) , exemple de diagramme environné (à droite)

Après avoir obtenu la matrice S des couplages et les diagrammes environnés (Figure 61) nous les exportons en utilisant respectivement la fonction « export : TOUCHSTONE » et la macro « export farfield in GRASP format ».

Nous pouvons alors utiliser ces données dans notre outil de synthèse fonctionnant sur Matlab. Le concepteur a alors le choix des ports qu'il souhaite exciter, quatre par exemple, tel que disposé sur la Figure 62 :

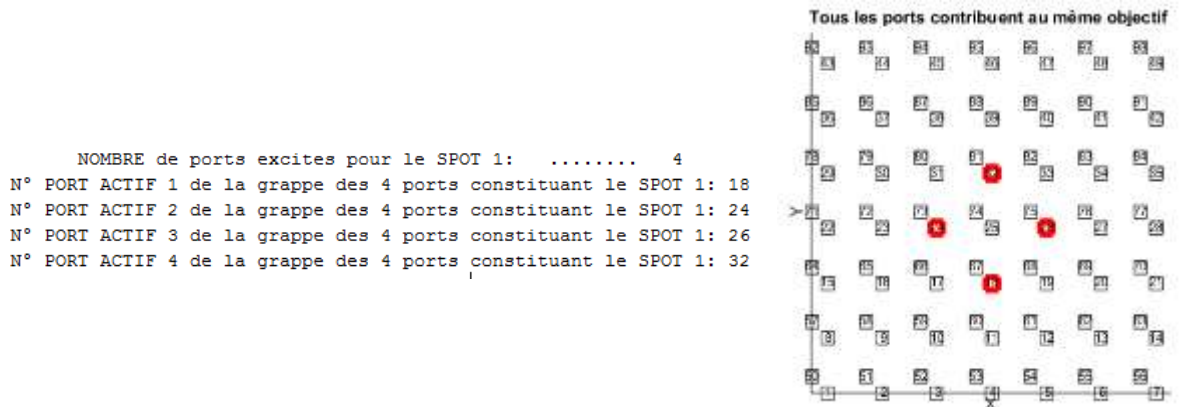


Figure 62 : choix des ports excités (encadrés en rouge, dans le réseau de 49 patches comportant chacun 2 ports d'excitation)

Il est ensuite nécessaire de définir des objectifs de rayonnement dans une ou plusieurs directions, ainsi que la contrainte d'adaptation active sur la bande de fréquence voulue. L'outil de synthèse va alors chercher une solution optimale au problème posé. Lorsque le calcul est terminé, nous obtenons les valeurs des charges réactives à utiliser ainsi qu'une étude des performances de l'antenne comprenant entre autres un diagramme de rayonnement, l'évolution des coefficients de réflexion actifs de l'antenne et une cartographie des ondes couplées sur chaque port. Ces différents éléments sont illustrés sur la Figure 63. Il faut noter que la synthèse est faite en gain réalisé ou directivité (au choix) à une fréquence fixe pour le rayonnement, mais la contrainte de TOS actif est considérée sur la bande de fréquence définie par l'utilisateur.

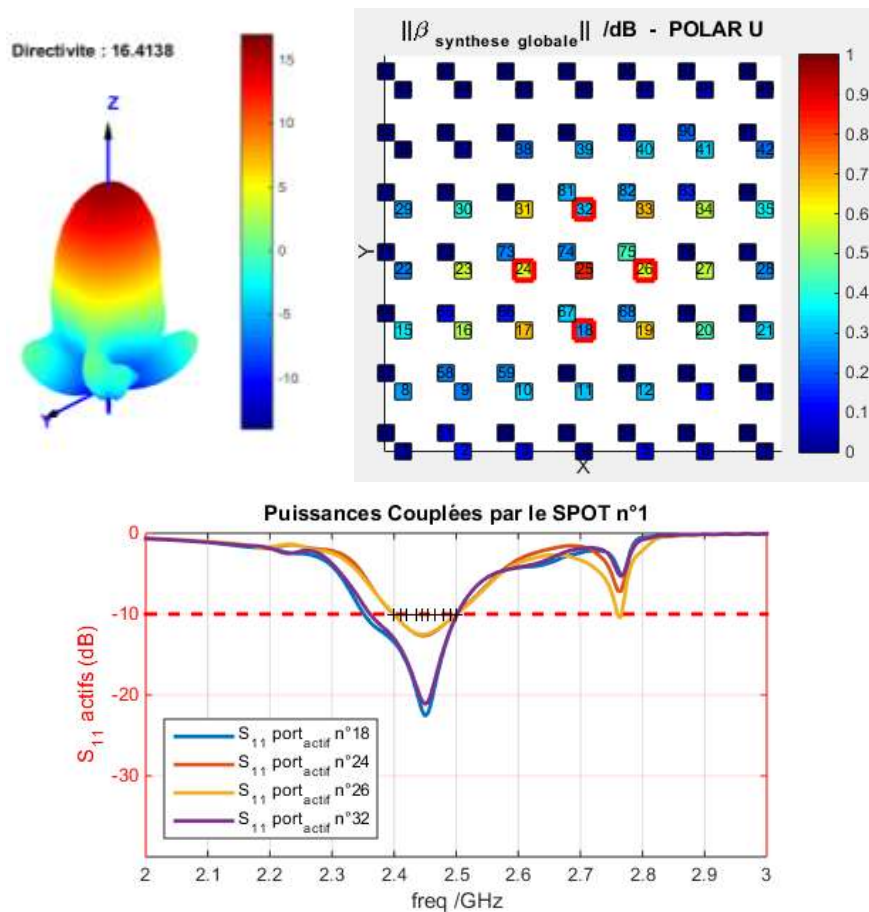


Figure 63 : exemple de résultats obtenus lors d'une synthèse : diagramme de rayonnement, cartographie des ondes couplées sur les ports et diagramme des $|S_{ii}|$ actifs

Ce processus d'analyse d'une ARFFR est résumé sur la Figure 64.

Nous allons maintenant présenter les performances obtenues avec une telle antenne pour différentes configurations de tests. Nous comparerons les résultats obtenus pour ce concept avec les performances d'un réseau phasé classique.

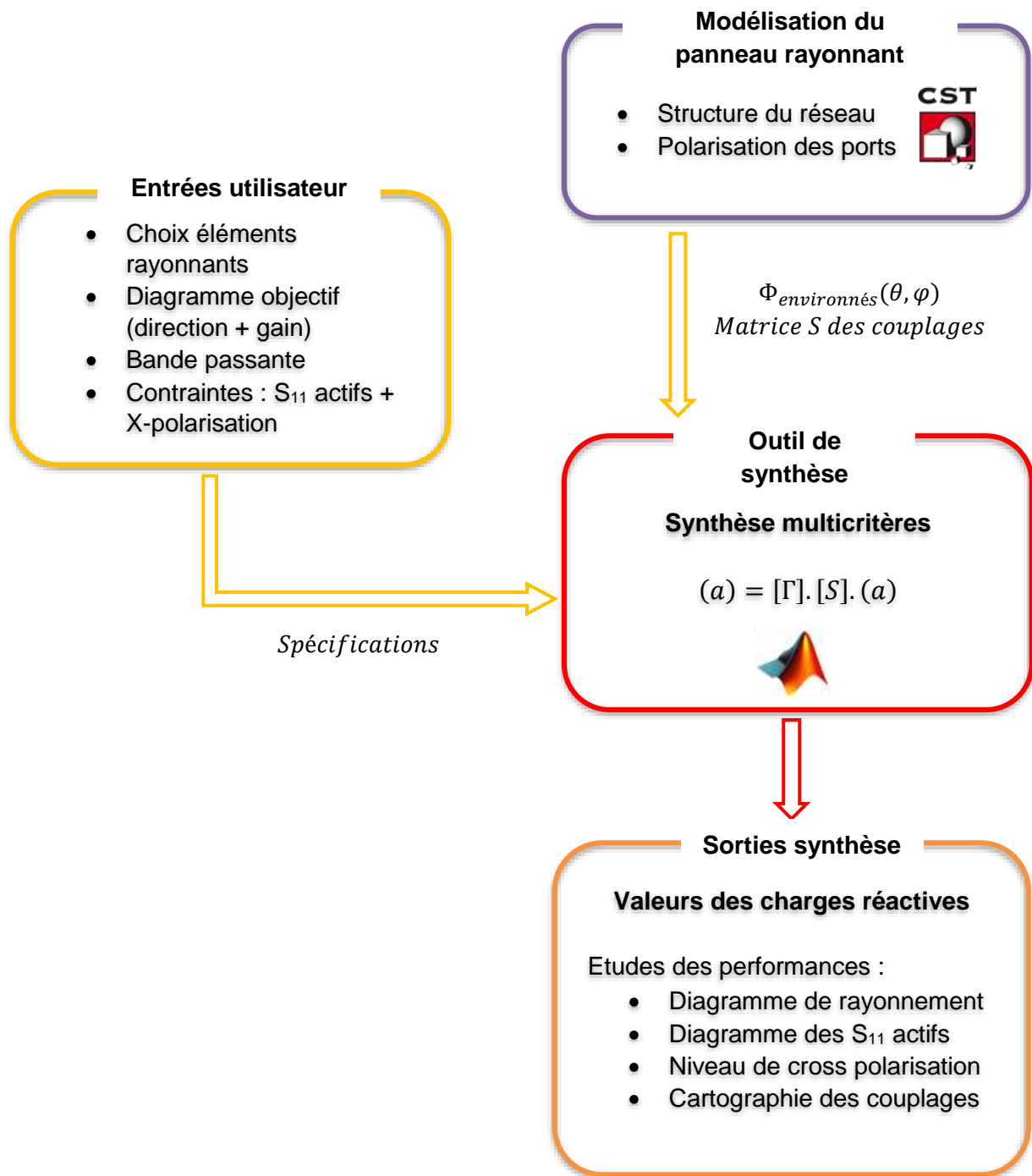


Figure 64 : synoptique pour l'analyse d'une ARFFR

II.5. Evaluation des performances préliminaires du concept ARFFR

Dans cette partie, nous allons évaluer les performances d'une antenne à BFN simplifié grâce au réseau de 49 antennes de type patch mentionné précédemment, à la différence près que le modèle numérique ne comporte qu'un seul port RF par élément rayonnant, afin de simplifier cette première étude. Nous présenterons d'abord la structure du réseau et ses caractéristiques radioélectriques. Puis, nous étudierons ses performances.

II.5.1. Description du panneau d'éléments rayonnants

Le réseau d'antennes pour cette étude est composé de 49 patches double toit répartis sur une maille carrée. Il est présenté sur la Figure 65. Le système est adapté pour un fonctionnement autour de 2,45 GHz. L'utilisation de patches double toit permet d'augmenter la bande passante de l'antenne jusqu'à environ 10%. Nous utilisons un substrat Rogers RT5880 de permittivité relative 2,2 et de tangente d'angle de perte 0.0009. L'épaisseur du diélectrique est de 1,575 mm. Une épaisseur de 10,5 mm de Rohacell permet de séparer les deux toits composant chaque élément. La Figure 66 montre un élément de l'antenne. L'écartement entre les éléments est d'une demi-longueur d'onde à la fréquence de 2,4 GHz, soit 62,5 mm. L'antenne simulée est bien adaptée autour de 2,45 GHz, la Figure 67 montre que le S_{11} de l'élément central est inférieur à -10 dB entre 2,35 et 2,55 GHz. Pour cette première étude, nous utilisons simplement des ports discrets pour exciter les éléments (1 seul port par élément rayonnant). L'antenne est polarisée linéairement suivant le plan $\varphi = 90^\circ$.

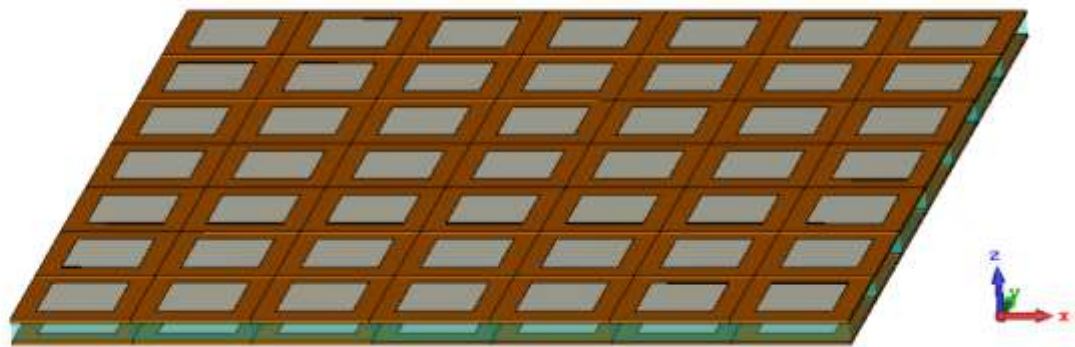


Figure 65 : structure du réseau de 49 éléments double toit

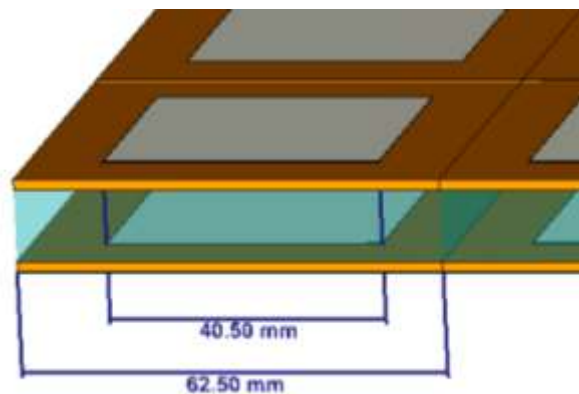


Figure 66 : un élément double toit avec le pas du réseau

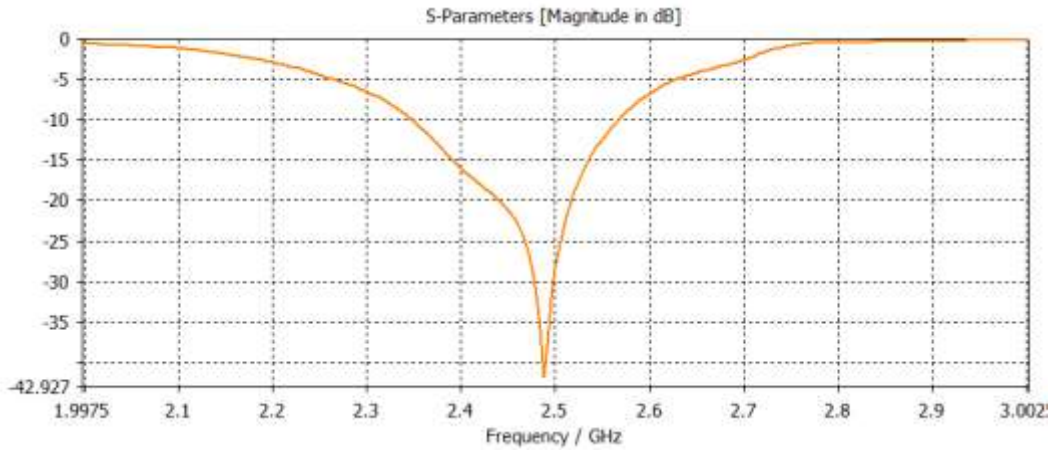


Figure 67 : S_{11} de l'élément central du réseau

Nous présentons sur la Figure 68 quelques exemples de diagrammes environnés de ce réseau. Une directivité moyenne de 5,5 dBi dans l'axe de rayonnement est obtenue. Les modifications des diagrammes dus à leur emplacement au sein du réseau apparaissent très clairement et illustrent l'importance d'utiliser des diagrammes environnés lors de la synthèse que nous allons réaliser. Les Figure 69 et Figure 70 montrent des coupes de ces diagrammes de rayonnement environnés dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et plans $\varphi = 90^\circ$. Nous constatons à nouveau les déformations des diagrammes environnés, particulièrement visibles dans le plan du port d'alimentation ($\varphi = 90^\circ$). Une différence de directivité dans la direction axiale d'environ 2 dB apparaît ainsi entre l'élément 1 et l'élément 37.

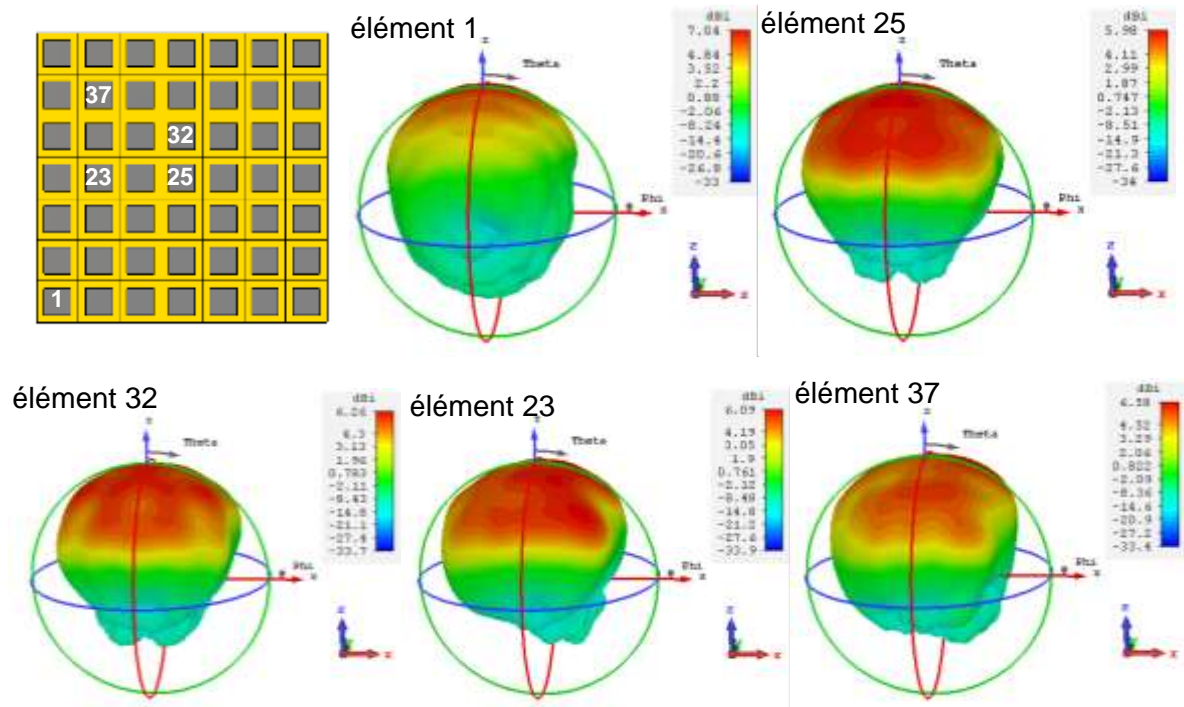


Figure 68 : quelques diagrammes de rayonnement environnés des éléments du réseau

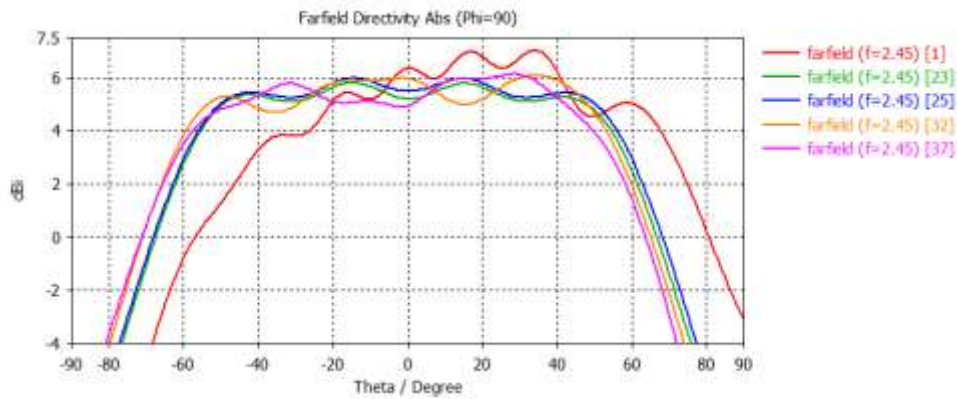


Figure 69 : diagrammes environnés de quelques éléments du réseau (en directivité) – plan $\phi = 90^\circ$

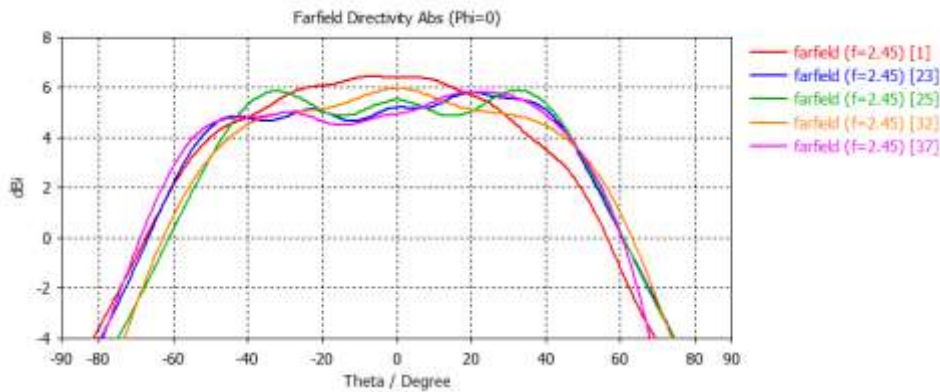


Figure 70 : diagrammes environnés de quelques éléments du réseau (en directivité) – plan $\phi = 0^\circ$

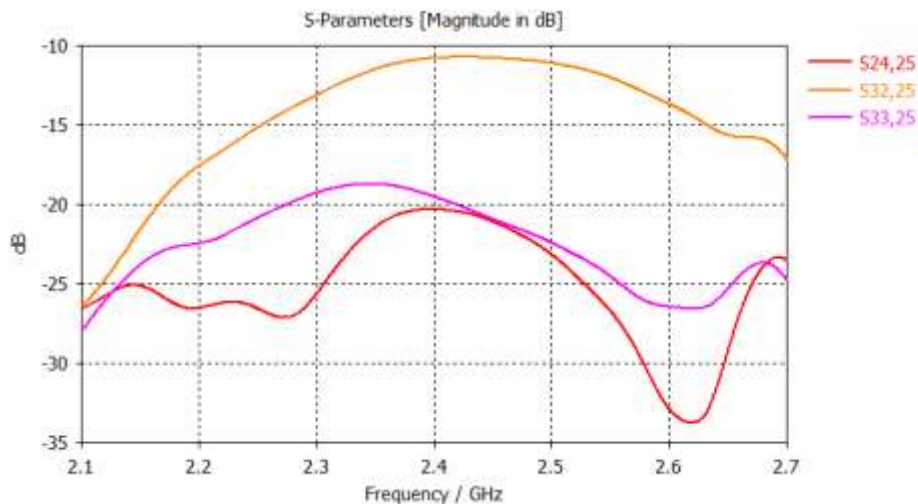


Figure 71 : couplages interéléments entre l'élément central du réseau et les éléments adjacents

La Figure 71 illustre les couplages entre l'élément central du réseau et les éléments adjacents. Les numéros des éléments sont donnés sur la Figure 72. A la fréquence de 2,45 GHz, les couplages dans les plans H et diagonaux sont identiques et valent environ -21 dB. Cette valeur peut être considérée comme faible. En revanche dans le plan E, un niveau de couplages de -10,5 dB est mesuré ce qui nous assure de bons couplages dans ce réseau d'antennes patchs.

Pour cette première étude de performances que nous allons réaliser, nous choisissons d'exciter 7 éléments parmi les 49 du réseau, ce qui correspond à 14% des éléments. Nous répartissons les ports excités de manière à ce que les couplages interéléments se répartissent de façon homogène sur l'ensemble de la surface du réseau. De plus, nous privilégions une distribution à symétrie centrale. Cette distribution assure un dépointage plus stable dans les différents plans. Les éléments encadrés en rouges sur la Figure 72 représentent les éléments excités du réseau.

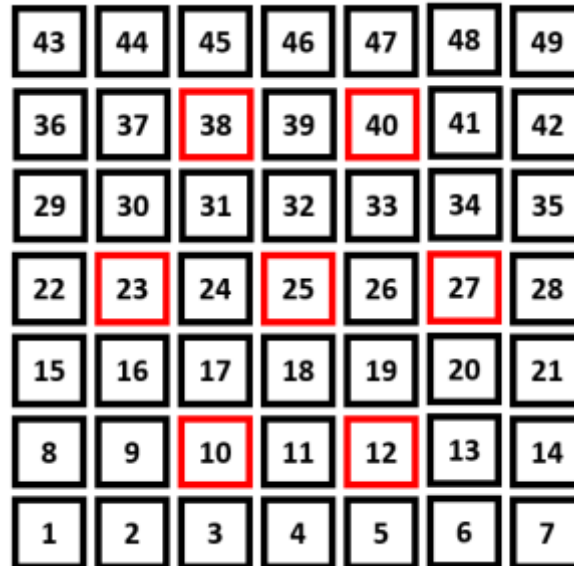


Figure 72 : répartition des éléments excités du réseau

II.5.2. Etude des performances

II.5.2.1. Performances comparées en termes de rayonnement axial

Nous réalisons dans cette partie une première synthèse où nous comparons les résultats avec ceux d'un réseau identique dont tous les éléments sont excités. Nous fixons un objectif de rayonnement dans la direction axiale $\{ \theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$. La limite maximale autorisée sur les S_{11} actifs est de -10 dB sur une bande passante allant de 2.44 GHz à 2.46 GHz. La polarisation est linéaire et les déphaseurs en réflexion considérés idéaux.

Le diagramme de rayonnement obtenu après synthèse est présenté sur la Figure 73. Une directivité de 19,4 dBi est obtenue dans la direction $\{ \theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$ et un gain réalisé de 19,2 dB, uniquement imputable aux pertes des matériaux, comme l'adaptation est contrainte. Nous constatons une bonne formation de faisceau avec des lobes secondaires à -17dB. Notons néanmoins que lors de la synthèse nous n'avons pas placé de contraintes sur les niveaux de lobes secondaires. Ils sont potentiellement perfectibles car l'objectif de rayonnement est fixé suivant une seule direction qui correspond au pointage voulu.

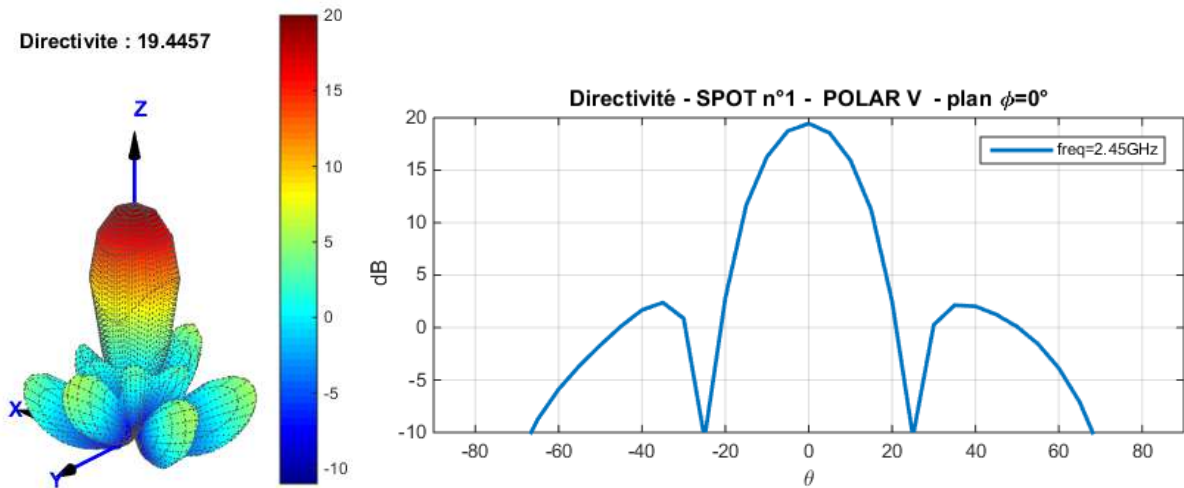


Figure 73 : diagramme de rayonnement du réseau à 7 éléments excités en 3D à gauche et coupe du diagramme dans le plan $\phi = 0^\circ$ à droite

Nous constatons sur la Figure 74, une excellente adaptation active du réseau. Sur la bande passante fixée, le $|S_{ii}|$ actif le plus haut est à -15 dB.

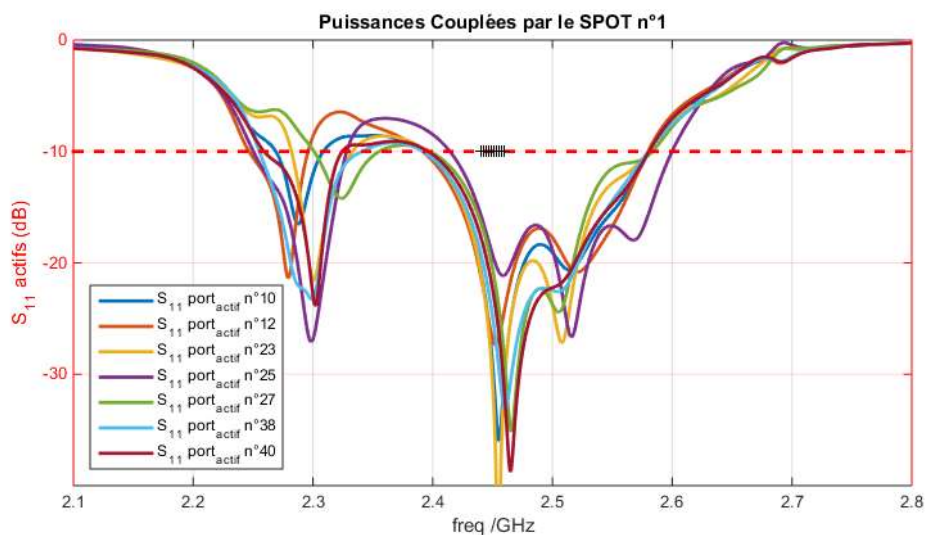


Figure 74 : S_{11} actifs pour un rayonnement axial

La Figure 75 présente une cartographie des amplitudes des ondes couplées sur chaque port parasite, c'est-à-dire la valeur des $|b_i|$ en dBW définis précédemment. Cette cartographie permet d'estimer les couplages interéléments en prenant en compte les charges réactives connectées aux ports passifs. Ainsi, plus un élément apparaît en rouge sur la cartographie, plus il participe au rayonnement global du système. Le cas des éléments excités (encadrés en rouge sur la cartographie) est différent. La couleur de ces éléments est en effet reliée à leur adaptation active. Ainsi, plus l'élément est bleu, moins il couple d'ondes et mieux il est adapté. Nous pouvons constater sur cette cartographie une bonne répartition des couplages sur le réseau et seule une dizaine d'éléments limitrophes participent faiblement au rayonnement du réseau.

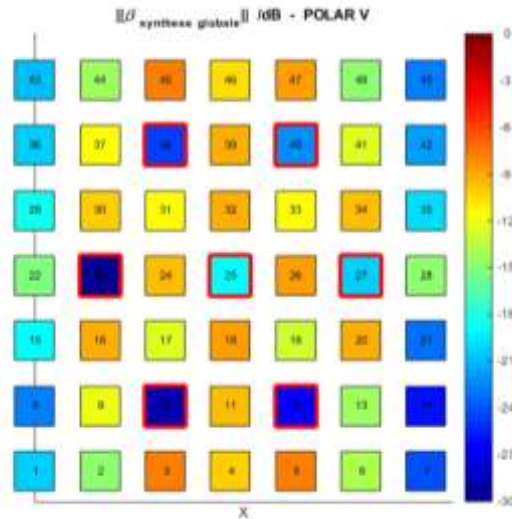


Figure 75 : cartographie des ondes incidentes sur les ports

En prenant en compte les pertes d'adaptation du réseau ainsi que les pertes diélectriques, nous obtenons 95% d'efficacité (écart directivité / gain réalisé) pour ce panneau rayonnant.

Le diagramme de rayonnement obtenu pour le même réseau pleinement excité est présenté sur la Figure 76. Le faisceau est très mal formé et une directivité de seulement 12,8 dBi est obtenue dans la direction $\{ \theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$. Notons que le maximum de rayonnement n'est pas dans la direction objectif, puisque celui-ci atteint un maximum de 14,2 dBi. Notons que les valeurs de directivité apparaissant sur les diagrammes 3D correspondent au maximum de directivité et peuvent être différentes de la directivité dans la direction objectif, comme c'est le cas dans cet exemple. Ces mauvaises performances sont expliquées par la difficulté d'adapter activement le système. La Figure 77 présente cette adaptation active et nous constatons que de nombreux éléments sont à la limite de la contrainte fixée, même si la bande passante visée n'est que de 20 MHz. La difficulté à respecter la contrainte sur les TOS actifs apparaît aussi durant la synthèse puisque nous avons dû la relancer plusieurs fois, les premières tentatives de synthèses ayant échoué.

Evidemment, ces performances ne sont pas représentatives des performances obtenues avec un réseau phasé. En effet, lors de la conception de ce réseau nous avons cherché à maximiser les couplages interéléments alors que durant la conception d'un réseau phasé classique, ceux-ci sont minimisés, en utilisant des patchs en cavité par exemple. Ces couplages importants expliquent la difficulté à adapter ce réseau pleinement excité.

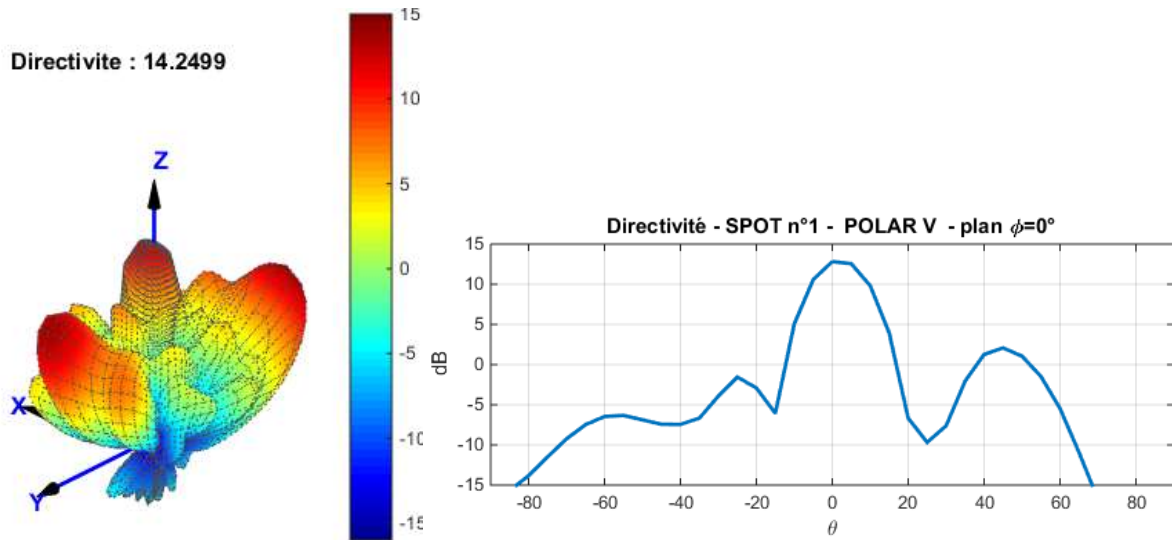


Figure 76 : diagramme de rayonnement pour un réseau totalement excité

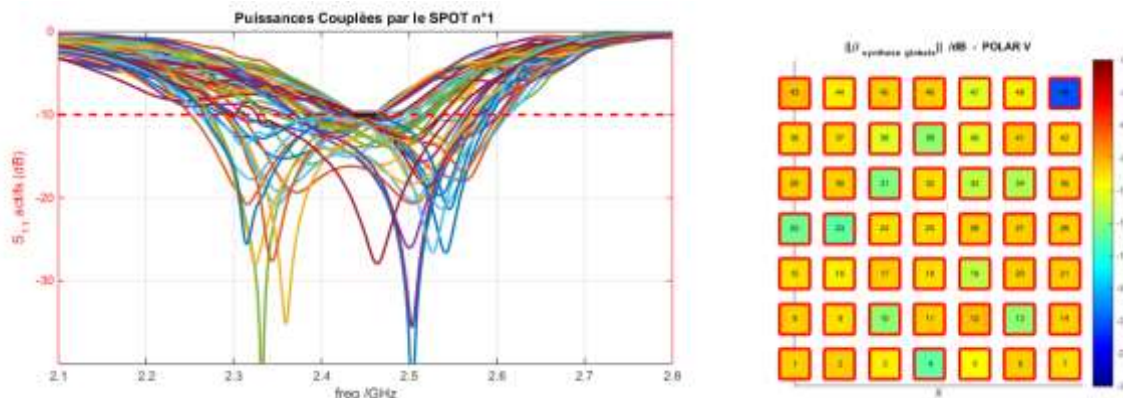


Figure 77 : adaptation active du réseau pleinement excité, S_{11} actifs à gauche et cartographie de l'adaptation à droite

Pour évaluer les performances maximales pouvant être atteintes par notre réseau, nous réalisons une synthèse du réseau pleinement excité (équiamplitude) sans fixer de contraintes sur le niveau d'adaptation active. Ces performances sont données à titre purement indicatif et ne sont évidemment pas représentatives d'un système opérationnel.

Nous obtenons pour cet exemple une directivité de 22,5 dBi dans la direction $\{ \theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$ et un gain réalisé de 21,2 dB. Le diagramme de rayonnement est donné sur la Figure 78. La directivité obtenue dans ce cas est proche de la directivité théorique du réseau donnée par :

$$D(\theta_0) = 10 * \log_{10} \left(\frac{4\pi S}{\lambda^2} \right) * \cos \theta_0 \quad \text{Équation 23}$$

Avec :

- S, la surface rayonnante du réseau
- λ , la longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement.

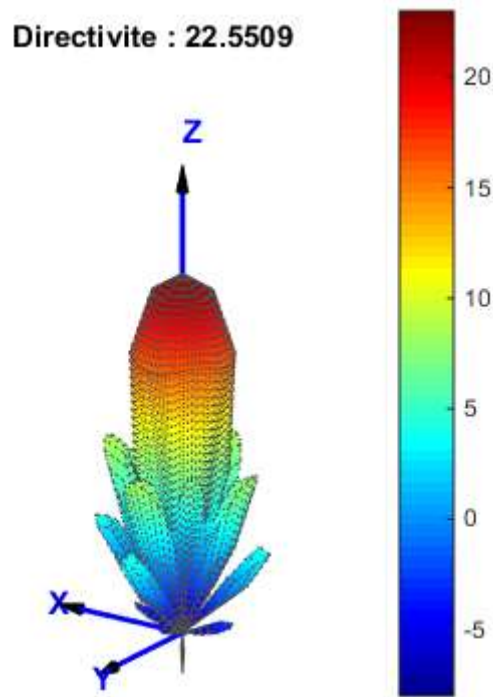


Figure 78 : diagramme de rayonnement d'un réseau pleinement excité sans contraintes sur le TOS actif

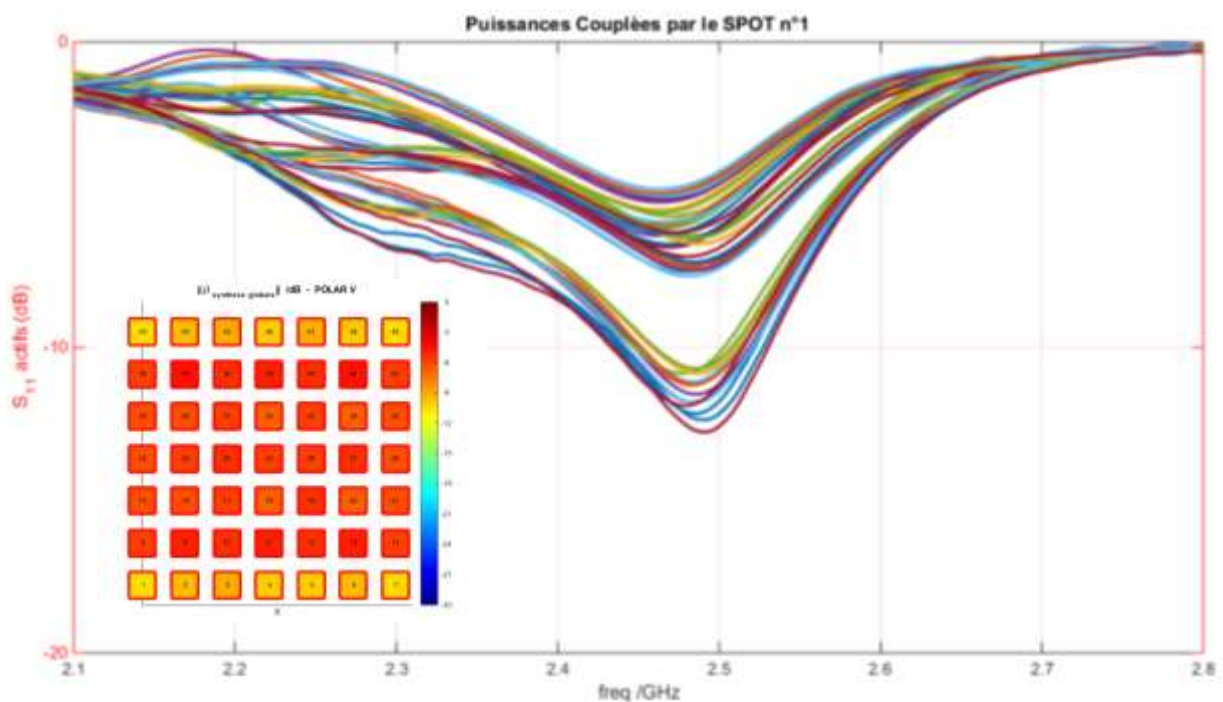


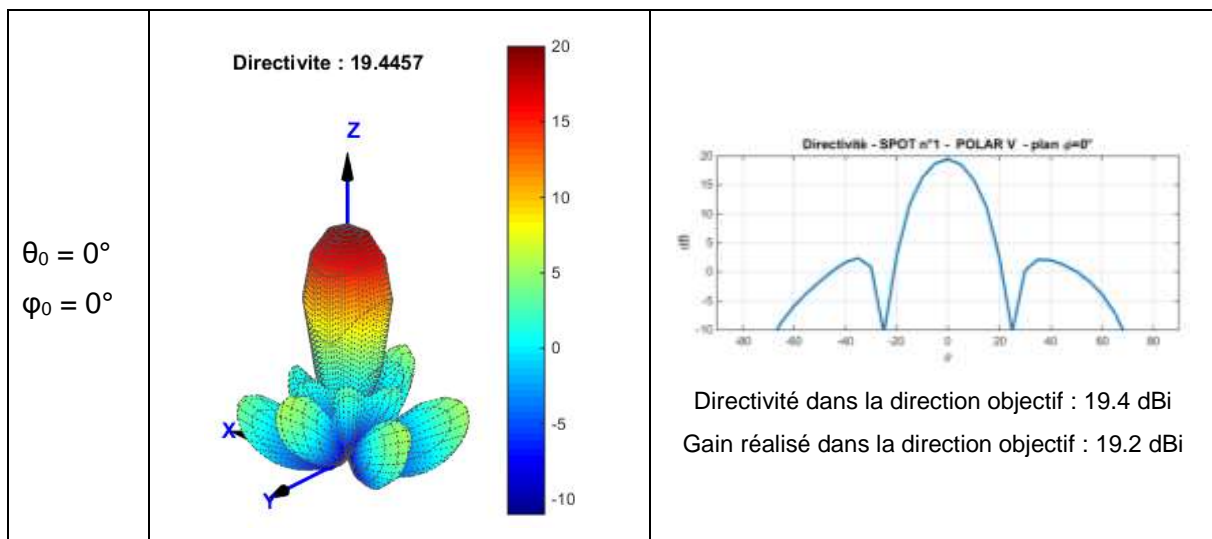
Figure 79 : adaptation active d'un réseau pleinement excité sans contraintes sur le TOS actif

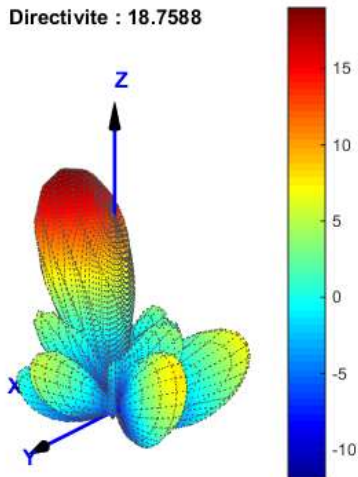
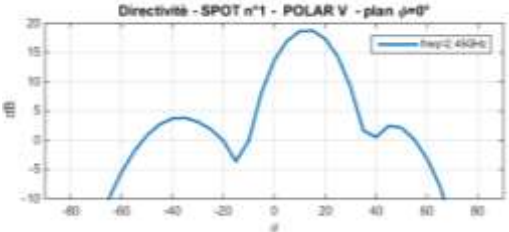
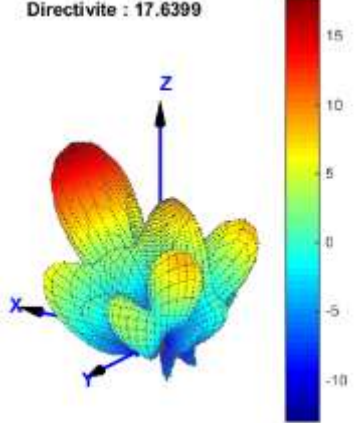
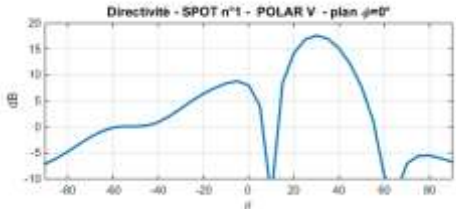
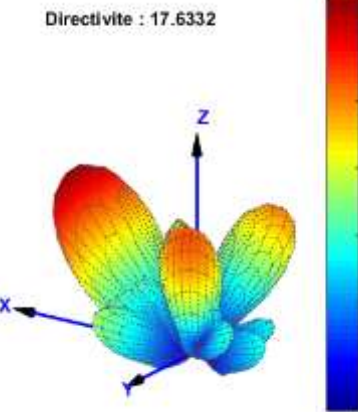
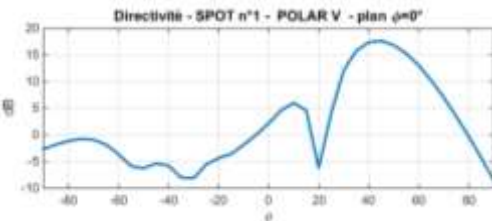
La Figure 79 montre que seuls 14 éléments sont alors adaptés à un niveau inférieur à -10 dB. L'adaptation active des autres éléments est comprise entre -5 dB et -7 dB à 2,45 GHz. Le rendement global du système antennaire est alors seulement de 71%.

Nous constatons sur ces premiers exemples basiques que l'architecture d'antennes à BFN simplifié permet d'atteindre facilement une directivité de 19,4 dBi inférieure de 3 dB à la directivité maximale de ce réseau alors que seulement 7 éléments sur 49 sont excités, ce qui correspond à 14% des éléments. Nous mesurons bien la simplification permise par un BFN alimentant 7 éléments au lieu de 49 éléments. Nous devons néanmoins noter que lors de cette synthèse nous avons considéré que les charges réactives connectées aux ports passifs étaient purement réactives. En conditions réelles, d'autres pertes relativement faibles s'ajouteront, à confirmer en manipulation, comme nous le verrons dans le chapitre 4. Le potentiel du concept est néanmoins établi, même sans restreindre les éléments rayonnants à des monopoles, comme dans les thèses précédentes.

II.5.2.2. Etude d'un balayage suivant θ_0 , à φ_0 constant

Nous continuons cette étude en proposant une étude en dépointage du faisceau de l'antenne à BFN simplifié proposée. Dans un premier temps, nous allons réaliser un dépointage suivant θ_0 dans le plan $\varphi_0 = 0^\circ$. Un pas de 15° est choisi entre les synthèses. Nous fixons à nouveau une contrainte sur les S_{11} actifs à -10 dB sur la bande 2,44 GHz – 2.46 GHz. Les résultats de cette étude en dépointage sont présentés dans le Tableau 4. Par souci de concision, nous ne montrons dans ce tableau que les diagrammes de rayonnement obtenus et des coupes de ce diagramme dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les résultats en termes d'adaptation active et de cartographies des couplages peuvent être consultés en Annexe 1.



$\theta_0 = 15^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivite : 18.7588</p> 	 <p>Directivite dans la direction objectif : 18,8 dBi Gain realise dans la direction objectif : 18,6 dBi</p>
$\theta_0 = 30^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivite : 17.6399</p> 	 <p>Directivite dans la direction objectif : 17,6 dBi Gain realise dans la direction objectif : 17,4 dBi</p>
$\theta_0 = 45^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivite : 17.6332</p> 	 <p>Directivite dans la direction objectif : 17,6 dBi Gain realise dans la direction objectif : 17,4 dBi</p>

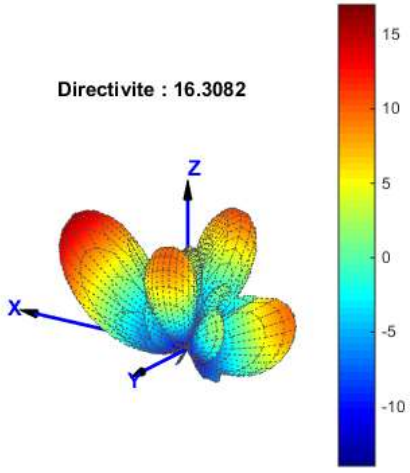
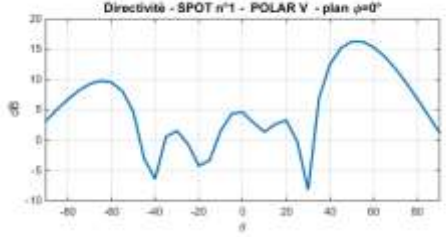
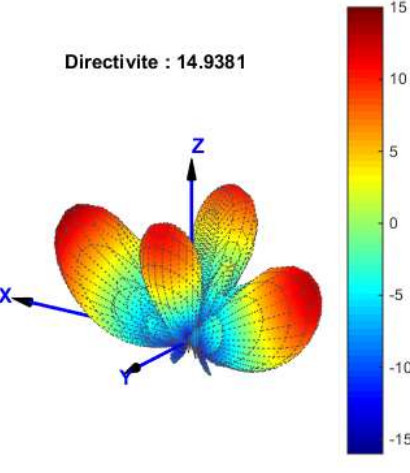
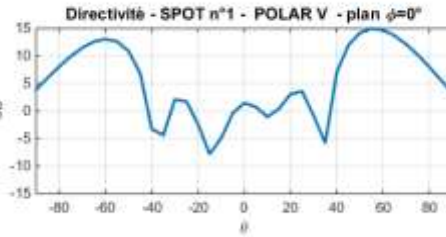
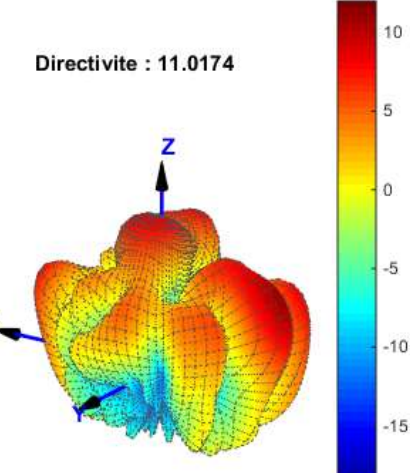
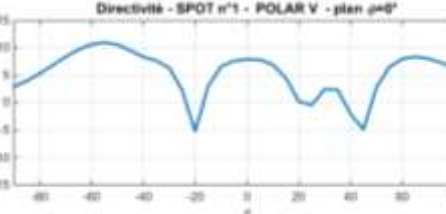
$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivite : 16.3082</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 15,4 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 15 dBi</p>
$\theta_0 = 75^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivite : 14.9381</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 10,2 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 9,7 dBi</p>
$\theta_0 = 90^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivite : 11.0174</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 4,7 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 4,4 dBi</p>

Tableau 4 : étude en dépointage dans le plan $\varphi_0 = 0^\circ$

Le Tableau 5 récapitule les directivités obtenues dans les directions de dépointage des synthèses.

Direction de l'objectif de rayonnement	Directivité dans la direction objectif (dBi)
$\{ \theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	19.4
$\{ \theta_0 = 15^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	18.8
$\{ \theta_0 = 30^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	17.6
$\{ \theta_0 = 45^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	17.6
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	15.4
$\{ \theta_0 = 75^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	10.2
$\{ \theta_0 = 90^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	4.7

Tableau 5 : directivité obtenue dans les directions de dépointage

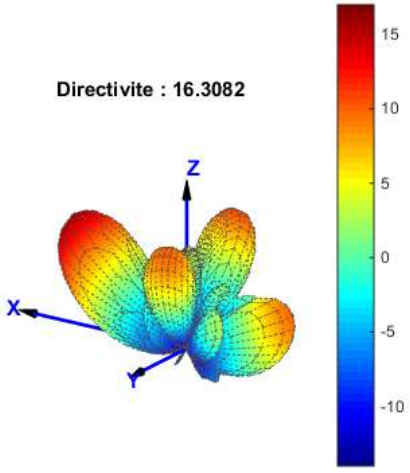
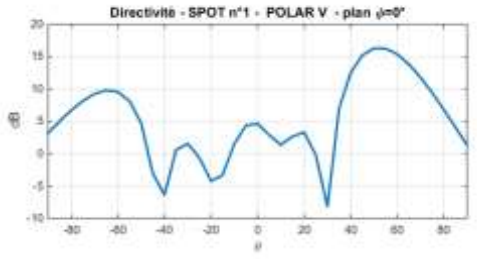
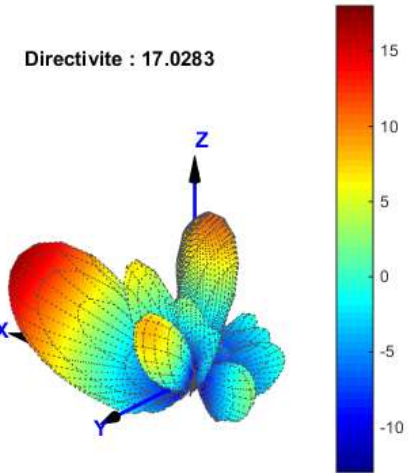
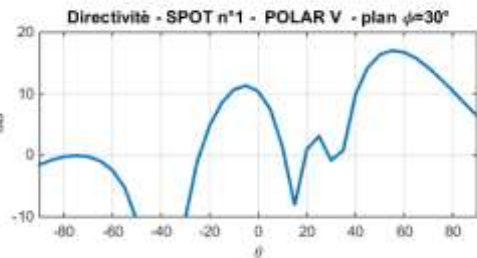
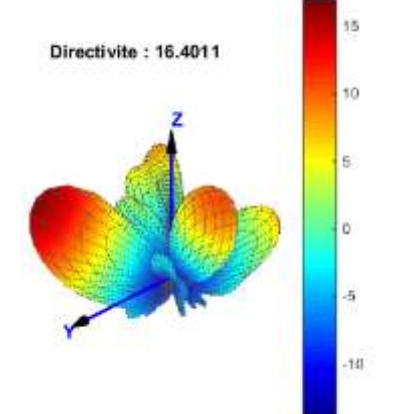

Une diminution de la directivité obtenue en fonction de l'angle de dépointage apparaît dans cette étude conformément à la théorie des réseaux. Néanmoins, nous pouvons noter à partir d'un dépointage 75° une forte diminution de celle-ci. En étudiant les coupes du diagramme de rayonnement pour les cas $\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$ et $\{ \theta_0 = 75^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$ nous voyons que le faisceau n'est pas davantage dépointé dans le cas $\{ \theta_0 = 75^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$ puisque la directivité maximale reste relativement haute i.e. 14,9 dBi, mais correspond à la direction $\{ \theta_0 = 55^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$. Le dépointage maximal du faisceau est de l'ordre de 55° , ce qui reste cohérent étant donné que la formation de faisceau perd en qualité lorsque le nombre de voies RF est réduit et que la dimension du réseau est limitée comme dans ce cas d'étude.

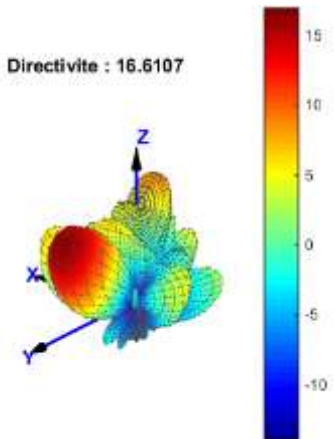
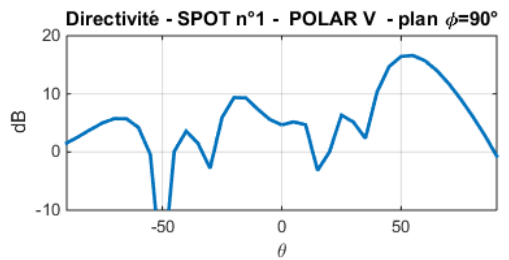
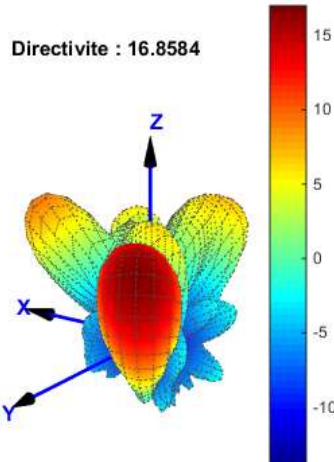
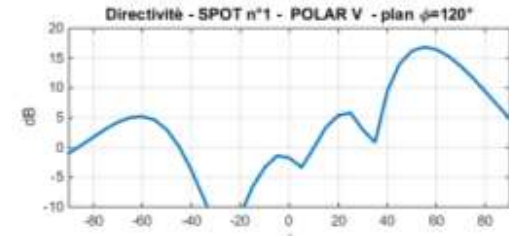
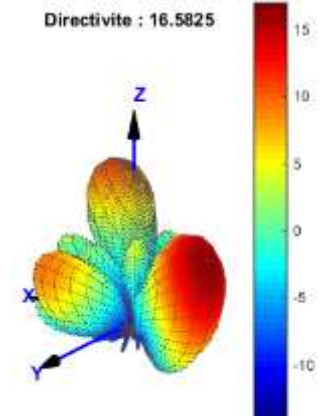
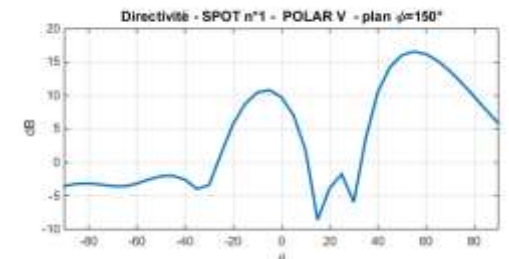
Notons également l'apparition de certains lobes importants lors du dépointage, ce qui s'explique par le pas de réseau secondaire qui peut être défini entre les 7 éléments excités. Il en résulte l'apparition de lobes de réseau, qui coïncident avec les positions observées. Un travail complémentaire sur les masques de gabarit et le choix des excitations est mené en parallèle de ces travaux dans la thèse d'Hala Alzein, pour tenter de résoudre ce problème, en « consommant » des degrés de liberté sur les éléments parasites.

II.5.2.3. Balayage du faisceau suivant φ_0 , avec $\theta_0 = 60^\circ$

Nous poursuivons l'étude des performances en dépointage en proposant de faire varier la direction de rayonnement entre $\varphi_0 = 0^\circ$ et $\varphi_0 = 180^\circ$ pour θ_0 constant et valant 60° . Nous choisissons un pas de 30° . Les contraintes restent identiques aux synthèses précédentes.

A nouveau, nous ne présentons que les diagrammes de rayonnement sur le Tableau 6 et le résumé des valeurs de directivités dans le Tableau 7. Les autres résultats peuvent être consultés en Annexe 2.

<p>$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 16.3082</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\psi=0^\circ$</p>  <p>Directivité dans la direction objectif : 15,4 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 15 dBi</p>
<p>$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 30^\circ$</p>	<p>Directivité : 17.0283</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\psi=30^\circ$</p>  <p>Directivité dans la direction : 16,7 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 16.5 dBi</p>
<p>$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 60^\circ$</p>	<p>Directivité : 16.4011</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\psi=60^\circ$</p>  <p>Directivité dans la direction objectif : 16 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 15,8 dBi</p>

$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 90^\circ$	<p>Directivité : 16.6107</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\phi=90^\circ$</p>  <p>Directivité dans la direction objectif : 15,7 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 15,5 dBi</p>
$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 120^\circ$	<p>Directivité : 16.8584</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\phi=120^\circ$</p>  <p>Directivité dans la direction objectif : 16,5 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 16,3 dBi</p>
$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 150^\circ$	<p>Directivité : 16.5825</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\phi=150^\circ$</p>  <p>Directivité dans la direction objectif : 16,2 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 16 dBi</p>

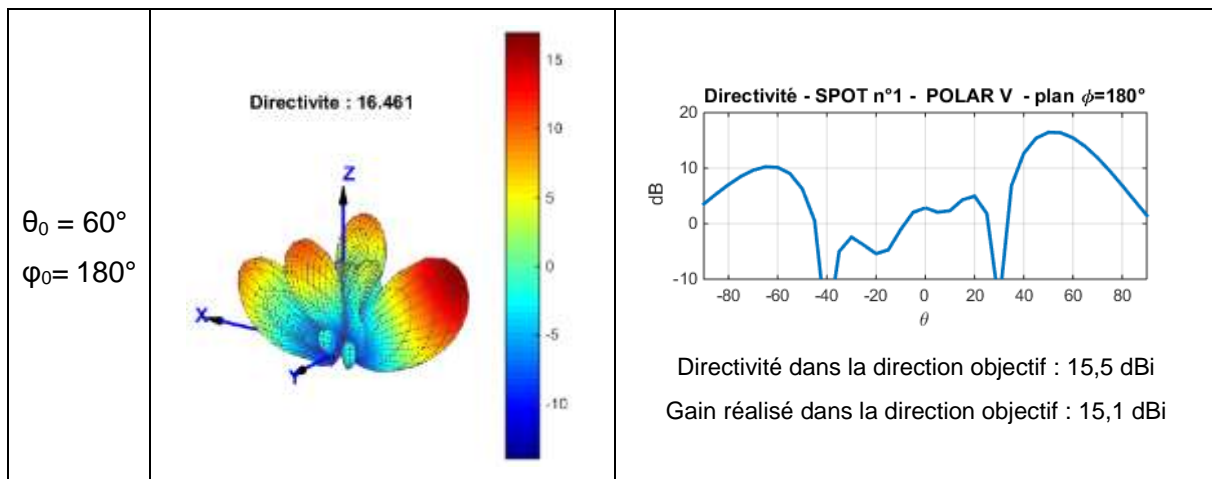


Tableau 6 : étude en dépointage sur φ_0 pour $\theta_0 = 60^\circ$

Direction de l'objectif de rayonnement	Directivité dans la direction objectif (dBi)
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$	15.4
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 30^\circ \}$	16.7
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 60^\circ \}$	16
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 90^\circ \}$	15.7
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 120^\circ \}$	16.5
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 150^\circ \}$	16.2
$\{ \theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 180^\circ \}$	15.5

Tableau 7 : directivité obtenue dans les directions de dépointage

Nous obtenons un rayonnement quasi constant dans les différentes directions de dépointage. La directivité obtenue dans chaque direction de dépointage est comprise entre 15,4 dBi et 16,7 dBi. Des résultats sensiblement meilleurs sont obtenus pour des dépointages dans des plans diagonaux : nous obtenons des directivités supérieures à 16 dBi pour les directions $\varphi_0 = [30^\circ ; 120^\circ ; 150^\circ]$ alors que la directivité est inférieure à 16 dBi pour $\varphi_0 = [0^\circ ; 90^\circ ; 180^\circ]$. Ce phénomène est faible et ne peut être mis en évidence avec certitude. Nous pouvons cependant avancer l'hypothèse que lorsque l'énergie est dirigée dans certaines directions, les couplages interéléments sont optimisés. En effet, comme la Figure 71 le montre les couplages entre éléments diagonalement placés sont particulièrement importants. Même si leurs niveaux individuels sont de l'ordre de -20 dB, l'effet cumulatif des contributions peut probablement expliquer partiellement ce phénomène.

II.6. Evaluation des performances selon les éléments unitaires

L'objectif de cette partie est maintenant de comparer les performances du réseau de patches obtenues précédemment avec d'autres réseaux composés d'éléments de types différents. Nous serons attentifs aux effets des couplages interéléments et des diagrammes environnés sur les résultats des synthèses. Pour cela, nous choisissons d'étudier deux types d'éléments : les monopoles et les cornets. Les monopoles sont intéressants car ils présentent naturellement de bons couplages et un diagramme de rayonnement adapté à un balayage dans le plan d'azimut de l'antenne. L'objectif de l'étude des cornets est de déterminer l'impact sur la synthèse d'éléments moins bien couplés, mais directifs, qui de prime abord seront moins pertinents. Nous allons étudier l'impact de ces différents phénomènes sur un dépointage en θ_0 puis sur un balayage en φ_0 .

II.6.1. Réseau de monopoles

II.6.1.1. Structure

Un réseau de 49 éléments est conçu pour réaliser cette étude. La fréquence de résonance des monopoles est fixée à 2,45 GHz pour permettre des comparaisons avec le réseau de patches. Les éléments sont placés sur une grille carrée similaire à celle du réseau de patches comme nous pouvons le voir sur la Figure 80.

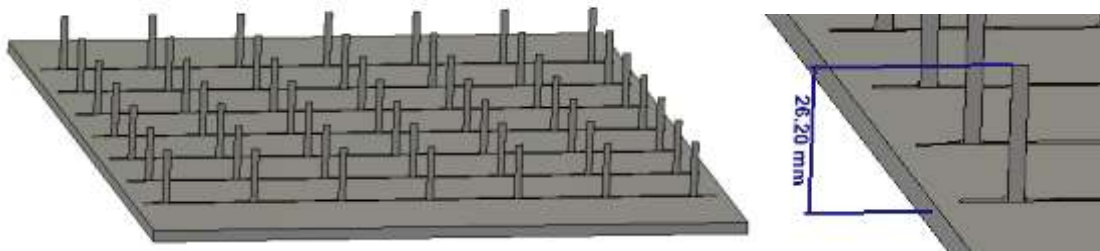


Figure 80 : réseau de 49 monopoles (à gauche), gros plan sur un monopole (à droite)

Les rayonnements environnés de plusieurs monopoles sont illustrés sur la Figure 81. Une très forte variation entre les diagrammes environnés est constatée dus à des couplages importants entre les éléments (Figure 83). Malgré ces couplages, le diagramme de l'élément central (l'élément 25) correspond au diagramme de rayonnement attendu pour un monopole.

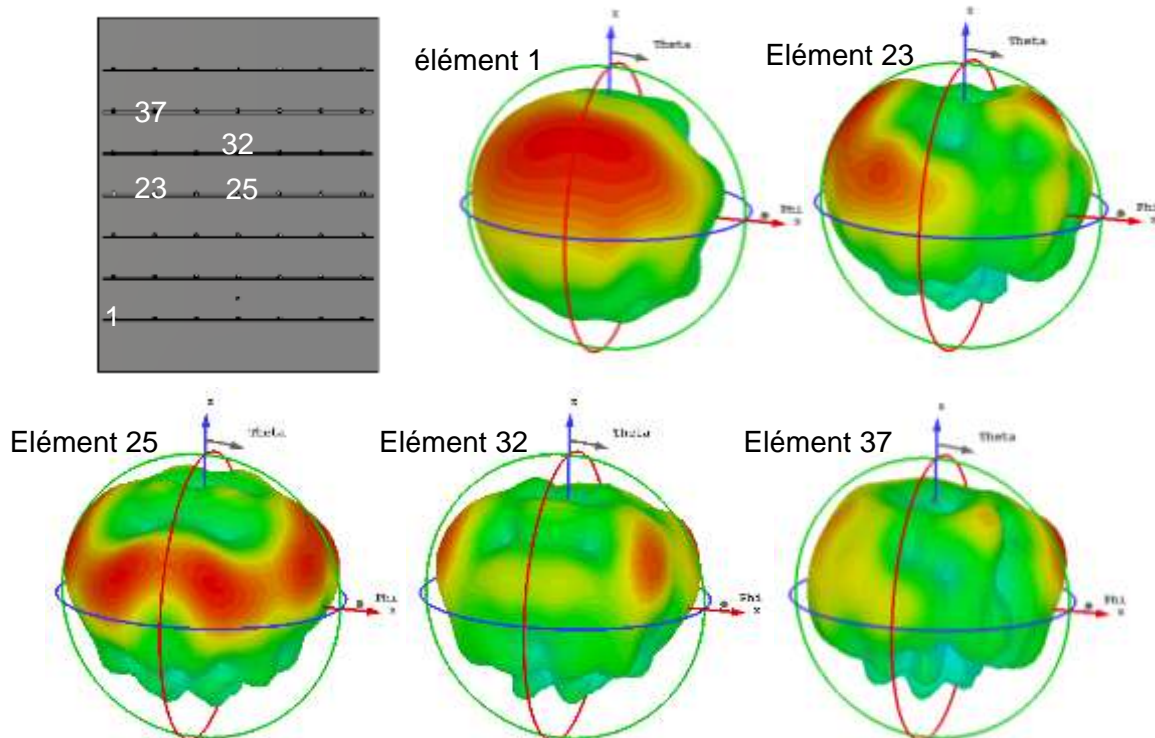


Figure 81 : diagrammes de rayonnement environnés de 5 éléments du réseau

La Figure 82 illustre les coupes dans les plans $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ du diagramme de rayonnement de l'élément central. La direction de rayonnement maximale est comprise entre

54° et 65° selon le plan. La directivité maximale vaut environ 3,3 dBi. Les couplages entre l'élément central et les éléments adjacents apparaissent sur Figure 83. Dans les deux plans principaux, les couplages sont d'environ -9,5 dB, ce qui correspond à d'excellents couplages. Dans le plan diagonal, ceux-ci sont d'environ -13 dB ce qui reste une valeur relativement élevée par rapport à ce que permettent les patches.

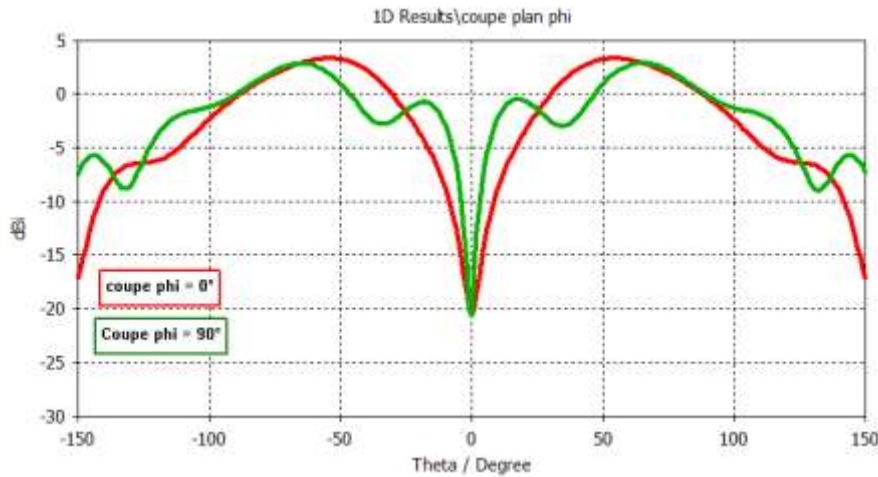


Figure 82 : Diagrammes de directivité ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$) de l'élément central (n°25)

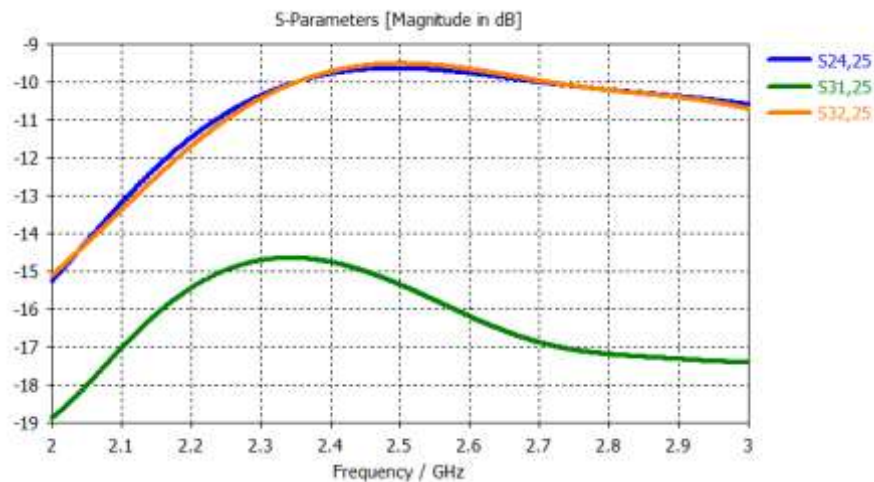


Figure 83 : paramètres S de couplages entre l'élément central et les éléments adjacents

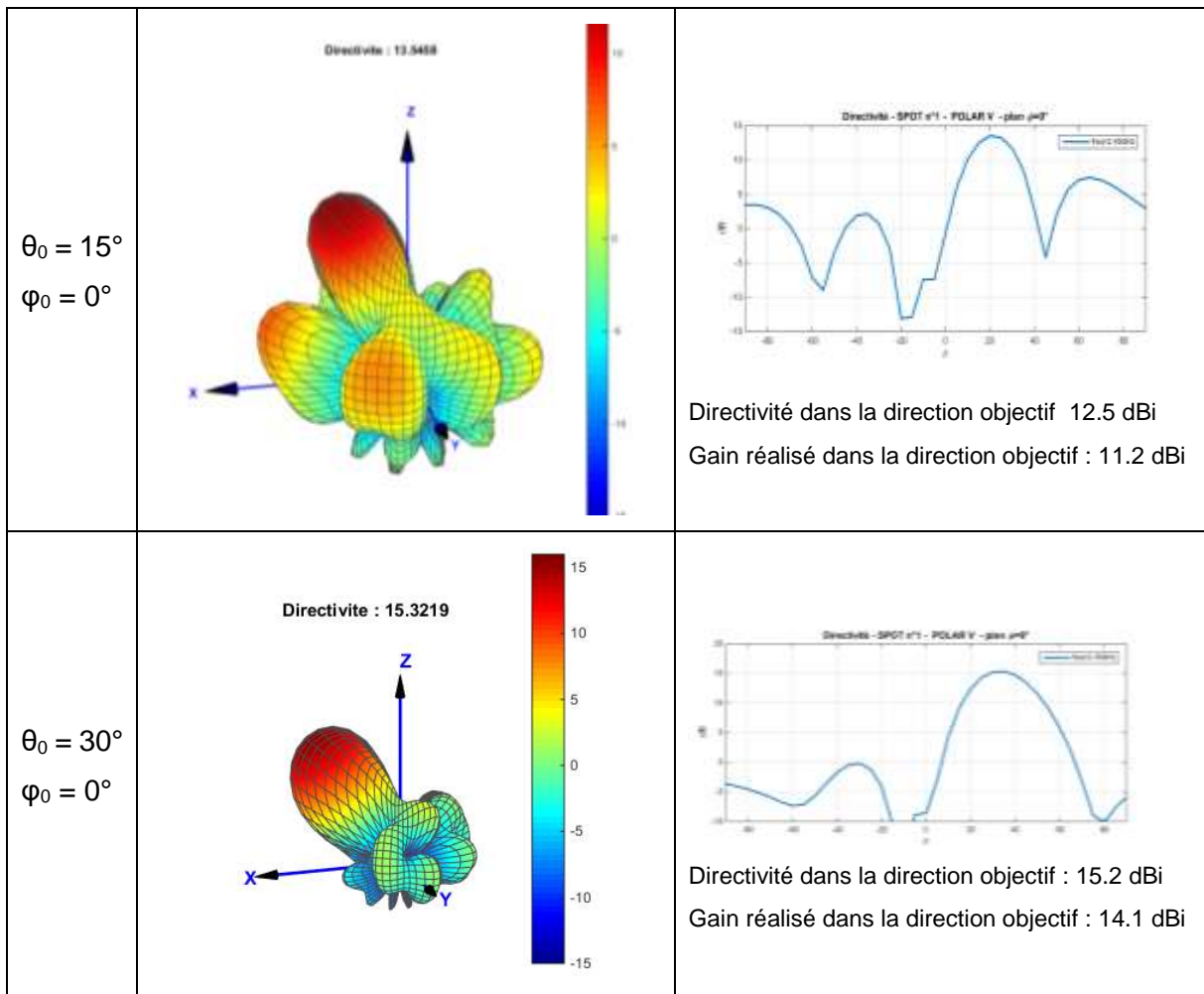
Les 7 éléments excités dans ces synthèses resteront les mêmes que pour l'étude précédente, avec la distribution en septet.

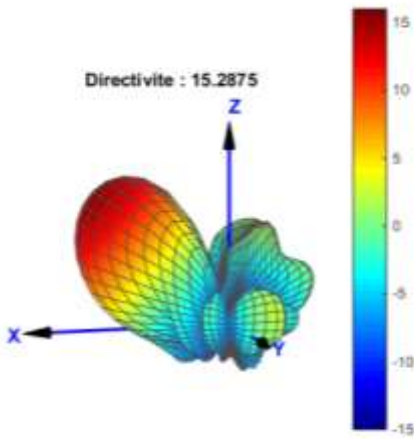
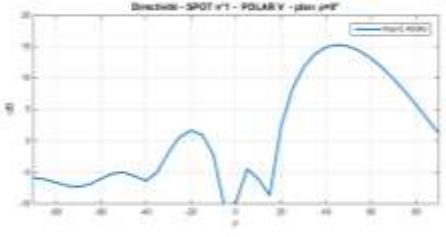
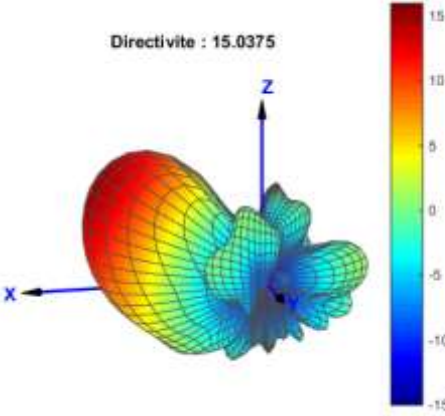
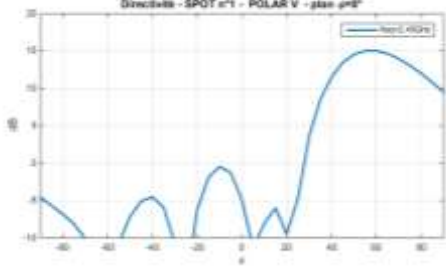
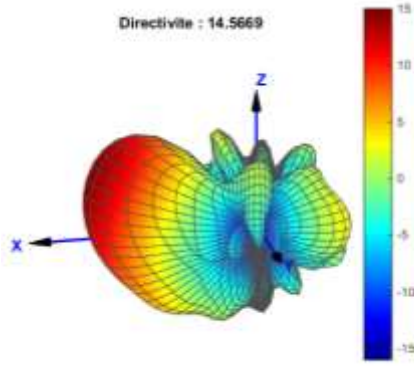
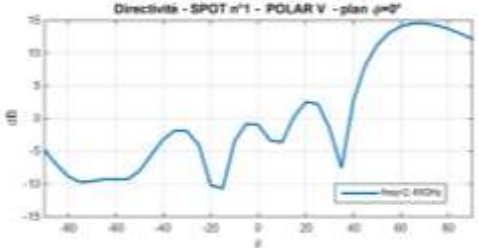
II.6.1.2. Performances

Pour les synthèses qui vont suivre, nous fixons systématiquement une contrainte d'adaptation active à -10 dB sur la même bande passante que précédemment. Nous réalisons d'abord une étude en dépointage suivant θ_0 . Les résultats en termes de diagramme sont présentés dans le Tableau 8. Seuls les résultats en termes de diagrammes sont présentés ici, les résultats en adaptation peuvent être consultés en Annexe 3. Mentionnons simplement que

toutes les contraintes en termes d'adaptation ont été respectées sans qu'il soit nécessaire de réaliser plusieurs synthèses.

Dès $\theta_0 = 15^\circ$, nous obtenons une directivité de 12,5 dBi. Ensuite pour des valeurs de θ_0 comprises entre 30° et 60° , une directivité supérieure à 15 dBi est obtenue. Cette valeur baisse à 14,2 dBi pour $\theta = 75^\circ$ puis 12,6 dBi pour $\theta = 90^\circ$. L'analyse des coupes en $\varphi = 0^\circ$ montre que, comme pour le réseau de patches, le faisceau ne peut être logiquement dépointé jusqu'à $\theta = 90^\circ$, mais nous obtenons un maximum dans la direction $\theta = 75^\circ$ d'environ 13,6 dBi.



$\theta_0 = 45^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivité : 15.2875</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif 15.3 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 14.5 dBi</p>
$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivité : 15.0375</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif 15 dBi Gain réalisé dans la direction objectif 14.3 dBi</p>
$\theta_0 = 75^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$	<p>Directivité : 14.5669</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 14.3 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 13.4 dBi</p>

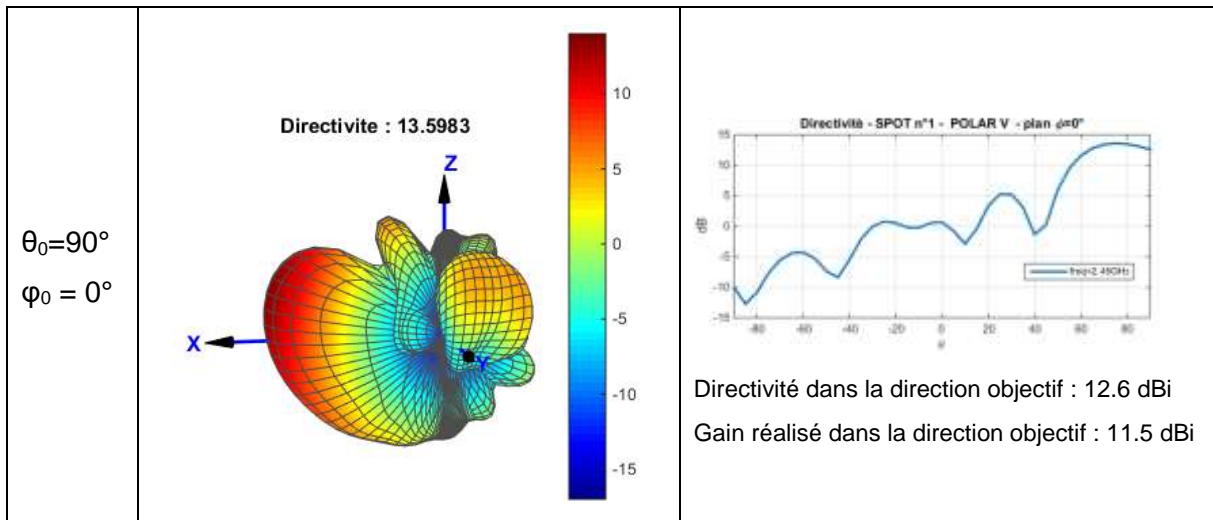


Tableau 8 : étude en dépointage suivant θ_0 du réseau de monopoles

Nous réalisons maintenant une étude en balayage sur φ_0 avec $\theta_0 = 60^\circ$ fixé. Dans un souci de concision, nous ne présentons que les diagrammes de rayonnement 3D obtenus (Figure 84) et résumons les directivités obtenues dans le Tableau 9. Tous les résultats sont en Annexe 4. Des performances remarquablement constantes sont atteintes lors de ce balayage. Les directivités dans les différentes directions sont comprises entre 15 dBi et 15,4 dBi. La stabilité de ces résultats peut être expliquée par la morphologie des diagrammes des éléments unitaires bien qu'ils soient modifiés par leur environnement et surtout par l'importance et l'homogénéité des niveaux de couplages dans les différents plans φ . Ils peuvent alors être exploités pleinement au sein de l'antenne pour optimiser les performances.

<i>Direction de rayonnement</i>	<i>Directivité (dBi)</i>
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ$	15
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 30^\circ$	15,4
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 60^\circ$	15,2
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 90^\circ$	15.4
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 120^\circ$	15.2
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 150^\circ$	15.2
$\theta_0 = 60^\circ ; \varphi_0 = 180^\circ$	15.2

Tableau 9 : directivité et gain obtenus lors d'un balayage suivant φ_0 - réseau de monopoles

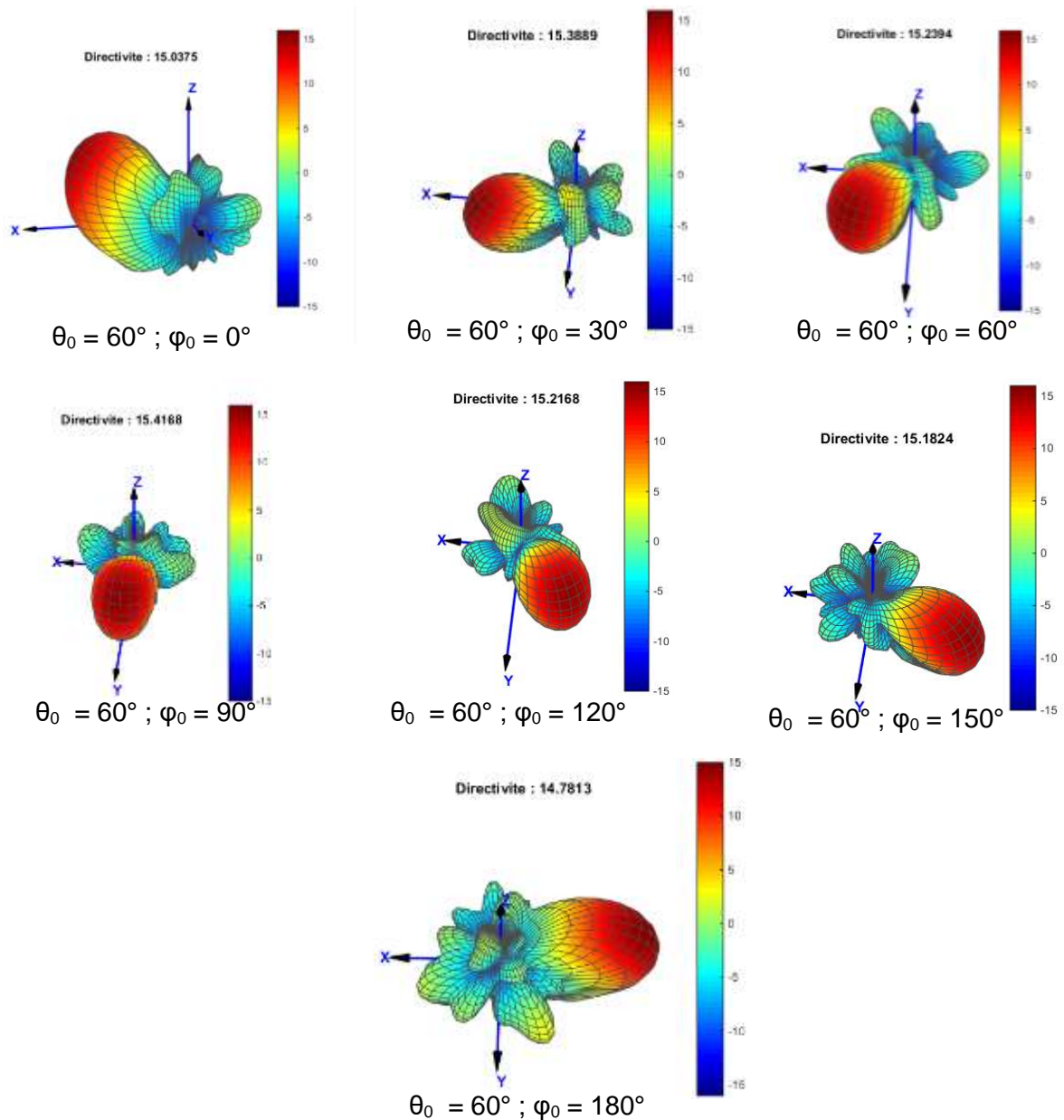


Figure 84 : rayonnement obtenu pour un balayage suivant ϕ_0 avec $\theta_0 = 60^\circ$ (réseau de monopoles)

II.6.2. Réseau de cornets

L'objectif de cette dernière partie est de montrer l'importance des couplages au sein des antennes à BFN simplifié. Nous allons voir que les éléments parasites contribuent de manière importante à la formation de faisceaux et que les charges réactives confèrent une excellente agilité à ce concept d'antennes. Pour cela, nous allons modéliser un réseau constitué d'éléments faiblement couplés et de dimensions supérieures à la demi-longueur d'onde, ce qui va mettre en avant la problématique des lobes de réseau. Nous pourrons alors comparer les résultats des synthèses provenant d'un réseau peu couplé et de réseaux fortement couplés.

II.6.2.1. Structure

Nous choisissons de modéliser un réseau composé de 49 cornets distribué sur une maille carrée. La fréquence de résonance est toujours de 2,45 GHz. En raison du volume des éléments unitaires, la condition d'espacement des éléments ne peut être respectée. L'espacement entre les éléments est d'environ une longueur d'onde. La présence de lobes de réseau est donc attendue et nous nous intéresserons surtout à la directivité maximale pouvant être atteinte ainsi qu'en la capacité du système à orienter un faisceau. La Figure 85 présente ce réseau ainsi qu'un élément unitaire.

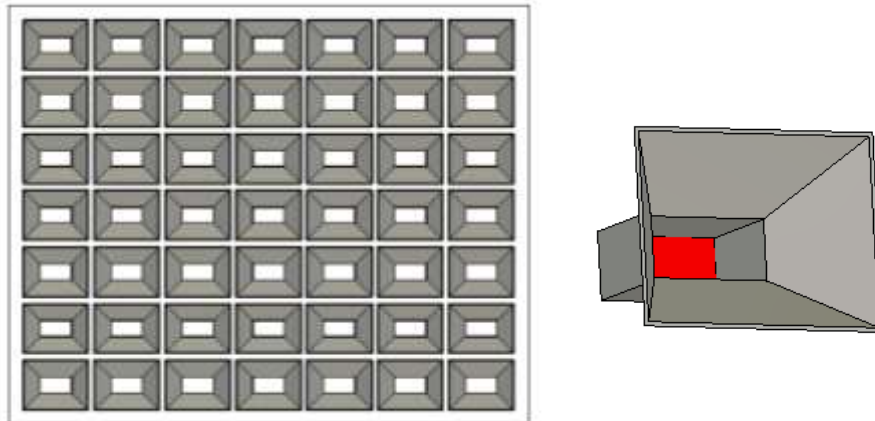


Figure 85 réseau de 49 cornets (à gauche), antenne élémentaire du réseau (à droite)

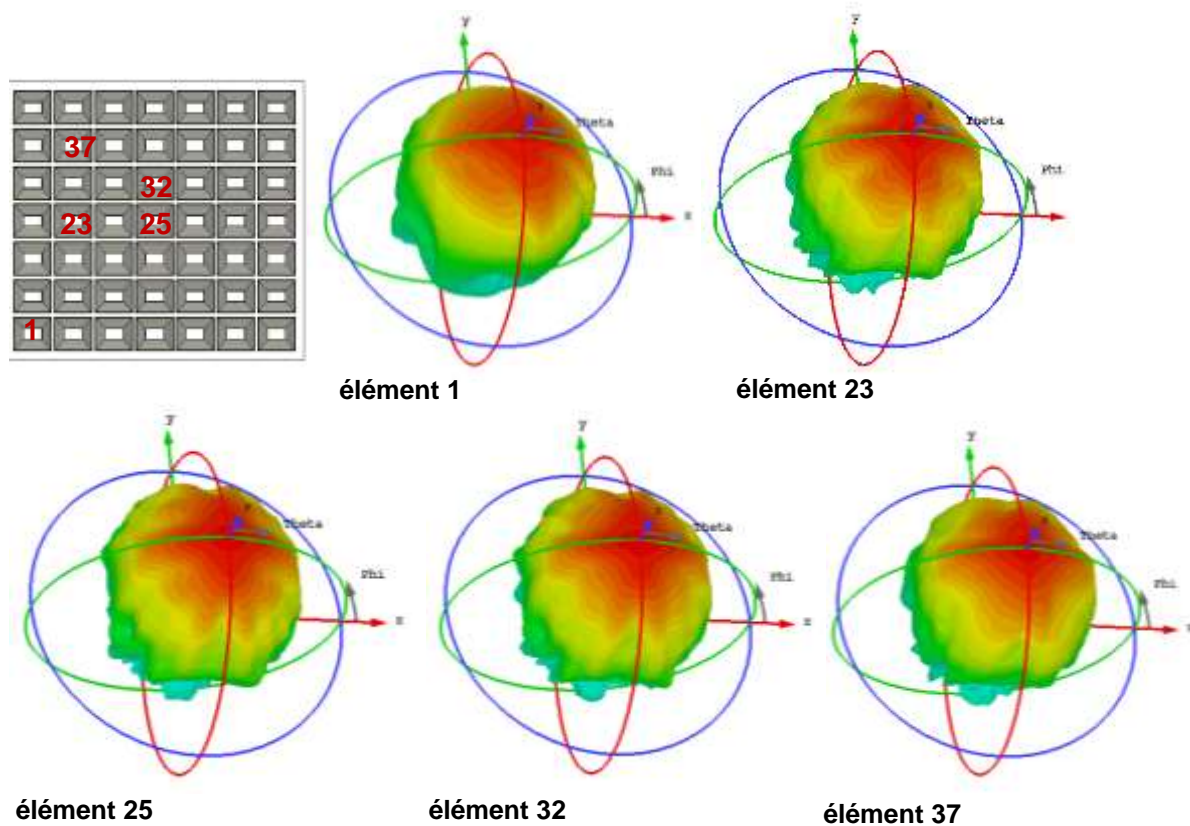


Figure 86 : diagrammes de rayonnement environnés de quelques cornets du réseau

La Figure 86 montre quelques diagrammes environnés du réseau. Nous pouvons constater que ceux-ci sont faiblement déformés. Une directivité maximale de 10,4 dBi est obtenue dans l'axe de l'élément d'après la Figure 87. Le rayonnement est plutôt stable dans les plans $\varphi_0 = 0^\circ$ (plan H) et $\varphi_0 = 90^\circ$ (plan E).

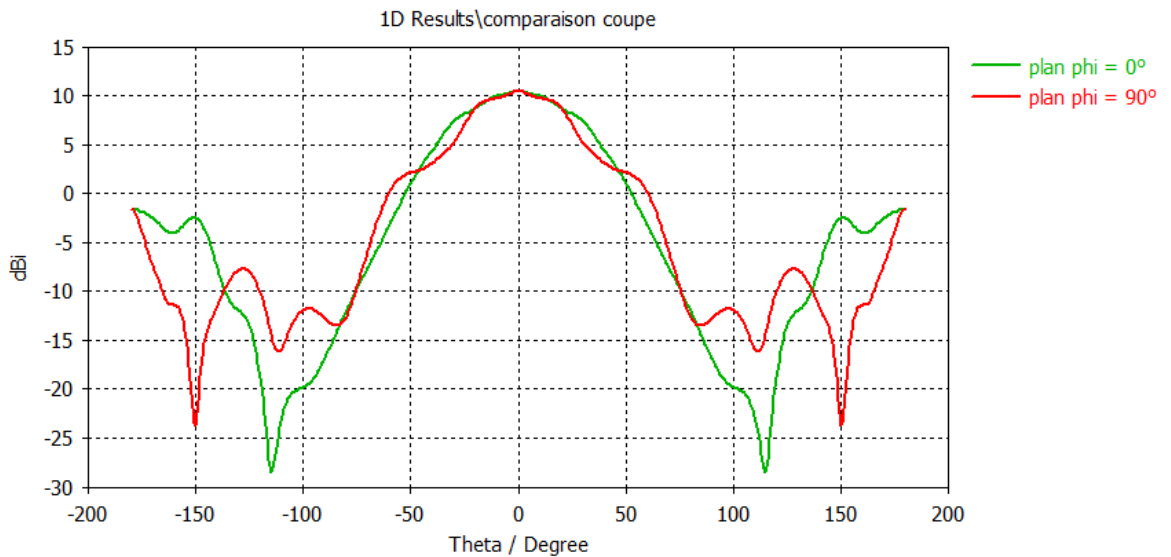


Figure 87 : diagramme de rayonnement de l'élément central, coupe en $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$

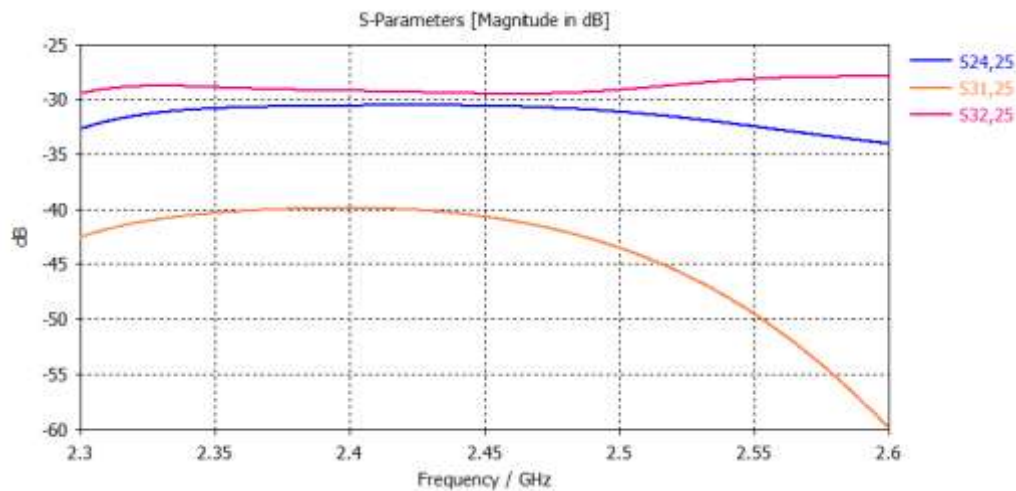


Figure 88 : paramètres S de couplages entre l'élément central et les éléments adjacents – réseau de cornets

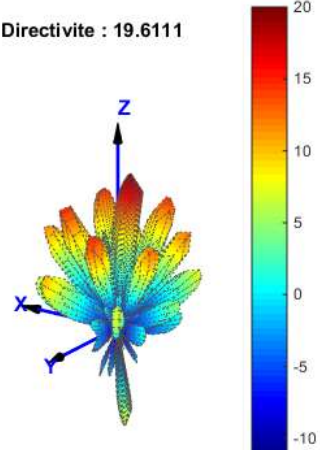
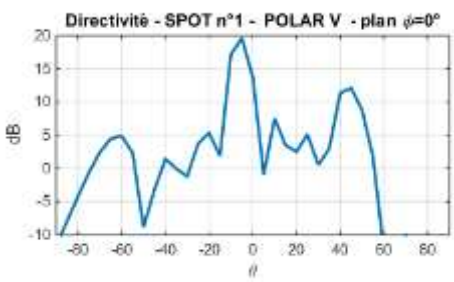
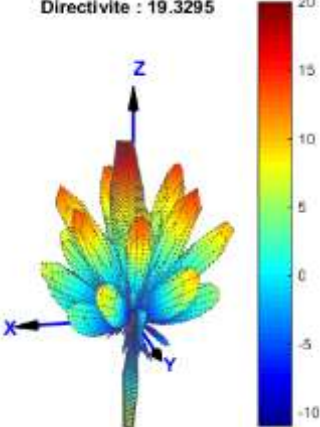
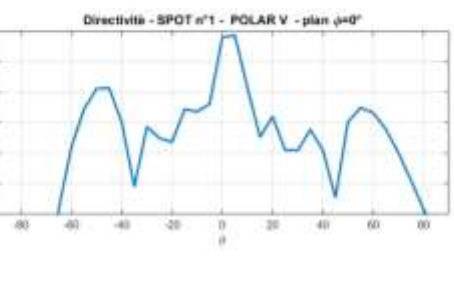
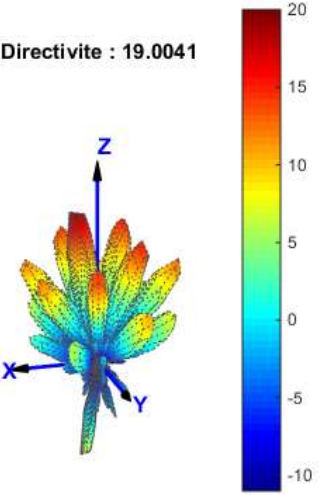
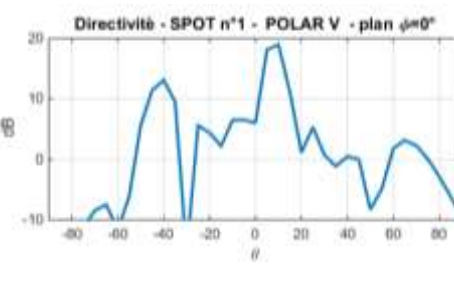
Les couplages interéléments de ce réseau sont évidemment très faibles comme le prouve la Figure 88. Dans le plan E, les couplages entre éléments adjacents sont légèrement au-dessus de -30 dB tandis qu'ils sont légèrement sous cette valeur dans le plan H. Dans le plan diagonal, ils sont proches de -40 dB.

II.6.2.2. Performances

Nous réalisons dans un premier temps une étude du dépointage du faisceau suivant θ_0 . Les 7 éléments excités du réseau restent les mêmes que ceux des études précédentes, tous comme les objectifs et contraintes de synthèse. Les résultats de l'étude en dépointage sont présentés dans le Tableau 10. A nouveau nous ne présentons ici que les résultats en

termes de diagrammes de rayonnement. Précisons néanmoins que l'adaptation active est toujours en dessous de -10 dB pour l'ensemble des résultats.

<p>$\theta_0 = 0^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 20.3109</p>	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\varphi=0^\circ$</p> <p>Directivité dans la direction objectif : 20,3 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 20,1 dBi</p>
<p>$\theta_0 = 15^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 18.9011</p>	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\varphi=0^\circ$</p> <p>Directivité dans la direction objectif : 18,9 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 18,9 dBi</p>
<p>$\theta_0 = 30^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 17.9167</p>	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\varphi=0^\circ$</p> <p>Directivité dans la direction objectif : 16,5 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 16,4 dBi</p>

<p>$\theta_0 = 45^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 19.6111</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 12,1 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 12 dBi</p>
<p>$\theta_0 = 60^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 19.3295</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 6,6 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 6,5 dBi</p>
<p>$\theta_0 = 75^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 19.0041</p> 	 <p>Directivité dans la direction objectif : 0,1 dBi Gain réalisé dans la direction objectif : 0,1 dBi</p>

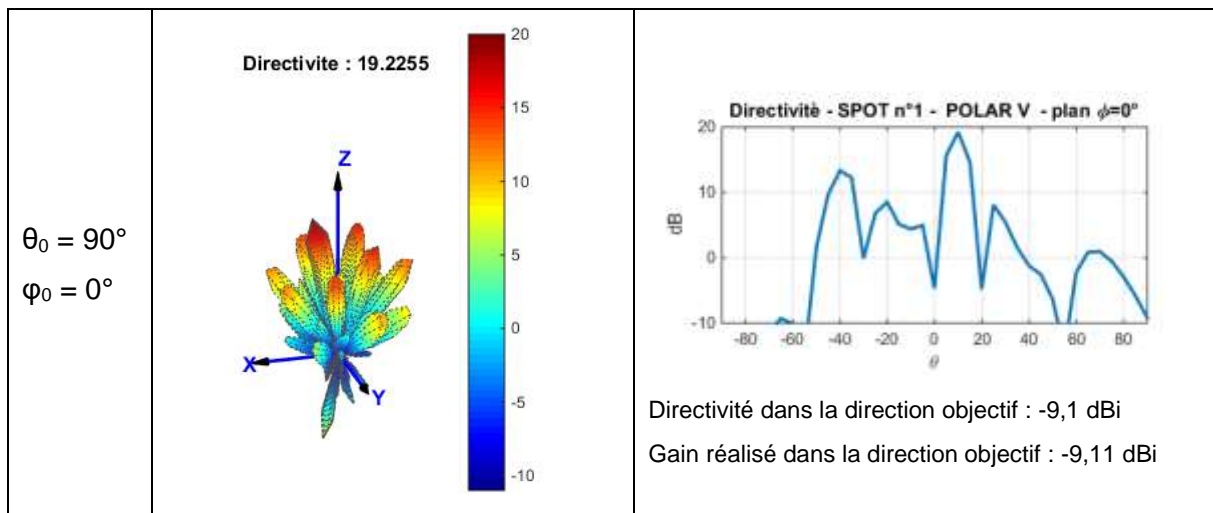


Tableau 10 : dépointage du faisceau suivant θ_0 pour un réseau de 49 cornets

Comme attendu, il est très difficile de former le rayonnement avec cette structure, qui souffre notamment de lobes secondaires et lobes de réseaux importants. La trop forte directivité de l'élément rayonnant limite très vite la tenue en directivité. Au-delà de $\theta_0 = 15^\circ$, celle-ci décroît fortement. Dès $\theta_0 = 30^\circ$, nous observons que le lobe principal n'est plus dans la direction demandée, les couplages trop faibles ne permettant de gérer correctement les pondérations sur l'antenne.

II.7. Bilan

Le choix des éléments unitaires lors de la conception d'un réseau est un problème complexe. Nous proposons ici quelques pistes pour optimiser un élément cellulaire.

Les résultats obtenus précédemment sont résumés sur la Figure 89 et le Tableau 11. La Figure 89 met en avant l'impact des éléments antennaires sur le rayonnement du réseau final. Le rayonnement à tendance semi-sphérique des patches permet d'obtenir une très bonne directivité sur un large intervalle de dépointage, même si leurs couplages sont plus faibles que les monopoles. Ces derniers ont un intérêt pour des applications où le balayage suivant l'azimut de l'antenne est nécessaire.

Comme le prouve l'exemple des cornets, d'importants couplages interéléments sont nécessaires pour réussir à former un faisceau et à le diriger. Il est donc important de prendre en compte les couplages à la fois dans les plans E et H, mais aussi dans les plans diagonaux. Des couplages forts et stables dans les différents plans permettent ainsi d'obtenir une bonne formation de faisceaux et un balayage stable dans les différentes directions.

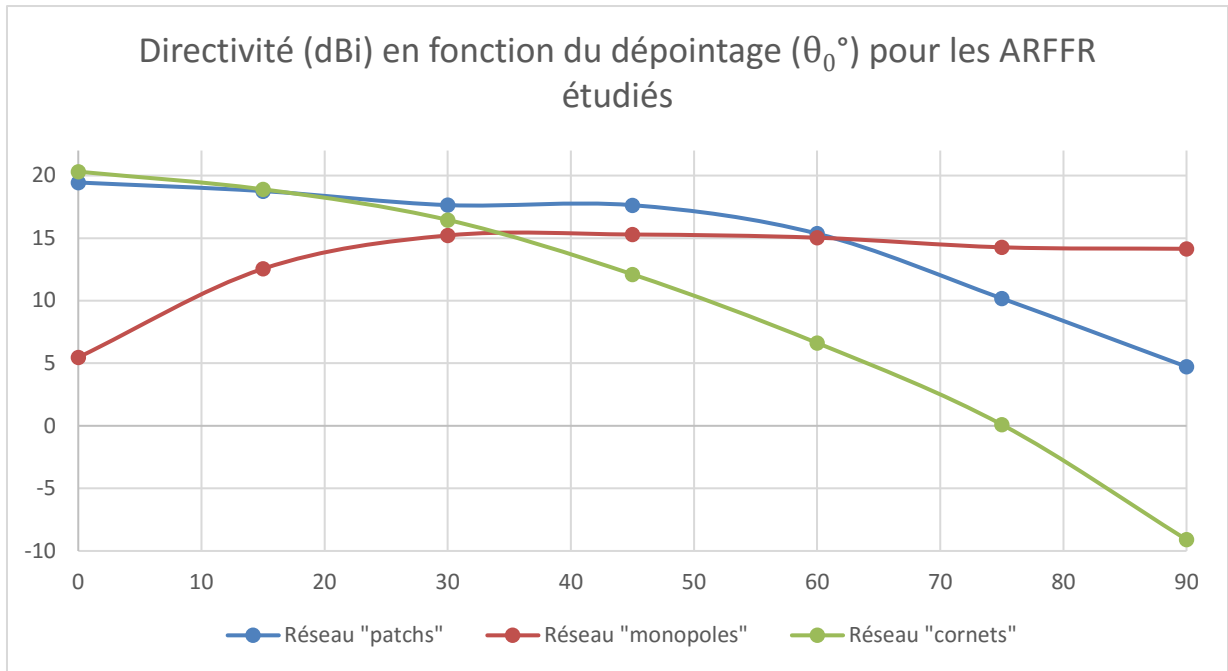


Figure 89 : directivité des différents réseaux étudiés pour un balayage suivant θ

	Réseau « patch »	Réseau « monopoles »	Réseau « cornet »
Directivité de l'élément pour $\theta=0^\circ$	5,5 dBi	~ -20 dBi	10,4 dBi
Directivité de l'élément pour $\theta=60^\circ$	2,5 dBi	4 dBi	0 dBi
Directivité axiale maximale du réseau	19,4 dBi	5,5 dBi	20,3 dBi
Directivité maximale pour $\theta_0 = 60^\circ$	15,4 dBi	15,0 dBi	6,6 dBi
Directivité maximale pour $\theta_0 = 75^\circ$	10,2 dBi	14,3 dBi	0.1 dBi
Couplages moyens plans E et H	- 21 dB	- 9,5 dB	- 30 dB
Couplages diagonaux	-11 dB	-15 dB	- 40 dB
Direction dépointage maximale du faisceau	55°	70°	15°
Balayage sur φ_0	Stable en directivité	Très stable en directivité	--

Tableau 11 : influence de quelques caractéristiques des éléments sur le rayonnement de l'ARFFR

Nous proposons ainsi quelques indications pour la conception des éléments unitaires d'un réseau :

- Choix d'un élément dont le rayonnement est cohérent avec le cahier des charges : si l'objectif est d'obtenir un dépointage dans des angles faibles ou modérés, un élément à rayonnement omnidirectionnel est intéressant. En revanche si le dépointage est

réalisé sur des angles importants, il est nécessaire de choisir des éléments dont le rayonnement couvre ces angles.

- Réaliser l'adaptation de l'élément. Pour assurer une bonne adaptation de l'antenne, il est possible de simuler l'adaptation d'un élément au sein d'un réseau en utilisant par exemple des conditions périodiques sur CST. Cette étape est importante car l'adaptation d'un élément seul et d'un élément au sein d'un réseau peut varier fortement, surtout si les couplages sont importants.
- Privilégier des éléments fortement couplés (patches, dipôles, monopoles...). Il est possible d'optimiser les couplages interéléments en diminuant la distance entre les éléments, voire en modifiant la structure des éléments ou en changeant la maille du réseau. L'étude des couplages interéléments doit permettre d'optimiser les couplages dans les différents plans, mais aussi de s'assurer que ces couplages sont stables dans les différents plans et sur la bande passante.
- Vérifier les diagrammes environnés. Il est difficile de limiter les déformations des diagrammes environnés qui sont dus aux couplages interéléments, mais il est important de veiller à ce que ces déformations ne limitent pas le rayonnement global. Ainsi des diagrammes environnés fortement perturbés dans la direction de rayonnement maximal demandé peuvent empêcher d'atteindre un objectif de synthèse.

L'élément rayonnant « idéal » pour le concept d'ARFFR est donc difficile à définir même si les patches montrent un potentiel satisfaisant pour effectuer un balayage en élévation jusqu'à $\pm 45^\circ$, voire 60° . Nous le conserverons donc pour la suite, en le dérivant en fonction des besoins.

A noter qu'un autre élément rayonnant fait l'objet d'étude au laboratoire, dans des projets de recherche. Il s'agit du dipôle magnéto-électrique, dont les propriétés permettent une très bonne homogénéité des couplages, ainsi qu'une excellente symétrie du diagramme de rayonnement. Leur étude par d'autres membres de l'équipe étant cependant récente pour cette application, elles ne seront pas couvertes dans ce manuscrit. Le lecteur peut se référer à [15], [16] pour plus d'informations.

Dans la suite du manuscrit, nous allons rechercher à relever un premier challenge, qui est d'adapter le concept d'ARFFR à une application d'émission / réception en bande Ku. Pour cela, nous allons faire évoluer l'élément rayonnant patch pour améliorer sa bande passante et ses couplages.

Chapitre 3 :

Déclinaison du concept ARFFR à une application en bande Ku

Sommaire

Chapitre III. Déclinaison du concept ARFFR à une application en bande Ku	95
III.1. Introduction et contexte de l'étude	95
III.2. Description du réseau d'antennes	96
III.2.1. Elément unitaire	96
III.2.2. Etude de la disposition des éléments sur les couplages inter-éléments.....	100
III.2.2.1. <i>Structure du réseau maille triangulaire</i>	100
III.2.2.2. <i>Évolution des couplages</i>	101
III.2.2.3. <i>Caractéristiques en rayonnement d'un élément antennaire dans une maille triangulaire</i>	105
III.3. Impact du nombre d'éléments excités sur les performances en rayonnement	107
III.3.1.1. <i>Distributions aléatoires</i>	108
III.3.1.2. <i>Distributions centrées et symétriques</i>	113
III.3.1.2.1. <i>Deux et trois éléments excités</i>	113
III.3.1.2.2. <i>Quatre éléments excités</i>	115
III.3.1.2.3. <i>Cinq éléments excités</i>	116
III.3.1.2.4. <i>Six à neuf éléments excités</i>	117
III.3.1.2.5. <i>Dix éléments et plus</i>	119
III.3.1.3. <i>Bilan et résumé de méthodologie à mettre en œuvre par le concepteur</i>	121
III.3.1.4. <i>Remarque sur le cas d'un faisceau dépointé</i>	124
III.4. Synthèses en réception Rx et en émission Tx.....	126
III.4.1. Rayonnement axial.....	126
III.4.1.1. <i>Etude en réception (11,7 GHz – 12,2 GHz)</i>	126
III.4.1.2. <i>Etude en émission (14 GHz – 14,5 GHz)</i>	129
III.4.2. Etude du dépointage en émission et réception	132
III.4.3. Impact de la bande passante sur les performances de l'antenne.....	134
III.5. Étude de l'isolation pour un rayonnement double faisceau	136
III.5.1. Synthèse à 8 éléments par SPOT	137
III.5.2. Synthèse à 6 éléments par SPOT	138
III.5.3. Amélioration de l'isolation par ségrégation spatiale	139
III.5.3.1. <i>Configuration à 6 éléments par SPOT</i>	140
III.5.3.2. <i>Configuration à 4 éléments par SPOT</i>	141
III.5.3.3. <i>Comparaison avec un demi-réseau</i>	142
III.6. Conclusion	143

Chapitre III. Déclinaison du concept ARFFR à une application en bande Ku

III.1. Introduction et contexte de l'étude

Les travaux de ce chapitre sont rattachés au périmètre du programme ANR ASTRID « NA²S²A : Nouvelles Architectures d'Antennes avec Système Simplifié d'Alimentation ». Ce projet de trois ans fait intervenir les équipes Antennes & Signaux et Composants Circuits et Systèmes Non Linéaires du laboratoire XLIM, ainsi que le CRT CISTEME. L'objectif du projet est de développer un démonstrateur en bande Ku, sur la base du concept ARFFR, qui couvre les caractéristiques suivantes :

- Réduire le nombre de voies actives de 60 à 80%, en s'appuyant sur les acquis des travaux antérieurs ; ce sont les charges réactives, en permettant de diffuser les couplages sur le panneau rayonnant, qui permettront d'obtenir une efficacité globale satisfaisante et un compromis entre complexité et performances.
- Concevoir les briques d'un système en émission/réception (Tx/Rx), tout en s'affranchissant de T/R modules afin de simplifier le BFN, en vue de réduire le coût de l'antenne.
- Concevoir des charges pilotables bibandes pour gérer les objectifs de rayonnement ainsi que les niveaux de TOS actifs et l'isolation entre les voies. Ces charges seront intégrées via une réalisation en fonderie pour des résultats optimaux.

Dans ce contexte, une partie des travaux de thèse a été consacrée à l'étude d'un élément rayonnant en bande Ku, qui pourra faire partie des structures candidates à une intégration au démonstrateur du projet, au 1^{er} semestre 2020.

Pour aller au-delà d'une simple définition d'éléments rayonnants, ce chapitre aborde la méthodologie de la conception de l'ARFFR. En nous appuyant sur l'outil de synthèse présenté précédemment et les travaux préliminaires, nous étudions plusieurs facettes dimensionnantes de l'antenne, afin de déterminer une méthode de conception.

En effet, de nombreuses caractéristiques intrinsèques aux antennes à BFN simplifié doivent être étudiées, et leurs effets sur le rayonnement, estimées. Nous pouvons définir comme principaux points à étudier :

- L'impact du nombre d'éléments excités sur le fonctionnement de l'antenne,
- L'impact de la position des éléments excités sur le rayonnement de l'antenne,
- L'impact de la bande passante,
- La possibilité de réaliser plusieurs faisceaux isolés les uns des autres.

Pour réaliser ces études, nous utiliserons un panneau d'antennes en bande Ku dont la conception sera décrite. La bande passante de l'architecture d'antenne proposée est comprise en réception entre 11,7 GHz et 12,2 GHz et en émission entre 14 et 14,5 GHz. Ainsi, nous pourrions étudier un fonctionnement bibande.

Dans un premier temps, nous décrirons le réseau d'antennes en bande Ku proposé en explicitant les phases de conception.

Puis, nous étudierons l'impact du nombre d'éléments excités et de leur position sur le rayonnement de l'antenne. Cette partie nous permettra de proposer une méthodologie simple

permettant de choisir quels éléments exciter en fonction d'un compromis entre les performances et la simplification du réseau d'alimentation de l'antenne, mais aussi de l'objectif de rayonnement.

Nous poursuivrons en analysant le fonctionnement bibande de l'antenne. En particulier, nous chercherons à déterminer les différences de fonctionnement présentes en émission et en réception et à les expliciter.

Nous terminerons en proposant une architecture permettant de réaliser deux faisceaux indépendants l'un de l'autre. Une étude détaillée nous permettra d'améliorer l'isolation entre ces faisceaux.

III.2. Description du réseau d'antennes

Dans cette partie, le réseau d'antennes en bande Ku est présenté et ces performances estimées. Une attention particulière est portée aux couplages interéléments présents dans la structure, car leur niveau devra être suffisamment haut pour exploiter le concept de l'antenne ARFFR.

Tout d'abord, nous présenterons l'élément unitaire retenu, puis nous étudierons son fonctionnement au sein d'un réseau d'antennes.

III.2.1. Élément unitaire

Nous privilégions des éléments de type « patch » pour la réalisation de ce réseau d'antennes en bande Ku. En effet, conformément aux résultats du chapitre 2, ce type d'éléments assure de bonnes performances en rayonnement et de bons couplages interéléments. Néanmoins, un patch simple ne permet pas de couvrir la totalité de la bande Ku. Nous avons envisagé une architecture double toit, mais là encore l'adaptation de l'antenne sur l'ensemble de la bande passante est problématique. Finalement, nous avons choisi de privilégier un élément antenne constitué d'un patch associé à un dipôle dont les brins sont évasés, de façon à former deux triangles. Cet élément est représenté sur la Figure 90. Ce type de dipôles est couramment surnommé « papillon » ou « bowtie » en anglais. Nous aurons recours au terme « papillon » dans la suite de ces travaux.

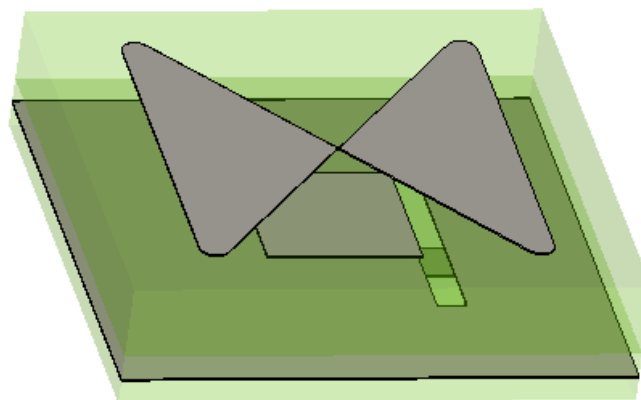


Figure 90 : élément antenne avec patch excité par fente et dipôle "papillon" sur le toit supérieur afin d'augmenter la bande passante

Cet élément antennaire est composé par :

- Un plan de masse surmonté d'une première couche de diélectrique,
- Un patch carré de 3,10 mm de côté, illustré sur la Figure 91,
- Une deuxième couche de diélectrique,
- Un élément « papillon » formé de deux triangles isocèles dont l'angle au sommet vaut 104° et la base 7,32 mm. Les pointes des triangles ont été arrondies pour limiter les dimensions de l'élément. La partie droite de la Figure 91 représente cette partie de l'élément.

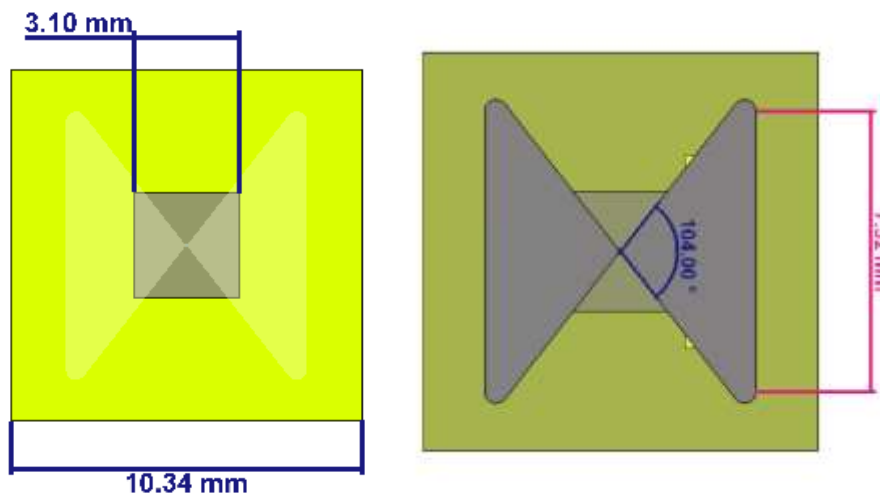


Figure 91 : vue des différentes parties de l'antenne élémentaire : patch carré à gauche et papillon à droite (vue avant)

L'excitation de l'élément est réalisée par le biais d'une fente et d'une ligne microruban comme le présente la Figure 92.

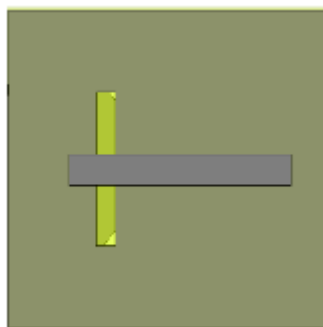


Figure 92 : excitation par fente et ligne microruban (vue arrière)

L'ensemble des dimensions de cet élément antennaire est optimisé pour un fonctionnement entre 11,7 GHz et 12,2 GHz puis entre 14GHz et 14,5 GHz. De plus, un effort a été réalisé pour améliorer les couplages. Le diélectrique utilisé est le Rogers RO4350B de permittivité électrique 3,48 et de tangente de perte $\tan \delta = 0,0037$. L'utilisation d'un

diélectrique de permittivité plus élevée que précédemment nous permet de réduire la taille de l'élément afin de limiter la taille de l'élément à une demi-longueur d'onde. A 14,5 GHz, la demi-longueur d'onde vaut 10,35 mm, et cet élément est contenu dans un carré de 10,34 mm de côté.

Pour optimiser précisément les performances de cet élément, il est nécessaire d'affiner ses dimensions lors d'une simulation prenant en compte son environnement. Nous pourrions modéliser l'élément au sein du réseau final. Cette méthode donnerait un résultat exact, mais malheureusement le temps de calcul serait trop important pour envisager une étude paramétrique. Nous avons donc choisi de recourir à une approximation « périodique infinie » pour réaliser cette étape.

Grâce à cette méthode, nous avons pu optimiser les dimensions des éléments pour obtenir la bande passante demandée. Le résultat apparaît sur la Figure 93. L'élément est conformément adapté à -10 dB entre 11,7 GHz et 12,2 GHz et entre 14 GHz et 14,5 GHz. La bande passante est ainsi comprise entre 11,25 GHz et 12,4 GHz et entre 12,6 GHz et plus de 15 GHz. Par ailleurs, la Figure 94 présente le diagramme de rayonnement de l'élément à 12 GHz et à 14 GHz. Le rayonnement obtenu est conforme au résultat attendu pour une antenne patch. Une déformation faible à 12 GHz et plus importante à 14 GHz est à noter. La directivité maximale de l'élément antennaire est d'environ 5 dBi à 12 GHz et 5,7 dBi à 14 GHz.

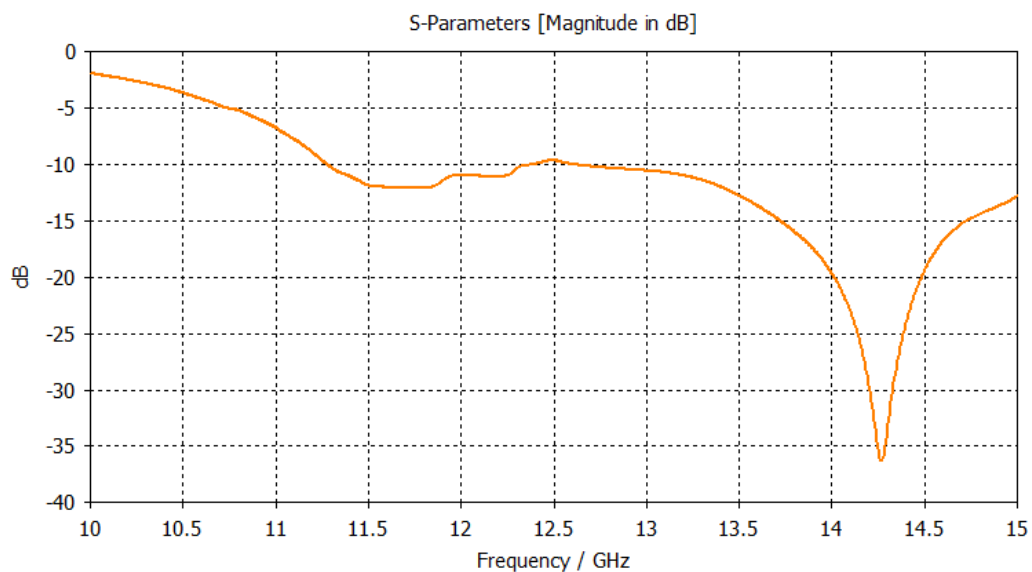


Figure 93 : S11 de l'élément unitaire en environnement période infini

Pour estimer les couplages permis par cet élément antennaire, nous avons réalisé une simulation d'un réseau de 49 éléments à maille rectangulaire. Le pas du réseau est de 10,34 mm, soit une demi-longueur d'onde. Ce réseau est représenté sur la Figure 95. A ce stade, l'objectif n'est que d'optimiser le fonctionnement des éléments. Pour éviter de trop longs temps de calcul, seuls l'élément central et ses éléments adjacents sont munis de ports EM.

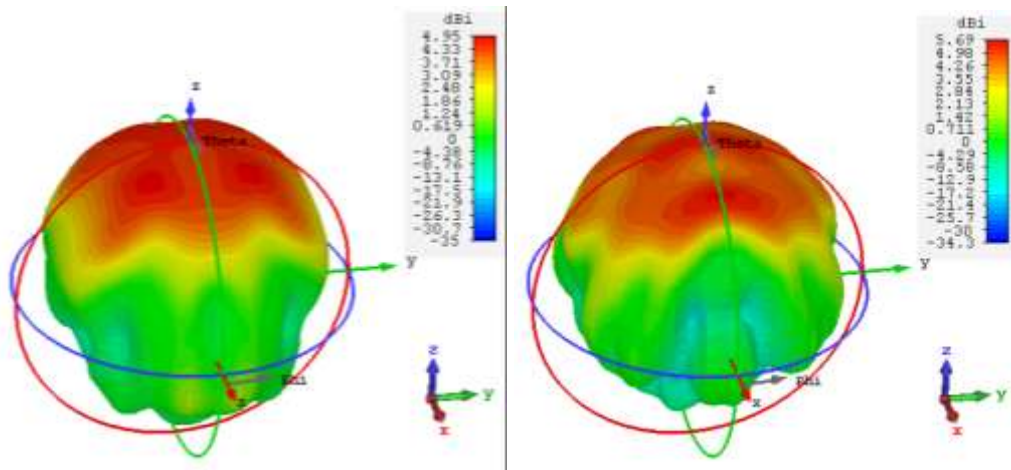


Figure 94 : diagramme environné de l'élément unitaire à 12 GHz à gauche et à 14 GHz à droite

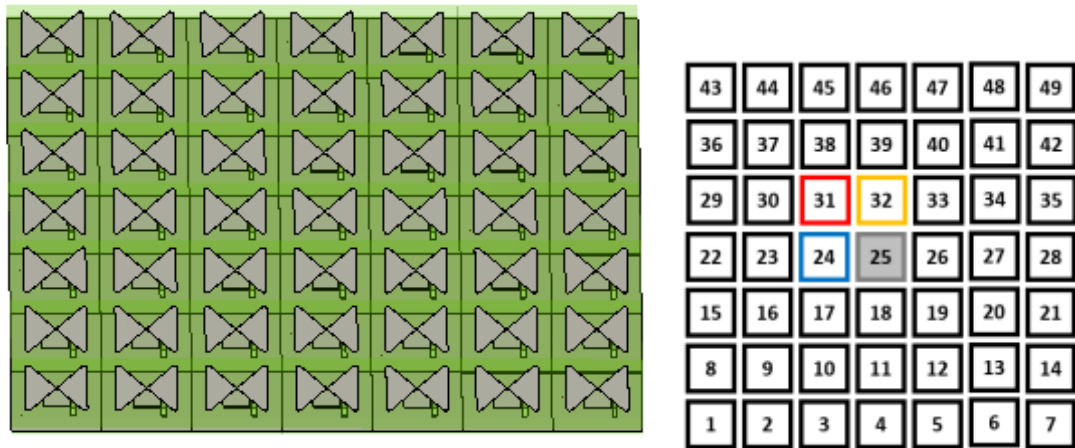


Figure 95 : réseau à maille rectangulaire de 49 papillons fonctionnant en bande Ku (gauche), numérotation des éléments (droite)

La Figure 96 illustre les couplages interéléments entre l'élément central du réseau et les éléments adjacents. Dans le plan E, les couplages sont inférieurs à -20 dB entre 11,7 GHz et 12,2 GHz et autour de -18 dB entre 14 et 14,5 GHz. Dans le plan H, les couplages valent environ -13 dB dans la partie basse de la bande passante et sont inférieurs à -20 dB dans la partie haute. Ces valeurs sont assez faibles dans le plan E et très instables dans le plan H. Le plan diagonal ne relève pas les niveaux des couplages puisqu'ils sont toujours inférieurs à -23 dB sur les deux bandes.

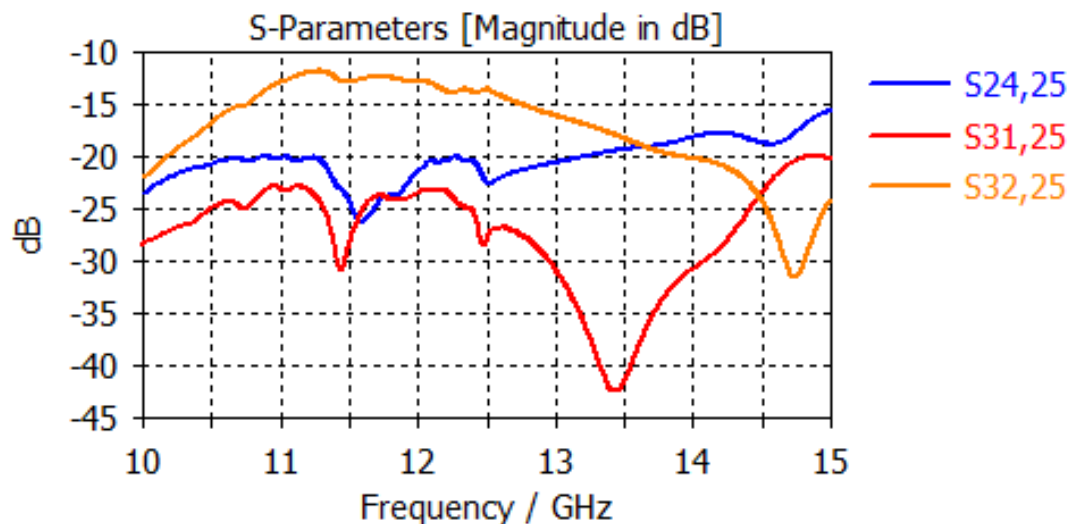


Figure 96 : couplages interéléments entre l'élément central et les éléments adjacents

Les couplages interéléments restent ainsi faibles malgré les efforts lors de la conception. L'impact de la disposition des éléments sur la grille va maintenant être analysé.

III.2.2. Etude de la disposition des éléments sur les couplages interéléments

L'objectif de cette partie est d'étudier l'impact de la grille du réseau sur les couplages interéléments. Pour cela, nous allons comparer les couplages sur le réseau à maille rectangulaire présenté préalablement à ceux d'un réseau à maille triangulaire.

III.2.2.1. Structure du réseau maille triangulaire

Le réseau à maille triangulaire conçu est présenté sur la Figure 97. Il est composé de 57 éléments. Les éléments sont strictement identiques, mais la distance interéléments est diminuée dans le plan H. Cette distance vaut maintenant 8,96 mm comme cela apparaît sur la Figure 97. Le nombre d'éléments est plus important que précédemment car nous avons souhaité maintenir une surface rayonnante égale à celle du réseau à maille rectangulaire afin que les comparaisons entre les deux réseaux se fassent à surface rayonnante équivalente.

En pratique les surfaces des réseaux sont :

- Maille carrée : 52,4 cm²,
- Maille triangulaire : 52,8 cm².

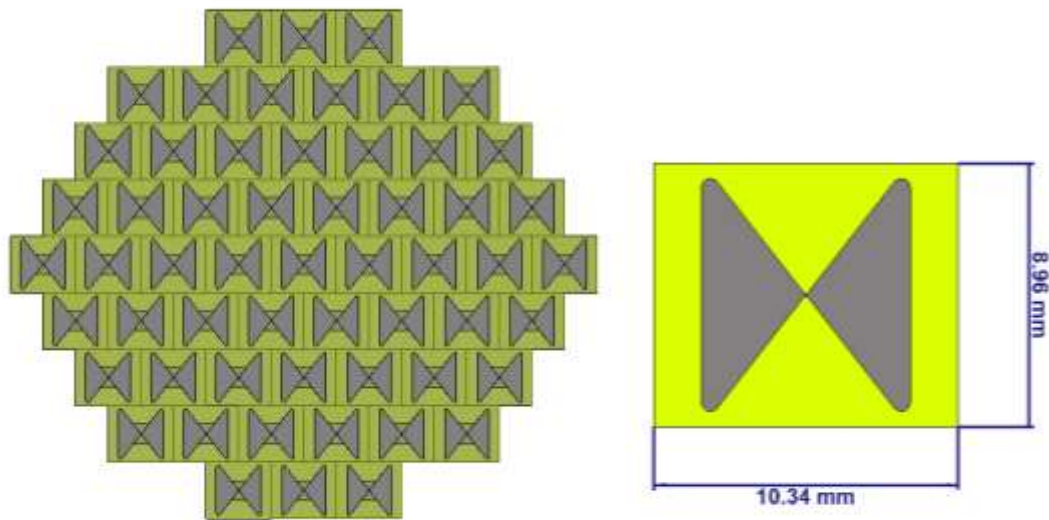


Figure 97 : réseau de 57 éléments à maille triangulaire fonctionnant en bande Ku (à gauche) et élément antennaire redimensionné (à droite)

Pour réaliser ce réseau à maille triangulaire, deux stratégies étaient possibles :

- Augmenter la distance interéléments dans le plan E et maintenir 10,34 mm dans le plan H. Cette méthode nous aurait permis de diminuer le nombre d'éléments à surface constante et c'est la méthode classiquement utilisée lors de la conception d'un réseau.
- Maintenir la distance interéléments constante dans le plan E et la réduire dans le plan H. Cette méthode augmente le nombre d'éléments pour une surface rayonnante équivalente.

Nous avons eu recours à la deuxième approche pour plusieurs raisons :

- La réduction de la distance interéléments améliore les couplages,
- Nous réaliserons dans la suite de ce chapitre une analyse de l'impact du nombre d'éléments excités sur les performances en rayonnement, il est donc utile d'avoir un nombre d'éléments à disposition suffisant,
- Conceptuellement il n'est pas inintéressant d'augmenter le nombre d'éléments du réseau si le nombre d'éléments excités demeure faible : cela doit augmenter le nombre de degrés de liberté lors de la synthèse sans accroître la complexité du réseau d'alimentation.

III.2.2.2. Évolution des couplages

La Figure 98 présente la numérotation des éléments utilisée.

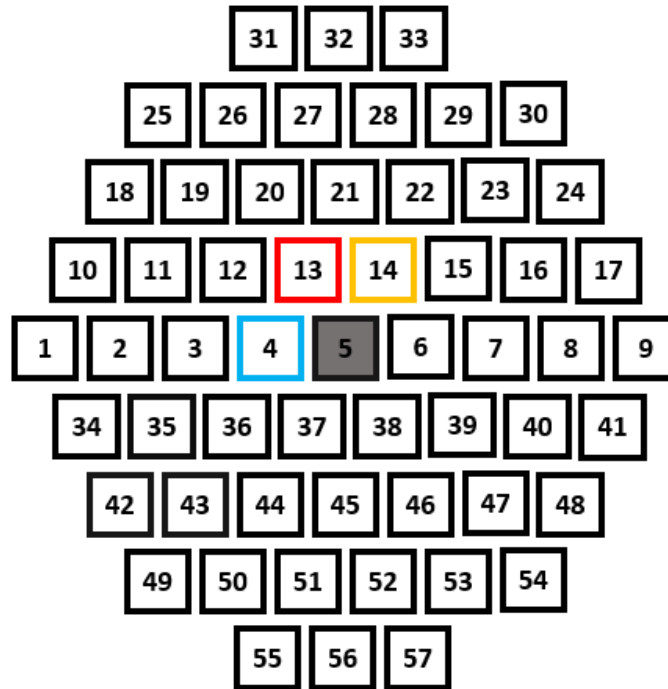


Figure 98 : numérotation des éléments du réseau triangulaire

La Figure 99 illustre les couplages entre l'élément central du réseau et les éléments adjacents pour une maille triangulaire. La Figure 96 rappelle les couplages obtenus pour la maille rectangulaire, à titre de comparaison.

Dans le plan E, nous obtenons, des couplages très instables. Ils sont compris entre -20 dB et -14 dB entre 11,7 GHz et 12,2 GHz et entre -22 dB et -14 dB entre 14 GHz et 14,5 GHz. Ainsi, ces couplages sont plutôt meilleurs dans la partie basse de la bande passante et moins bons dans la partie haute.

Pour les éléments placés diagonalement (les éléments 13 et 14) les couplages sont les mêmes pour les deux éléments. Ils valent autour de -15 dB dans la partie basse de la bande passante et entre -18 dB et -19 dB dans la partie haute. De plus, les couplages sont plus stables dans ce cas. Ces niveaux de couplages sont ainsi bien meilleurs que dans le plan diagonal du réseau rectangulaire. Ils sont aussi légèrement inférieurs aux couplages dans le plan H du réseau rectangulaire dans le bas de la bande passante, et légèrement supérieurs dans le haut de la bande passante.

Pour conclure, il apparaît que les couplages sont meilleurs dans le cas de la maille triangulaire. Les éléments diagonaux présentent des niveaux de couplages satisfaisants pour une maille triangulaire, ce qui correspond à 4 éléments bien couplés. Alors que dans le cas de la maille rectangulaire, seuls les éléments du plan E sont convenablement couplés dans la partie basse de la bande passante (soit 2 éléments : le 24 et le 26). Dans la partie haute de la bande passante, seuls les éléments du plan H présentent des couplages corrects, bien qu'inférieurs à ceux présents dans le réseau à maille triangulaire. Il apparaît ainsi que pour une maille triangulaire, les couplages sont globalement plus élevés et plus stables sur l'ensemble de la bande passante.

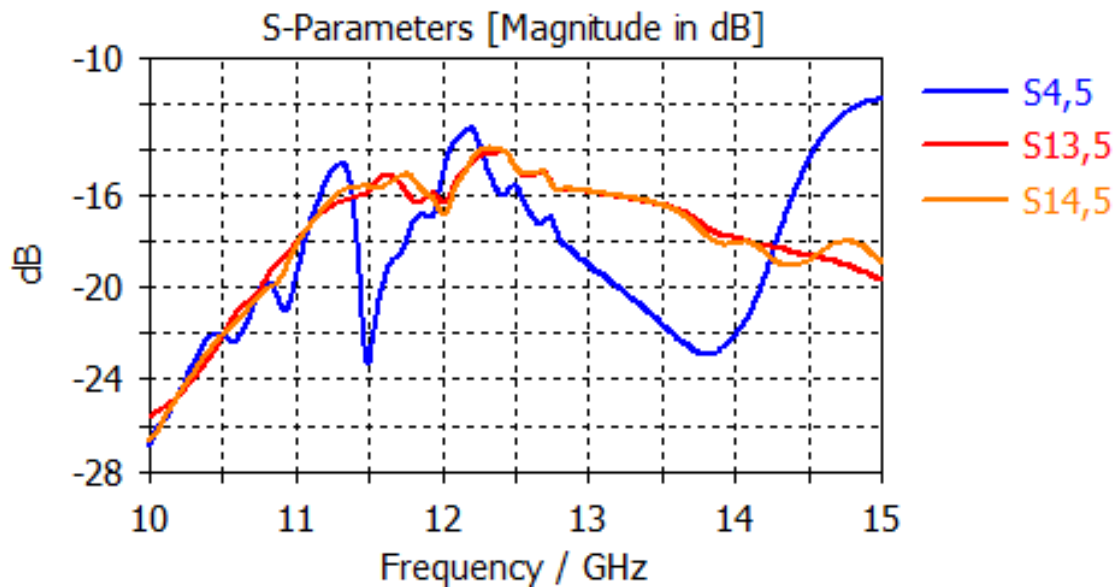


Figure 99 : couplages interéléments entre l'élément central et les éléments adjacents pour une maille rectangulaire

Nous pouvons étendre cette analyse à d'autres éléments du réseau. Nous allons ainsi comparer les couplages de l'élément 36 du réseau triangulaire et ceux de l'élément 17 du réseau rectangulaire. Ces deux sont proches du centre, mais légèrement décentrés et sont donc représentatifs de nombreux éléments du réseau. Les Figure 100 et Figure 101 montrent que l'analyse faite précédemment demeure valable pour ces deux éléments. Les niveaux de couplages demeurent équivalents et la maille triangulaire permet à nouveau d'obtenir de meilleurs couplages.

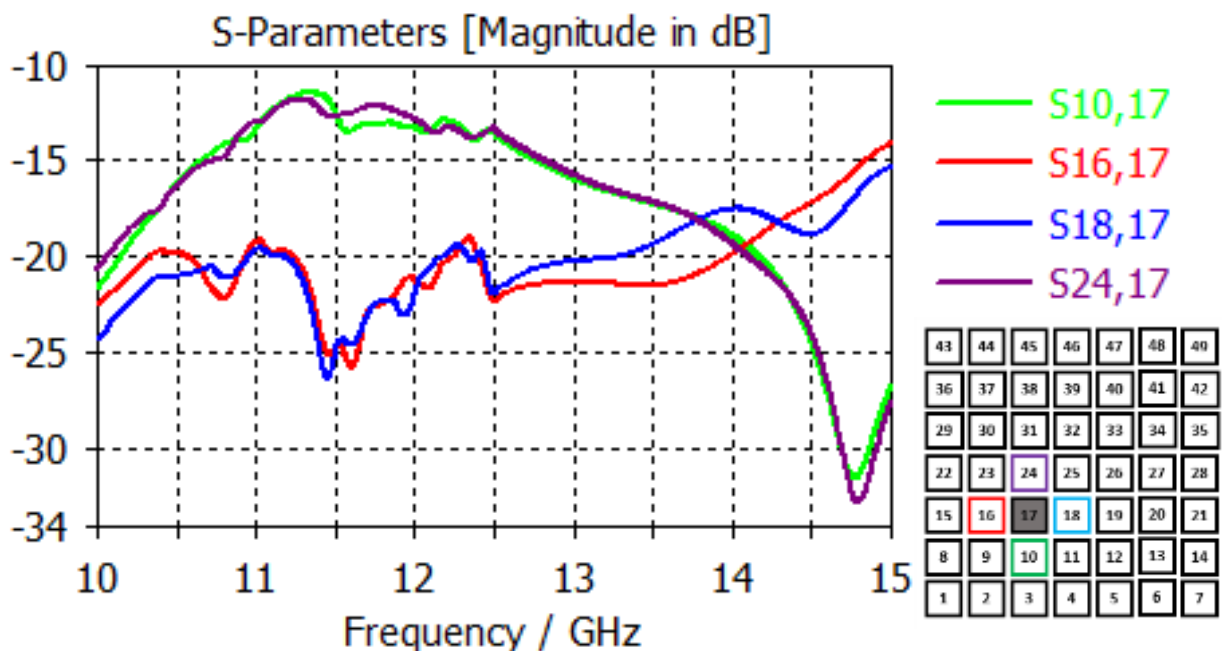


Figure 100 : couplages avec l'élément 17 du réseau à maille rectangulaire

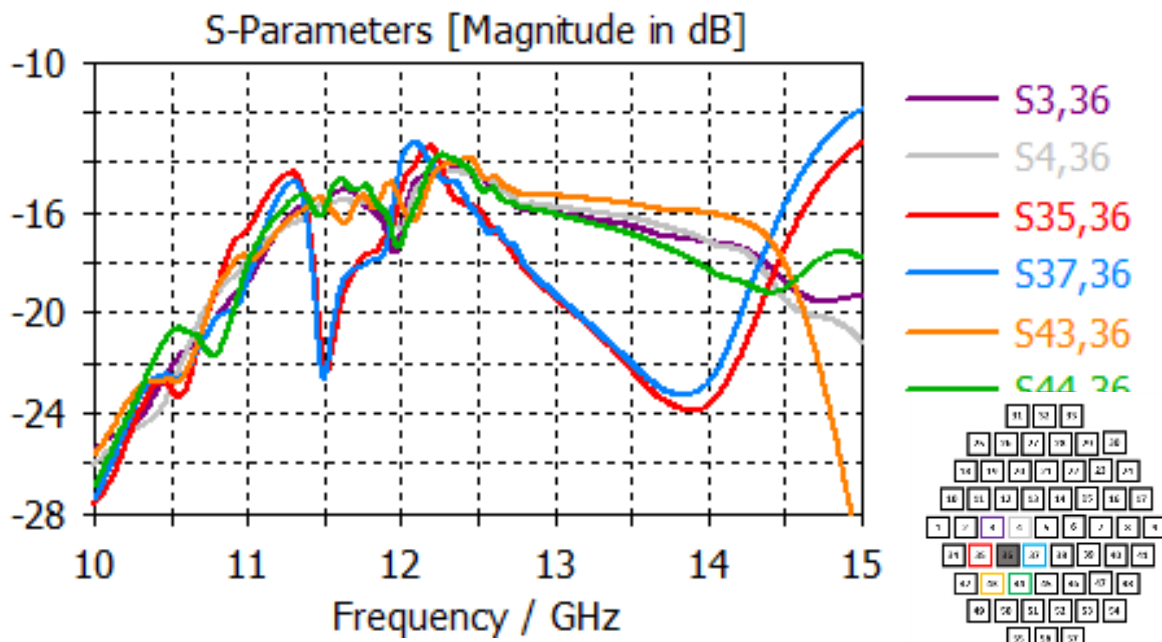


Figure 101 : : couplages avec l'élément 36 du réseau à maille triangulaire

Les figures Figure 102 et Figure 103 modèrent cette conclusion en présentant un cas où les couplages sont plus intéressants sur la maille rectangulaire que triangulaire. Néanmoins, il s'agit d'un cas particulier situé sur le bord du réseau qui n'est pas représentatif de la majorité des éléments. Par ailleurs, les éléments en périphérie du panneau n'ont pas vocation à être excités dans notre concept, pour limiter les chemins RF du BFN et limiter les diffractions en bords de réseaux. Nous décidons par conséquent de poursuivre cette étude en bande Ku avec le réseau à maille triangulaire.

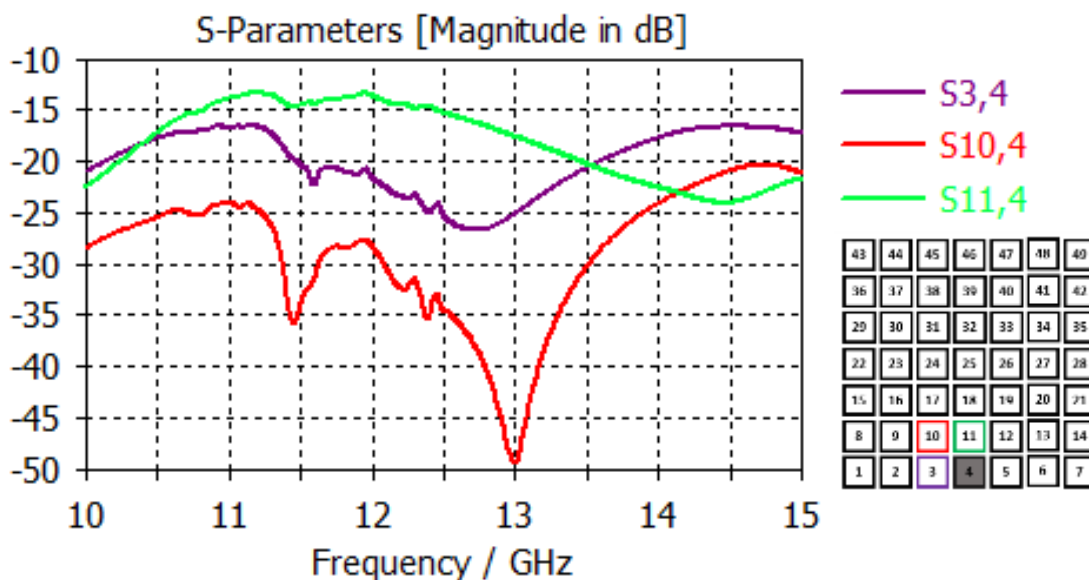


Figure 102 : couplages avec l'élément 4 du réseau à maille rectangulaire

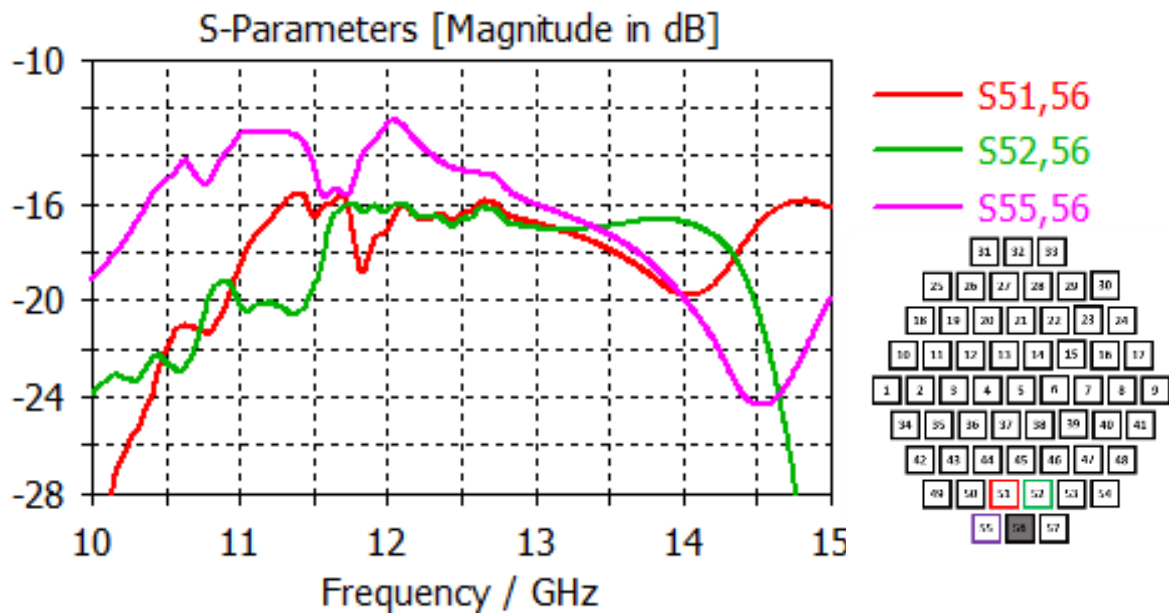


Figure 103 : couplages avec l'élément 56 du réseau à maille triangulaire

III.2.2.3. Caractéristiques en rayonnement d'un élément antennaire dans une maille triangulaire

Les performances en rayonnement d'un élément antennaire dépendent de son environnement, l'utilisation d'une maille triangulaire modifie donc les caractéristiques des éléments. Il est donc nécessaire de vérifier que les performances sont toujours compatibles avec nos objectifs. La Figure 104 présente les S_{ii} de trois éléments parmi les 57 éléments du réseau. Ces trois éléments, représentatifs de différentes positions, sont parfaitement adaptés sur la bande passante. L'élément 5 et l'élément 36 qui sont positionnés dans la zone centrale du réseau ont une adaptation très proche. En revanche, le S_{ii} de l'élément 56 qui est en bordure du réseau diffère légèrement et est nettement meilleur entre 11,7 GHz et 12,5 GHz.

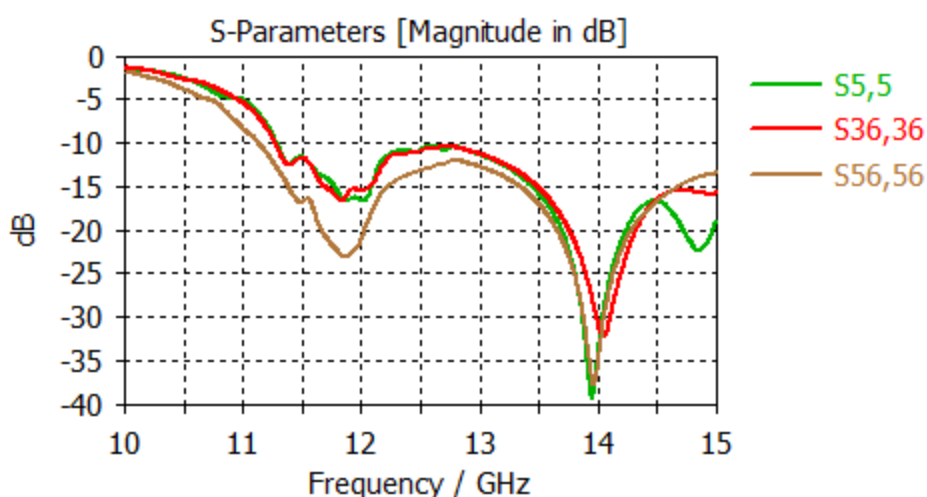


Figure 104 : adaptation des éléments 5 (central), 36 et 56 au sein du réseau à maille triangulaire

Les figures Figure 105 et Figure 106 illustrent les diagrammes de rayonnement de ces trois éléments respectivement pour des fréquences de 12 GHz et 14 GHz. Quelques modifications apparaissent entre ces deux fréquences sans que cet effet soit limitatif. Par contre, de très importants changements apparaissent selon la position de l'élément. Le rayonnement de l'élément 56 est ainsi profondément modifié. Ce fait était attendu puisqu'il s'agit d'un élément périphérique. A contrario, les diagrammes des éléments 5 et 36 sont assez proches l'un de l'autre. Il faut noter néanmoins la présence d'un rayonnement important pour tous les éléments dans les directions $\{\theta = 90^\circ ; \varphi = 0^\circ\}$ et $\{\theta = 90^\circ ; \varphi = 180^\circ\}$. Ces rayonnements n'existaient pas dans le cas d'une maille rectangulaire comme le montre la Figure 94. Il semble que l'architecture du réseau et les interactions entre éléments soient responsables de ce rayonnement. Nous resterons attentifs aux résultats des synthèses dans ces directions.

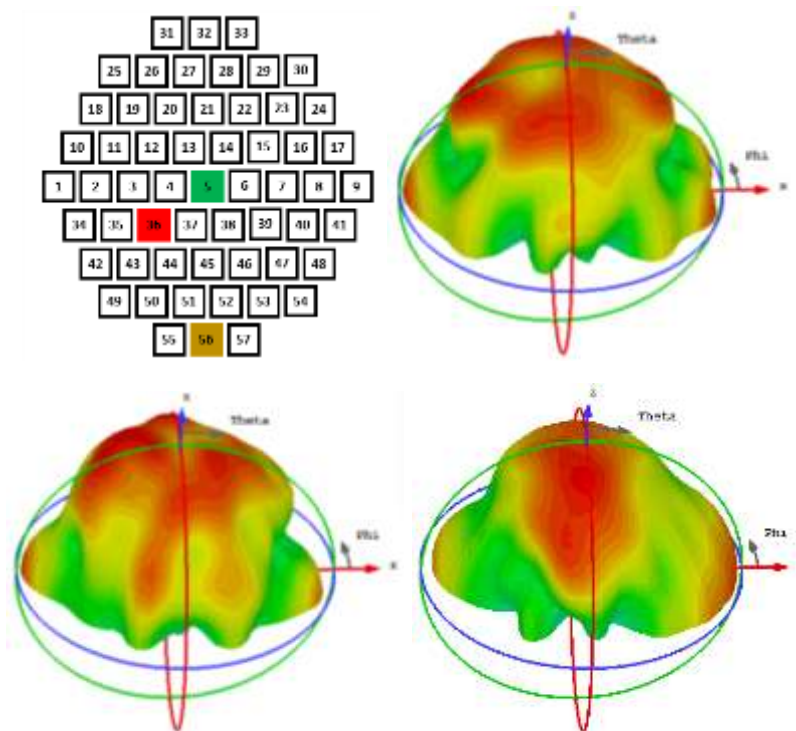


Figure 105 : diagrammes de rayonnement à 12 GHz pour les éléments 5, 36 et 56

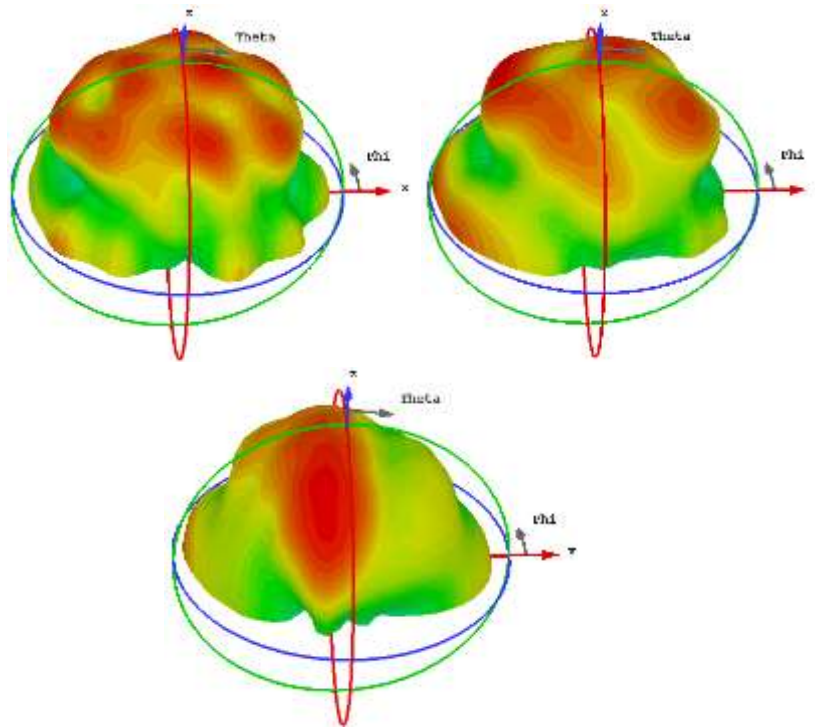


Figure 106 : diagrammes de rayonnement à 14 GHz pour les éléments 5, 36 et 56

Après avoir défini et optimisé l'élément rayonnant fonctionnant en bande Ku, nous allons poursuivre cette étude en cherchant à optimiser le nombre et la position des éléments excités de l'ARFFR.

III.3. Impact du nombre d'éléments excités sur les performances en rayonnement

Jusqu'à maintenant, les éléments excités utilisés lors des synthèses ont été choisis de manière très simple. Nous avons privilégié une distribution centrée et symétrique permettant de remplir uniformément la surface rayonnante. L'utilisation d'une distribution symétrique nous a semblé nécessaire pour réaliser des études en balayage. Néanmoins, nous ne possédons pas d'études nous permettant d'estimer les performances de l'antenne selon le pourcentage d'éléments excités et selon leur distribution. L'objectif de cette partie est de pallier à cette lacune en étudiant l'impact du nombre d'éléments excités sur les performances d'une antenne à BFN simplifié, ainsi que l'impact de leur répartition. Pour cela, nous allons comparer différentes stratégies de remplissage du panneau rayonnant. Tout d'abord, nous proposerons des distributions aléatoires des éléments excités, puis ensuite des distributions centrées et symétriques. Enfin, nous proposerons quelques distributions choisies pour leur intérêt. Pour cette étude, nous ne réaliserons des synthèses que sur la partie basse de la bande Ku à 12 GHz. Les synthèses sont réalisées dans un premier temps avec un objectif de rayonnement axial, le seul objectif étant de maximiser le rayonnement axial, sans souci des lobes secondaires. La contrainte d'adaptation active est fixée à -10 dB entre 11,7 GHz et 12,2 GHz. Une cartographie de l'intensité des ondes couplées dans les ports EM est présentée pour chaque résultat afin d'estimer la superficie du panneau participant au rayonnement. Sur cette cartographie, les éléments excités sont encadrés en rouge.

III.3.1.1. Distributions aléatoires

Tout d'abord, le Tableau 12 présente quelques caractéristiques du rayonnement du réseau en bande Ku pleinement excité. Il est à noter que cette synthèse est faite sans contrainte sur le TOS actif du réseau. En effet, les couplages interéléments existants au sein de ce réseau rendent l'atteinte d'une contrainte à -10 dB sur le coefficient de réflexion actif impossible. La directivité obtenue est de 20,5 dBi, une valeur proche de la valeur calculée à partir de la surface de l'ouverture rayonnante équiamplitude et équiphase. Le gain réalisé est lui de 19,1 dB. Ces valeurs nous permettront de calculer l'efficacité d'ouverture pour les différentes synthèses de distributions aléatoires réalisées.

La Tableau 13 regroupe les résultats de synthèses pour des distributions aléatoires pour un nombre d'éléments excités variant de 1% à 70%. Pour un nombre d'éléments excités supérieur à 70%, le processus de synthèse échoue à respecter la contrainte à -10 dB sur les coefficients de réflexion actifs. Pour chaque pourcentage d'éléments excités, nous avons réalisé 4 synthèses, chacune sur une distribution aléatoire différente. Seul le meilleur résultat est présenté. Les charges en réflexion sont considérées sans pertes.

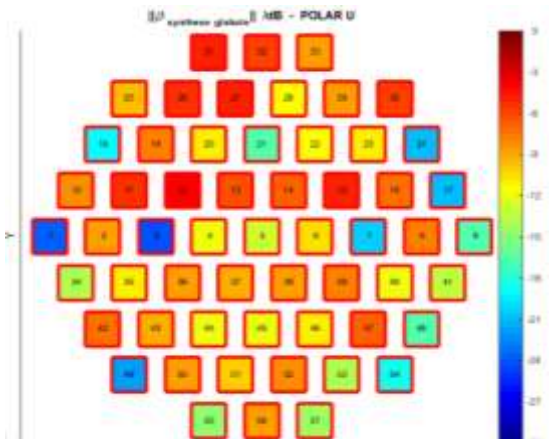
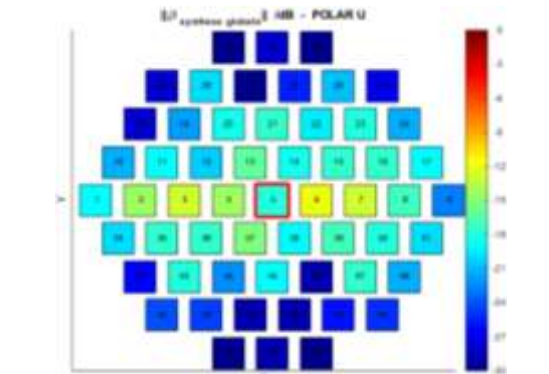
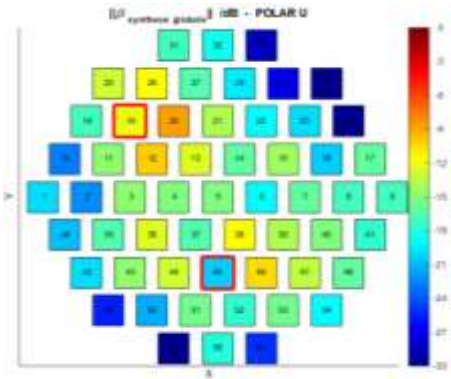
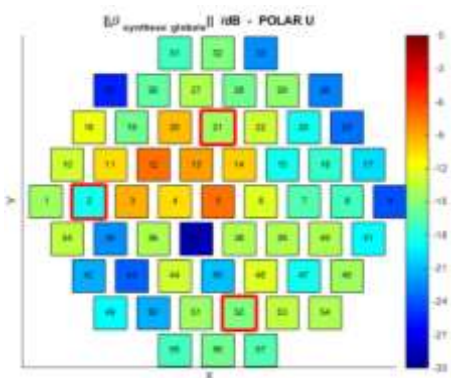
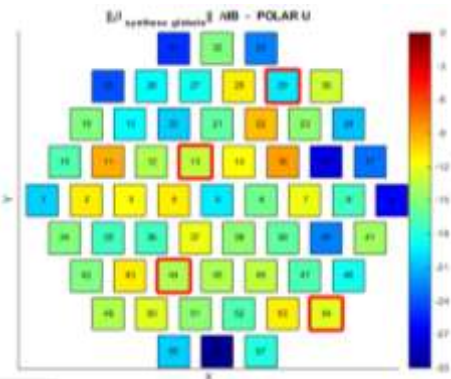
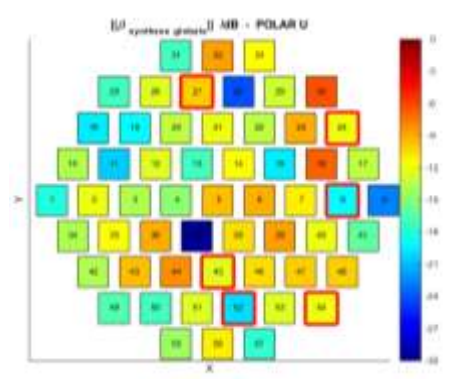
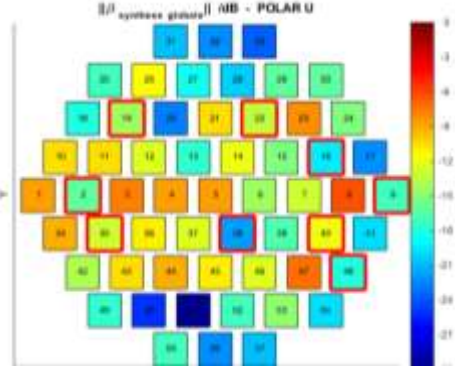
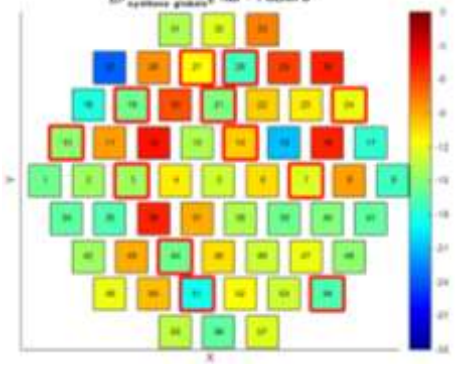
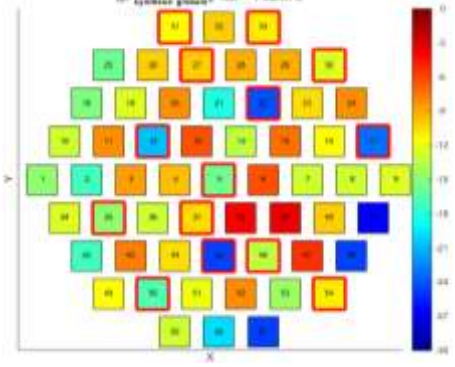
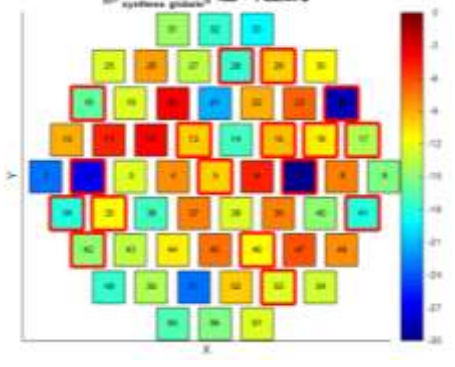
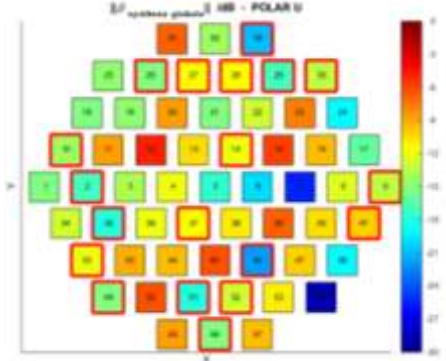
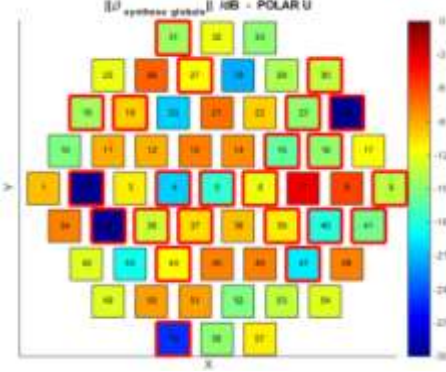
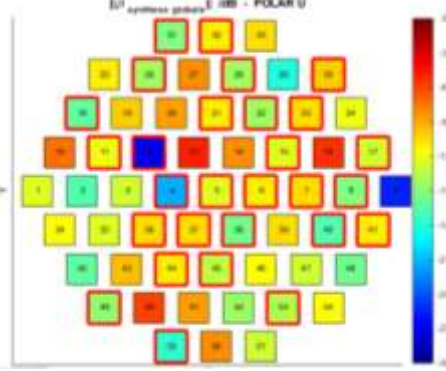
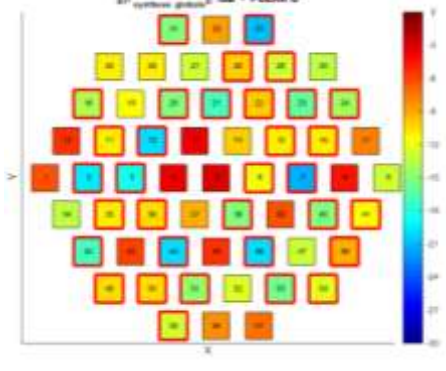
<p>57 éléments excités 100 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 20,5 dBi Gain réalisé obtenu : 19 dB Rendement : 70 %</p>
--	--	--

Tableau 12 : performances du réseau en bande Ku pleinement excité

<p>1 élément excité : 1,7 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 16,7 dBi Gain réalisé obtenu : 15,3 dB Rendement : 72 % Efficacité d'ouverture : 42 %</p>
---	---	---

<p>2 éléments excités 3,5 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 16,9 dB Gain réalisé obtenu : 16 dB Rendement : 79% Efficacité d'ouverture : 44%</p>
<p>3 éléments excités 5,2 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,5 dBi Gain réalisé obtenu : 16 dB Rendement : 73% Efficacité d'ouverture : 50%</p>
<p>4 éléments excités 7 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,5 dBi Gain réalisé obtenu : 16,2 dB Rendement : 75% Efficacité d'ouverture : 51%</p>
<p>6 éléments excités 10,5 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,9 dBi Gain réalisé obtenu : 16,8 dB Rendement : 78% Efficacité d'ouverture : 54 %</p>

<p>9 éléments excités 15,8 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18.2 dBi Gain réalisé obtenu : 16.9 dB Rendement : 70 % Efficacité d'ouverture : 58 %</p>
<p>12 éléments excités 21 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18,5 dBi Gain réalisé obtenu : 17,4 dB Rendement : 76 % Efficacité d'ouverture : 63 %</p>
<p>14 éléments excités 24,5 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18,6 dBi Gain réalisé obtenu : 17,1 dB Rendement : 65 % Efficacité d'ouverture : 65 %</p>
<p>17 éléments excités 30 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18.7 dBi Gain réalisé obtenu : 17.3 dB Rendement : 65 % Efficacité d'ouverture : 66 %</p>

<p>19 éléments excités 33 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18,7 dBi Gain réalisé obtenu : 17,3 dB Rendement : 68 % Efficacité d'ouverture : 66 %</p>
<p>23 éléments 40 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18 dBi Gain réalisé obtenu : 16,5 dB Rendement : 71 % Efficacité d'ouverture : 56 %</p>
<p>28 éléments 50%</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,5 dBi Gain réalisé obtenu : 15,8 dB Rendement : 64 % Efficacité d'ouverture : 50 %</p>
<p>33 éléments 60 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 16,7 dBi Gain réalisé obtenu : 15,4 dB Rendement : 72 % Efficacité d'ouverture : 42 %</p>

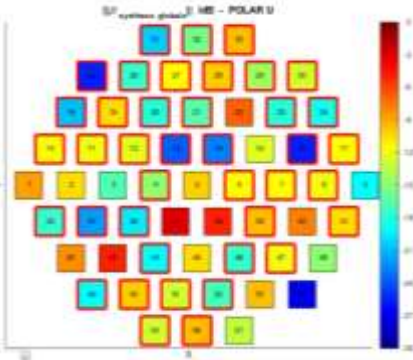
<p>40 éléments 70 %</p>		<p>Directivité obtenue dans l'axe : 15,3 dBi Gain réalisé obtenu : 13,6 dB Rendement : 65 % Efficacité d'ouverture : 30 %</p>
-----------------------------	---	---

Tableau 13 : performances du réseau en bande Ku pour des distributions aléatoires d'éléments excités

Ces résultats sont résumés sur la Figure 107 qui présente la directivité axiale du réseau en fonction du pourcentage d'éléments excités. Malgré quelques imperfections liées au caractère aléatoire des distributions utilisées, cette courbe donne un bon aperçu des performances du réseau d'antennes en fonction du nombre d'éléments excités. Quatre zones se dégagent sur cette courbe :

- Entre 1% et 10% d'éléments excités, la directivité axiale augmente rapidement en passant de 16,75 dBi à 18 dBi. Cette augmentation est due à une amélioration de la surface rayonnante utilisée,
- Entre 10% et 20 %, la directivité axiale croît plus lentement. Elle passe de 18 dBi à 18,5 dBi.,
- Entre 20% et 35% d'éléments excités, la directivité axiale demeure stable, évoluant entre 18,5 dBi et 18,75 dBi,
- Au-delà de 40% d'éléments excités, la directivité axiale décroît inexorablement, pénalisée par des contraintes d'adaptation de plus en plus difficiles à atteindre. Il y a de moins en moins d'éléments parasites à disposition pour les utiliser comme des degrés de liberté.

A partir de la Figure 107, nous pouvons définir quelques seuils. Si nous considérons que la directivité maximale accessible de ce réseau est de $D_{max} = 20,5 \text{ dBi}$, nous pouvons définir les seuils « -2 dBi », « -2,5 dBi » et « -3 dBi » désignant respectivement le pourcentage d'éléments excités permettant d'obtenir une directivité axiale supérieure à $D_{max} - 2 \text{ dBi}$, $D_{max} - 2,5 \text{ dBi}$ et $D_{max} - 3 \text{ dBi}$. Ces seuils sont atteints pour :

- Seuil à « -3 dBi » : à partir de 7% d'éléments excités,
- Seuil à « -2,5 dBi » : à partir de 12,5% d'éléments excités,
- Seuil à « -2 dBi » : à partir de 21% d'éléments excités, sans toutefois dépasser 35% d'éléments excités.

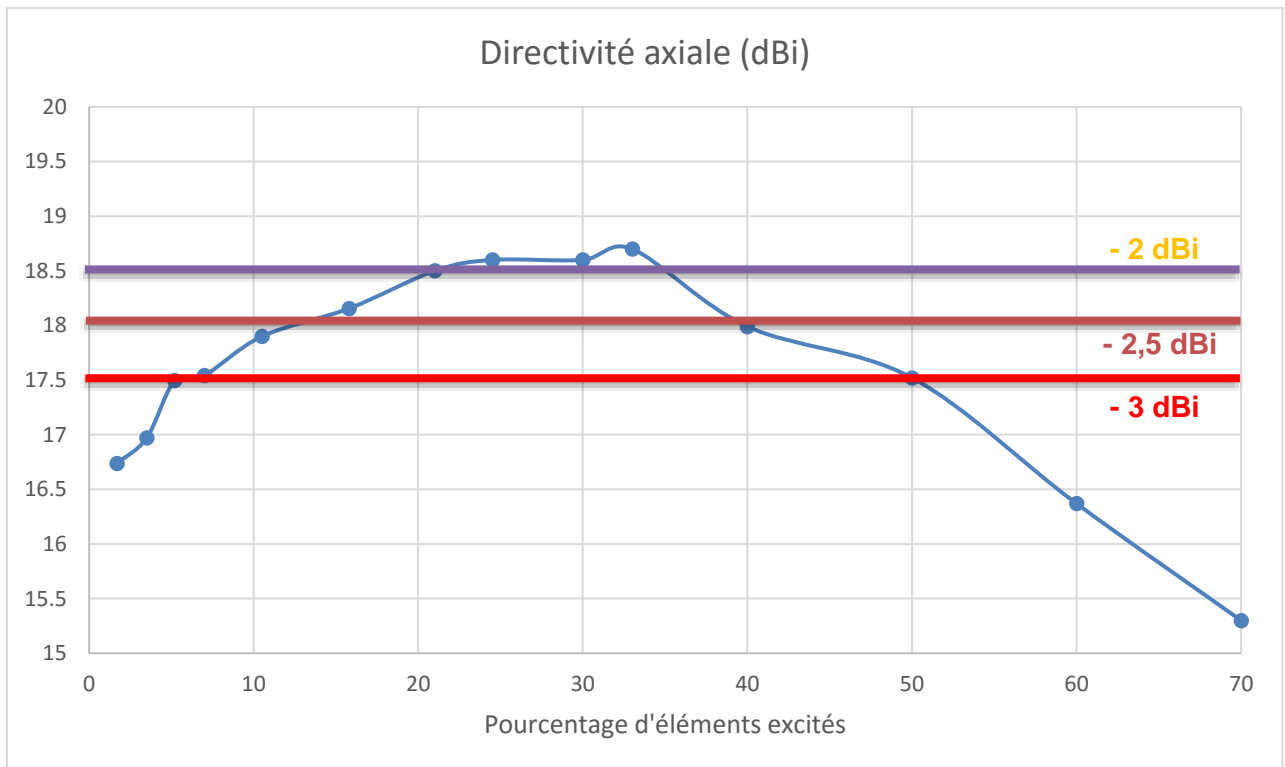


Figure 107 : directivité axiale du réseau d'antennes en bande Ku selon le pourcentage d'éléments excités. Les traits verticaux indiquent l'écart par rapport à la directivité de référence de l'ouverture équiphase équiamplitude

Cette étude montre que le choix du nombre d'excitations adapté à l'antenne ARFFR se situe entre environ 7 et 35%. Le choix de la valeur dans l'intervalle devant ensuite se faire entre le compromis sur la contrainte de TOS actif à atteindre et la formation de faisceau objectif. Nous allons maintenant étudier quelques distributions choisies et non plus aléatoires.

III.3.1.2. Distributions centrées et symétriques

Pour optimiser la répartition des couplages interéléments et envisager des dépointages dans tous les plans d'azimut de l'antenne, il est naturel de privilégier des distributions d'éléments excités centrées et symétriques. Nous allons maintenant en étudier quelques cas. Les objectifs de rayonnement et les contraintes d'adaptation active sont toujours les mêmes : rayonnement axial et adaptation active inférieure à -10 dB entre 11,7 GHz et 12,2 GHz. Les résultats sont donnés à 12 GHz.

III.3.1.2.1. Deux et trois éléments excités

Le Tableau 14 présente les résultats obtenus pour quelques exemples de distributions de deux éléments excités. Pour deux éléments excités rapprochés dans le plan E, une directivité de 17,4 dBi est obtenue, par rapport à une directivité de référence de 20,5 dBi. En éloignant légèrement les éléments excités, la directivité augmente légèrement à 17,6 dBi. Le fait que les éléments soient placés dans le plan E ou H n'influence pas le résultat.

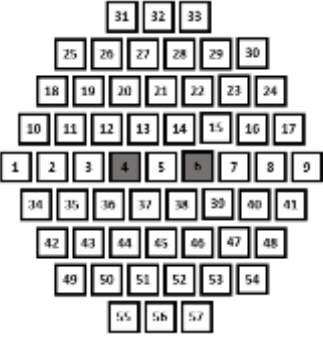


		
<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,4 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 16,4 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 49 %</p>	<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,6 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 16,4 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 51%</p>	<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,6 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 16,6 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 51%</p>

Tableau 14 : performances en rayonnement pour deux éléments excités

Ces analyses sont confirmées par les résultats obtenus pour 3 éléments excités qui sont présentés dans le Tableau 15 : lorsque les éléments excités sont plus éloignés les uns des autres, la directivité augmente de 0,2 dBi, en raison d'une répartition plus homogène.



	
<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,6 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 16,1 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 51%</p>	<p>Directivité obtenue dans l'axe : 17,8 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 16,6 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 54%</p>

Tableau 15 : performances en rayonnement pour trois éléments excités

III.3.1.2.2. Quatre éléments excités

Les résultats pour quatre éléments présentés dans le Tableau 16 sont intéressants en plusieurs points :

- Le cas 1 présente les meilleurs résultats malgré des éléments proches dans le plan E. En particulier, la directivité est supérieure au cas 3 qui apparaît pourtant comme une distribution pertinente. Ce fait est expliqué car les couplages pour le type d'élément utilisé sont particulièrement forts dans les plans diagonaux. Or, pour le cas 3, la distribution choisie a tendance à favoriser les mêmes diagonales.
- Le cas 2 présente les moins bons résultats. Ceux-ci sont même inférieurs aux résultats obtenus avec trois éléments excités. Il semble que les éléments excités soient positionnés trop près des bords du réseau, ce qui diminue la puissance couplée utilisable.

L'utilité des éléments selon leur positionnement au sein du réseau n'est pas la même. Pour étudier ce phénomène, nous allons classer les éléments selon leur position dans le réseau. Ce classement est donné dans le Tableau 17. Il va nous permettre de définir les éléments selon leur proximité avec le centre du réseau.

Cas 1 : rectangle	Cas 2 : carré large	Cas 3 : losange
Directivité obtenue dans l'axe : 18,4 dBi Gain réalisé obtenu : 17,2 dB Efficacité d'ouverture : 62%	Directivité obtenue dans l'axe : 17,5 dBi Gain réalisé obtenu : 16,4 dB Efficacité d'ouverture : 50%	Directivité obtenue dans l'axe : 17,9 dBi Gain réalisé obtenu : 17,2 dB Efficacité d'ouverture : 47%

Tableau 16 : performances en rayonnement pour quatre éléments excités

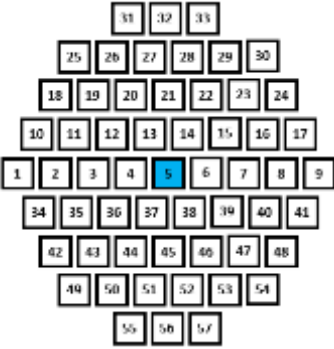
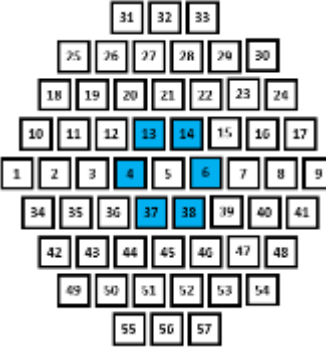
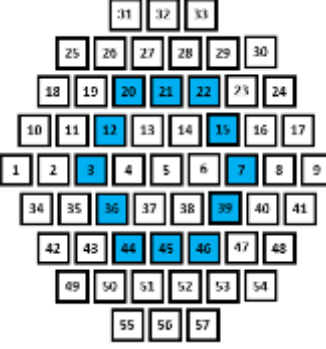
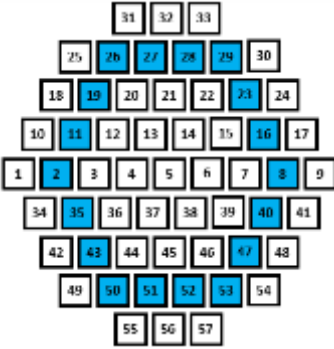
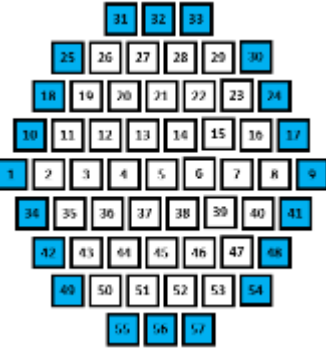
Élément du 1 ^{er} cercle	Éléments du 2 ^{ème} cercle	Éléments du 3 ^{ème} cercle
		
Éléments du 4 ^{ème} cercle	Éléments du 5 ^{ème} cercle	
		

Tableau 17 : classification des éléments du réseau par rapport au centre

III.3.1.2.3. Cinq éléments excités

Les résultats pour cinq éléments excités sont donnés dans le Tableau 18. Les éléments excités pour ces trois cas sont les mêmes que pour les synthèses à 4 éléments excités auxquelles nous avons ajouté l'élément central.

Dans le cas 4, l'ajout de l'élément central n'améliore pas les performances par rapport au cas 1 car les couplages se répartissaient principalement au centre du réseau.

Les meilleures performances apparaissent pour le cas 5 : l'élément central permet d'exciter les éléments parasites du centre tandis que les éléments excités du 4^{ème} cercle permettent de répandre des couplages sur l'ensemble du réseau.

Dans le cas 6, une meilleure répartition des éléments par rapport au cas 4 sur le 3^{ème} cercle permet de légèrement dépasser ses performances. Néanmoins la directivité reste égale dans le cas 6 à celle du cas 1 à 4 éléments excités.

Ces résultats montrent bien que même pour un nombre d'éléments excités faible, l'ajout d'un nouvel élément excité n'améliore pas systématiquement les performances. Pour augmenter les performances du système, il est nécessaire d'optimiser la répartition des éléments excités afin qu'un maximum d'éléments parasites participe au rayonnement. Ainsi, l'utilisation des éléments du 4^{ème} cercle est pertinente pour le cas où 5 éléments sont excités alors que pour seulement 4 éléments excités il vaut mieux privilégier le 3^{ème} cercle.

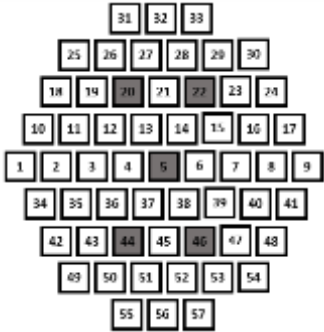
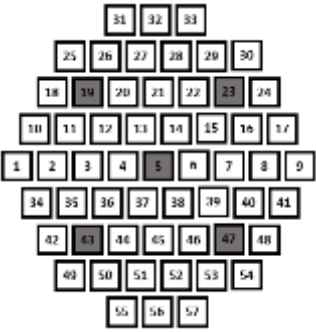
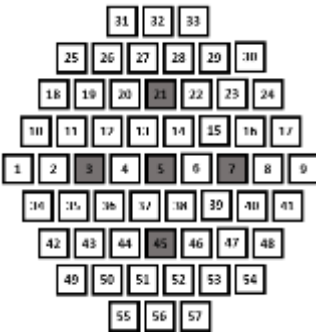
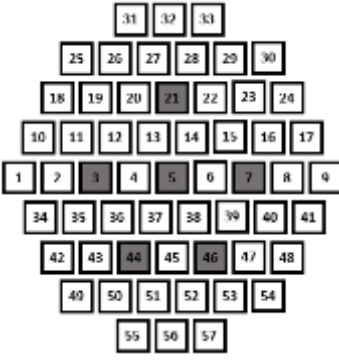
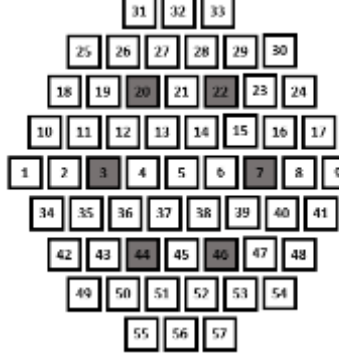
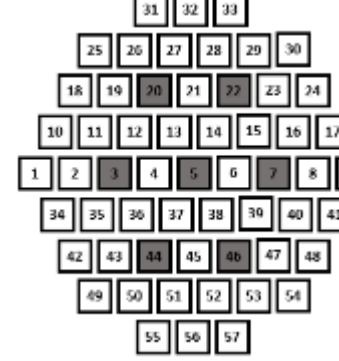
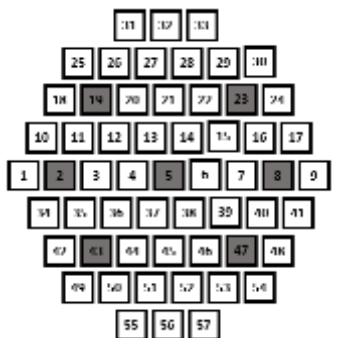
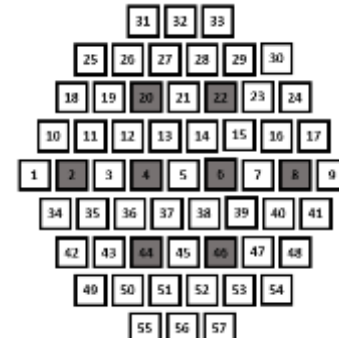
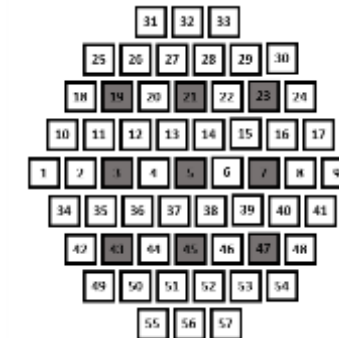
Cas 4 : « rectangle centré »	Cas 5 : « carré centré »	Cas 6 : « losange centré »
		
Nombre d'éléments par cercle : <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 4 	Nombre d'éléments par cercle : <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 4^{ème} : 4 	Nombre d'éléments par cercle : <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 4
Directivité obtenue dans l'axe : 18,3 dBi Gain réalisé obtenu : 17,1 dB Efficacité d'ouverture : 60%	Directivité obtenue dans l'axe : 18,5 dBi Gain réalisé obtenu : 16,8 dB Efficacité d'ouverture : 63%	Directivité obtenue dans l'axe : 18,4 dBi Gain réalisé obtenu : 17,3 dB Efficacité d'ouverture : 62%

Tableau 18 : performances en rayonnement pour cinq éléments excités

III.3.1.2.4. Six à neuf éléments excités

Plusieurs résultats pour des distributions comptant entre 6 et 9 éléments sont présentés dans Tableau 19. Les résultats des cas 7 et 8 avec 6 éléments excités sont proches, tant au niveau de la directivité que du gain. Le cas 9 présente une performance intéressante en atteignant 18,8 dBi de directivité avec seulement 7 éléments excités. Les éléments excités répartis sur les 1^{er} et 3^{ème} cercles permettent d'utiliser très fortement tous les éléments des quatre premiers cercles, seuls les éléments en périphérie sont positionnés à distance d'un élément excité. Le cas 10 montre qu'en essayant d'utiliser davantage les éléments du 5^{ème} cercle au détriment des éléments des cercles centraux, les performances déclinent. Ce fait se confirme avec les cas 11 et 12 où malgré l'ajout de respectivement 1 et 2 éléments excités, les performances en rayonnement ne dépassent pas celles du cas 9.

Les cas 12 et 13 correspondent à des distributions de 9 éléments. Il est remarquable que le cas 13 soit le plus performant. Dans le cas 12 certains éléments parasites comme les éléments 11 et 12 sont très fortement couplés car ils sont placés dans les plans diagonaux de 2 éléments excités, en revanche d'autres éléments sont moins couplés (placés dans le plan E d'un élément) ou très faiblement (presque tous les éléments du 5^{ème} cercle). Au contraire, avec la répartition 13, le nombre d'éléments positionné dans un plan diagonal d'au moins un élément excité est supérieur (30 contre 24). Ainsi, les éléments parasites peuvent davantage participer au rayonnement du panneau.

Cas 7 : « pentagone centré »	Cas 8 : « hexagone »	Cas 9 : « hexagone centré »
		
<p>6 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 5 	<p>6 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 0 • 3^{ème} : 6 	<p>7 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 6
<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18,65 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 17,4dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 65%</p>	<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18,5 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 17,5 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 63%</p>	<p>Directivité obtenue dans l'axe : 18,8 dBi</p> <p>Gain réalisé obtenu : 17,8 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 68%</p>
Cas 10 : « hexagone élargi »	Cas 11	Cas 12 : « carré plein »
		
<p>7 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 4^{ème} : 6 	<p>8 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 2^{ème} : 2 • 3^{ème} : 4 • 4^{ème} : 2 	<p>9 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 4 • 4^{ème} : 4
<p>Directivité axiale : 18,5 dBi</p> <p>Gain réalisé : 17,2 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 63%</p>	<p>Directivité axiale : 18,6 dBi</p> <p>Gain réalisé : 17,7 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 65%</p>	<p>Directivité axiale: 18,7 dBi</p> <p>Gain réalisé : 17,9 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 66 %</p>

Cas 13 : « carré plein déformé »
<p>9 éléments excités :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 4 • 4^{ème} : 4 <p>Directivité axiale : 18,9 dBi</p> <p>Gain réalisé : 17,9 dB</p> <p>Efficacité d'ouverture : 70%</p>

Tableau 19 : performances en rayonnement pour 6 à 9 éléments excités

III.3.1.2.5. Dix éléments et plus

Cinq cas de distributions de plus de 10 éléments excités sont présentés dans le Tableau 20. Un très bon rapport performances sur nombre d'éléments excité est atteint dans le cas 14. Dans ce cas, les éléments excités sont répartis de manière uniforme sur les 4 premiers cercles, le dernier cercle étant vide. Les cas 15, 16 et 17 montrent qu'en ajoutant des éléments excités sur le dernier cercle, les performances ne sont pas améliorées. En particulier sur le cas 15, l'ajout de 2 éléments excités éloignés de tout autre élément excité ne permet pas d'améliorer le gain et la directivité.

Les cas 16 et 17 sont intéressants car ils reprennent la distribution 9 en ajoutant des éléments excités sur le 5^{ème} cercle. En plaçant des éléments excités relativement espacés les uns des autres, le cas 16 permet une amélioration de la directivité de seulement 0,3 dBi au prix d'une augmentation de 10 éléments excités. Malgré cela, le gain réalisé demeure constant, signe d'une augmentation des pertes au sein du réseau. Ce phénomène n'est pas sans rappeler l'utilisation d'éléments non excités en périphérie de réseaux classiques que nous pouvons rencontrer dans la littérature [74].

En densifiant le cinquième cercle sur l'exemple 17, les performances diminuent fortement.

Pour finir, en utilisant au maximum les couplages dans les plans diagonaux, et en excitant près de 45% des éléments, le cas 18 présente la plus forte directivité axiale et le meilleur gain. L'efficacité d'ouverture est alors de 78 %, mais le respect des contraintes en TOS actif est difficile à tenir.

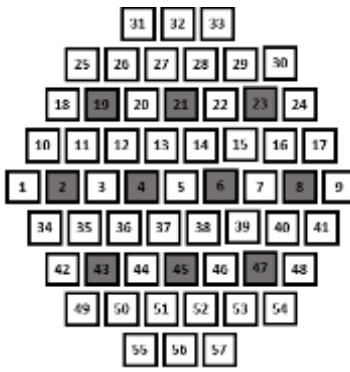
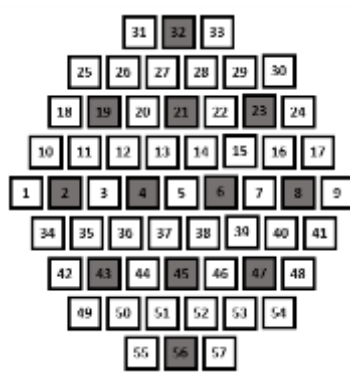
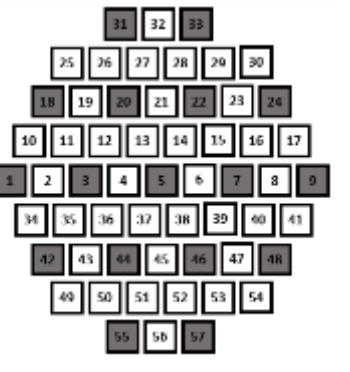
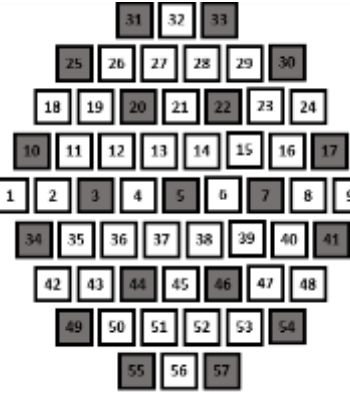

Cas 14 : zone centrale uniforme	Cas 15 : uniforme	Cas 16 uniforme élargi
		
<p>10 éléments excités (17,5%) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 2^{ème} : 2 • 3^{ème} : 2 • 4^{ème} : 6 	<p>12 éléments excités (21%) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 2^{ème} : 2 • 3^{ème} : 2 • 4^{ème} : 6 • 5^{ème} : 2 	<p>17 éléments excités (30%) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 6 • 5^{ème} : 10
<p>Directivité axiale : 19,2 dBi Gain réalisé : 18,3 dB Efficacité d'ouverture : 74%</p>	<p>Directivité axiale : 19,1 dBi Gain réalisé : 18,3 dB Efficacité d'ouverture : 72%</p>	<p>Directivité axiale : 19,1 dBi Gain réalisé : 17,7 dB Efficacité d'ouverture : 72%</p>
<p>Cas 17 : uniforme élargi +</p>	<p>Cas 18 : couplages plans diagonaux</p>	
		
<p>19 éléments excités (33%) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 3^{ème} : 6 • 5^{ème} : 12 	<p>25 éléments excités (44 %) :</p> <ul style="list-style-type: none"> • 1^{er} : 1 • 2^{ème} : 2 • 3^{ème} : 8 • 4^{ème} : 6 • 5^{ème} : 8 	
<p>Directivité axiale : 18,4 dBi Gain réalisé : 17,3 dB Efficacité d'ouverture : 62%</p>	<p>Directivité axiale : 19,4 dBi Gain réalisé : 17,3 dB Efficacité d'ouverture : 79%</p>	

Tableau 20 : performances en rayonnement pour plus de 10 éléments excités

III.3.1.3. Bilan et résumé de méthodologie à mettre en œuvre par le concepteur

Le choix des éléments excités est une étape importante lors de la conception d'une ARFFR. Un choix judicieux des éléments excités permet d'optimiser son rayonnement. Des distributions centrées permettant d'utiliser efficacement la surface du panneau rayonnement pour améliorer la directivité et le gain réalisé d'environ 0,5 à 1 dB, voire plus pour un même nombre d'éléments excités. Ce phénomène est mis en évidence sur la Figure 108. Nous présentons sur cette figure, les distributions optimales étudiées précédemment pour chaque pourcentage d'éléments. Nous avons ainsi choisi les cas suivants : 1, 6, 7, 9, 13, 14, 16 et 18.

Le choix du nombre d'éléments excités répond à l'objectif du concepteur :

- Pour un objectif de simplification importante du circuit d'alimentation de l'antenne, il est possible de diminuer jusqu'à 5 à 10 % le pourcentage d'éléments excités. Les performances en directivité seront alors réduites de 2 à 3 dBi par rapport à la directivité maximale du réseau d'antennes,
- Si l'objectif est de maintenir au maximum les performances du réseau d'antennes, il est envisageable d'exciter entre 40 et 50 % des éléments du réseau. Une perte de 1 dBi est alors observée en directivité.
- Pour un bon compromis entre performances et simplification, un pourcentage de 10 à 20 % d'éléments excités est intéressant. La perte de directivité est alors comprise entre 1,2 et 2 dB.

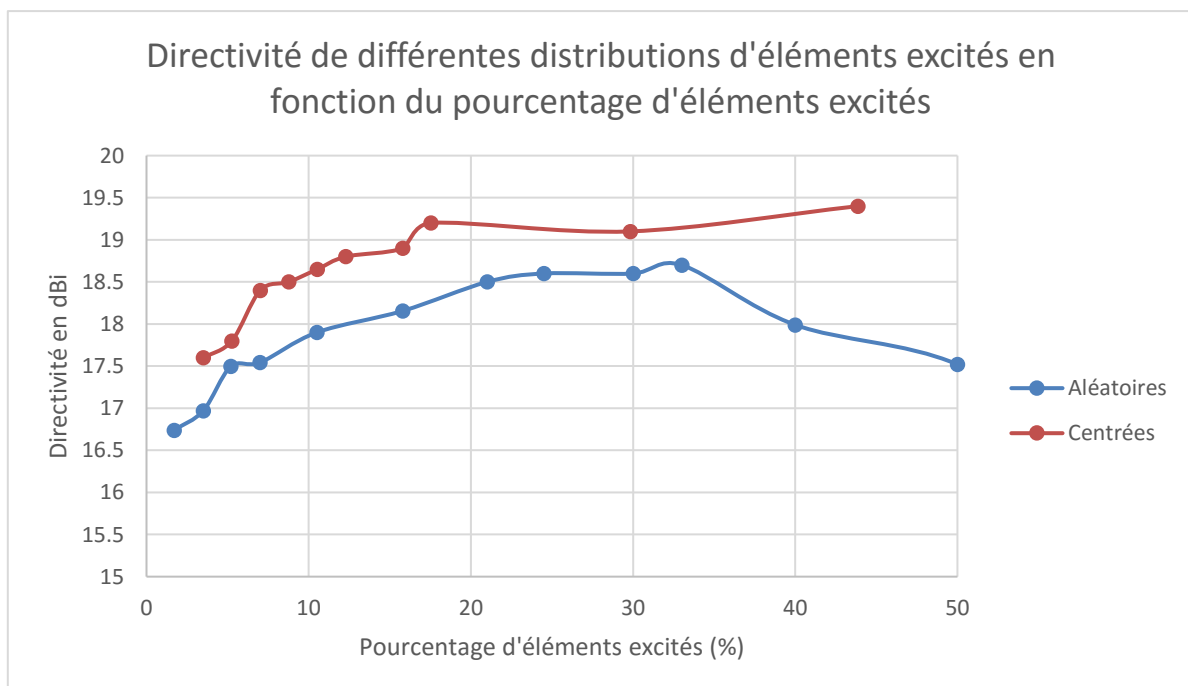


Figure 108 : directivité axiale du réseau d'antennes en bande Ku selon le pourcentage d'éléments excités pour des distributions aléatoires et centrées

Une fois que le nombre d'éléments à exciter est choisi, le concepteur doit placer les éléments excités sur le panneau rayonnant. Ce choix doit permettre d'optimiser la surface rayonnante du réseau pour maximiser le rayonnement. Pour étudier les distributions d'éléments excités, nous avons eu recours à un classement des éléments par cercle. Ce classement a l'avantage d'estimer la distance des éléments avec le centre du réseau et avec le bord du réseau. Ainsi le cercle 1 regroupe seulement l'élément central et le cercle 5, tous les éléments du bord du réseau. Le cercle 3 est lui équidistant du centre et du bord du réseau.

Le nombre relativement faible d'éléments du réseau étudié ne nous permet pas de réaliser une véritable étude statistique. Néanmoins, nous pouvons proposer une méthode de remplissage pour des réseaux de plusieurs dizaines d'éléments voire quelques centaines, à partir des cas étudiés.

Il est aussi nécessaire de rappeler que le choix de la position des éléments excités doit prendre en compte les couplages interéléments au sein du réseau. L'exemple 18 proposé ci-dessus n'aurait pas donné d'aussi bons résultats pour des éléments unitaires différents.

Le Tableau 21 présente la densité d'éléments excités de chaque cercle pour les cas optimaux présentés ci-dessus. Pour chaque pourcentage d'éléments excités, nous avons sélectionné l'exemple le plus performant parmi tous les cas étudiés précédemment. Nous avons alors calculé pour chaque cas, la densité d'éléments excités par cercle. C'est-à-dire le nombre d'éléments excité dans un cercle divisé par le nombre d'éléments de ce cercle. Nous pouvons proposer comme stratégie de répartition des éléments excités :

- Pour un faible pourcentage d'éléments excités (inférieur à 8% environ) : disposer les éléments uniformément sur le troisième cercle, c'est-à-dire à équidistance du centre et du bord du réseau. Cette répartition permet d'étaler les couplages sur l'ensemble du réseau, des éléments centraux aux éléments périphériques.
- Lorsque le pourcentage d'éléments excités augmente jusqu'à 13 %, continuer à distribuer les éléments excités sur le 3^{ème} cercle tout en excitant l'élément central. Cette méthode permet de renforcer la participation des éléments centraux.
- De 15 à 30 % d'éléments excités, répartir uniformément les éléments sur la surface du panneau rayonnant en évitant d'utiliser les éléments périphériques. Il est nécessaire de maintenir une distance raisonnable entre les éléments excités pour éviter les couplages entre ceux-ci.
- Pour plus de 30% d'éléments excités, il n'est plus possible d'éviter que deux éléments excités soient adjacents en respectant les règles énoncées précédemment. Il est ainsi nécessaire de placer les éléments de manière à minimiser les couplages entre éléments excités (pour limiter le TOS actif), si nécessaire en utilisant les éléments périphériques. Une bonne stratégie est de placer les éléments excités de manière à ce que deux éléments adjacents soient positionnés dans un plan où leurs couplages sont faibles (par exemple le plan E pour nos éléments, ou alors le plan diagonal pour des patches classiques).

En généralisant ces résultats sur des réseaux de plusieurs centaines d'éléments, une bonne stratégie pourrait être de répartir uniformément les éléments excités sur l'ensemble de

la surface en évitant d'utiliser la périphérie du réseau. Le point important est alors de garder une distance entre les éléments excités la plus importante possible. Il faudra néanmoins veiller à ce que celle-ci ne soit pas trop pénalisante pour les lobes de réseaux. Néanmoins, l'utilisation de gabarits spécifiques lors de la synthèse semble pouvoir limiter en partie ces effets en consommant des degrés de liberté comme le montre Mme Hala Alzein dans ces travaux.

D'autres distributions peuvent évidemment être étudiées en s'inspirant des distributions proposées pour des réseaux apériodiques ou lacunaires : éléments excités en spirale, suivant une loi normale... En accord avec la théorie des réseaux, ces distributions pourraient influencer sur le rayonnement (par exemple sur les niveaux de lobes secondaires et la position des lobes de réseaux). Néanmoins, il nous semble important de préciser que pour certaines distributions peu denses en périphérie du réseau, les éléments parasites pourraient ne pas être couplés ce qui réduirait l'intérêt de ce concept. Une densité locale minimale d'éléments excités est nécessaire au bon fonctionnement d'une antenne à BFN simplifié. Des solutions peuvent être envisagées par dépasser ces limites, par exemple en définissant plusieurs zones à la surface du panneau rayonnant. Chacune de ces zones aurait sa propre densité d'éléments excités et les éléments excités seraient distribués à l'intérieur de ces zones en respectant les principes précédemment énoncés sur un grand réseau. Par exemple, nous pourrions imaginer un réseau de grandes dimensions composé d'une zone centrale constituée de 20 % d'éléments excités et d'une zone périphérique avec 10% d'éléments excités. Cette architecture permettrait de diminuer le nombre de voies d'excitation en simplifiant la périphérie du réseau, tout en gardant un pourcentage suffisant d'éléments excités au centre du réseau pour atteindre de bonnes performances. De plus, l'utilisation d'éléments parasites en bord du réseau permet de mitiger les effets de bord. Cette proposition est inspirée des travaux réduisant le nombre d'éléments sur la périphérie des réseaux lacunaires [25] ou apériodiques [48].

	Densité éléments excités par cercle				
Pourcentage d'éléments excités (%)	Cercle 1	Cercle 2	Cercle 3	Cercle 4	Cercle 5
3.51	0.00	0.00	0.17	0.00	0.00
5.26	0.00	0.00	0.25	0.00	0.00
7.02	0.00	0.00	0.33	0.00	0.00
8.77	1.00	0.00	0.33	0.00	0.00
10.53	1.00	0.00	0.42	0.00	0.00
12.28	1.00	0.00	0.50	0.00	0.00
15.79	1.00	0.00	0.33	0.22	0.00
17.54	0.00	0.33	0.17	0.33	0.00
29.82	1.00	0.00	0.50	0.00	0.50
43.86	1.00	0.33	0.67	0.33	0.40

Tableau 21 : Densité d'éléments excités dans chaque cercle selon le pourcentage d'éléments excités total

Dans le cas de notre réseau de 57 éléments en bande Ku, la cas 9 présenté ci-dessus avec une distribution « hexagonale centrée » apparaît comme un bon compromis entre les performances obtenues et le nombre d'éléments excités utilisés. Cette distribution sera donc conservée dans la suite de ce chapitre. A noter qu'elle avait été initialement choisie sur des critères de « bon sens », mais l'étude menée ici conforte ce choix.

III.3.1.4. Remarque sur le cas d'un faisceau dépointé

Nous avons précédemment cherché à définir une méthode permettant de choisir les meilleures distributions d'éléments excités pour un rayonnement axial. Cette méthode nous paraît adaptée pour un réaliser un faisceau pouvant être dépointé dans de multiples directions grâce à la symétrie centrale utilisée et à la répartition uniforme des éléments actifs. Néanmoins, nous n'avons pas envisagé le cas où le faisceau doit être dépointé dans une seule direction fixée. Dans cette partie, nous allons apporter quelques éléments de réflexion pour enrichir la méthodologie précédemment définie.

L'objectif de rayonnement dans cet exemple va être de former un faisceau dans la direction $\{ \theta_0 = 45^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$. Les contraintes d'adaptation active sont fixées à -10 dB sur la même bande passante que précédemment.

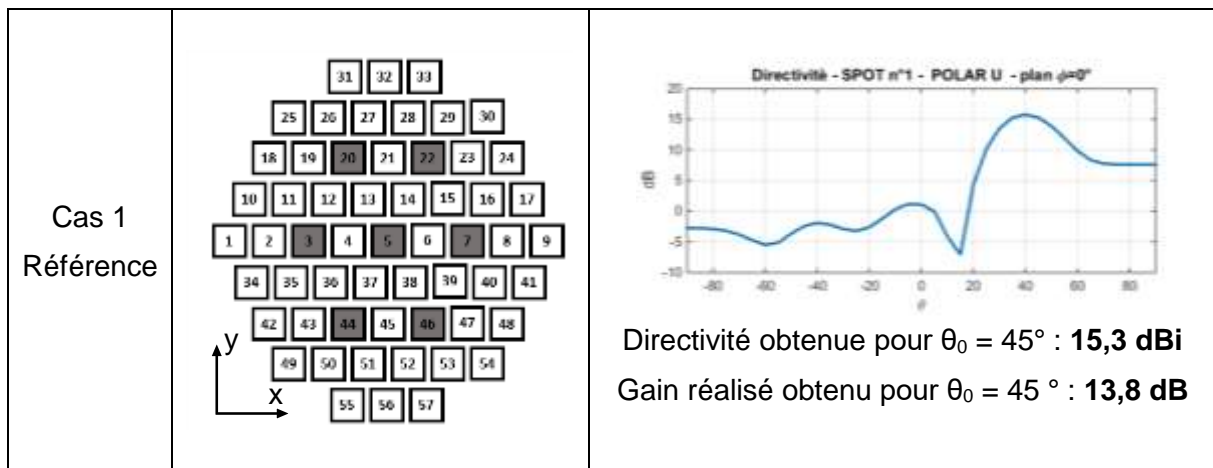
Nous réalisons à nouveau 4 synthèses pour quatre distributions différentes, toutes composées de 7 éléments excités. Nous choisissons comme référence la distribution « hexagonale centrée » qui avait donné d'excellents résultats dans la partie précédente.

Pour le deuxième cas, les éléments excités sont regroupés sur la gauche du réseau, c'est-à-dire du côté opposé à la direction de rayonnement objectif. Les éléments 6 et 8 sont aussi utilisés pour étaler les couplages sur l'ensemble du réseau.

Le troisième cas est une distribution « miroir » du deuxième cas. Les éléments excités sont regroupés à droite du réseau.

Enfin, le quatrième cas utilise aussi une distribution « hexagonale », mais décalée sur la gauche.

Les résultats sont présentés dans le Tableau 22.



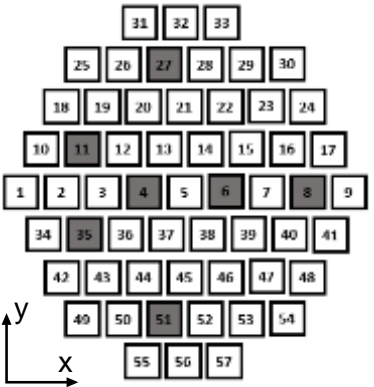
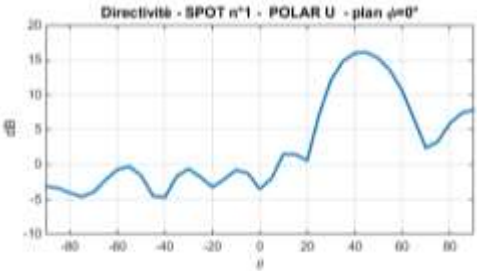
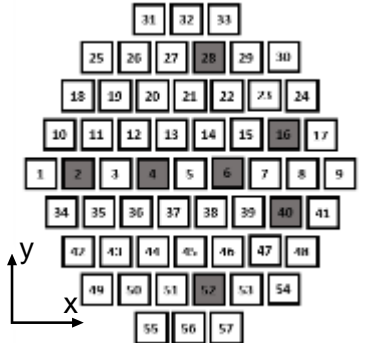
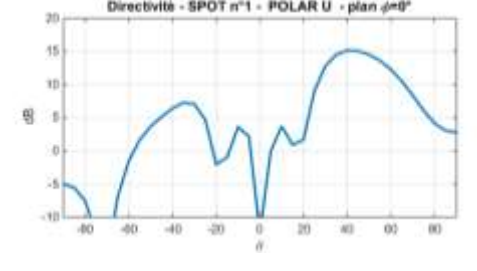
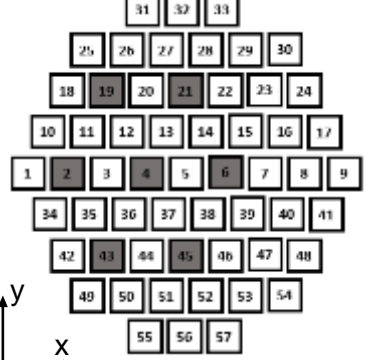
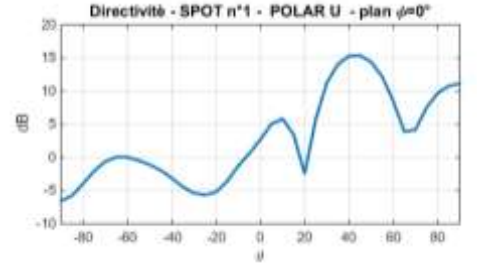
<p>Cas 2</p>		 <p>Directivité obtenue pour $\theta_0 = 45^\circ$: 16,1 dBi Gain réalisé obtenu pour $\theta_0 = 45^\circ$: 14,3 dB</p>
<p>Cas 3</p>		 <p>Directivité obtenue pour $\theta_0 = 45^\circ$: 15,1 dBi Gain réalisé obtenu pour $\theta_0 = 45^\circ$: 13,5 dB</p>
<p>Cas 4</p>		 <p>Directivité obtenue pour $\theta_0 = 45^\circ$: 15,4 dBi Gain réalisé obtenu pour $\theta_0 = 45^\circ$: 13,7 dB</p>

Tableau 22 : performances en rayonnement pour différentes distributions et un objectif de rayonnement orienté

Le cas référence présente une directivité de 15,3 dBi dans la direction $\{\theta_0 = 45^\circ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ et un gain réalisé de 13,8 dB. Ces performances sont fortement améliorées par une distribution d'éléments excités regroupée à l'opposé de la direction dépointage (cas 2). Au contraire, le cas 3 prouve qu'une distribution regroupée à l'opposé détériore les performances.

Ainsi la présence d'éléments parasites dans la direction de dépointage améliore les performances en rayonnement. Nous retrouvons ici le principe d'une antenne Yagi-Uda qui utilise en général un petit nombre d'éléments réflecteurs et un nombre supérieur d'éléments directeurs.

Le simple déplacement de la distribution hexagonale sur la gauche ne modifie globalement pas les performances. En effet, la présence d'un grand nombre d'éléments

parasites « directeurs » ne compense pas le rétrécissement de la surface de rayonnement dû à une répartition non judicieuse des éléments excités.

Au final, il serait pertinent de pouvoir adapter la sélection des ports à exciter en fonction de l'objectif de rayonnement choisi afin d'optimiser globalement les performances. Cependant, il n'y a pas pour l'instant de solution adaptée à cette sélection sur l'ARFFR. Nous conserverons donc la configuration du septet centré, qui paraît la plus polyvalente à l'issue de cette étude.

III.4. Synthèses en réception Rx et en émission Tx

L'architecture d'antenne proposée permet un fonctionnement sur l'ensemble de la bande Ku. Maintenant que le choix du nombre d'éléments et de leur position est figé, l'objectif de cette partie est d'étudier le rayonnement du réseau d'antennes en réception (11,7 GHz – 12 GHz), et en émission (14 GHz – 14,5 GHz).

III.4.1. Rayonnement axial

Le rayonnement en émission et en réception est comparé ici suivant la direction $\{\theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$. La bande passante est dans chaque cas de 0,5 GHz, l'adaptation active est fixée – 10 dB.

III.4.1.1. Etude en réception (11,7 GHz – 12,2 GHz)

Une directivité de 18,6 dBi est obtenue dans l'axe, le gain réalisé vaut 17,5 dB. La Figure 109 présente le diagramme de rayonnement obtenu. La présence de remontée de lobes dans les directions $\{\theta = 90^\circ ; \varphi = 0^\circ\}$ et $\{\theta = -90^\circ ; \varphi = 0^\circ\}$ est constatée. Tous les autres lobes ont un maximum local inférieur à 0 dBi. Leur niveau est ainsi d'environ -20 dB par rapport au lobe principal. C'est un résultat intéressant qui se rapproche d'un niveau de lobes secondaires obtenu pour une loi d'éclairement en cosinus (-23 dB dans ce cas) alors que nous n'avons donné aucun objectif sur les niveaux de lobes secondaires lors de la synthèse. Nous rappelons que pour un réseau équi-amplitude, le niveau des lobes secondaires est de -13 dB.

Le rendement du réseau d'antennes est de 78,4 % et tous les éléments sont adaptés sur l'ensemble de la bande passante comme le montre la Figure 110. La Figure 111 présente une cartographie des couplages interéléments. La majorité des éléments parasites contribue au rayonnement du panneau rayonnant.

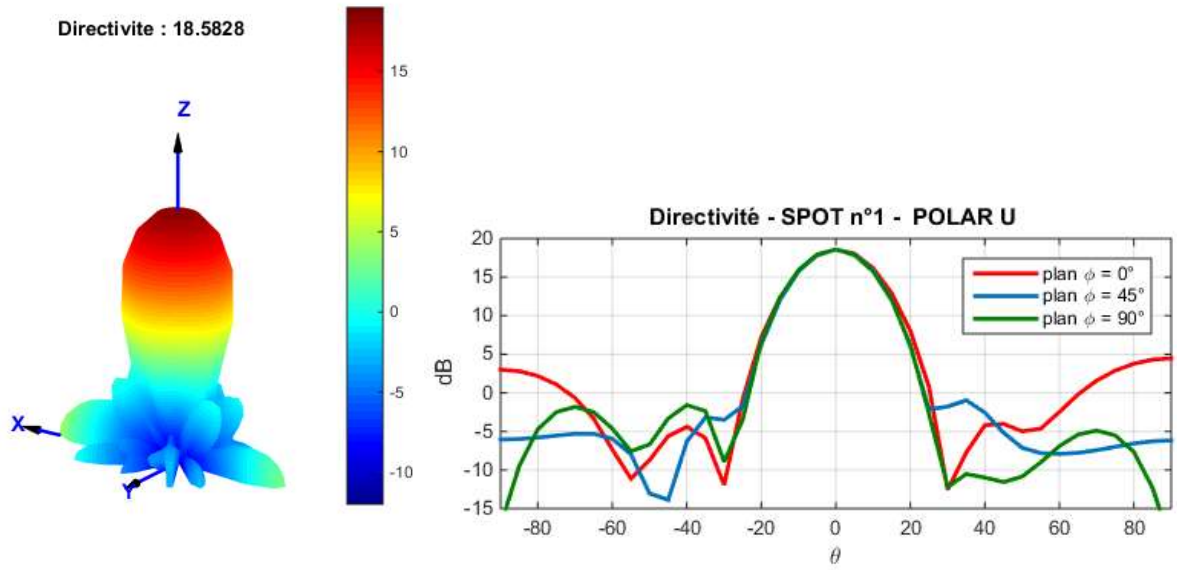


Figure 109 : diagramme de rayonnement en réception en 3D (à gauche) , et coupes de celui-ci (à droite)

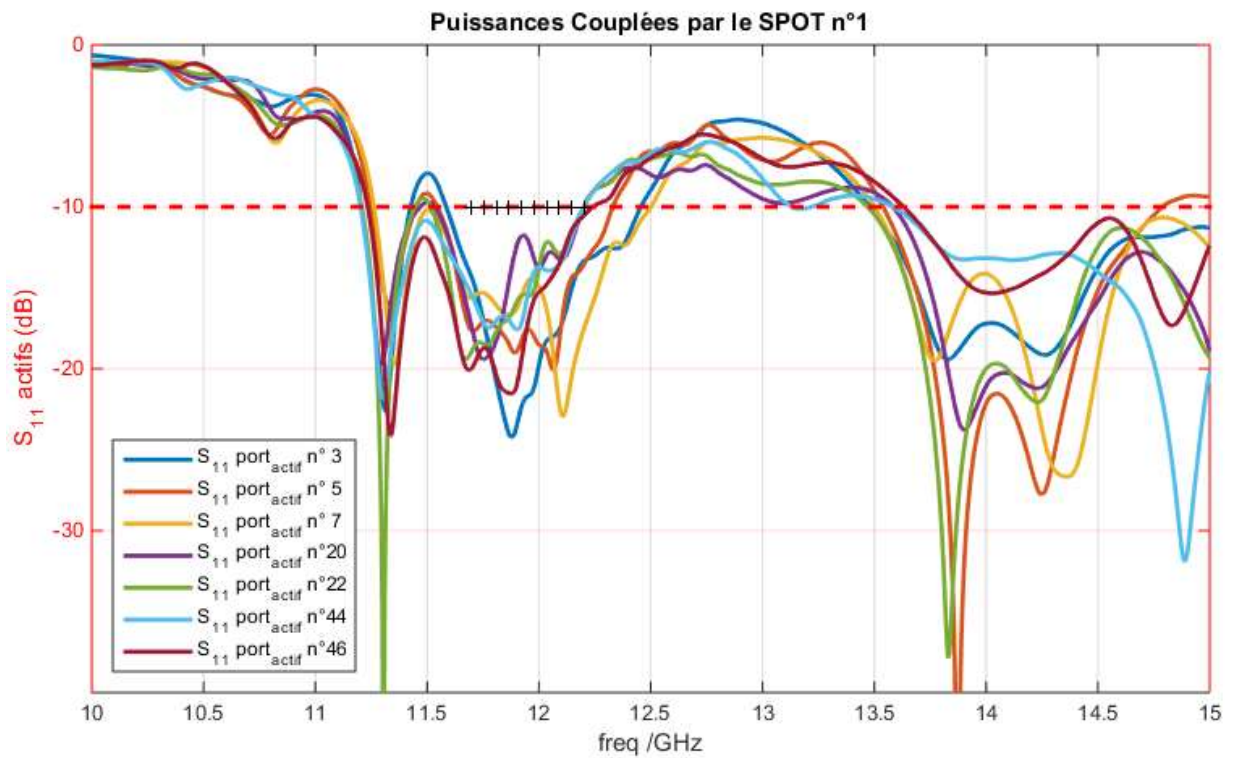


Figure 110 : Sii actifs pour un objectif de rayonnement axial en réception

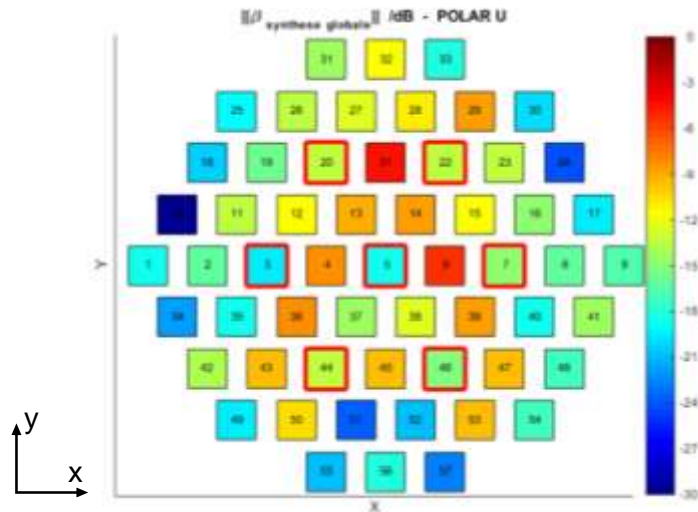


Figure 111 : cartographie des couplages pour un objectif de rayonnement axial en réception

La présence des lobes secondaires dans les directions $\{ \theta = 90^\circ ; \varphi = 0^\circ \}$ et $\{ \theta = -90^\circ ; \varphi = 0^\circ \}$ peut être limitée en fixant des objectifs de rayonnement dans ces directions lors du processus de synthèse. Ainsi en exigeant un gain de -2 dB dans les directions $\{ \theta_0 = 80^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$ et $\{ \theta_0 = -80^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$, nous obtenons les résultats présentés sur la Figure 112. Le rayonnement dans les deux directions susmentionnées est maintenant inférieur à 0 dBi. Une augmentation de la directivité dans la direction $\{ \theta = 65^\circ ; \varphi = 90^\circ \}$ où aucune limite n'était fixée est constaté. Nous obtenons un niveau de lobes secondaires de l'ordre de -20 dB dans le plan E et de -17,5 dB dans le plan H. Ce résultat est intéressant car il montre que nous pouvons agir sur le rayonnement de l'antenne dans des directions indépendantes du maximum de radiation pour réduire le niveau des lobes secondaires. Ces actions n'impactent pas l'adaptation active de l'antenne comme le montre la Figure 113. La possibilité de réaliser des synthèses multicritères est ainsi confirmée, aux dépens du temps de calcul.

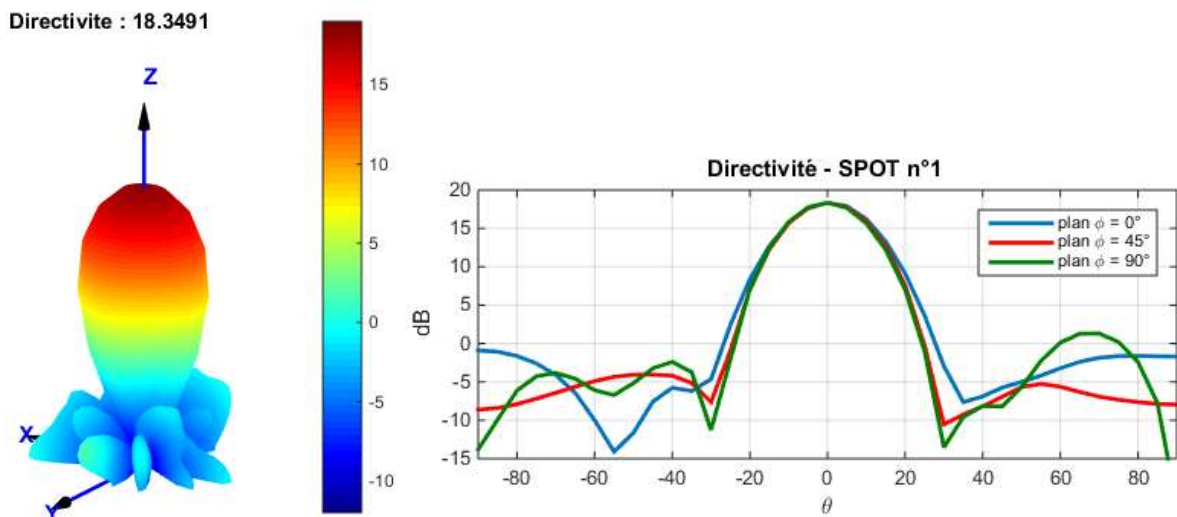


Figure 112 : diagramme de rayonnement avec des lobes secondaires réduits en 3D (à gauche) , et coupes de celui-ci (à droite)

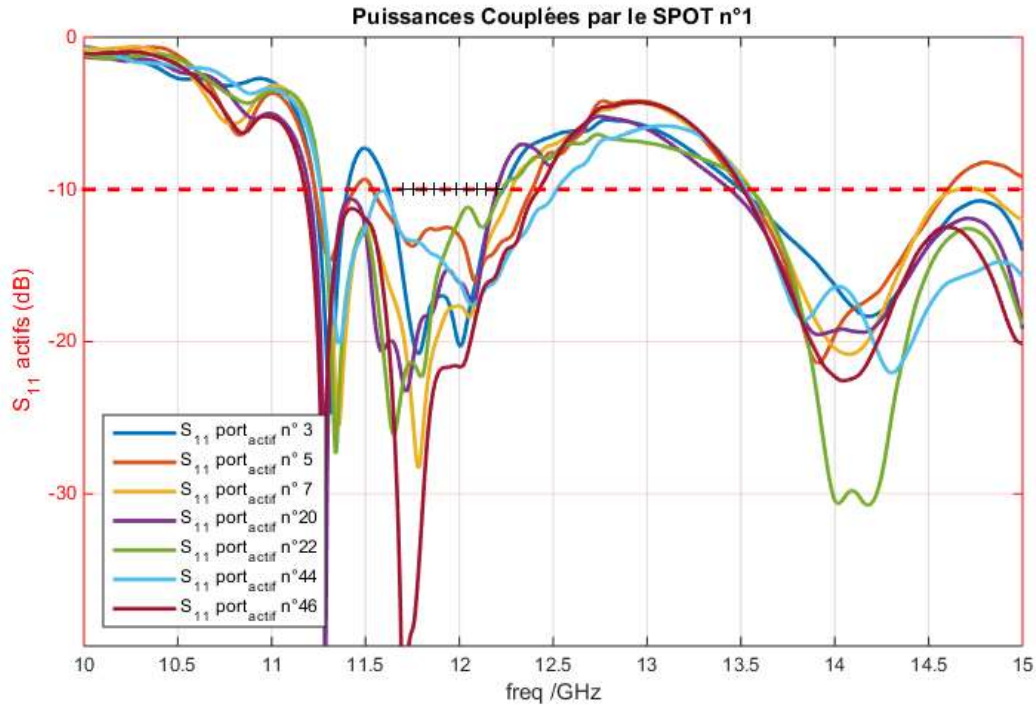


Figure 113 : S_{11} actifs pour un objectif de rayonnement axial en réception avec des lobes secondaires contraints dans le plan E

III.4.1.2. Etude en émission (14 GHz – 14,5 GHz)

En émission, une directivité de 18,8 dBi est obtenue dans l'axe, le gain réalisé vaut 18,1 dB. La Figure 114 présente le diagramme de rayonnement obtenu. La présence de lobes secondaires dans les directions $\{ \theta = 35^\circ ; \varphi = 0^\circ \}$, $\{ \theta = -35^\circ ; \varphi = 0^\circ \}$, $\{ \theta = 75^\circ ; \varphi = 90^\circ \}$ et $\{ \theta = -75^\circ ; \varphi = 90^\circ \}$ est constatée. Tous les autres lobes ont un maximum inférieur à 0 dBi. Leur niveau est ainsi d'environ -20 dB par rapport au lobe principal.

Le rendement du réseau d'antennes est de 85,3 % et tous les éléments sont adaptés sur l'ensemble de la bande passante comme le montre la Figure 115. La Figure 116 présente une cartographie des couplages interéléments. La majorité des éléments parasites contribue au rayonnement du panneau rayonnant.

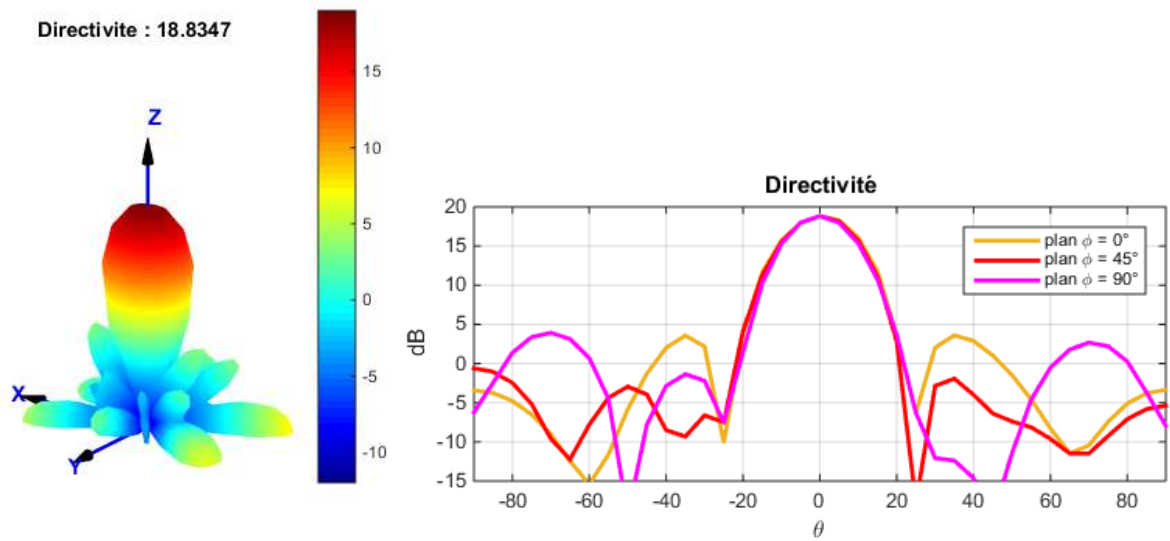


Figure 114 : diagramme de rayonnement en émission en 3D (à gauche) , et coupes de celui-ci (à droite)

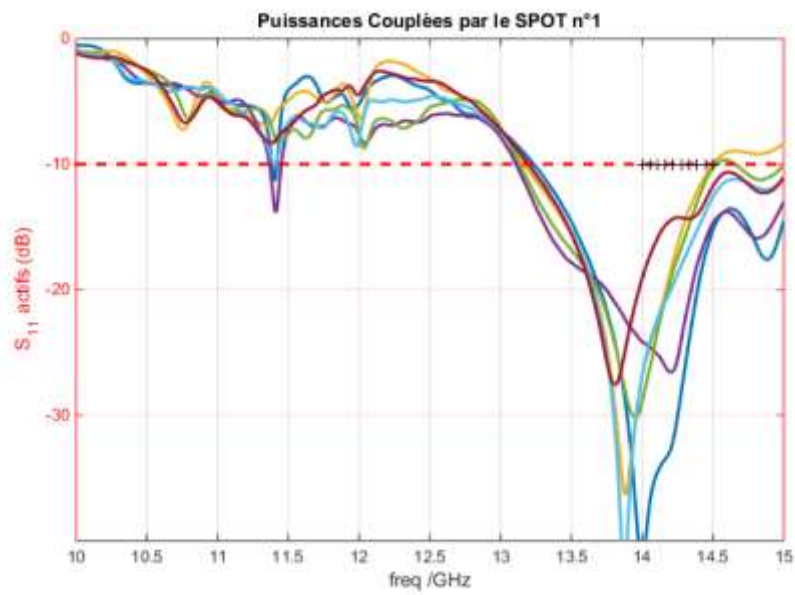


Figure 115 : Sii actifs pour un objectif de rayonnement axial en émission

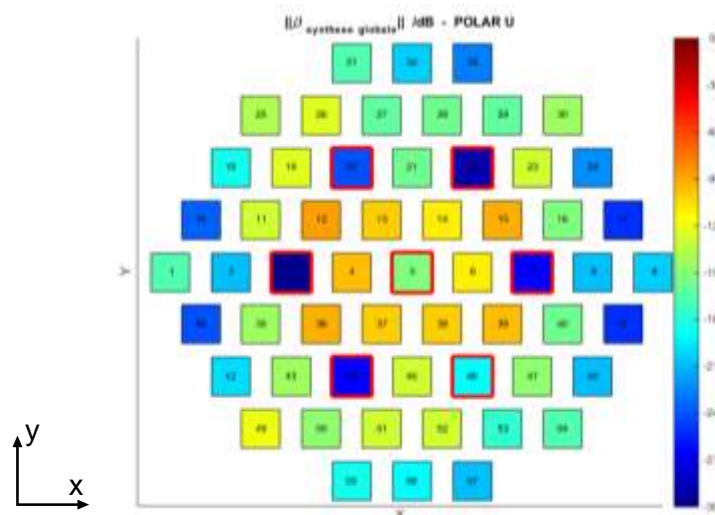


Figure 116 : cartographie des couplages pour un objectif de rayonnement axial en réception

Comme précédemment, il est possible de limiter le niveau des lobes secondaires. Ainsi en posant comme objectif un gain de -2 dB dans les directions : $\{ \theta_0 = 35^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$, $\{ \theta_0 = -35^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ \}$, $\{ \theta_0 = 75^\circ ; \varphi_0 = 90^\circ \}$ et $\{ \theta_0 = -75^\circ ; \varphi_0 = 90^\circ \}$, nous obtenons le rayonnement présenté sur la Figure 117. La directivité axiale est de 18 dBi et le gain réalisé de 17,4 dB. Le rendement est de 86%. Le rayonnement dans les quatre directions susmentionnées est maintenant inférieur à 0 dB. Une augmentation de la directivité dans la direction $\{ \theta = 40^\circ ; \varphi = 90^\circ \}$ et surtout $\{ \theta = -90^\circ ; \varphi = 0^\circ \}$, dans laquelle aucune limite n'était fixée, est constatée. L'outil de synthèse réussit globalement à diminuer le niveau des lobes secondaires exception faite de la direction $\{ \theta = -90^\circ ; \varphi = 0^\circ \}$. La Figure 118 montre que l'adaptation active est réalisée conformément aux contraintes.

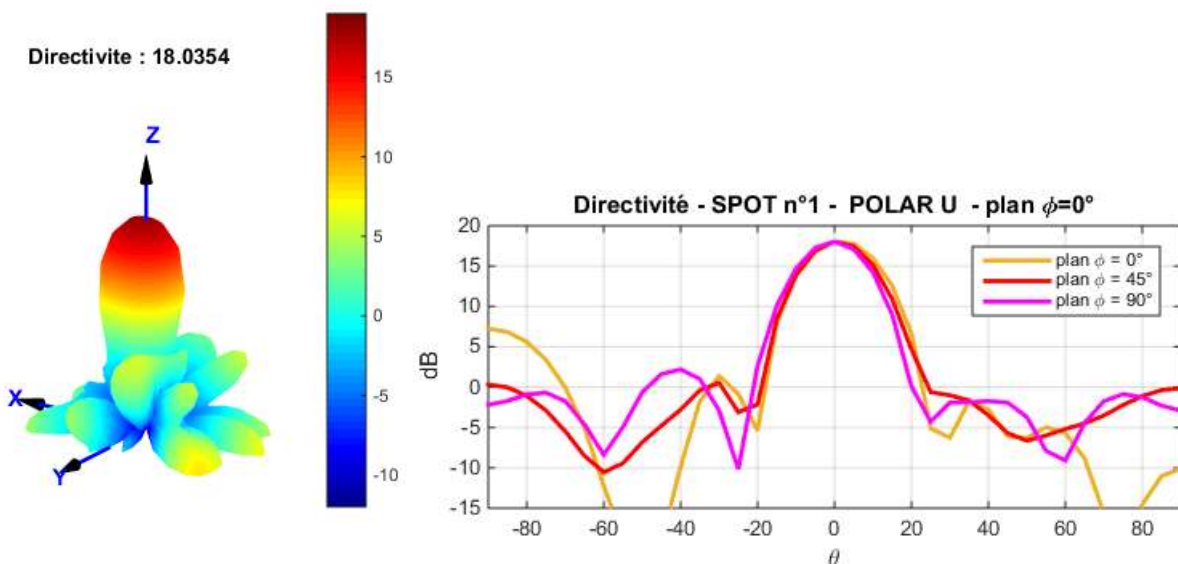


Figure 117 : diagramme de rayonnement en émission avec des lobes secondaires réduits en 3D (à gauche) , et coupes de celui-ci (à droite)

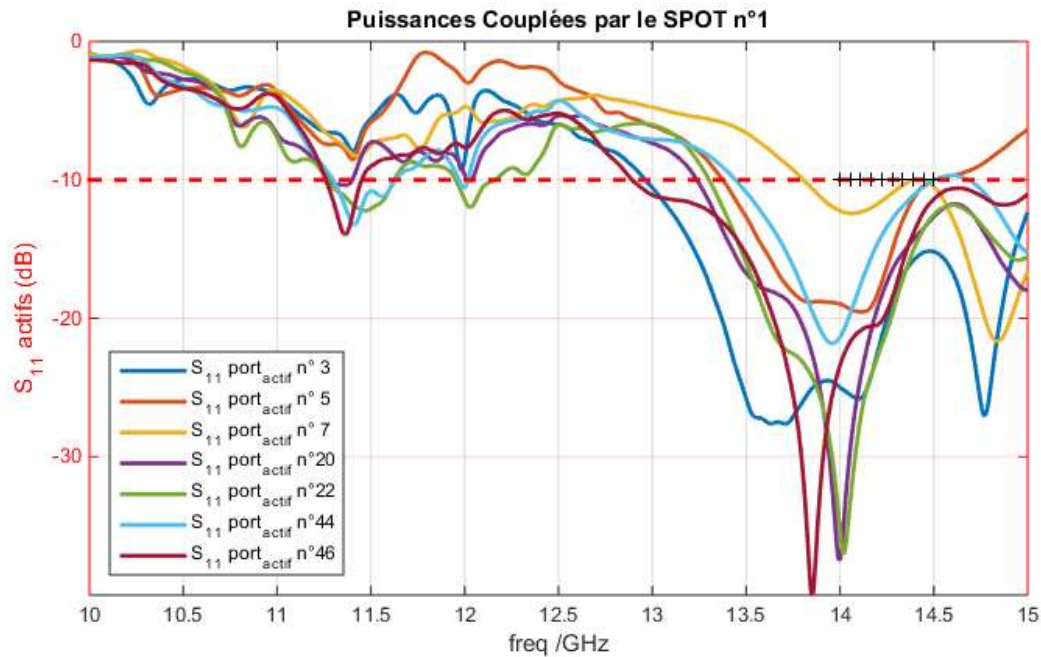


Figure 118 : Sii actifs pour un objectif de rayonnement axial en émission avec des niveaux de lobes secondaires réduits

Le procédé de synthèse multicritère nous permet donc de contrôler en partie le niveau des lobes secondaires. Cette capacité reste limitée et ne peut être utilisée que sur un nombre restreint de directions pour éviter une augmentation significative des temps de calcul. Néanmoins, les résultats montrent que le concept d'ARFFR pourrait permettre de meilleurs résultats sur ce point. La contrainte est plus située au niveau des possibilités actuelles de l'outil d'optimisation, mais une évolution est prévue par le laboratoire.

III.4.2. Etude du dépointage en émission et réception

Les Figure 119, Figure 120 et Figure 121 représentent les performances en termes de gain réalisé pour un balayage de faisceau suivant θ , respectivement dans les plans $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$. Il apparaît naturellement une baisse de la directivité lors du dépointage du faisceau. Par ailleurs, le gain en transmission i.e. entre 14 GHz et 14,5 GHz est toujours supérieur à celui en réception i.e. entre 11,7 GHz et 12,2 GHz. Cette différence est de l'ordre de 1 dB.

Différentes causes peuvent expliquer ces performances supérieures dans la partie supérieure de la bande passante par rapport à la partie inférieure de celle-ci. Une des principales explications se situe sur la dimension de l'ouverture radioélectrique, intrinsèquement plus grande sur la partie haute du spectre. Au-delà de cet aspect, nous avons pu voir précédemment que les couplages interéléments présentent des niveaux légèrement différents en émission et en réception. Par ailleurs, les diagrammes environnés des éléments sont légèrement instables sur la bande passante et influencent donc le rayonnement final.

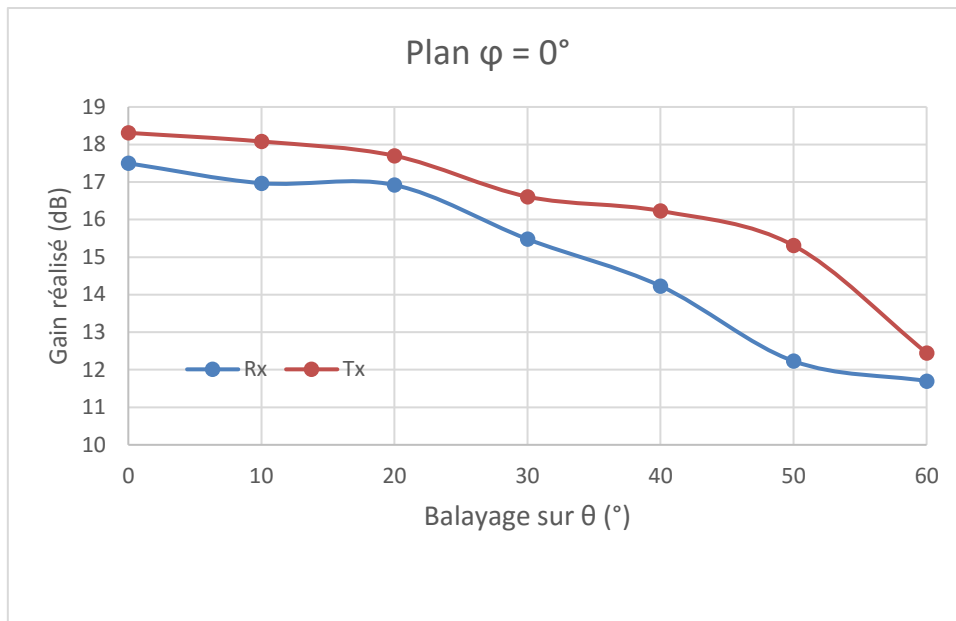


Figure 119 : orientation du faisceau dans le plan $\varphi = 0^\circ$

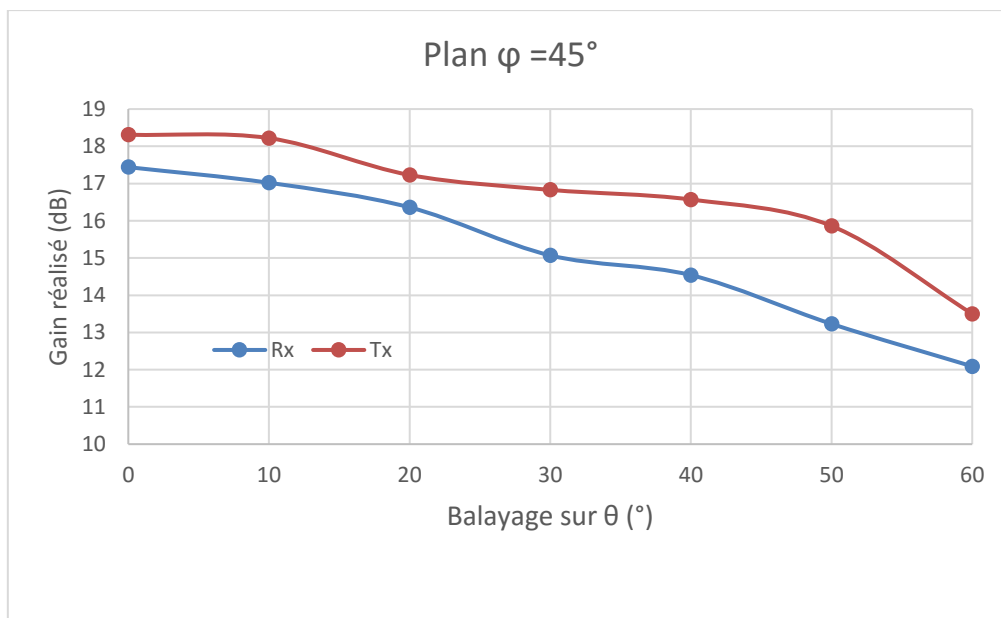


Figure 120 : orientation du faisceau dans le plan $\varphi = 45^\circ$

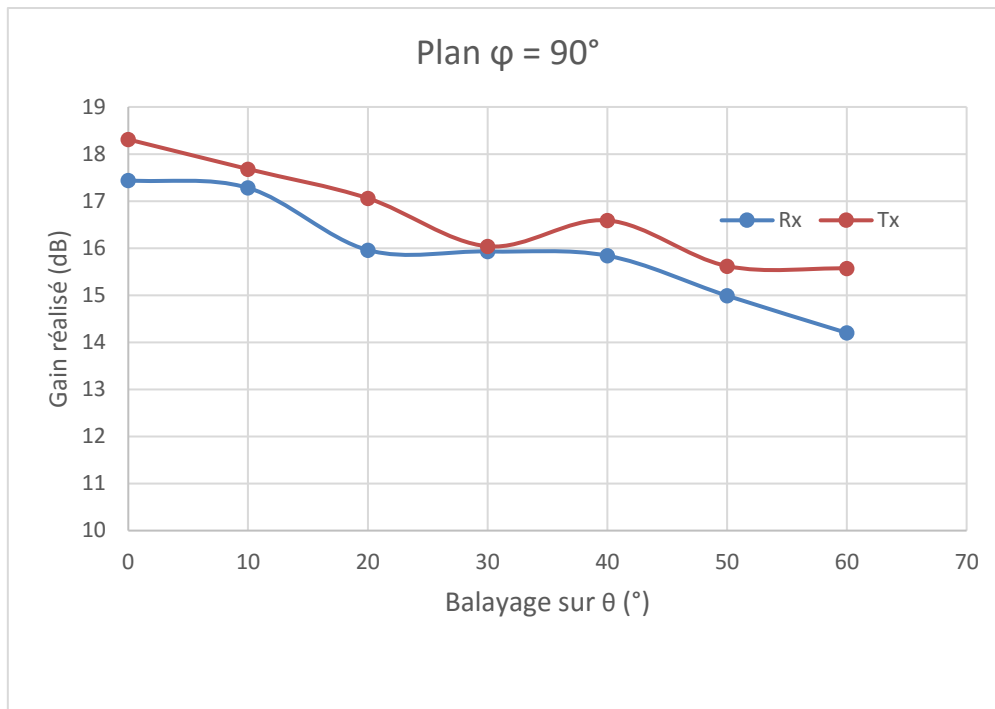


Figure 121 : orientation du faisceau dans le plan $\varphi = 90^\circ$

III.4.3. Impact de la bande passante sur les performances de l'antenne

Nous avons établi que les charges réactives utilisées sur les éléments parasites constituent des degrés de liberté lors de la synthèse permettant de résoudre un problème multicritère. Il est ainsi possible de gérer l'adaptation active de l'antenne. Nous allons maintenant étudier l'influence d'une augmentation de la bande passante sur les performances de l'antenne. Cette étude se base sur un ensemble de synthèses réalisées autour de 12 GHz avec une bande passante croissante. Pour chaque valeur de bande passante, deux synthèses sont proposées : une avec une contrainte d'adaptation active à -10 dB et la seconde avec une contrainte à -15 dB. Pour rappel, la Figure 104 montre que la bande passante à -10 dB de l'élément central du réseau est de [11,25 : 12,6] GHz, quant à celle à -15 dB, elle est de seulement [11,75 : 12] GHz.

Le Tableau 23 présente les performances obtenues selon les contraintes d'adaptation actives retenues. Il est possible de maintenir des performances stables sur l'ensemble de la bande passante des éléments excités, définis à partir de la matrice S du réseau. Dans cet exemple, cette ARFFR parvient à utiliser pleinement la bande passante pour laquelle elle a été conçue (500 MHz en Tx et en Rx). Notons qu'il est même possible d'aller au-delà de la bande passante de l'élément environné, grâce à l'apport des éléments parasites qui permettent de recombinaison les ondes couplées pour satisfaire les contraintes fixées.

Si la bande passante est encore accrue, les performances déclinent en revanche rapidement ou les contraintes ne peuvent être atteintes en cas de limitation trop ambitieuse du TOS actif.

Bande passante	Adaptation active à -10 dB	Adaptation active à -15 dB
12 GHz	17,5 dBi	17,4 dBi
11,9 – 12,1 GHz	17,6 dBi	17,7 dBi
11,8 – 12,2 GHz	17,5 dBi	17,4 dBi
11,7 – 12,3 GHz	17,4 dBi	13,6 dBi
11,6 – 12,4 GHz	17,3 dBi	12,4 dBi
11,5 – 12,5GHz	17,1 dBi	impossible
11,3 – 12,5 GHz	16,6 dBi	impossible
11,1 – 12,5 GHz	14,6 dBi	impossible
11 – 12,5 GHz	8,1 dBi	impossible

Tableau 23 : performances en termes de gain réalisé selon la contrainte d'adaptation active sur la bande passante

Pour terminer cette étude sur l'élément rayonnant en bande Ku, nous allons investiguer la possibilité de générer 2 faisceaux simultanément sur une des bandes de fonctionnement de l'antenne.

III.5. Étude de l'isolation pour un rayonnement double faisceau

La réalisation de deux faisceaux indépendants est une caractéristique souvent demandée sur des systèmes de télécommunications. Elle permet notamment de doubler les débits. Cependant, l'architecture d'antenne associée est souvent complexe, car elle nécessite d'isoler les faisceaux entre eux.

Ces aspects ne sont pas traités dans la littérature des ESPAR. Nous allons tenter d'évaluer l'aptitude de l'ARFFR dans ce contexte. Pour cela nous configurons deux SPOTs. Un SPOT est un ensemble formé d'une distribution d'éléments excités et d'un objectif de rayonnement. La réalisation d'un double faisceau est ainsi possible à partir d'une seule synthèse, i.e. les charges réactives sont calculées pour permettre la réalisation des deux faisceaux simultanément. Deux synthèses sont proposées à titre d'exemples :

- La première synthèse est basée sur une distribution symétrique de 8 éléments par spot.
- La deuxième synthèse est basée sur une distribution de 6 éléments par spot qui permet de limiter le nombre d'éléments excités adjacents afin d'améliorer l'isolation entre les faisceaux.

Pour chaque synthèse, les directions de rayonnement orthogonales sont les suivantes :

- SPOT 1 : $\theta_0 = 30^\circ$; $\phi_0 = 0^\circ$,
- SPOT 2 : $\theta_0 = 30^\circ$; $\phi_0 = 90^\circ$.

Les éléments excités retenus sont présentés sur la Figure 122. Notons que les éléments excités de chaque SPOT sont placés en privilégiant des positions opposées à la direction de rayonnement du SPOT ; en accord avec les résultats de III.3.1.4. Les synthèses sont réalisées pour une adaptation à -10 dB entre 11,7 GHz et 12,2 GHz.

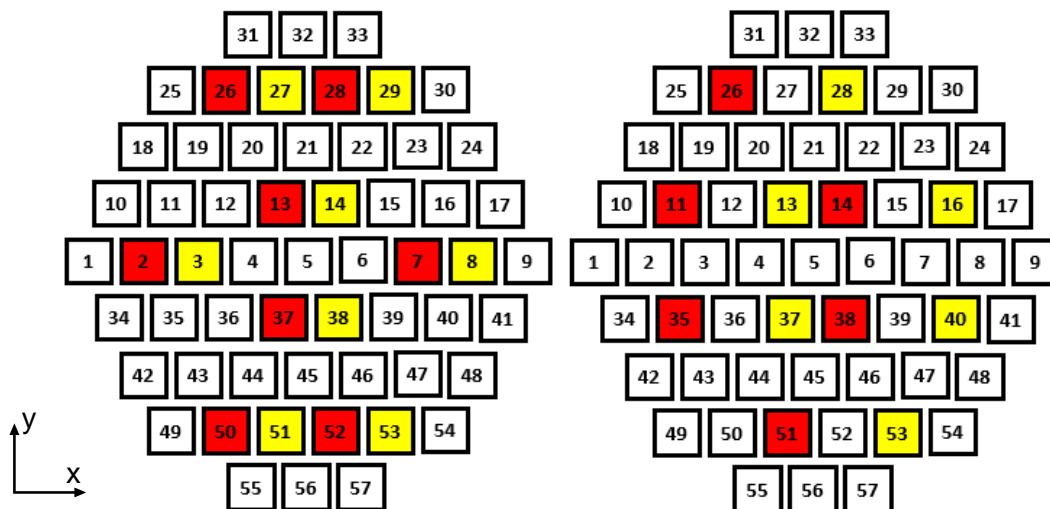


Figure 122 : éléments excités du SPOT 1 (rouge) et du SPOT 2 (jaune) pour les deux synthèses réalisées

III.5.1. Synthèse à 8 éléments par SPOT

Pour résoudre le problème, il est nécessaire de définir une contrainte d'isolation, de telle façon que les ports excités d'un SPOT ne doivent pas coupler plus de $-X$ dBW dans les ports excités de l'autre SPOT. A noter que chaque port d'excitation est alimenté par une puissance incidente de 1 dBW.

Pour une isolation entre les SPOTs modeste de -10 dBW, nous obtenons une directivité de 14,8 dBi dans chaque direction objectif et des gains réalisés de 13,3 dB. La contrainte de coefficients de réflexion actifs inférieurs à -10 dB entre 11.7 et 12.2 GHz est respectée. Les diagrammes de rayonnement de chaque SPOT sont présentés sur la Figure 123. L'isolation entre les SPOT est mise en évidence sur la Figure 124.

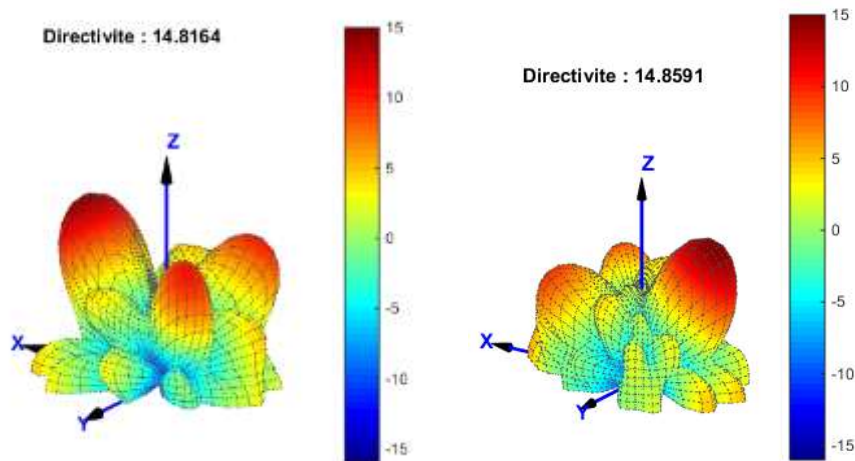


Figure 123 : diagramme de rayonnement du SPOT 1 (à gauche) et 2 (à droite) pour une isolation à -10 dBW. 8 éléments excités par SPOT.

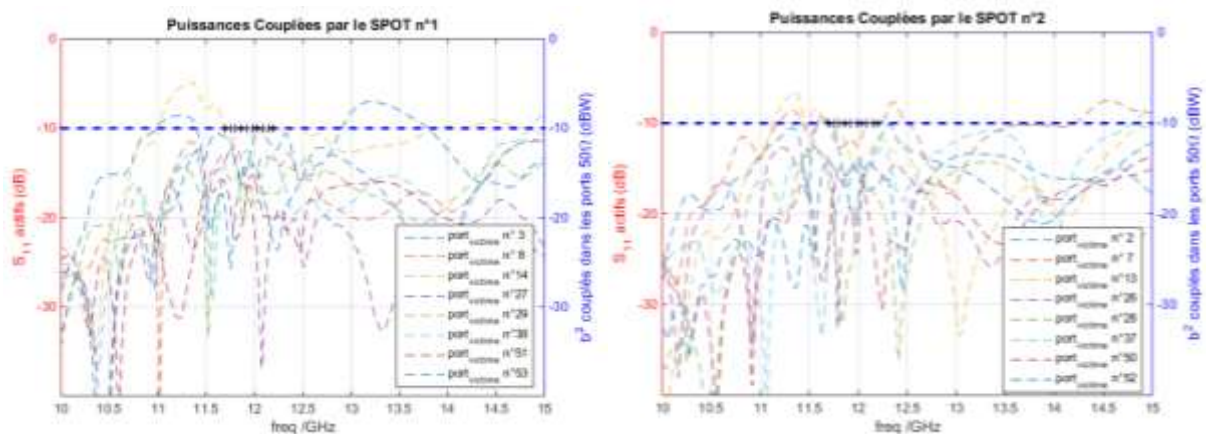


Figure 124 : puissances couplées par chaque SPOT sur les ports victimes pour une isolation à -10 dBW, 8 éléments excités par SPOT

III.5.2. Synthèse à 6 éléments par SPOT

Toujours pour une isolation de -10 dBW, nous obtenons une directivité de 16,0 dBi pour le SPOT 1 et de 16,1 dBi pour le SPOT 2. Le gain réalisé est de 14,3 dB dans les deux cas. Les diagrammes de rayonnement de chaque SPOT sont présentés sur la Figure 123. L'isolation entre les SPOT est mise en évidence sur la Figure 126.

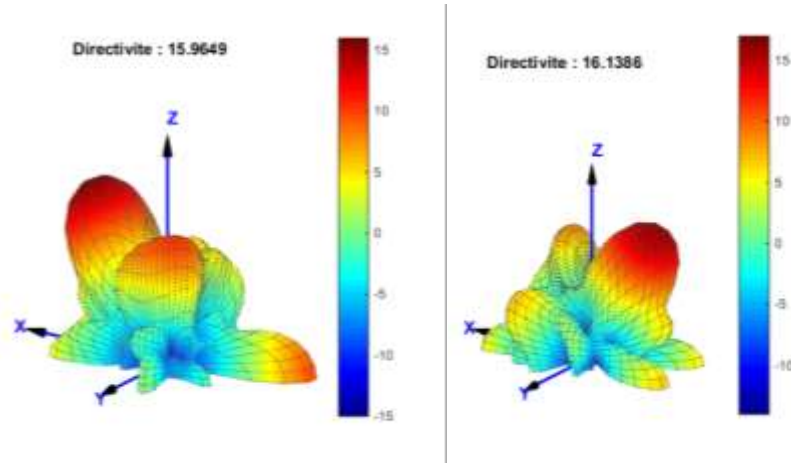


Figure 125 : diagramme de rayonnement du SPOT 1 (à gauche) et 2 (à droite) pour une isolation à -10 dBW. 6 éléments excités par SPOT.

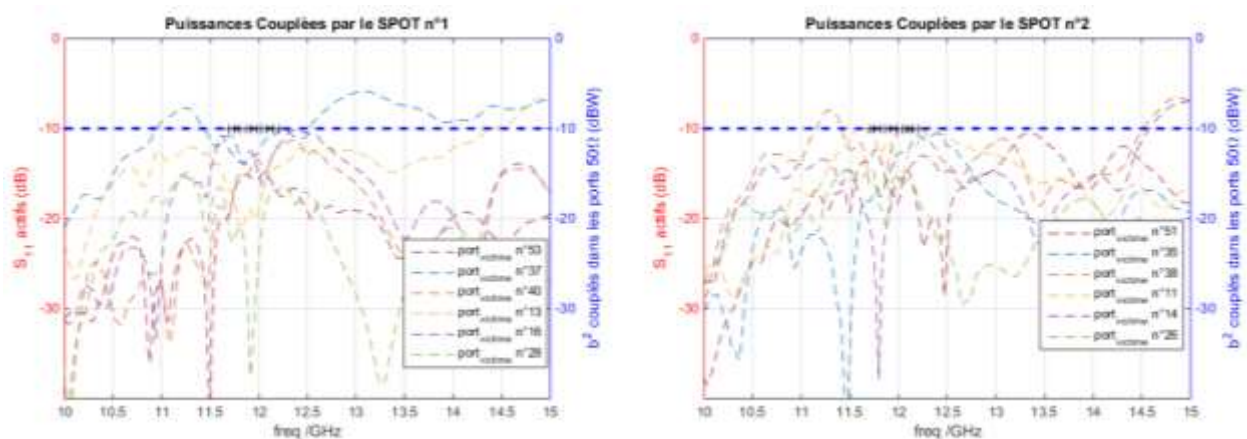


Figure 126 : puissances couplées par chaque SPOT sur les ports victimes pour une isolation à -10 dBW, 6 éléments sont excités par SPOT

Les performances sont ainsi améliorées en réduisant le nombre d'éléments excités. En effet, cette réduction permet d'améliorer naturellement l'isolation entre les éléments, ce qui simplifie la synthèse multicritère du réseau. Dans cette configuration à 6 éléments excités, la contrainte d'isolation peut être durcie. Les résultats en termes de performances sont donnés dans le Tableau 24.

Isolation (dBW)	Directivité SPOT 1 (dBi)	Directivité SPOT 2 (dBi)	Gain SPOT 1 (dB)	Gain SPOT 1 (dB)
-10	16,0	16,1	14,3	14,3
-12	15,4	15,6	13,9	13,9
-14	14,4	14,5	12,9	12,9
-17	12,7	13,0	11,5	11,5

Tableau 24 : performances atteintes pour un rayonnement double faisceau selon l'isolation entre les faisceaux (6 éléments excités)

Nous constatons une dégradation des performances lors de l'amélioration de l'isolation. Néanmoins, les performances obtenues pour une configuration à 6 éléments par SPOT et une isolation de -14 dBW sont proches de celles obtenues pour une configuration à 8 éléments et une isolation à -10 dBW. Nous démontrons donc que l'isolation peut être améliorée à performances constantes en séparant les éléments excités de chaque SPOT, y compris si le nombre d'éléments excités diminue.

Ainsi, pour améliorer à la fois l'isolation et le rayonnement de l'antenne, nous proposons maintenant de séparer totalement les éléments excités de chaque SPOT en modifiant l'architecture du réseau.

III.5.3. Amélioration de l'isolation par ségrégation spatiale

Un nouveau réseau de 63 éléments est réalisé (soit 4 éléments de plus que précédemment). Ce nombre est choisi car il permet de réaliser un réseau de forme rectangulaire de 7 x 9 éléments à maille triangulaire, tout en restant proche des 57 éléments du réseau précédent. La forme de ce nouveau réseau d'antennes, présenté sur la Figure 127, va nous permettre de séparer les éléments excités de chaque SPOT. La contrepartie de cette approche sera une sous-utilisation de l'ouverture effective totale pour former un seul SPOT.

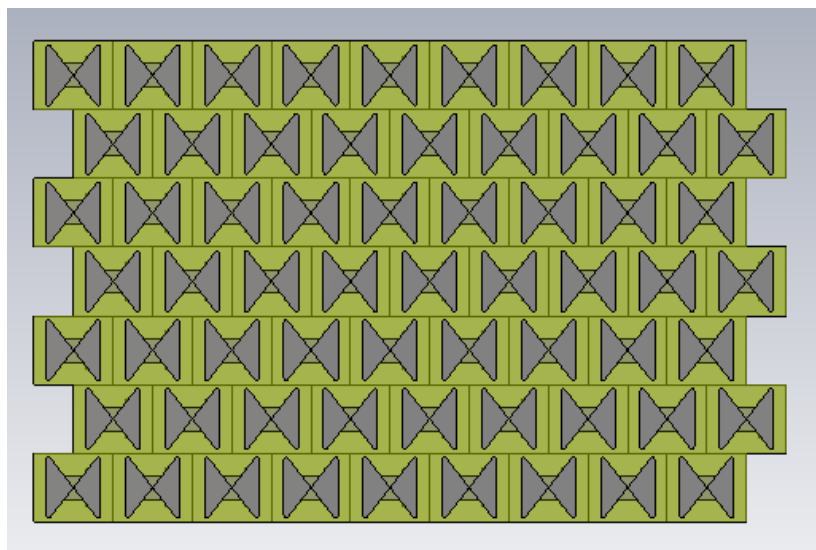


Figure 127 : réseau de 63 éléments en bande Ku

III.5.3.1. Configuration à 6 éléments par SPOT

Pour une première configuration à six éléments excités par SPOT illustrée sur la Figure 128, les performances obtenues sont présentées dans le Tableau 25. La contrainte sur l'adaptation active reste fixée à -10 dB. Pour des niveaux d'isolation de -10 dBW et -12 dBW entre les SPOTs, les performances obtenues dans cette configuration sont inférieures à celle de la configuration précédente (réseau de 57 éléments, 6 éléments excités par SPOT) présentée dans le Tableau 24. A partir d'une isolation de -14 dBW, les performances sont améliorées par la ségrégation spatiale des SPOTs. Les performances en termes de gain demeurent stables jusqu'à une isolation de -17 dBW. Il est possible de réaliser une synthèse avec une contrainte d'isolation à -19 dBW, bien que les performances décroissent fortement, ce qui était impossible précédemment. L'observation des ondes incidentes sur chaque port montre que pour chaque SPOT, la surface utile à la formation de faisceau est supérieure à la moitié de la surface du réseau. La Figure 129 présente l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour une isolation à -14 dBW. Il est clairement visible que les charges réactives, qui sont optimisées sur une valeur commune pour satisfaire simultanément les objectifs et contraintes des deux SPOTS, remplissent leur rôle.

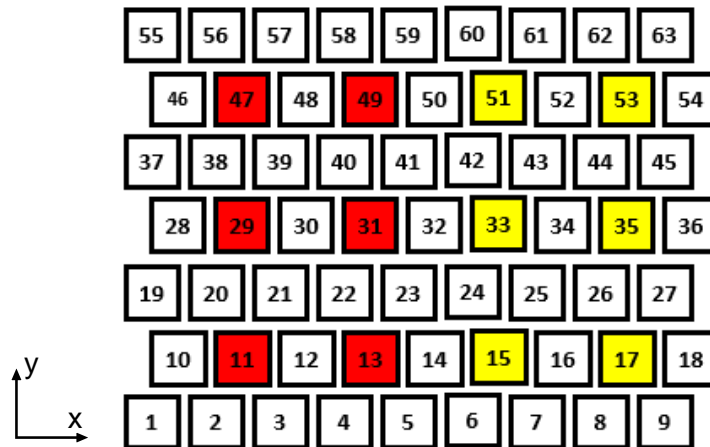


Figure 128 : éléments excités du SPOT 1 (rouge) et 2 (jaune) pour 2 SPOTs de 6 éléments excités

Isolation (dBW)	Directivité SPOT 1 (dBi)	Directivité SPOT 2 (dBi)	Gain SPOT 1 (dB)	Gain SPOT 2 (dB)
-10	15,1	15,4	13,6	13,6
-12	15,4	15,5	13,9	13,9
-14	15,3	14,8	13,5	13,5
-17	14,8	14,9	13,3	13,3
-19	12,2	12,5	11,1	11,1

Tableau 25 : performances atteintes pour un rayonnement double faisceau avec des éléments excités spatialement ségrégués par SPOT (6 éléments excités).

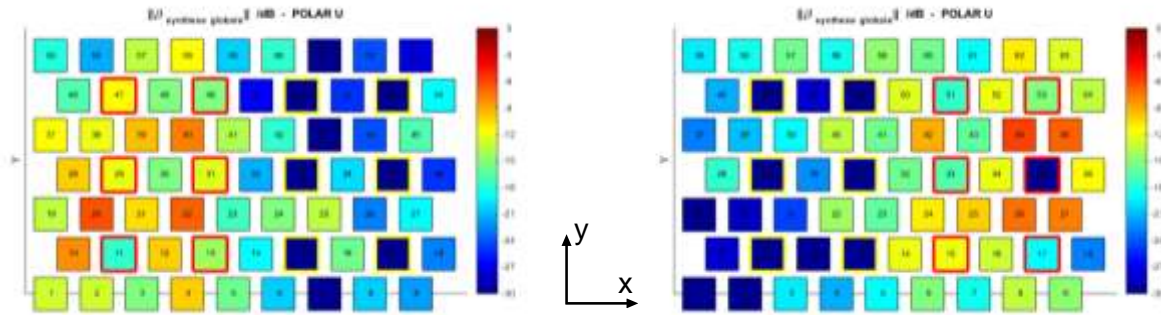


Figure 129 : intensité des ondes couplées sur chaque port pour 6 éléments excités par SPOT et une isolation de -14 dBW. L'excitation du SPOT1 est présenté à gauche et celle du SPOT 2 à droite.

III.5.3.2. Configuration à 4 éléments par SPOT

Ces performances peuvent être encore améliorées en réduisant à 4 le nombre d'éléments excités par SPOT. La configuration proposée est illustrée sur la Figure 130. Les performances obtenues sont détaillées dans le Tableau 26. Celles-ci apparaissent stables, quelle que soit la contrainte d'isolation (dans la limite de -19 dBW). L'amélioration de l'isolation ne semble être que partiellement due à la diminution « naturelle » des couplages en raison du nombre plus faible d'éléments excités. La Figure 131 montre que les couplages sont encore étalés sur une grande partie du réseau, ce qui permet de réaliser une bonne formation de faisceau, en profitant de plus de la moitié de la surface rayonnante du panneau. Par exemple, pour une excitation du SPOT 1, les éléments 32, 51 ou encore 62 présentent un couplage de l'ordre de -14 dBW, ce qui est une valeur similaire aux couplages constatés pour 6 éléments excités par SPOT sur la Figure 129. Cette amélioration du couplage est principalement due à une meilleure isolation intrinsèque des éléments excités, grâce à leur position éloignée des éléments excités du SPOT opposé.

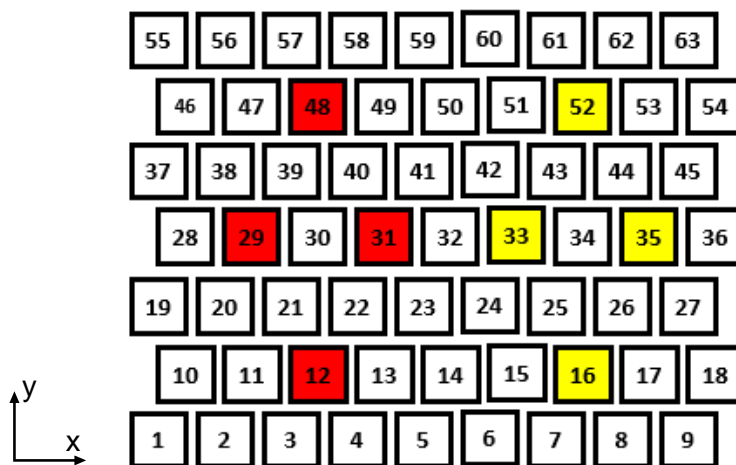


Figure 130 : éléments excités du SPOT 1 (rouge) et 2 (jaune) pour 2 SPOTs formés de 4 éléments excités

Isolation (dBW)	Directivité SPOT 1 (dBi)	Directivité SPOT 2 (dBi)	Gain SPOT 1 (dB)	Gain SPOT 2 (dB)
-10	16,3	15,9	14,3	14,3
-12	15,4	15,4	13,6	13,6
-14	15,4	15,4	13,7	13,7
-17	15,1	15,0	13,6	16,3
-19	15,3	15,2	13,6	13,6

Tableau 26 : performances atteintes pour un rayonnement double faisceau avec des éléments excités spatialement ségrégués par SPOT (4 éléments excités).

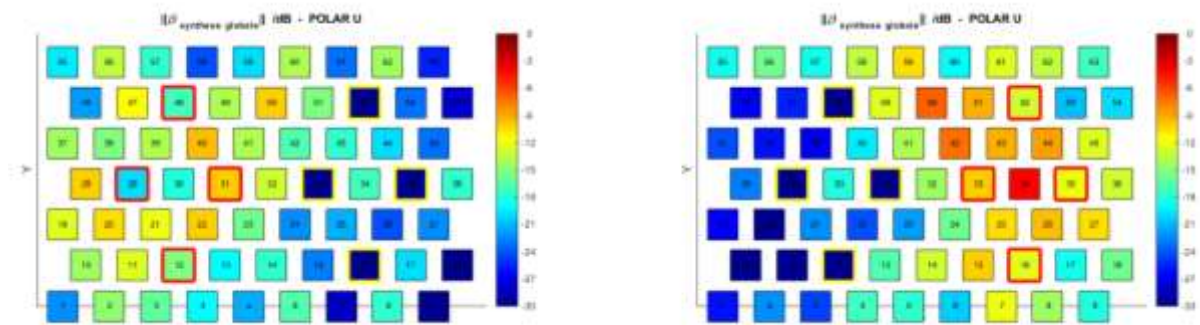


Figure 131 : intensité des ondes incidentes sur chaque port pour 4 éléments excités par SPOT et une isolation de -14 dBW. L'excitation du SPOT1 est présentée à gauche et celle du SPOT 2 à droite.

III.5.3.3. Comparaison avec un demi-réseau

Afin de comparer l'architecture proposée ci-dessus avec une solution basée sur deux antennes pour garantir une bonne isolation entre les faisceaux, un « demi-réseau » est proposé ici. Il est constitué de 35 éléments, soit un peu plus de la moitié des 63 éléments du réseau précédent. Ce nombre de 35 éléments est choisi car il permet d'obtenir une surface rayonnante se rapprochant de la moitié de la surface rayonnante du réseau de 63 éléments, tout en garantissant qu'aucun élément excité ne soit en périphérie du réseau.

Pour que la comparaison soit pertinente, deux synthèses sont réalisées, la première avec 4 éléments excités et la seconde avec 6 éléments excités. Les distributions d'éléments excités sont identiques à celles de la partie précédente (Figure 132).

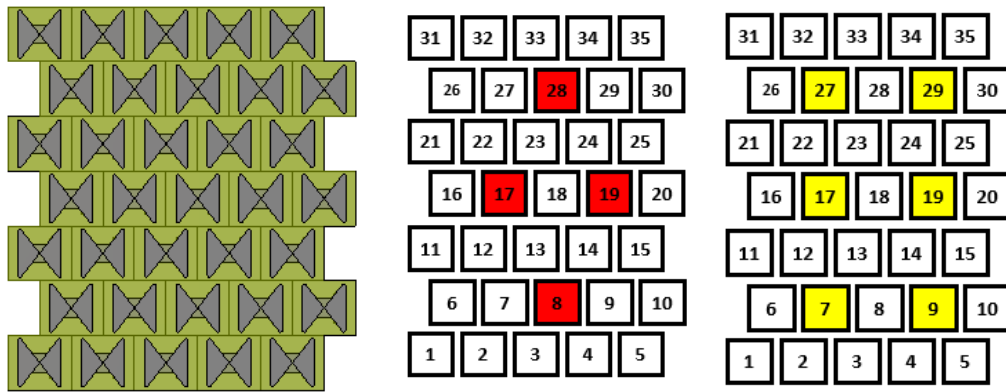


Figure 132 : "demi-réseau" de 35 éléments en bande Ku, distributions de 4 éléments excités (rouge) et de 6 éléments excités (jaune)

L'objectif de rayonnement est fixé dans la direction $\theta_0 = 30^\circ$; $\phi_0 = 0^\circ$ et l'adaptation active à -10 dB. Le Tableau 27 présente les performances obtenues. Les performances obtenues restent similaires à celles précédemment obtenues et présentées dans les Tableau 25 et Tableau 26. En particulier, dans le cas d'une configuration à 4 éléments excités, les performances d'un « demi-réseau » sont proches de celles d'un réseau identique avec une isolation entre SPOT de -19 dBW. Cet exemple montre donc que l'utilisation d'un unique réseau comprenant deux SPOTs est pertinente pour une application à double faisceau. Nous verrons dans le dernier chapitre qu'il est possible de pousser ce concept plus loin afin de générer une meilleure isolation dans des cas plus généraux.

Nombre d'éléments excités	Directivité obtenue (dBi)	Gain réalisé obtenu (dB)
4	15,0	13,5
6	14,8	13,6

Tableau 27 : performances d'un "demi-réseau" de 35 éléments

III.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, une antenne bibande en bande Ku a été conçue. La conception de celle-ci a pris en compte dès le départ les particularités nécessaires au fonctionnement dans le cadre d'une ARFFR. Grâce à l'analyse du fonctionnement de ce réseau, nous avons mis en avant de nouveaux points à prendre en compte lors de la conception de l'ARFFR :

- les niveaux de couplages interéléments dans les différents plans,
- les niveaux de couplages interéléments selon la maille du réseau.

L'importance de disposer d'un élément unitaire dont le rayonnement est stable sur la bande passante a aussi été montrée.

Le réseau d'antennes de 57 éléments conçu nous a permis de réaliser un grand nombre d'études visant à proposer une méthodologie utile aux futurs concepteurs d'ARFFR. L'objectif de cette méthodologie est de déterminer pour chaque application le nombre d'éléments à exciter nécessaire, ainsi que la disposition de ceux-ci. Elle est présentée en page 121. Nous pouvons la résumer en quelques points :

1. Choix du nombre d'éléments excités :

- Pour un objectif de simplification importante du circuit d'alimentation de l'antenne, il est possible de diminuer jusqu'à 5 à 10 % le pourcentage d'éléments excités.
- Si l'objectif est de maintenir au maximum les performances du réseau d'antennes, il est envisageable d'exciter entre 20 et 30 % des éléments du réseau.
- Pour un bon compromis entre performances et simplification, un pourcentage de 10 à 25 % d'éléments excités est intéressant.

2. Choix de la distribution des éléments excités :

- Ne pas exciter les éléments situés en périphérie du réseau.
- Répartir uniformément les éléments excités.
- Privilégier une distribution symétrique
- Maintenir les éléments excités éloignés les uns des autres.
- Éviter d'exciter deux éléments adjacents. Dans le cas contraire, placer ces éléments dans le plan où leurs couplages sont minimaux.
- Pour un objectif de rayonnement orienté dans une direction précise, placer la majorité des éléments excités à l'opposé de l'objectif de rayonnement (sur le modèle d'une antenne Yagi-Uda).

La réalisation de synthèses sur la bande Ku a été l'occasion d'évaluer les performances de l'antenne et les capacités de l'outil de synthèse du laboratoire. Le contrôle des niveaux des lobes secondaires a été étudié, même si une étude plus poussée serait nécessaire afin d'évaluer la possibilité de limiter plus finement les lobes secondaires, mais aussi les lobes de réseaux.

La réalisation d'un rayonnement double faisceau nous a permis d'étudier l'isolement entre les ports excités au sein d'une antenne à réseau formateur de faisceaux simplifié. Des performances très intéressantes ont été notées lorsque les éléments excités responsables de la formation de chaque faisceau étaient spatialement séparés. Des performances encourageantes avec un niveau d'isolation entre ports important ont été obtenues.

Ainsi ce chapitre a permis d'établir une étude de performances et une méthodologie pour la conception des ARFFR. Il a aussi permis de montrer leur capacité à réaliser des formations de faisceaux complexes. Ce concept apparaît donc comme particulièrement polyvalent.

Cependant, d'un point de vue pratique, il faut noter que lors de la synthèse bibande de l'antenne, deux synthèses sont nécessaires, ce qui implique des charges réactives différentes en émission et en réception. Il en résulte la définition d'une charge bibande ou d'un circuit permettant de commuter entre deux charges. En ce qui concerne le fonctionnement double-faisceau, une seule synthèse est nécessaire. Ceci est intéressant d'un point de vue applicatif

puisque l'antenne peut émettre simultanément deux faisceaux dans des directions différentes. Les signaux émis ou reçus sont alors isolés entre eux.

Pour finir, notons que l'élément rayonnant défini et étudié dans ce chapitre n'a pas fait l'objet de réalisation à ce stade. Néanmoins, il rentre dans le cadre des travaux de l'ANR ASTRID NA²S²A et pourra faire l'objet d'une réalisation et valorisation d'ici la fin du projet.

Afin de poursuivre l'étude sur les concepts d'ARFFR, nous allons poursuivre par une phase de validation expérimentale du concept sur un véhicule de test du laboratoire, afin de consolider les principaux résultats du manuscrit.

Chapitre 4 :

Validation expérimentale du concept
d'ARFFR en monopolarisation

Sommaire

Chapitre IV. Validation expérimentale du concept d'ARFFR en monopolarisation	149
IV.1. Introduction	149
IV.2. Présentation du véhicule de test	150
IV.2.1. Le panneau rayonnant	151
IV.2.1.1. La cellule unitaire	151
IV.2.1.2. Réalisation du réseau d'antennes	154
IV.2.1.3. Adaptation et couplages du réseau de 49 patches	155
IV.2.2. Les déphaseurs en réflexion	157
IV.2.3. Les déphaseurs en transmission	159
IV.2.4. Le diviseur de puissance	160
IV.2.5. Les circulateurs	161
IV.3. Caractérisations du système	162
IV.3.1. Présentation du prototype	162
IV.3.2. Matériel utilisé	163
IV.3.3. Calibrage du plan de référence des déphaseurs en réflexion	164
IV.3.3.1. Présentation de la procédure expérimentale	164
IV.3.3.2. Détermination du plan de référence	165
IV.3.4. Calibrage de la chaîne de transmission RF	167
IV.3.4.1. Présentation de la procédure expérimentale	167
IV.3.4.2. Détermination des pertes en transmission	168
IV.3.4.3. Bilan de la caractérisation du système	169
IV.4. Mesure des rayonnements et des coefficients de réflexion actifs	170
IV.4.1. Présentation de la chambre anéchoïque d'XLIM	171
IV.4.2. Résultats	171
IV.4.2.1. Configuration 1 : $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, $S_{11,actif} \leq -10$ dB	172
IV.4.2.2. Configuration 2 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB	178
IV.4.2.3. Configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB	184
IV.4.2.4. Comparaison des coefficients de réflexion actifs selon la contrainte fixée	184
IV.5. Conclusion	185

Chapitre IV. Validation expérimentale du concept d'ARFFR en monopolarisation

IV.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de valider expérimentalement le concept d'ARFFR en vérifiant les performances atteintes du point de vue du rayonnement de l'antenne et de son adaptation active. Cette validation repose sur l'utilisation d'un véhicule de test modulaire réalisé dans le cadre d'une thèse précédente [73] et qui est ici utilisé pour la première fois pour réaliser une ARFFR. La fréquence de fonctionnement de ce démonstrateur est 2,45 GHz, avec une bande passante de 13%. A partir de ce démonstrateur, nous avons réalisé une ARFFR en ajoutant au panneau rayonnant, l'ensemble du réseau formateur de faisceau qui est constitué de déphaseurs en réflexion, de déphaseurs en transmission, de circulateurs et d'un diviseur de puissance.

Dans le cadre de ce chapitre, le panneau rayonnant utilisé est constitué de 49 éléments dont sept éléments seront excités. La validation expérimentale se déroule en monopolarisation linéaire. Remarquons que le panneau rayonnant utilisé possède deux ports par élément afin de permettre de réaliser un rayonnement en bipolarisation linéaire. Réaliser une expérimentation en double polarisation était un objectif de ces travaux, mais une contrainte sur la conception du déphaseur pour une utilisation en bipolarisation et la quantité nécessaire a demandé une nouvelle fabrication et des délais qui ne permettent pas de disposer des résultats expérimentaux pour le manuscrit. Nous proposerons donc une étude en bipolarisation dans le dernier chapitre, basée sur des synthèses utilisant les données du chapitre 4 et des simulations.

La première partie du chapitre va présenter succinctement l'ensemble des éléments utilisés pour réaliser l'ARFFR.

Nous effectuerons ensuite la caractérisation sur table de ce système de manière à calibrer au plus juste le système et à préparer les mesures du rayonnement.

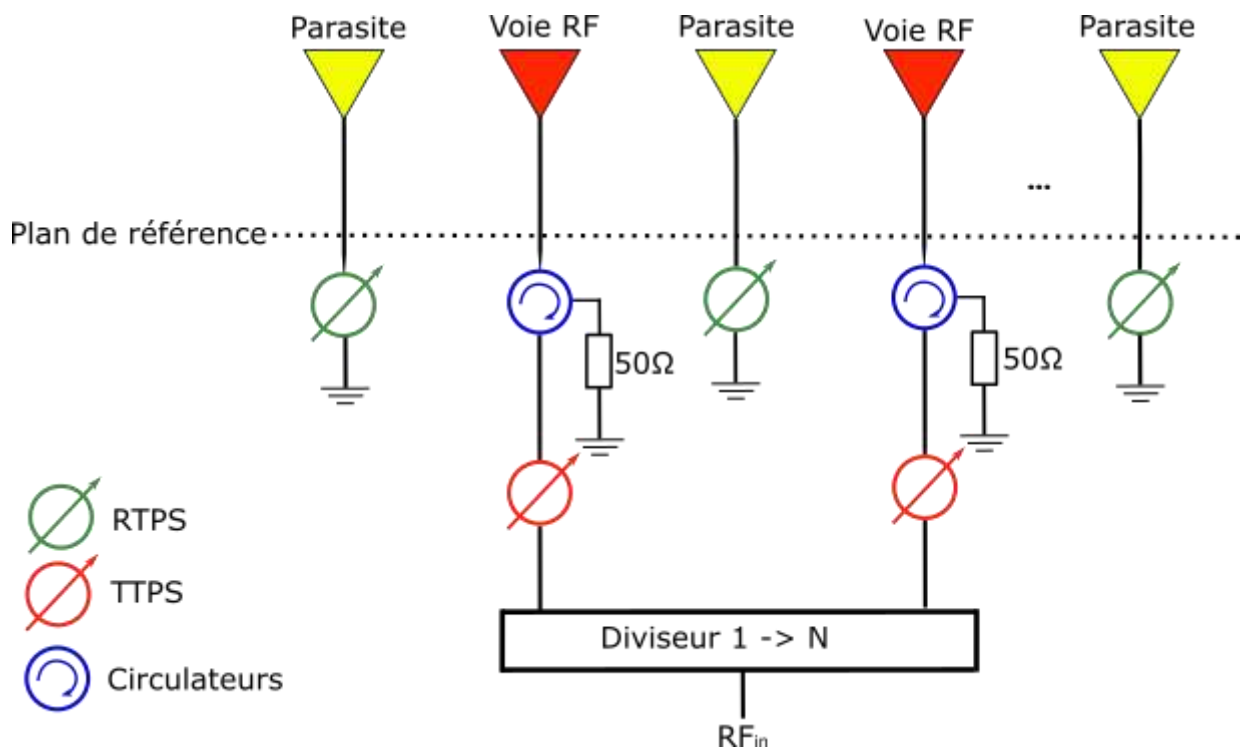
Enfin, nous présenterons les résultats des mesures du rayonnement et de l'adaptation active de l'ARFFR pour divers objectifs de rayonnement. Nous comparerons l'ensemble de ces résultats mesurés à ceux issus des simulations.

IV.2. Présentation du véhicule de test

Afin de valider expérimentalement les performances, nous nous basons sur l'architecture du réseau de 49 patchs double toit présentée dans le chapitre II. Celle-ci garantit d'après les simulations réalisées un haut niveau de performances pour un rayonnement axial tout en permettant de réaliser des dépointages importants. Il s'agit donc d'une architecture convenant particulièrement bien à la réalisation d'une preuve de concept des ARFFR. Par ailleurs, l'utilisation de patchs permet de réaliser facilement une étude en monopolarisation et en bipolarisation. C'est pourquoi deux ports orthogonaux seront connectés à chaque élément de l'antenne. Dans ce chapitre, nous ne réaliserons qu'une étude en monopolarisation, mais ce choix nous laissera la possibilité d'étudier le fonctionnement en bipolarisation d'une ARFFR.

Une ARFFR est constituée d'un panneau rayonnant, d'un réseau d'alimentation connecté aux éléments actifs du panneau rayonnant et de charges réactives reliées aux éléments parasites. L'agencement de ces briques de base est explicité sur la Figure 133. Nous choisissons de réaliser une ARFFR dont 7 éléments sont excités, ce qui correspond à 14% des éléments. Le prototype réalisé comprendra donc 7 voies d'excitation i.e. 7 déphaseurs en transmission (TTPS – Transmission-Type Phase Shifter) et 7 circulateurs. 42 déphaseurs en réflexion (RTPS – Reflection-Type Phase Shifter) seront utilisés.

Dans cette partie, nous allons présenter les différents éléments utilisés pour réaliser l'antenne finale qui sera mise en œuvre pour valider expérimentalement le concept d'ARFFR.



IV.2.1. Le panneau rayonnant

Pour valider expérimentalement le concept d'ARFFR, nous nous basons sur un réseau de 49 patches à maille rectangulaire inspiré de l'architecture présentée au chapitre 2. Quelques modifications ont été apportées à ce réseau pour prendre en compte les contraintes de fabrication du système. Cette architecture peut fonctionner en mono et en bipolarisation.

IV.2.1.1. La cellule unitaire

La cellule élémentaire est de type patch double toit. Ce type de patch garantit une bande passante de l'ordre de 13% autour de 2,45 GHz. L'élément rayonnant est composé :

- D'un patch excité sur son mode fondamental TM₁₀, posé sur un substrat Rogers RT5880 ($\epsilon_r=2.2$, $\tan \delta=0.0004$) de 1,52mm d'épaisseur,
- D'une couche de Rohacell de 10,00 mm d'épaisseur, pour améliorer la bande passante,
- D'un second patch excité par couplage, positionné sur la face inférieure d'une couche de diélectrique RT5880 de 1,52mm d'épaisseur.

L'élément est fixé sur une embase en métal. Une vue éclatée de l'élément est proposée sur la Figure 134 tandis que la Figure 135 présente deux vues de l'élément assemblé.

La cellule unitaire est munie de deux sondes coaxiales permettant de réaliser l'excitation selon deux polarisations orthogonales. Des connecteurs coaxiaux SMB sont utilisés, pour faciliter la connexion des multiples déphaseurs sans vissage. Leur fréquence de fonctionnement s'étend jusqu'à 4GHz.

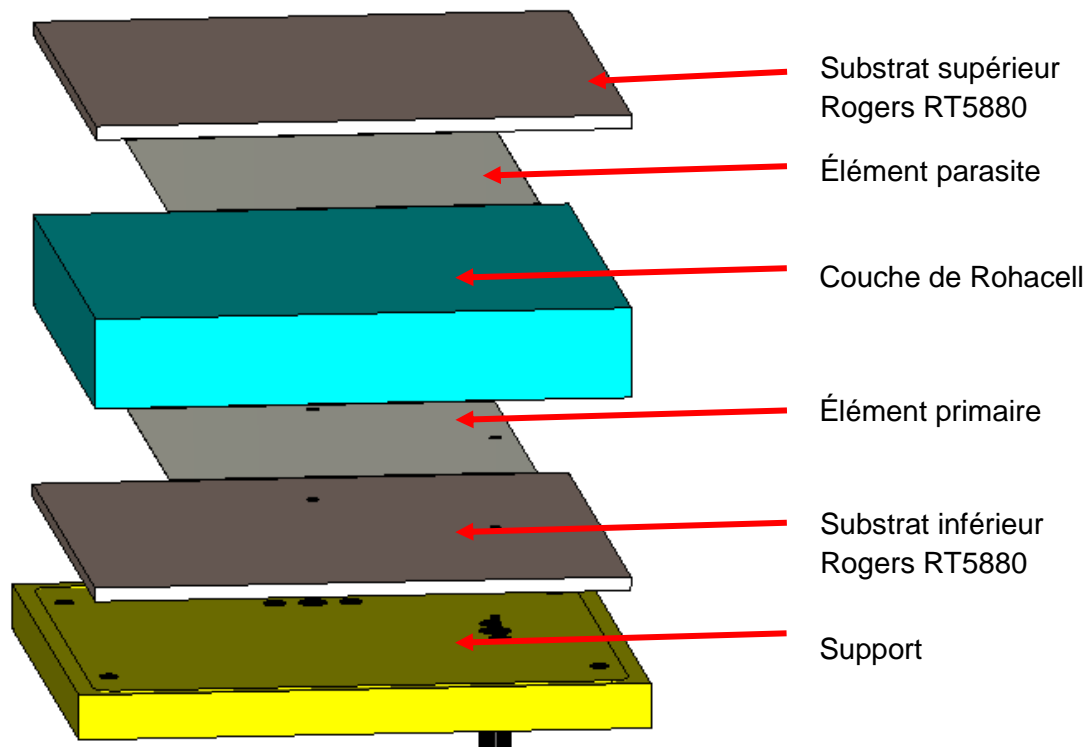


Figure 134 : vue éclatée de l'élément unitaire

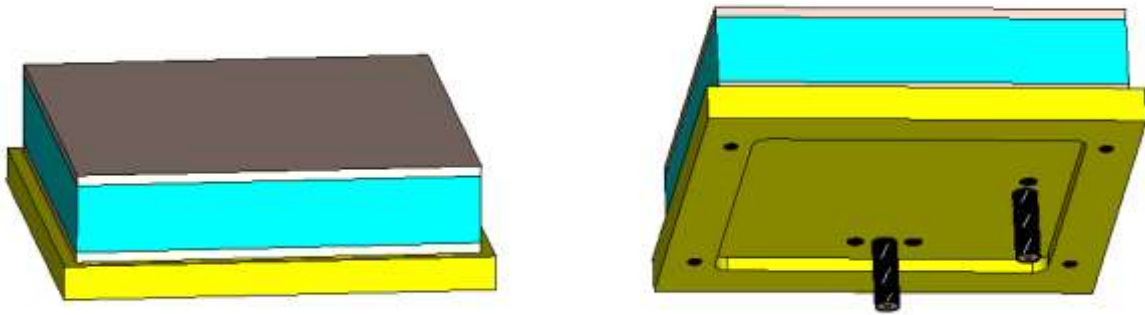


Figure 135 : vues de l'élément unitaire : face supérieure (à gauche) et face inférieure avec les deux connecteurs (à droite)

Les éléments ont été assemblés au laboratoire à partir de circuits réalisés par la société Cibel. La Figure 136 présente un élément unitaire assemblé.

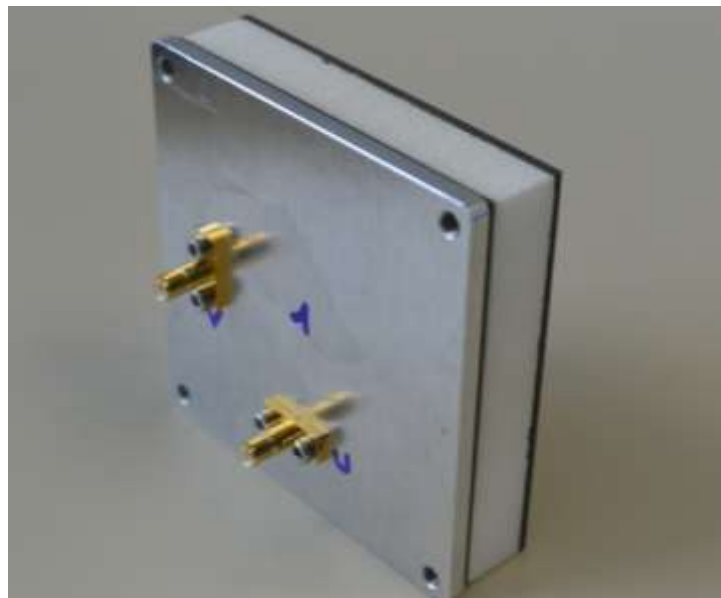


Figure 136 : élément unitaire assemblé

Les 49 cellules fabriquées ont été caractérisées individuellement pour vérifier leurs performances et leur uniformité. Les Figure 137 et Figure 138 présentent respectivement les S_{ii} mesurés lorsque l'accès « 1 » est excité et l'accès « 2 » est en circuit ouvert, et lorsque l'accès « 2 » est excité et l'accès « 1 » est en circuit ouvert. Nous pouvons constater une excellente uniformité des résultats. Une première résonance apparaît à 2,35 GHz et une seconde à 2,6 GHz. La cellule n'est pas parfaitement adaptée sur l'ensemble de la bande passante. Néanmoins, celle-ci a été optimisée en configuration environnée ; la mesure de l'adaptation d'un élément isolé n'est donc pas représentative des performances accessibles à ce stade. Les valeurs mesurées des S_{iii} sont proches des valeurs simulées comme la Figure 139 le montre. La différence apparaissant à la deuxième résonance est imputable à la précision de l'usinage du Rohacell sur son épaisseur et à une incertitude sur sa tangente de pertes. Des rétro-simulations ont montré la sensibilité de ces paramètres sur la 2^{ème} résonance.

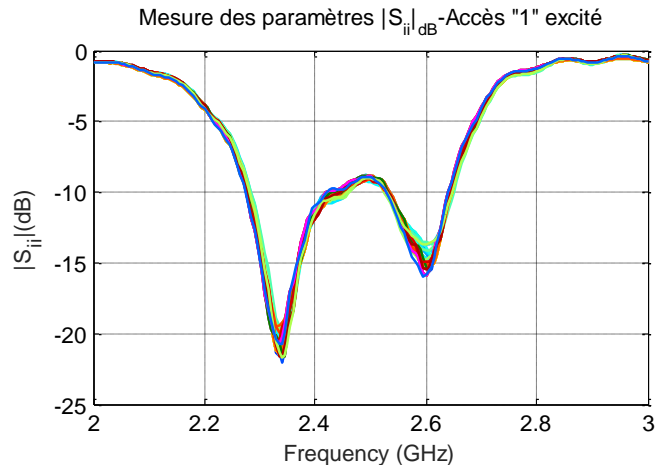


Figure 137 : mesure des paramètres $|S_{ii}|_{dB}$ des 49 éléments isolés, lorsque l'accès "1" de chaque élément est excité et l'accès "2" est en circuit ouvert

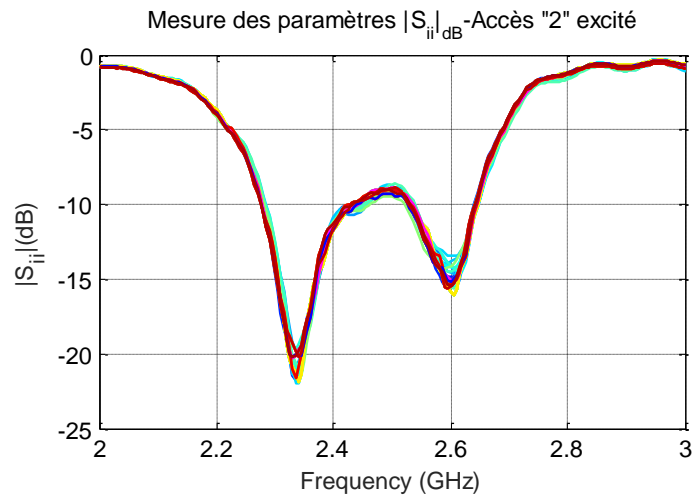


Figure 138 : mesure des paramètres $|S_{ii}|_{dB}$ des 49 éléments isolés, lorsque l'accès "2" de chaque élément est excité et l'accès "1" est en circuit ouvert

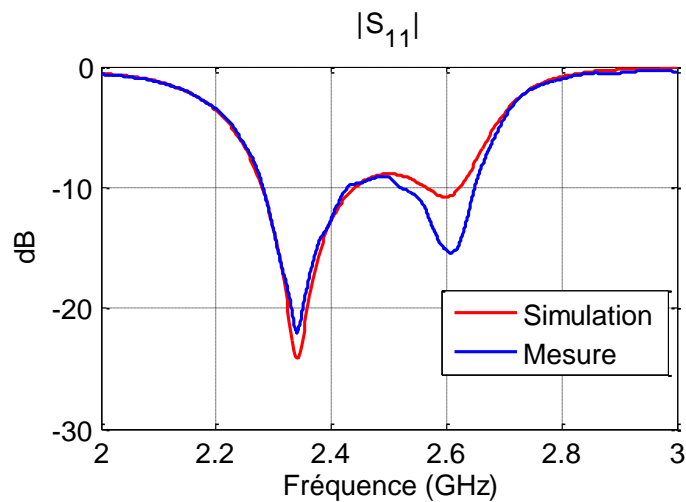


Figure 139 : $|S_{11}|$ dB de la cellule élémentaire

IV.2.1.2. Réalisation du réseau d'antennes

Un châssis métallique de 49 alvéoles est réalisé. Les patchs sont vissés sur ce support. Cette architecture est choisie pour simplifier le montage et assurer l'alignement des éléments. De plus, cette architecture est modulable : les éléments peuvent être changés en cas de défauts ou réutilisés avec un jeu de grilles différent. Le châssis garantit la continuité du plan de masse du réseau. Pour faciliter le montage des éléments sur le support, un espace de 4 mm est laissé entre les éléments.

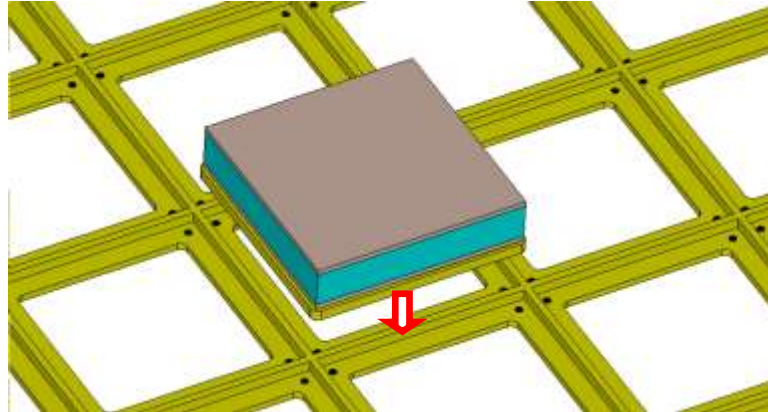


Figure 140 : insertion des patchs dans le châssis

Le réseau de 49 éléments est présenté sur la Figure 141.

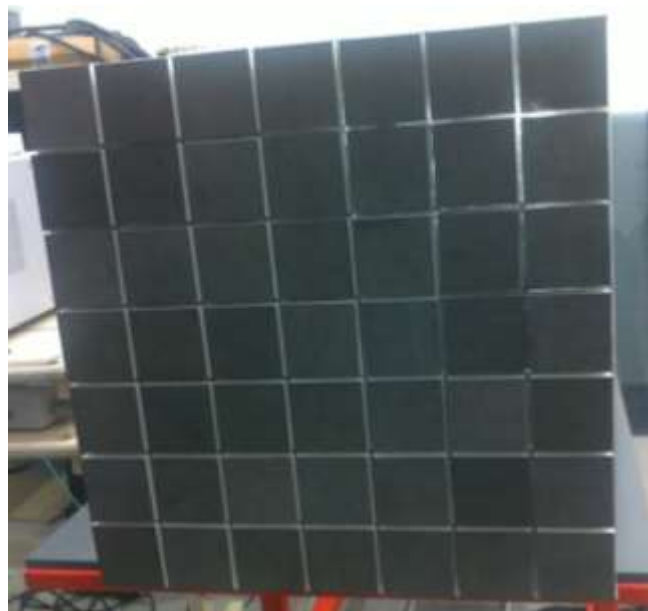


Figure 141 : réseau de 49 éléments assemblé

IV.2.1.3. Adaptation et couplages du réseau de 49 patches

Pour un fonctionnement optimal de l'ARFFR, il est nécessaire que les éléments en réseau soient correctement adaptés et que les couplages interéléments soient suffisants. Nous présentons quelques résultats pour les ports d'une seule polarisation. Les modèles de simulations ont été affinés par rapport à la thèse d'A. Maati, qui avait initialement conçu l'élément rayonnant, afin de minimiser les écarts avec les mesures expérimentales. Remarquons que la présence des ports de l'autre polarisation est prise en compte lors de la simulation (présence du connecteur en circuit ouvert). La Figure 142 présente les S_{ii} de 6 éléments du réseau. Ces éléments sont adaptés à -10 dB entre 2,3 GHz et 2,55 GHz. Les S_{ii} des différents éléments sont remarquablement proches les uns des autres, exception faite de l'élément 1. Il s'agit d'un élément situé dans l'angle du réseau, son fonctionnement est donc impacté par les effets de bord. Malgré cela, il est adapté entre 2,27 GHz et 2,58 GHz. Pour tous ces éléments, une première résonance a lieu à 2,36 GHz. Une seconde, moins marquée, est présente à 2,49 GHz.

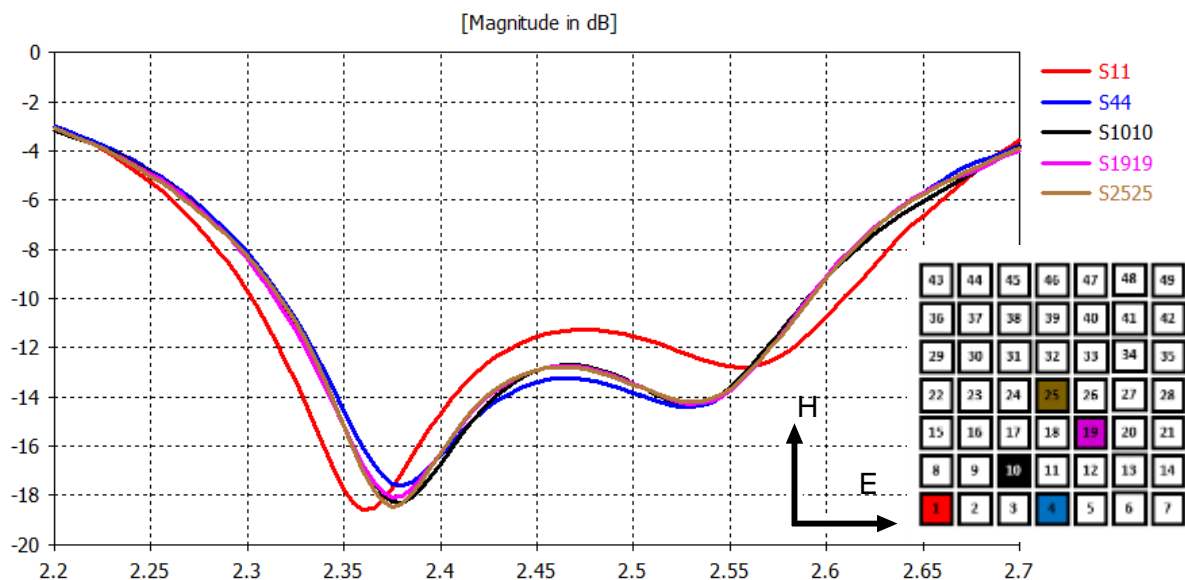


Figure 142 : $|S_{ii}|_{dB}$ de 6 éléments du réseau, courbes issues des simulations

La Figure 143 présente les couplages entre l'élément central (25) et les éléments adjacents. Un niveau de couplage d'environ -12 dB est constaté dans le plan E à 2,45 GHz. Dans le plan H, celui-ci n'est que de -20 dB à 2,45 GHz et de -23 dB dans le plan diagonal. Seul le couplage dans le plan E est stable sur la bande passante. Ces résultats sont en accord avec les résultats du chapitre II lorsque des patches sont utilisés.

Cette analyse est confirmée par les Figure 144 et Figure 145 qui présentent respectivement les couplages entre les éléments 18 et 37 et leurs éléments adjacents. Dans le cas de l'élément 37 qui est proche de la périphérie de l'antenne, de légères différences de couplages apparaissent pour des éléments situés dans les mêmes plans. Ces différences demeurent faibles, i.e. inférieures à 0,5 dB à 2,45 GHz.

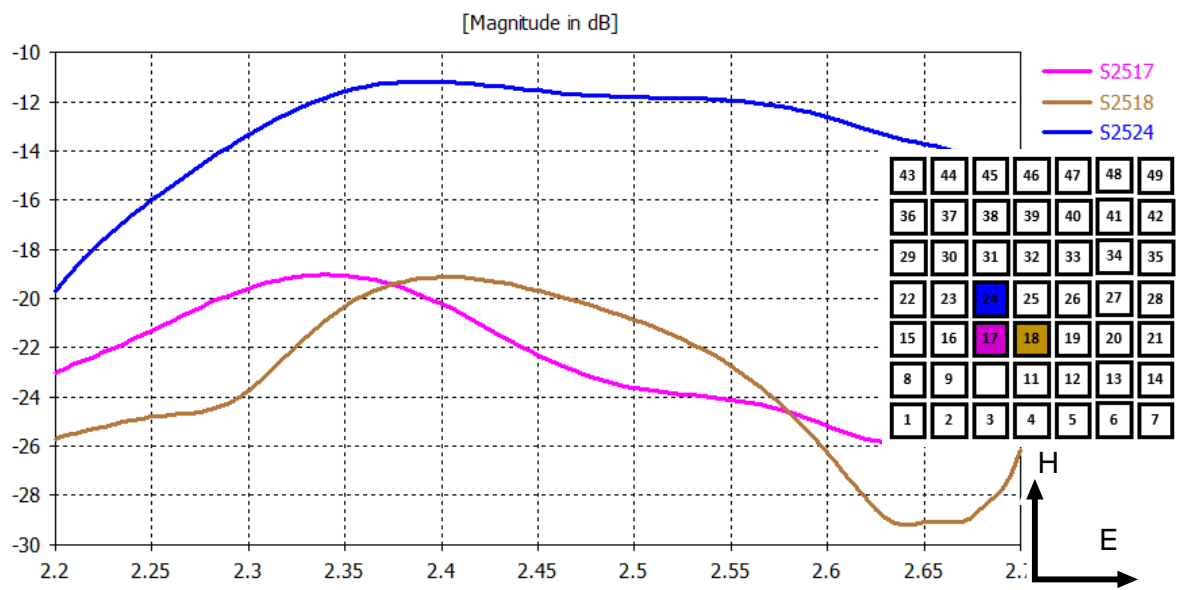


Figure 143 : couplages entre l'élément central et les éléments adjacents

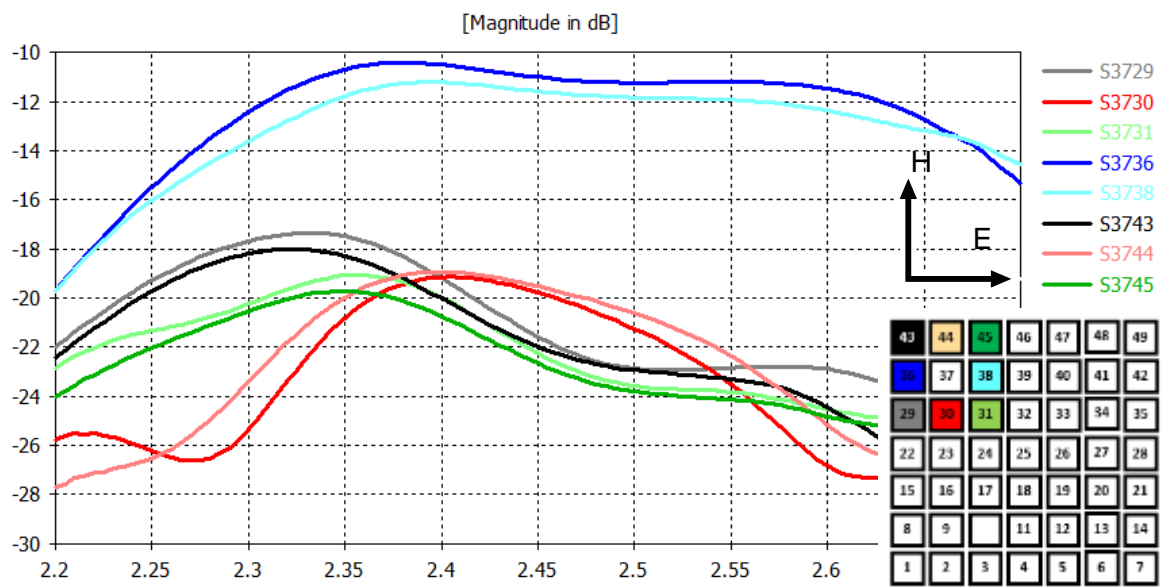


Figure 144 : couplages entre l'élément 37 et les éléments adjacents

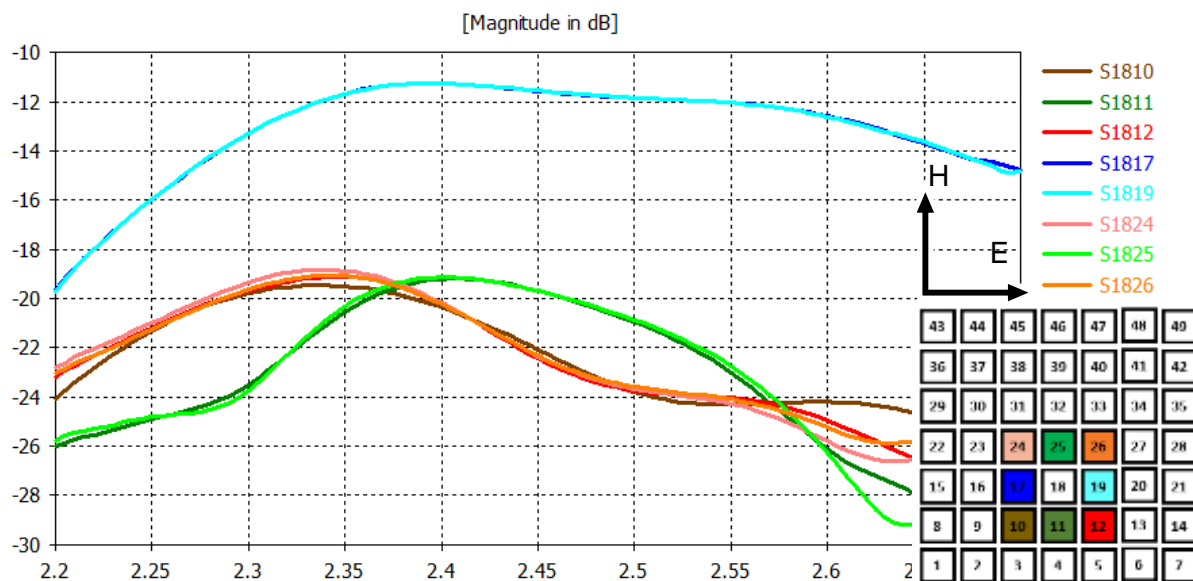


Figure 145 : couplages entre l'élément 18 et les éléments adjacents

IV.2.2. Les déphaseurs en réflexion

Pour que les éléments parasites de l'ARFFR participent constructivement à la formation de faisceaux, nous utilisons des déphaseurs en réflexion comme charges réactives. Ces déphaseurs ont été développés lors de thèses précédentes [70], [71]. Le développement de ces déphaseurs est présenté longuement dans ces thèses, nous nous contentons donc ici d'une rapide description.

Ces déphaseurs en réflexion sont basés sur un tronçon de ligne coplanaire chargée avec trois diodes varactor de marque SKYWORKS (référence SMV2202-04LF). En modifiant la valeur des capacités associées aux diodes par l'utilisation d'une tension de polarisation, il est possible de modifier la phase du coefficient de réflexion de ce système. Un des déphaseurs en réflexion utilisé est représenté sur la Figure 146.

Ce déphaseur présente une excursion de phase de 315° , issue d'un compromis visant à limiter les pertes. Les valeurs du coefficient de réflexion en fonction de la tension de polarisation sont données sur la Figure 147. Il est conçu pour fonctionner entre 2.2 GHz et 2.8 GHz. Dans le cadre de la thèse, nous avons extrait un modèle comportemental moyen, basé sur la mesure de 30 déphaseurs, après avoir éliminé quelques pièces présentant des défauts de fabrication.

Un ARV est utilisé ainsi qu'une alimentation continue programmable. L'ensemble est commandé par Matlab pour extraire les fichiers Touchstone des paramètres S pour chaque déphaseur. Ces paramètres S sont obtenus pour une valeur de tension de polarisation variant de 0V à 20V.

A partir des mesures, un modèle paramétré en fonction de la tension de polarisation (V_{bias}) et de la fréquence permet de prendre en compte un modèle réaliste dans les synthèses faites avec l'outil du laboratoire. Il va notamment nous permettre d'évaluer l'impact des pertes des déphaseurs, ce qui n'avait jamais été étudié en détail sur ce concept d'antenne. Les résultats de la Figure 147 sont issus de ce modèle extrait des mesures.

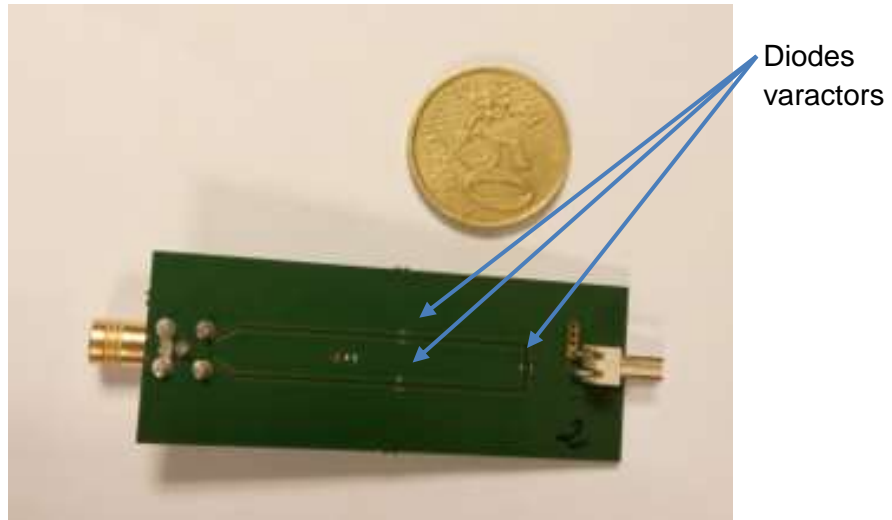


Figure 146 : déphaseur en réflexion

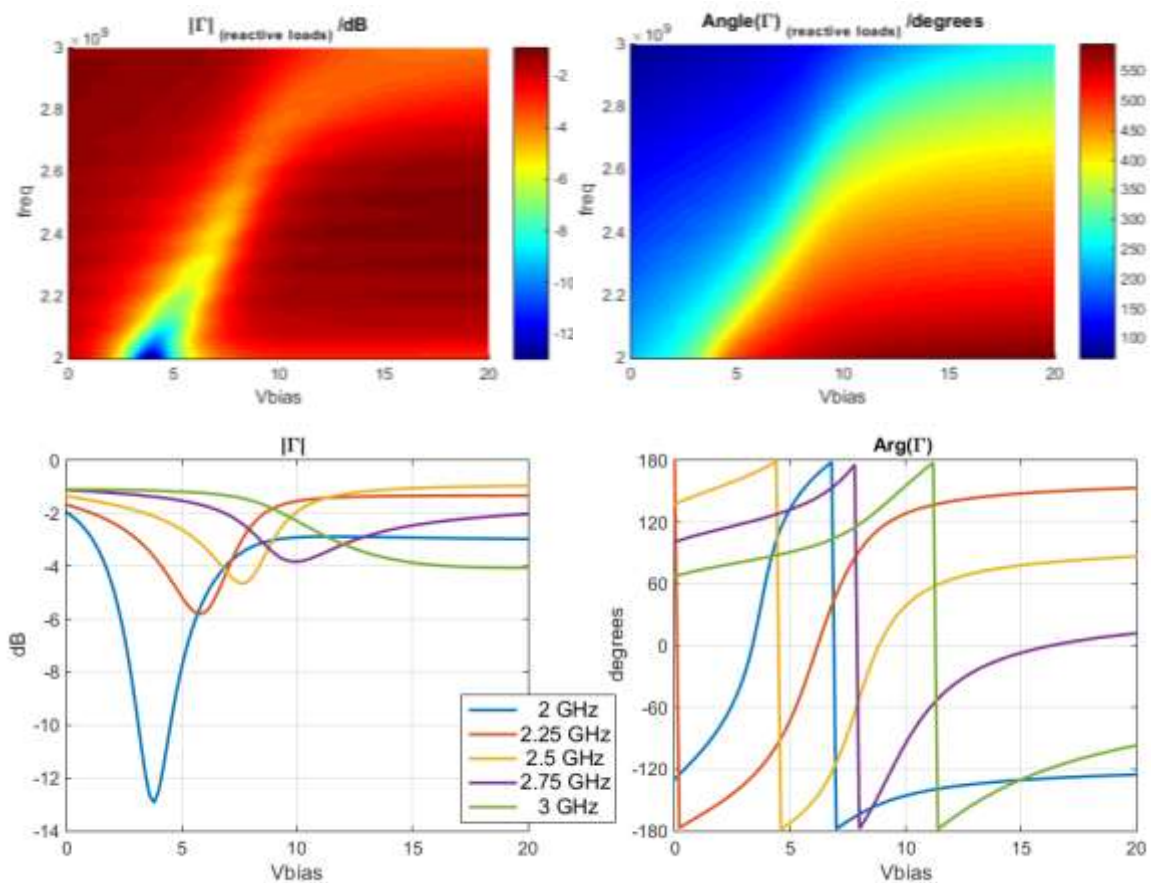


Figure 147 : coefficients de réflexion du déphaseur en fonction de la fréquence (mesures moyennes basées sur un échantillon de 30 déphaseurs, ayant permis d'établir un modèle numérique)

Pour contrôler le coefficient de réflexion des déphaseurs en réflexion sur le prototype, nous disposons d'un banc de pilotage DC multivoies. Son fonctionnement est basé sur l'utilisation d'une matrice de couplages comportant N entrées et M sorties. Ce système permet de générer jusqu'à 16 tensions continues différentes comprises entre -60V et +60V. 512 voies peuvent être alimentées simultanément. Ce banc permet de piloter les charges réactives

connectées aux éléments parasites de l'ARFFR sans avoir à intégrer à l'antenne un équipement dédié. Le banc de pilotage DC multivoies utilisé est représenté sur la Figure 148.



Figure 148 : banc de pilotages DC multivoies

IV.2.3. Les déphaseurs en transmission

Pour gérer la phase des éléments excités, des déphaseurs MACOM sont utilisés (référence MAPS-010164) [75]. Il s'agit de déphaseurs 6 bits en technologie GaAs pHEMT. Leur fréquence de fonctionnement est comprise entre 2,3 GHz et 3,8 GHz. Les pertes d'insertion sont en moyenne de 3,2dB sur cette bande de fréquence avec un maximum de 4,5dB. Ces déphaseurs présentent une excursion de phase de 360° avec un pas minimal de $5,6^\circ$. L'erreur sur la phase est d'environ $1,5^\circ$ pour un pas de $5,6^\circ$. Elle augmente si un pas plus grand est choisi. Pour un pas de $22,5^\circ$, elle est de 2° . Ces déphaseurs peuvent être commandés via un bus SPI (Serial Peripheral Interface) intégré. Une commande à éléments multiples est ainsi utilisée pour piloter ces déphaseurs en transmission. La Figure 149 montre ce déphaseur intégré sur une ligne de transmission.



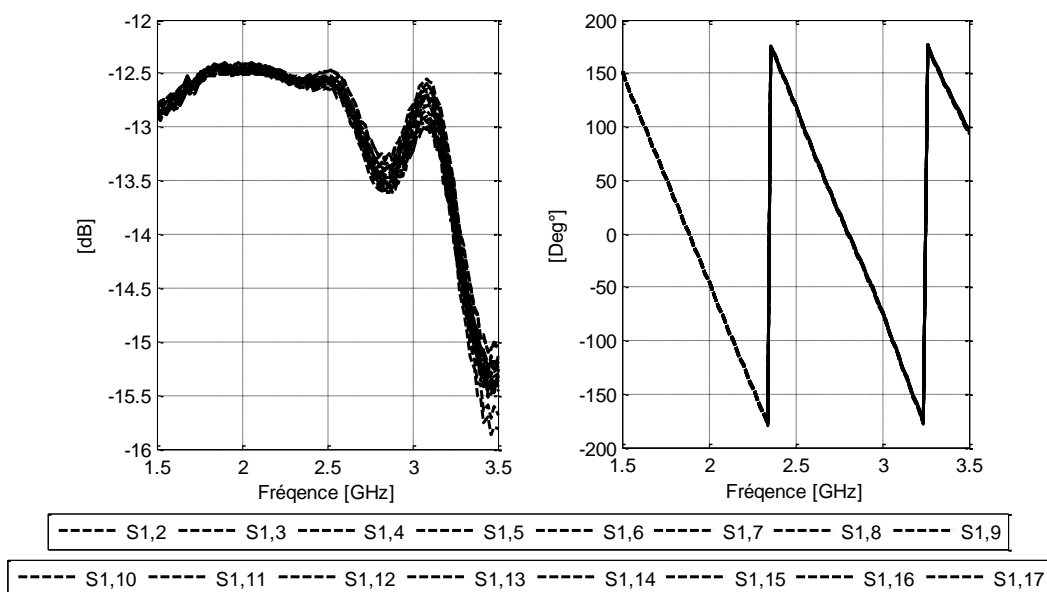
Figure 149 : déphaseur MACOM MAPS 010164 intégré sur une ligne de transmission

IV.2.4. Le diviseur de puissance

Pour réaliser l'excitation des éléments excités à partir d'une voie RF unique, un diviseur de puissance est utilisé. Nous utilisons un diviseur commercial ZC16PD-2185. Ce diviseur présente 1 voie d'entrée et 16 voies de sortie. Les pertes d'insertion du diviseur sont de 0,5 dB. Il fonctionne entre 1,8 et 2,6 GHz. Ce diviseur de puissance apparaît sur la Figure 150. La Figure 151 représente le module et la phase du coefficient de transmission de ce diviseur.



Figure 150 : diviseur de puissance 1 voie vers 16 (Mini-circuits - ZC16PD-2185)



IV.2.5. Les circulateurs

Des circulateurs sont placés à la base des éléments excités de l'ARFFR. Les voies de retour des circulateurs permettent de déterminer les $|S_{ii}|_{dB}$ actifs de l'antenne. Ces circulateurs sont conçus et fabriqués par la société INOVEOS.



Figure 152 : circulateur connectorisé SMA fabriqué par Inoveos

Après avoir présenté l'ensemble des briques de base utilisées pour notre démonstrateur d'ARFFR, nous allons caractériser ce système afin de préparer les mesures de rayonnement de l'antenne.

IV.3. Caractérisations du système

Dans cette partie, nous allons présenter le processus expérimental de validation du concept d'ARFFR. Tout d'abord, nous illustrerons le système final assemblé, puis nous présenterons le procédé d'étalonnage du plan de référence de l'antenne utilisé et les mesures des pertes en transmission.

IV.3.1. Présentation du prototype

Nous choisissons de réaliser une ARFFR dont 7 éléments sont excités, ce qui correspond à 14% des éléments. En accord avec le chapitre III, ce pourcentage assure un compromis intéressant entre le nombre de voies excitées et les performances. Une distribution en septet des éléments excités est utilisée. Comme mentionné précédemment, cette distribution est symétrique et permet une bonne répartition sur la surface rayonnante. La distribution des éléments excités est illustrée sur la Figure 153. Le prototype réalisé comprendra donc 7 voies d'excitation i.e. 7 déphaseurs en transmission et 7 circulateurs. 42 déphaseurs en transmission seront utilisés.

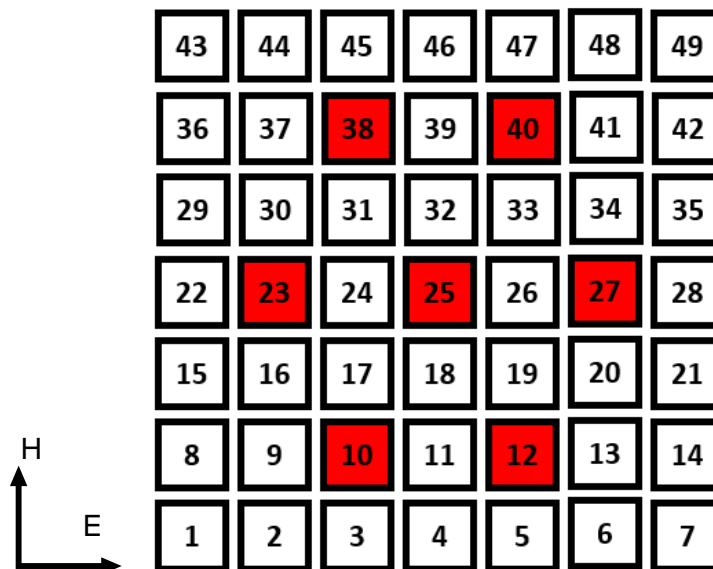


Figure 153 : distribution des éléments excités en septet

Le prototype final est présenté sur la Figure 154. Il comprend :

- Le réseau de 49 patches double toits,
- Les déphaseurs en réflexion permettant de contrôler les coefficients de réflexions connectés aux éléments parasites,
- Les déphaseurs en transmission MACOM connectés aux éléments excités,
- Les circulateurs pouvant être utilisés pour mesurer le TOS actif de l'ARFFR,
- Un bornier utilisé pour relier le banc de pilotage DC multivoies aux déphaseurs en réflexion,
- Une carte de pilotage des déphaseurs en transmission. Cette carte est conçue et réalisée par le CRT CISTEME. Elle permet de piloter les défenseurs en transmission via l'interface SPI d'un microcontrôleur. Des nappes permettent de connecter les déphaseurs en transmission au contrôleur.

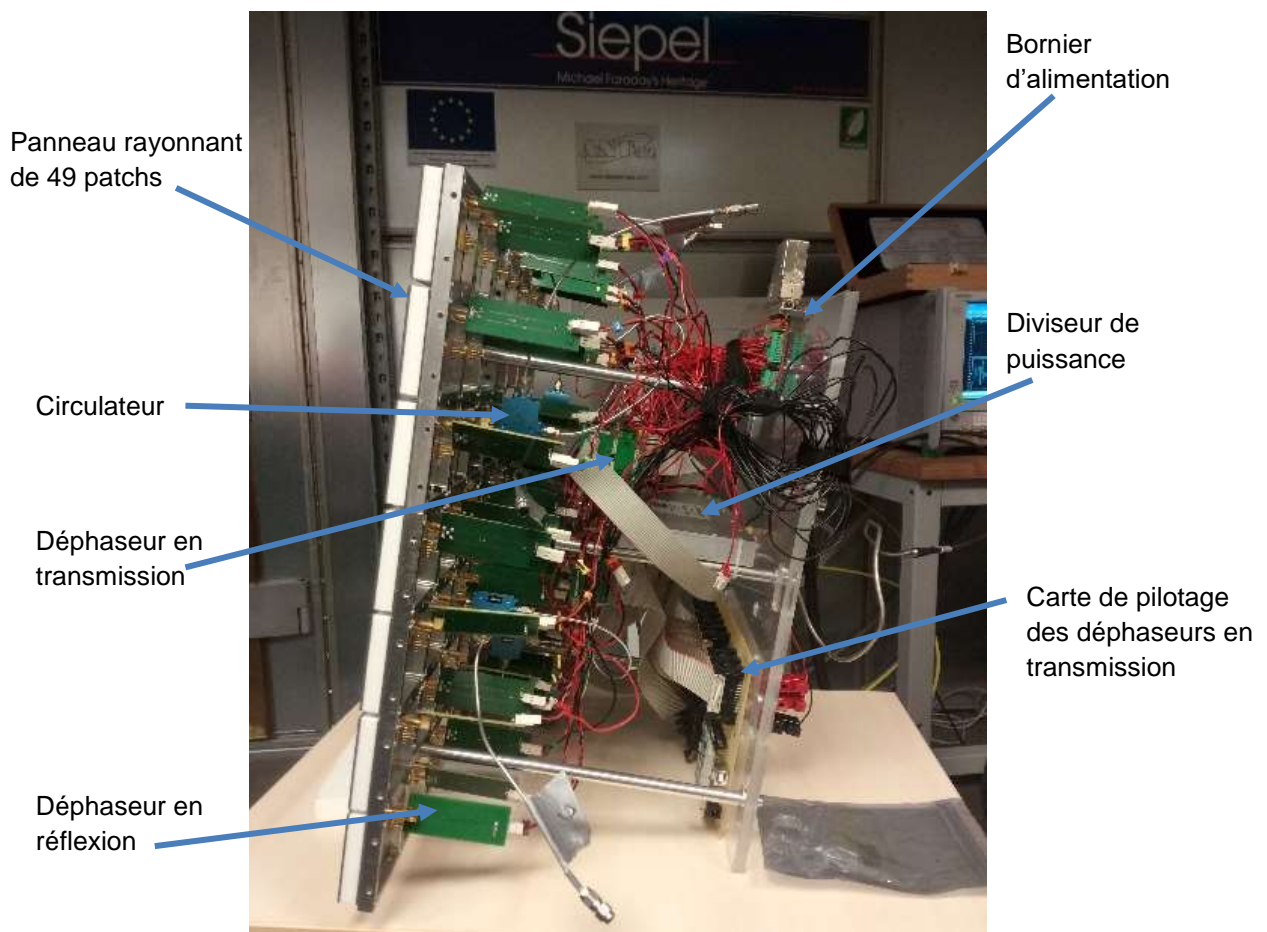


Figure 154 : prototype final de l'ARFFR

IV.3.2. Matériel utilisé

Pour caractériser ce système, le laboratoire XLIM dispose d'un analyseur de réseau vectoriel de marque ANRITSU et de référence MS4644A. Cet ARV permet de mesurer les paramètres S d'un système entre 70 kHz et 70 GHz.



Figure 155 : l'ARV ANRITSU MS4644A utilisé pour les mesures

IV.3.3. Calibrage du plan de référence des déphaseurs en réflexion

A l'interface entre le panneau rayonnant et les voies d'alimentation ainsi que des déphaseurs en réflexion, nous fixons un plan de référence de la phase. Ce plan de référence nous permet de calculer le déphasage exact à appliquer aux ondes incidentes sur le panneau rayonnant pour atteindre les objectifs de rayonnement et de TOS actif. Malheureusement, la position du plan de référence du prototype n'est pas connue avec précision. L'utilisation de connecteurs SMB simplifie la connexion, mais possède plus d'incertitude sur la détermination du plan de référence, car nous ne disposons que de kit de calibrage SMA, ce qui oblige à faire une étape de « de-embedding » avec des transitions SMA-SMB, ce qui n'est pas idéal. Si ce plan de référence est imparfaitement situé lors de la réalisation de la synthèse, les valeurs des charges réactives calculées ne permettront pas d'injecter les bonnes phases dans les ports et les performances de l'antenne seront impactées. Il est donc nécessaire de réaliser un étalonnage du plan de référence.

IV.3.3.1. Présentation de la procédure expérimentale

Pour résoudre ce problème, nous proposons d'appliquer un décalage au plan de référence lors de la réalisation de la synthèse de l'ARFFR. Pour déterminer la valeur de ce décalage de compensation, nous réalisons la procédure suivante :

- Nous fixons la configuration suivante :
 - ARFFR avec un seul port excité. Le port n°25 est choisi, il s'agit du port central,
 - Absence de déphaseurs en transmission,
 - Absence de circulateurs,
 - Configuration des déphaseurs en réflexion fixée.
- Nous mesurons le $S_{11,mesuré}$, du système,
- Nous réalisons plusieurs synthèses avec des plans de référence décalés sur les déphaseurs en réflexion. Le pas de décalage est de 2mm entre les différentes synthèses, pour des valeurs de décalage comprises entre -25 mm et +15 mm. Les $|S_{11,simulé_Xmm}|_{dB}$ sont exportés,
- Nous déterminons alors la valeur du décalage du plan de référence par comparaison entre le $|S_{11,mesuré}|_{dB}$ et les $|S_{11,simulé_Xmm}|_{dB}$.

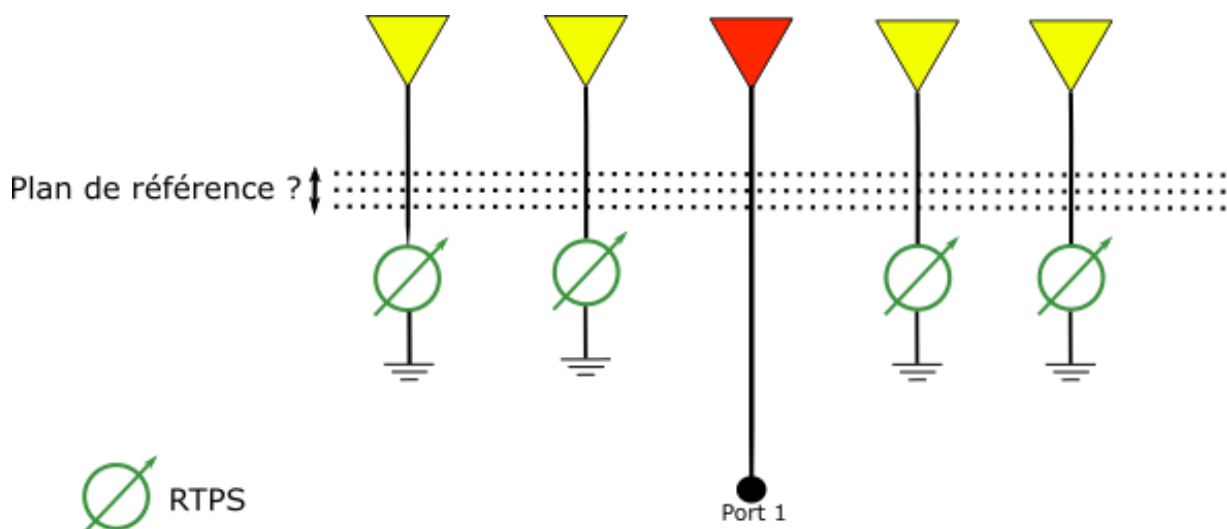


Figure 156 : configuration utilisée pour déterminer la position du plan de référence

IV.3.3.2. Détermination du plan de référence

La Figure 157 illustre les résultats du calibrage présenté précédemment. Les $S_{11, \text{synthétisé}}$ actifs issus des synthèses sont représentés pour des positions du plan de référence comprises entre -25mm et -15mm. Nous pouvons constater que la mesure $S_{11, \text{mesuré}}$ actif réalisée (en noir sur la figure) est proche des $S_{11, \text{synthétisé}}$ actifs pour des positions du plan de référence de -23mm et -25mm.

Pour déterminer laquelle de ces deux positions est correcte, nous réalisons une nouvelle synthèse pour chacune de ces positions en recalculant les V_{bias} appliqués aux déphaseurs de manière en prendre en compte le déphasage dû au changement de la position du plan de référence. L'objectif est de vérifier que le plan de référence choisi pourra satisfaire n'importe quel scénario de mesure par la suite.

Les Figure 158 et Figure 159 permettent de comparer ces deux synthèses avec la valeur mesurée du S_{11} actif. Les deux résultats synthétisés sont proches de la valeur mesurée. Nous choisissons de retenir un décalage de -23 mm du plan de référence car la valeur du S_{11} synthétisée est légèrement plus proche de la mesure ; en particulier autour de 2,45 GHz. Notons que cette valeur de 23 mm peut paraître importante, mais elle compense aussi la transition SMA-SMB utilisée lors de l'extraction du modèle des déphaseurs au §IV.2.2, ce qui est cohérent.

Cette valeur de référence est utilisée pour définir les tensions de commandes permettant de réaliser les conditions de déphasage de l'ARFFR dans toutes les configurations d'étude.

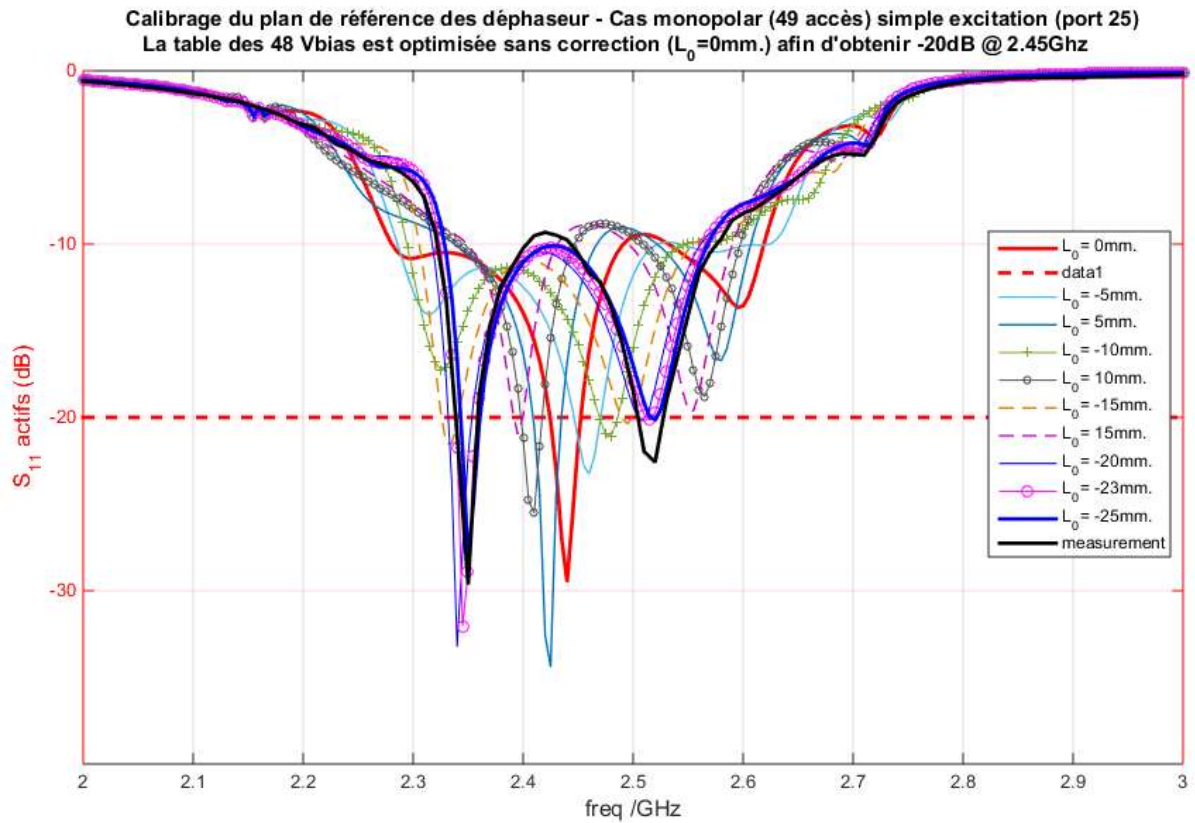


Figure 157 : calibrage du plan de référence, S_{11} actif du système pour des plans de référence compris entre $+15\text{mm}$ et -25mm

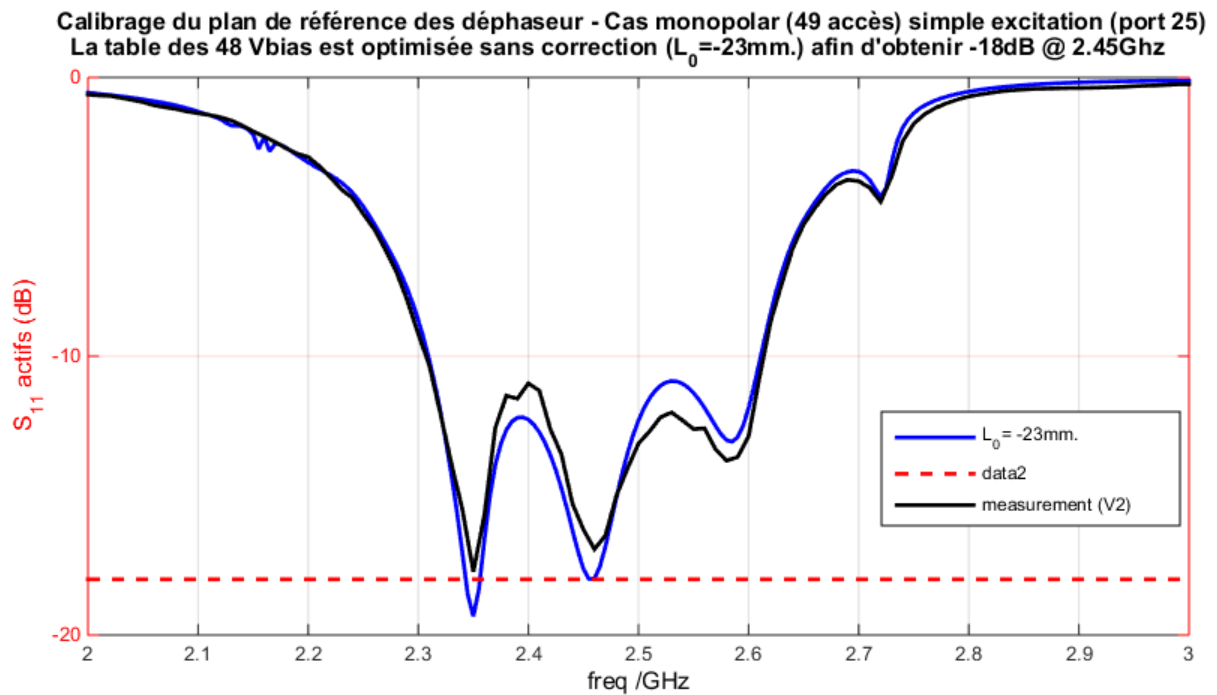


Figure 158 : calibrage du plan de référence, S_{11} actif du système pour un plan de référence compris à -23mm

Calibrage du plan de référence des déphaseur - Cas monopolar (49 accès) simple excitation (port 25)
 La table des 48 Vbias est optimisée sans correction ($L_0 = -25\text{mm.}$) afin d'obtenir -18dB @ 2.45GHz

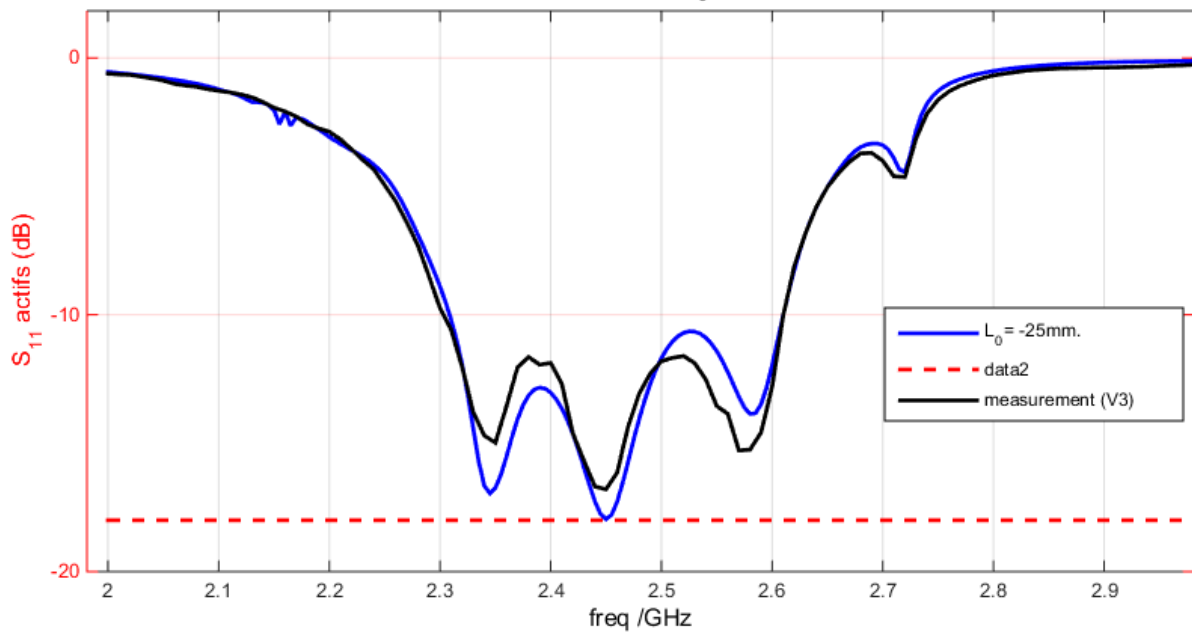


Figure 159 : calibrage du plan de référence, S₁₁ actif du système pour un plan de référence compris à -25 mm

IV.3.4. Calibrage de la chaîne de transmission RF

Lors de la mesure du rayonnement de l'ARFFR en chambre anéchoïde, il est nécessaire de connaître les pertes en transmission des voies d'excitation. La connaissance de ces pertes nous permet de déterminer précisément le gain de l'antenne. Les pertes en transmission des voies d'excitation peuvent être évaluées non précisément en utilisant les datasheets de l'ensemble des composants utilisés. Mais cette méthode ne prend pas en compte les défauts éventuels des composants et les marges normales de précision des datasheets ; ces différentes erreurs peuvent s'ajouter le long de la voie de transmission. Nous choisissons donc de caractériser expérimentalement la voie de transmission. Par ailleurs, en caractérisant les voies de transmission entière, nous diminuons les erreurs de mesures par rapport à la caractérisation individuelle de chaque brique de base.

IV.3.4.1. Présentation de la procédure expérimentale

Les pertes des déphaseurs en transmission dépendent de la valeur du déphasage de ceux-ci. Ainsi, nous allons mesurer les pertes en transmission des voies d'excitation selon les déphasages à appliquer. Nous procédons selon la méthode suivante :

- Nous préparons un ensemble de synthèse à réaliser en fixant des objectifs et contraintes de synthèse. Il s'agit d'objectifs en termes de rayonnement et de contraintes d'adaptation active,
- Nous déduisons les déphasages à réaliser avec les déphaseurs en transmission,
- Pour chaque objectif de synthèse, nous mesurons, les pertes en transmission du circuit de transmission en prenant en compte le diviseur de puissance, les

circulateurs, les déphaseurs en transmission et les différents ports et câbles utilisés pour relier ces briques de base. La Figure 160 illustre le système mesuré. La voie non utilisée des circulateurs est munie d'une charge adaptée de 50 ohms.

Nous mesurons ainsi les $|S_{j1}|_{dB, 2 \leq j \leq 8}$ qui nous permettront de déterminer le gain de l'antenne.

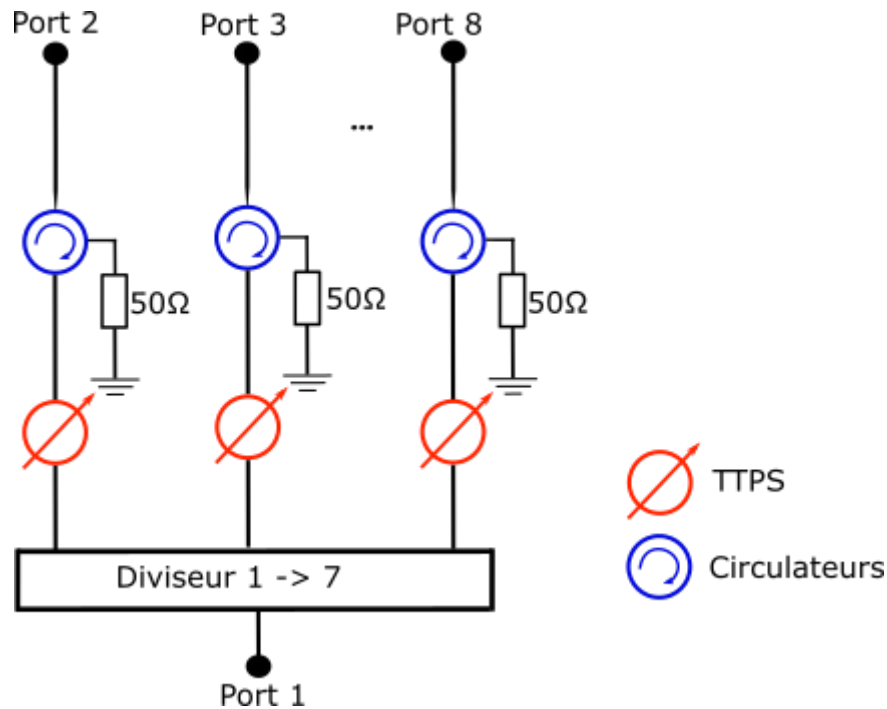


Figure 160 : schéma de la mesure des pertes en transmission des voies d'excitation

IV.3.4.2. Détermination des pertes en transmission

La mesure des pertes en transmission des 7 voies d'excitation est représentée sur la Figure 161. A 2,45 GHz, ces pertes sont comprises entre -16 dB (pour la voie 8) et -16,57 dB pour la voie 6. Nous choisissons de retenir une valeur moyenne de -16,4 dB.

Les pertes pour les 7 voies d'excitation sont donc de :

$$16,4 - 10 \cdot \log(7) = 8 \text{ dB} \quad \text{Équation 24}$$

Ainsi lors de la mesure du rayonnement de l'ARFFR, nous devons ajouter 8 dB aux gains que nous mesurerons pour le comparer aux gains simulés, et ainsi considérer le gain du panneau rayonnant.

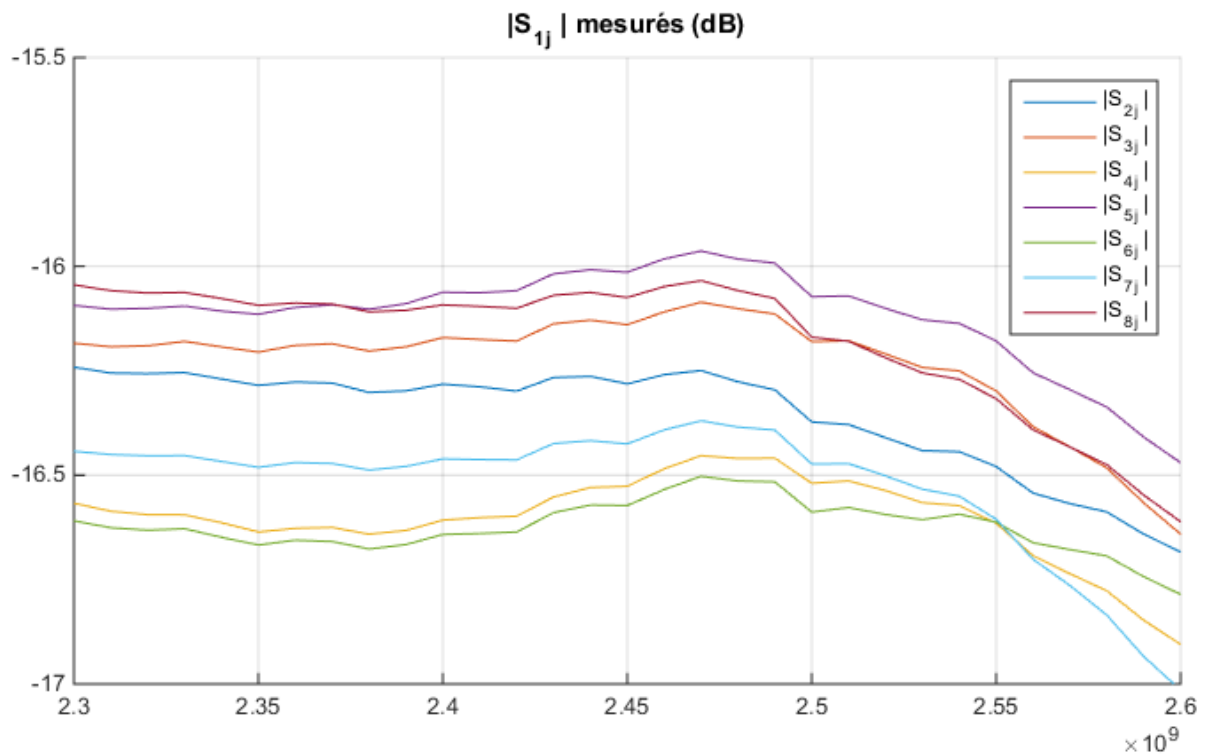


Figure 161 : mesure des pertes en transmission pour les 7 voies d'excitations

IV.3.4.3. Bilan de la caractérisation du système

Au terme de cette partie, nous possédons :

- Les paramètres S et les diagrammes environnés du panneau rayonnant. Ces données sont obtenues par simulation,
- Les caractéristiques des déphaseurs en réflexion obtenues par mesures,
- La position du plan de référence utilisé comme interface entre le panneau rayonnant et les voies d'excitation et les déphaseurs en réflexion. Elle a été déterminée par étalonnage. Cette valeur nous permet de calculer les phases à injecter dans chaque port du panneau rayonnant,
- Le module du coefficient de transmission de l'ensemble de la voie d'excitation, obtenu par mesures.

Nous possédons donc toutes les données pour réaliser la mesure du gain en rayonnement de l'antenne et pour les comparer avec les résultats des synthèses.

IV.4. Mesure des rayonnements et des coefficients de réflexion actifs

Nous allons maintenant étudier les résultats des mesures en rayonnement de l'ARFFR. Nous présenterons les mesures réalisées pour diverses configurations de rayonnement. Nous proposerons ainsi des rayonnements axiaux et dépointés dans différents plans et deux niveaux d'adaptation active de l'antenne. Toutes ces mesures seront comparées aux résultats obtenus lors des synthèses. Nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que les synthèses réalisées prennent en compte le modèle des déphaseurs en réflexion réels. C'est-à-dire que les synthèses réalisées prendront en compte les pertes sur les déphaseurs contrairement aux synthèses réalisées aux chapitres précédents.

Les synthèses sont ainsi réalisées en utilisant :

- Les données mesurées des déphaseurs en réflexion réels,
- Les paramètres S du réseau simulé sur CST par une approche « fullwave »,
- Les diagrammes environnés des éléments du réseau simulé sur CST par une approche « fullwave ».

Pour chaque configuration, nous présenterons le rayonnement de l'ARFFR et les mesures des coefficients de réflexion actifs. Ces dernières sont permises grâce aux circulateurs, conformément à la procédure illustrée sur Figure 162. Le port 1 est utilisé pour exciter le système et les ports 2 à 8 pour mesurer le TOS actif de chaque élément excité.

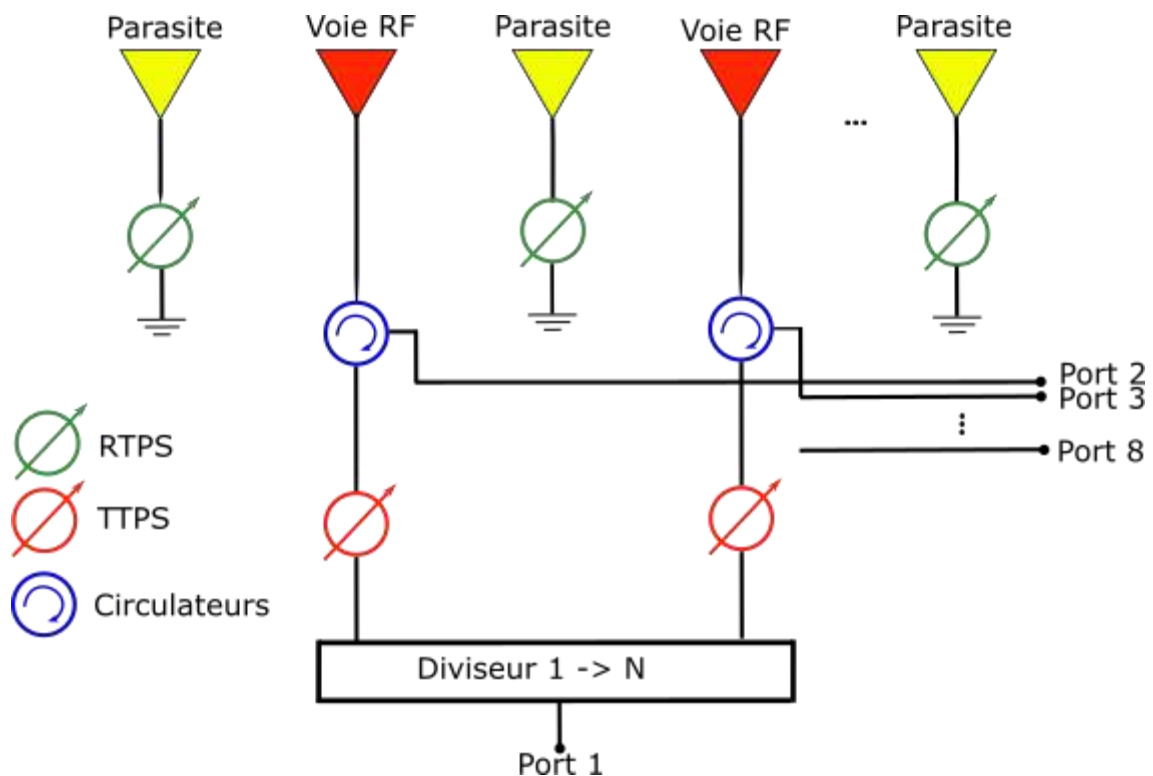


Figure 162 : mesure du TOS actif de l'ARFFR à l'aide des circulateurs

IV.4.1. Présentation de la chambre anéchoïque d'XLIM

Les mesures en rayonnement de l'ARFFR sont réalisées dans la chambre anéchoïque d'XLIM. Il s'agit d'une base en champ lointain de 10m de long. Elle peut être utilisée entre 0,5 GHz et 12 GHz. La Figure 163 présente l'ARFFR placée dans la chambre anéchoïque.

Cet outil va nous permettre de réaliser la mesure du rayonnement de l'ARFFR avec un pas de 1° en θ entre -180° et $+180^\circ$ et un pas de 15° en φ entre 0° et 165° .



Figure 163 : ARFFR dans la base de mesure en champ lointain

IV.4.2. Résultats

Nous présentons maintenant les résultats des mesures du rayonnement de l'ARFFR et des coefficients de réflexion actifs de celle-ci pour les configurations suivantes :

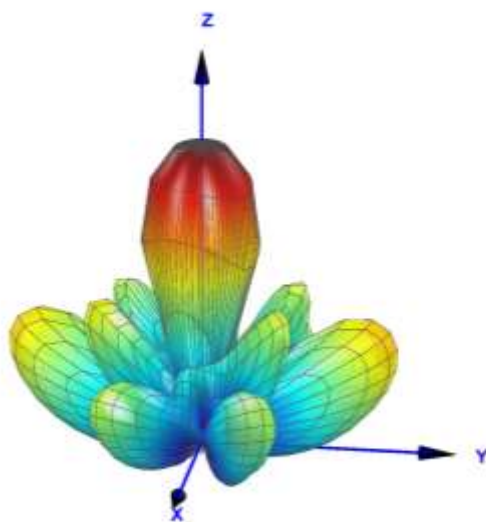
- Configuration 1 : rayonnement dans la direction $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$; contrainte sur l'adaptation active fixée à -10 dB entre 2.4 et 2.5 GHz,
- Configuration 2 : rayonnement dans la direction $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$; contrainte sur l'adaptation active fixée à -10 dB entre 2.4 et 2.5 GHz,
- Configuration 3 : rayonnement dans la direction $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$; contrainte sur l'adaptation active fixée à -10 dB entre 2.4 et 2.5 GHz,

Nous rappelons aux lecteurs que dans le cadre de ces travaux, nous ne cherchons qu'à optimiser le rayonnement dans une direction cible. Des niveaux importants de lobes secondaires et lobes de réseaux pourront donc être rencontrés.

IV.4.2.1. Configuration 1 : $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, $S_{11, \text{actif}} \leq -10$ dB

Les Figure 164 et Figure 165 présentent le diagramme de rayonnement 3D mesuré et celui simulé pour la configuration 1. Une très forte similitude apparaît entre ces deux diagrammes tant au niveau du lobe principal que des lobes secondaires. Dans l'axe de rayonnement maximal, un gain réalisé de 16,8 dB est mesuré. Le gain réalisé simulé est de 16,8 dB. La directivité mesurée est de 18,2 dBi contre 17,8 dBi pour la simulation. La différence entre la directivité et le gain mesuré dans l'axe de rayonnement est de 1.4 dB. Nous mesurons donc des valeurs très proches des valeurs simulées ce qui conforte l'approche de conception mise au point.

Simulation directivité : 17,8 dBi
Gain réalisé : 16,8 dBi



Simulation directivité : 18,15 dBi
Gain réalisé : 16,79 dBi

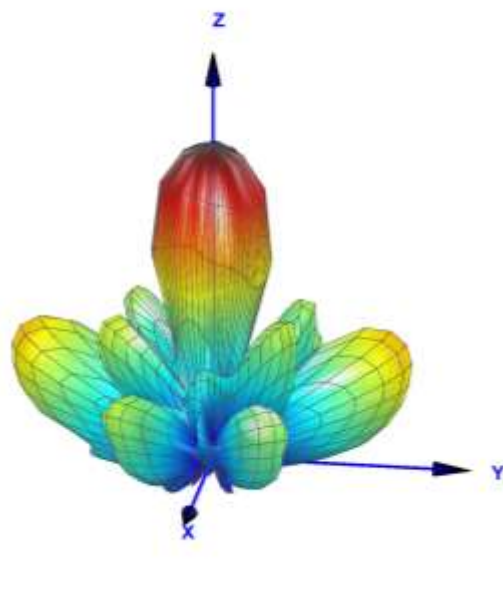


Figure 164 : comparaison des diagrammes de rayonnement 3D simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour la configuration 1

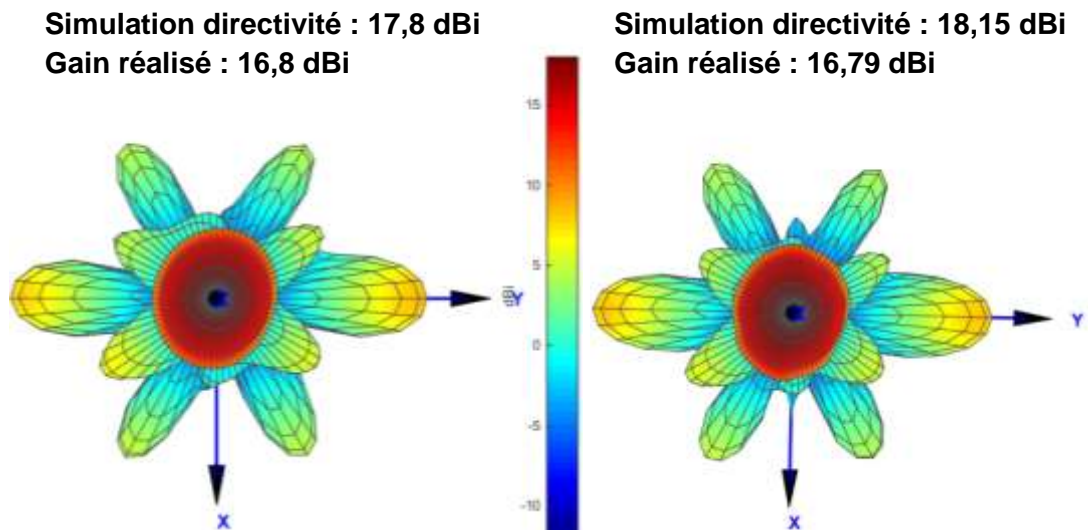


Figure 165 : comparaison des diagrammes de rayonnement 3D simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour la configuration 1, vue selon l'axe z

Les adaptations actives simulées et mesurées des 7 voies d'excitation de l'ARFFR sont illustrées sur la Figure 166. L'adaptation active était fixée à -10 dB entre 2,4 GHz et 2,5 GHz. Cette contrainte est pleinement respectée par les S_{11} actifs mesurés. Les S_{11} simulés des voies 38 et 12 dépassent légèrement la limite de -10 dB sur la partie basse de la bande passante. Ce dépassement vient du fait que l'optimisation des déphasages a été réalisée avec des déphaseurs permettant un déphasage continu. Ainsi, lorsque nous utilisons la valeur de déphasage discrétisée la plus proche de la valeur optimisée, des légères différences peuvent apparaître. Nous rappelons que 14 valeurs de déphasage sont permises par notre banc de contrôle DC multivoies. Ce dépassement de la limite reste malgré tout très faible puisqu'il est inférieur à 0,3 dB entre 2,4 GHz et 2,42 GHz et ne concerne que deux voies d'excitation.

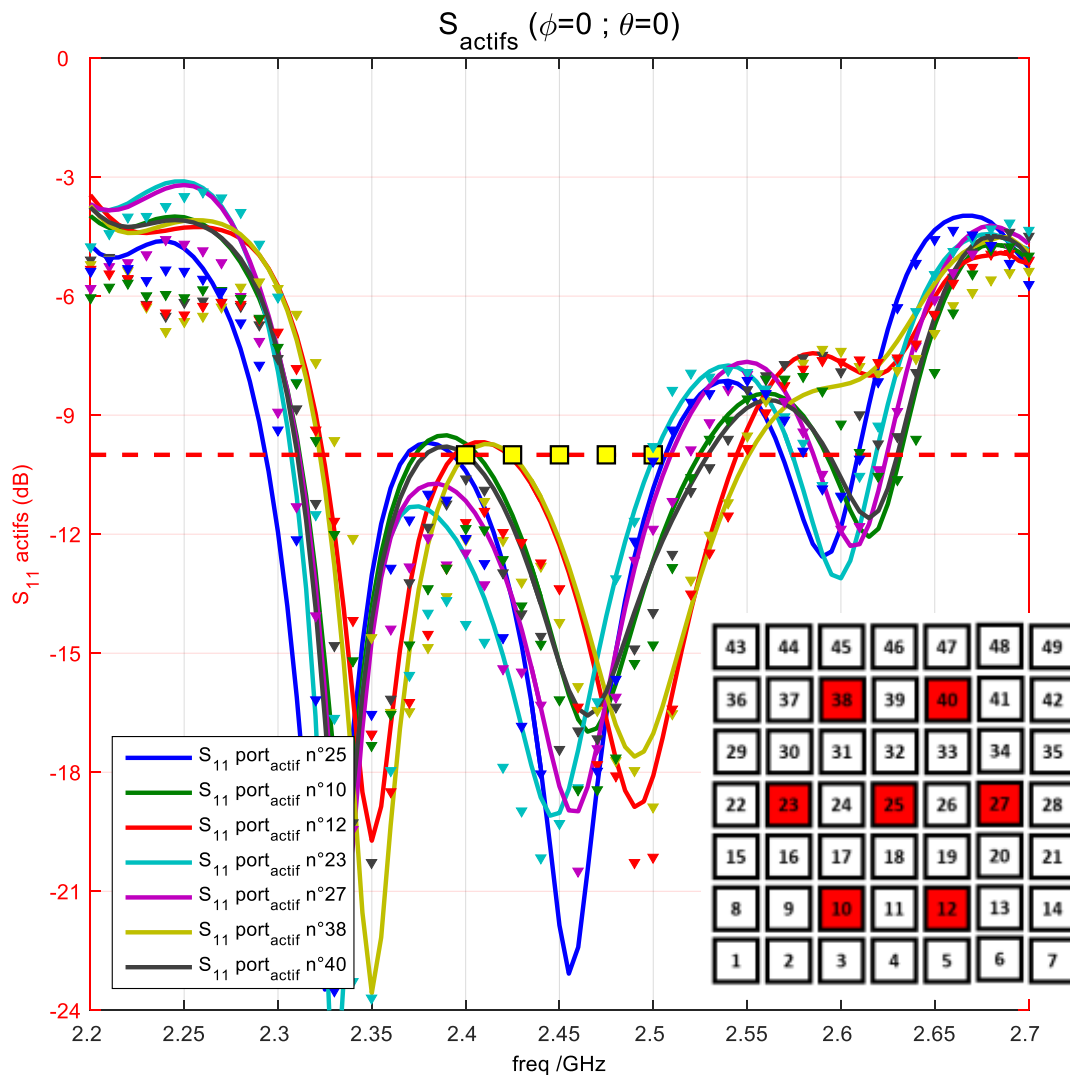


Figure 166 : adaptations actives simulées (traits pleins) et mesurées (triangles) de l'ARFFR dans la configuration 1

Nous terminons la présentation des résultats de la configuration 1 par une analyse des pertes du système. Par simulation, nous déterminons que les pertes dans la face avant d'un panneau rayonnant sont de -0,2 dB. Ces pertes sont principalement dues aux pertes diélectriques. Les pertes dues aux déphaseurs sont de -0,8 dB. Ces pertes regroupent les pertes internes du déphaseur et les pertes d'adaptation des déphaseurs. Ces pertes sont étonnamment faibles. En effet comme le montre la Figure 147, les pertes des déphaseurs peuvent dépasser - 4 dB pour certaines valeurs de Vbias.

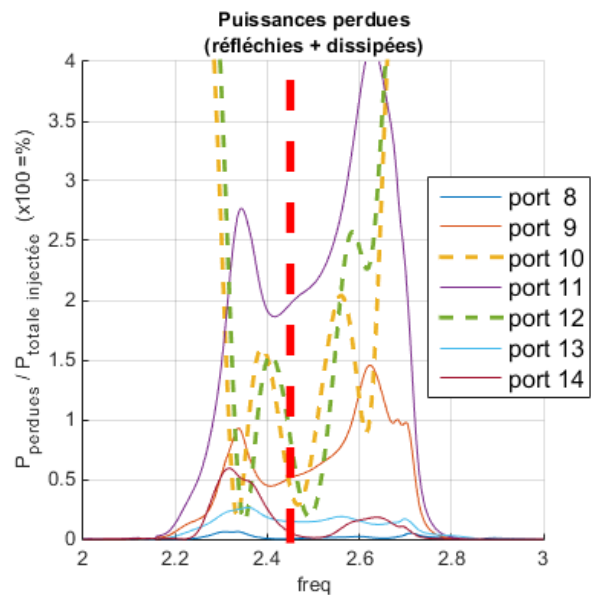
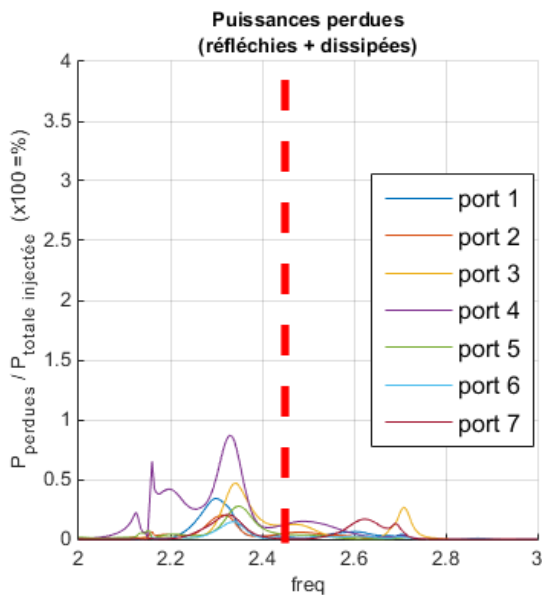
La Figure 167 permet de déterminer les pertes dues à chaque déphaseur. Quelques déphaseurs contribuent plus que d'autres aux pertes de puissance : par exemple les déphaseurs des ports 11, 24, 26 et 39. La comparaison de cette liste à la cartographie de l'intensité des ondes couplées (Figure 169) sur chaque port du panneau rayonnant montre que cela correspond aux ports qui reçoivent une forte puissance radioélectrique.

La Figure 168 présente le coefficient de réflexion de chaque charge. Nous pouvons constater qu'un coefficient de réflexion meilleur que -3dB a été alloué aux charges 11, 26 et 39. En effet, lors du processus d'optimisation de la synthèse, l'algorithme privilégie la

réduction des pertes dans les ports recevant une forte puissance afin de minimiser globalement les pertes de l'ARFFR. La charge 24 dénote à ce constat puisqu'elle présente un coefficient de réflexion inférieur à -4 dB. Nous pouvons supposer que la position quasi centrale de cet élément et la puissance qu'il reçoit rend nécessaire l'application d'une valeur de déphasage incompatible avec la minimisation des pertes.

A l'inverse, les charges 1, 8 et 44 présentent des coefficients de réflexion inférieurs à -4 dB d'après la Figure 168 ; ce qui pourrait créer des pertes importantes. Mais la cartographie (Figure 169) montre qu'il s'agit de ports peu couplés, ce qui explique que les pertes dues à ces charges soient négligeables (Figure 167) i.e. inférieures à -0,1% de la puissance injectée totale.

Globalement, il est donc possible d'obtenir un niveau de pertes très faible pour l'ensemble des déphaseurs (-0,8 dB ici) même si les déphaseurs présentent des niveaux de pertes plus élevées pour certaines valeurs de déphasage. Cette analyse démontre la pertinence du processus de synthèse multicritère utilisé dans nos travaux, mais surtout ouvre des perspectives intéressantes quant à la viabilité du concept d'ARFFR.



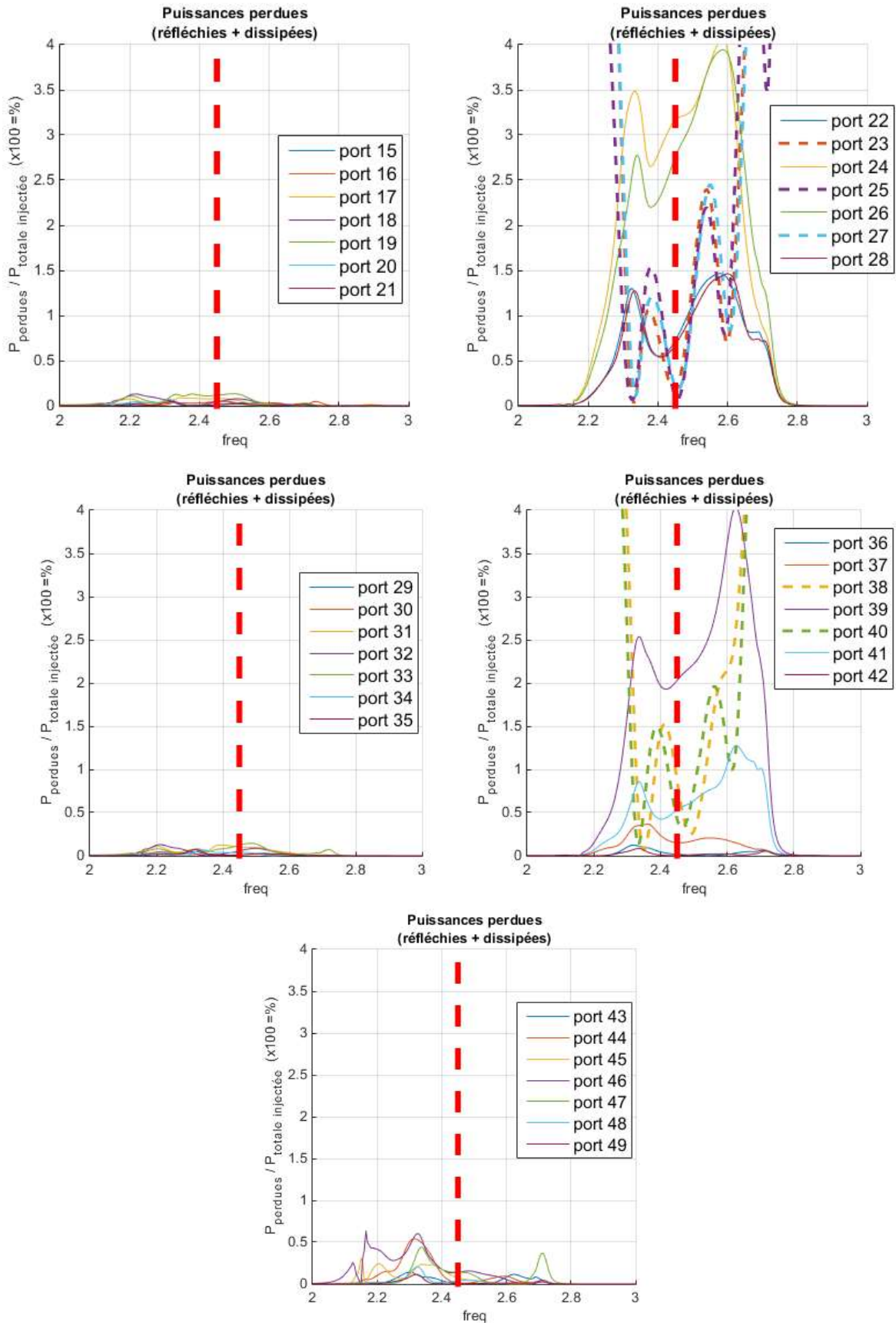


Figure 167 : pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion (perte d'adaptation et énergie dissipée) par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion – configuration 1

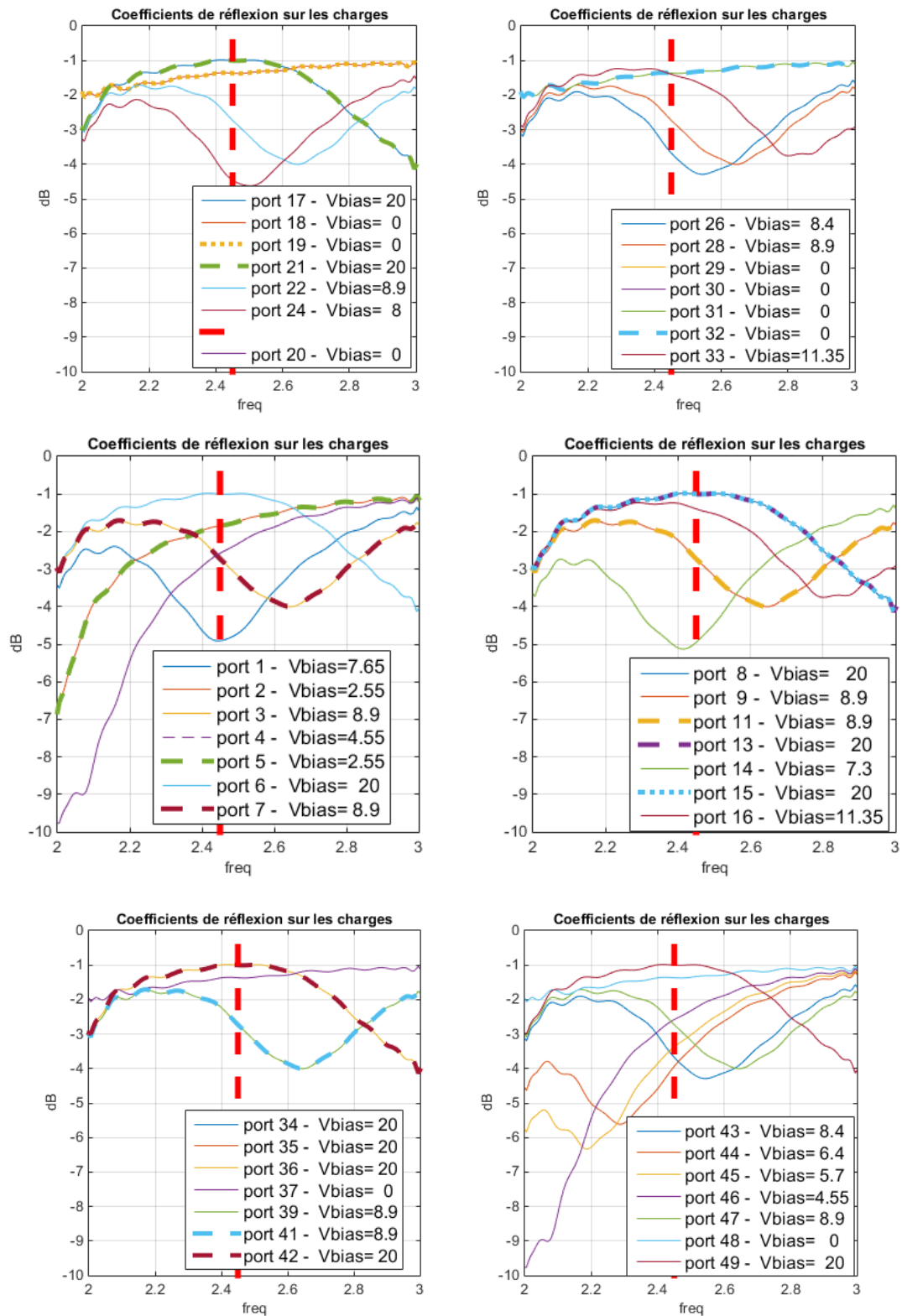


Figure 168 : coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion – configuration 1

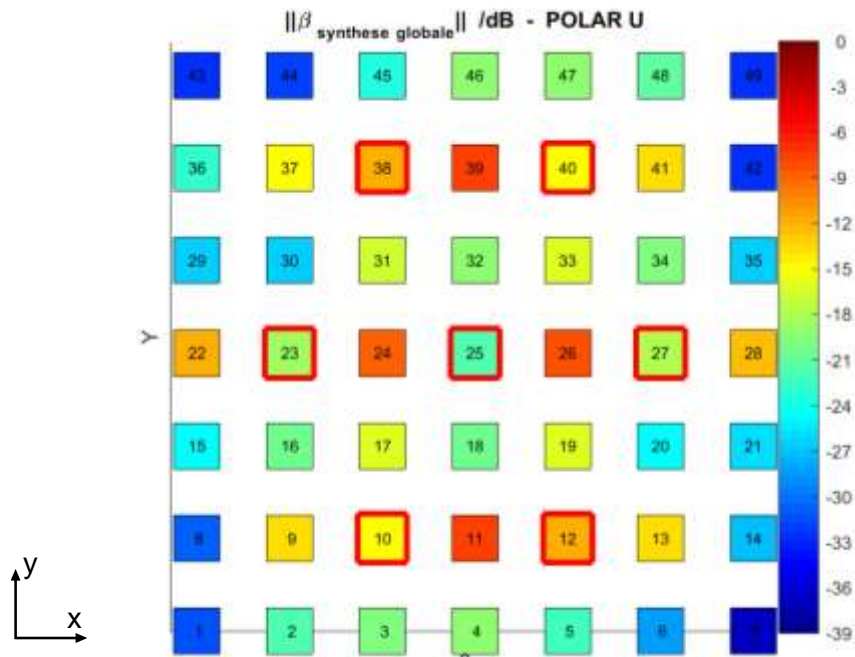
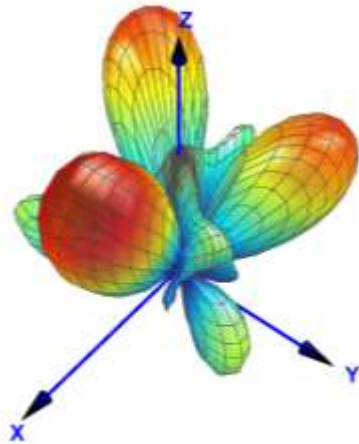


Figure 169 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour la configuration 1, la couleur des ports excités (encadrés en rouge) est reliée à leur adaptation active

IV.4.2.2. Configuration 2 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, $S_{ii, \text{actif}} \leq -10 \text{ dB}$

Les diagrammes de rayonnement 3D mesurés et simulés sont présentés sur les Figure 170 et Figure 171. A nouveau une excellente concordance apparaît entre ces diagrammes. Le gain réalisé mesuré pour cette configuration est de 15,7 dB dans la direction de rayonnement maximal ; le gain réalisé simulé est de 16,1 dB. Une différence très faible de 0,4 dB est constatée entre le gain mesuré et le gain simulé. En termes de directivité, une différence de 0,3 dB apparaît entre la simulation et la mesure.

Simulation directivité : 17,8 dBi
Gain réalisé : 16,1 dBi



Simulation directivité : 17,1 dBi
Gain réalisé : 15,7 dBi

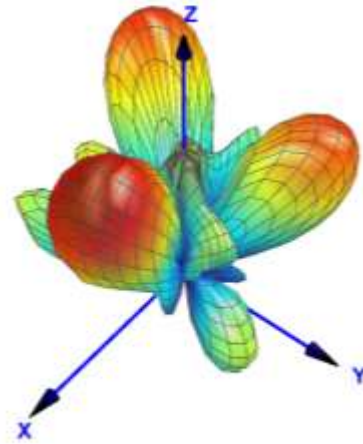
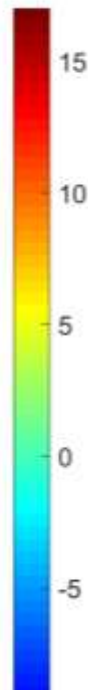
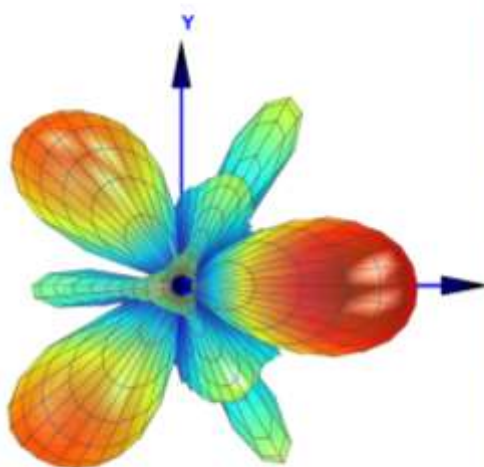


Figure 170 : comparaison des diagrammes de rayonnement 3D simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour la configuration 2

Simulation directivité : 17,8 dBi
Gain réalisé : 16,1 dBi



Simulation directivité : 17,1 dBi
Gain réalisé : 15,7 dBi

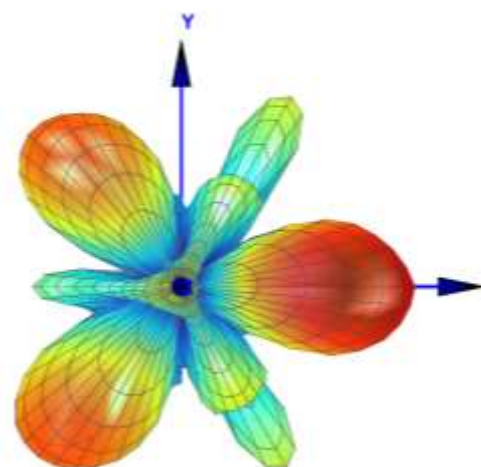
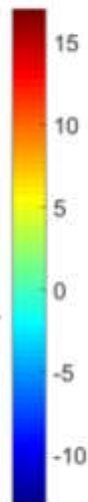


Figure 171 : comparaison des diagrammes de rayonnement 3D simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour la configuration 2, selon l'axe z

Les adaptations actives simulées et mesurées des 7 voies d'excitation de l'ARFFR sont illustrées sur la Figure 172. La contrainte d'adaptation active est respectée par les S_{11} actifs simulés. Les S_{11} actifs mesurés sont tous inférieurs à -10dB exceptée une unique mesure pour

la voie 25 qui dépasse cette limite de 0,2 dB. De manière générale, les valeurs des S_{11} actifs mesurés sont cohérentes avec les valeurs simulées. Des différences peuvent apparaître pour des valeurs d'adaptation très basses. Par exemple pour la voie 12 des différences de plusieurs décibels peuvent être notées autour de 2,445 GHz. Néanmoins ces différences étant sur des niveaux d'adaptation inférieurs à -15 dB, elles sont peu significatives.

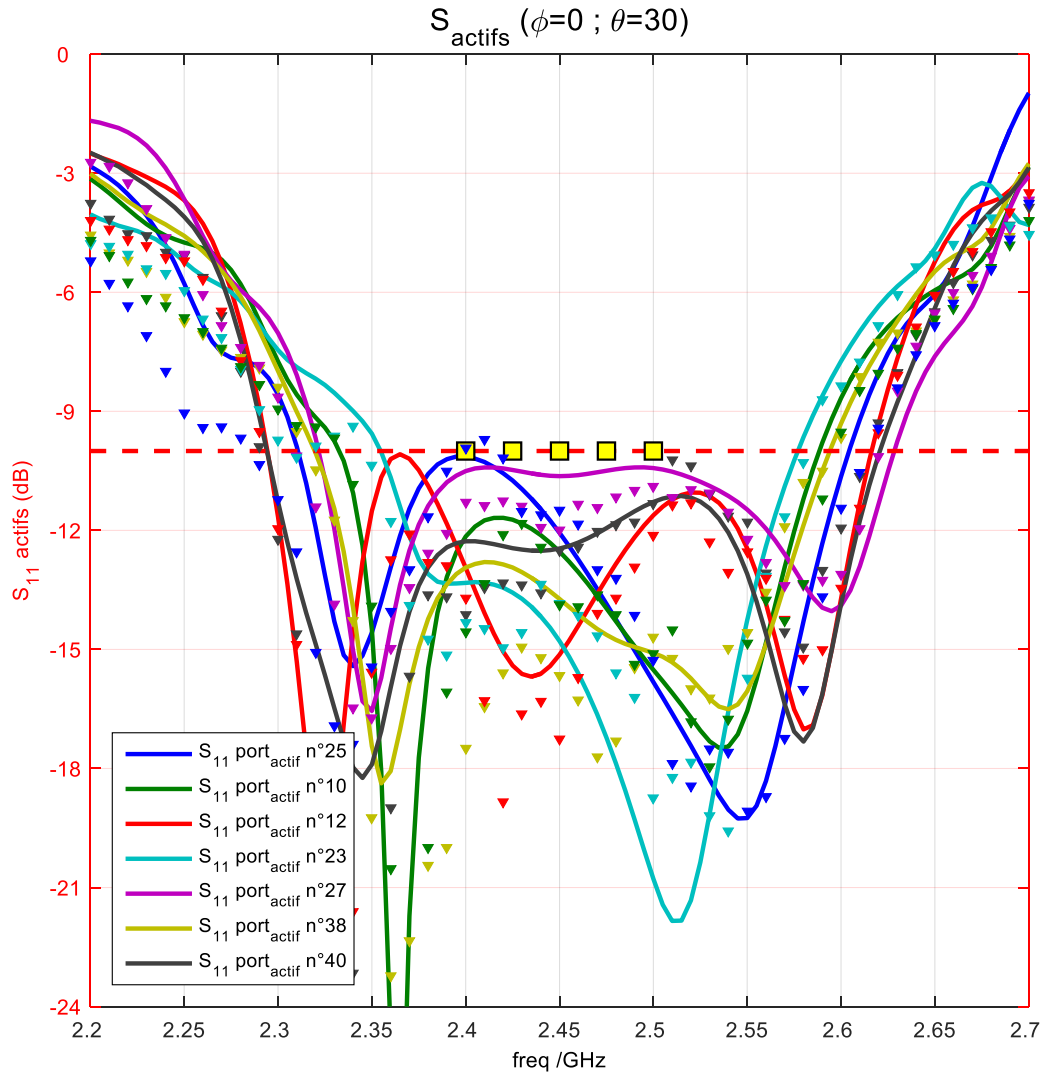


Figure 172 : adaptations actives simulées (traits pleins) et mesurées (triangles) de l'ARFFR dans la configuration 2

Le niveau des pertes dans la face avant de l'antenne est de -0.1 dB. Dans les déphaseurs, elles sont de -0.5 dB. Les ports les plus fortement couplés sont numérotés 13, 28 et 41 sur la cartographie de la Figure 173. Ces ports présentent des coefficients de réflexion relativement mauvais puisqu'ils sont tous inférieurs à -4 dB. Néanmoins leur impact sur la puissance perdue reste relativement faible ; de l'ordre de 1% de la puissance injectée pour chacun.

Les autres déphaseurs présentant un coefficient de réflexion inférieur à -3 dB sont numérotés : 2, 24, 29, 32, 39, 42. Pour chacun des ports associés, l'onde couplée à une intensité inférieure à -20 dB (Figure 173). Ainsi, les pertes dues à ces déphaseurs restent très faibles (inférieures à 0,25% de la puissance totale injectée d'après la Figure 174).

La synthèse des valeurs à attribuer aux RTPS résulte donc d'un compromis entre la réduction des pertes et la réalisation du faisceau. Cette optimisation permet d'atteindre des pertes très faibles dans les déphaseurs en réflexion, puisque les pertes totales de ceux-ci sont dans cette configuration de $-0,5$ dB. Ce processus se réalise sans compromettre le rayonnement de l'ARFFR puisque les déphaseurs jouant un rôle important dans la formation du faisceau peuvent quand même se voir attribuer un coefficient de réflexion inférieur à -4 dB.

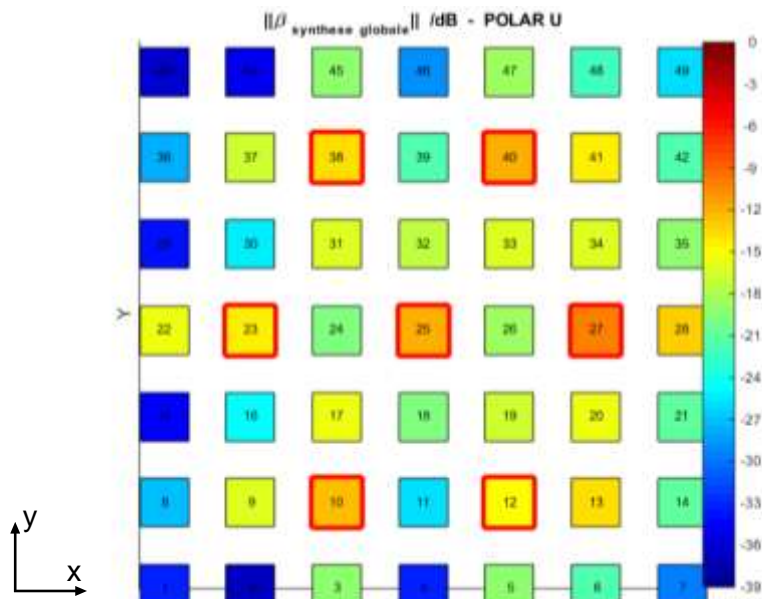
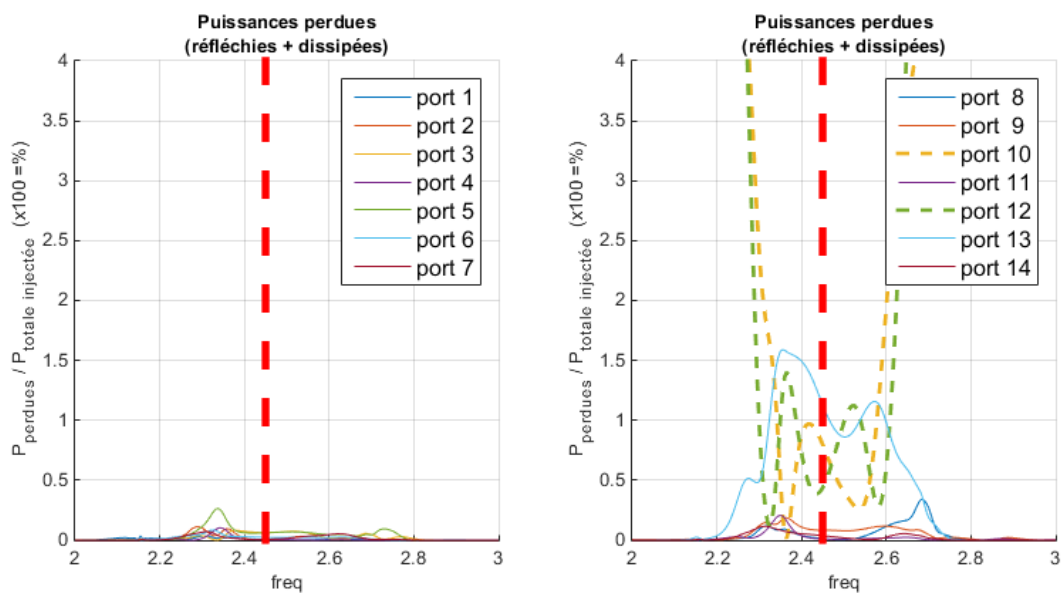


Figure 173 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour la configuration 2



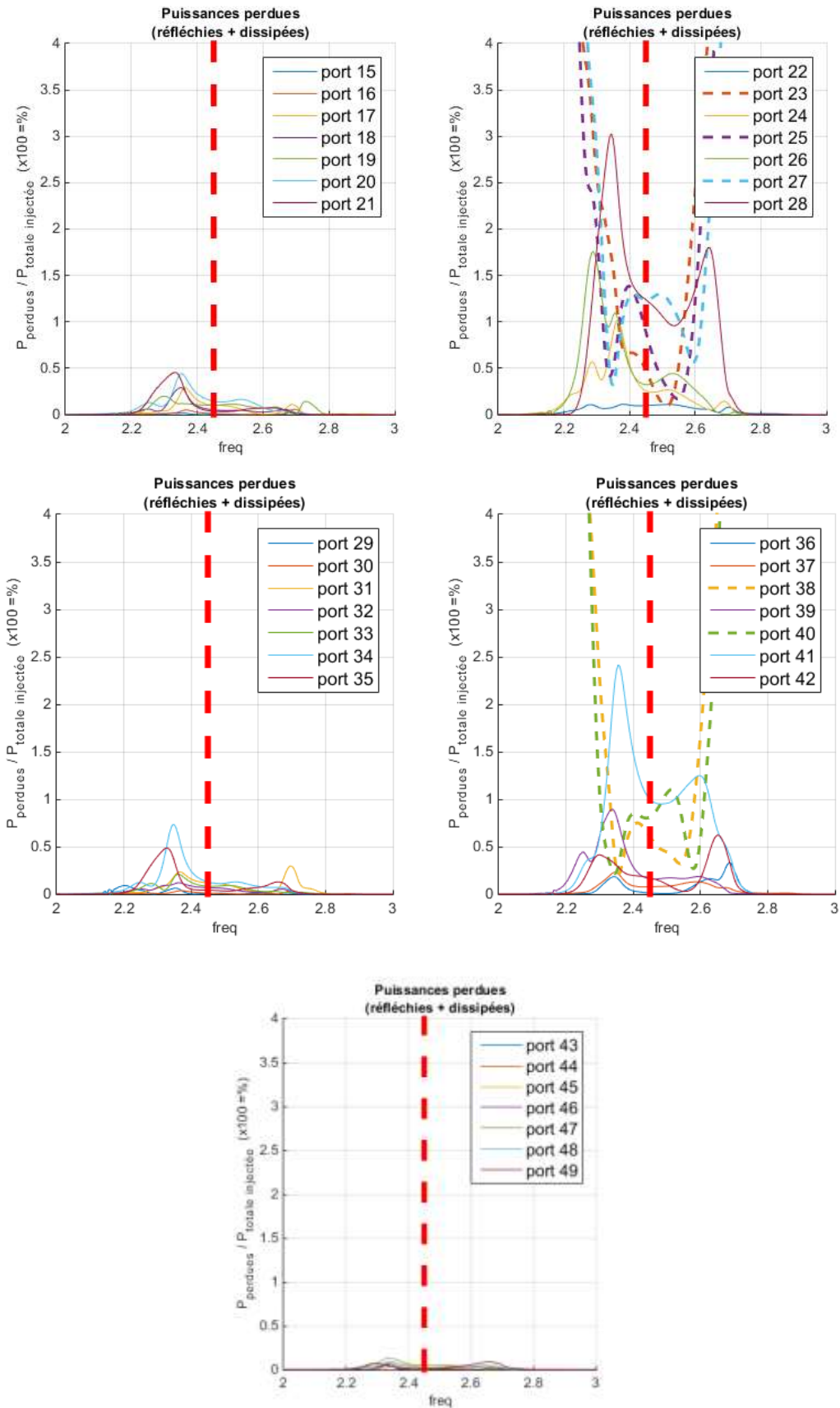


Figure 174 : pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion (perte d'adaptation et énergie dissipée) par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion – configuration 2

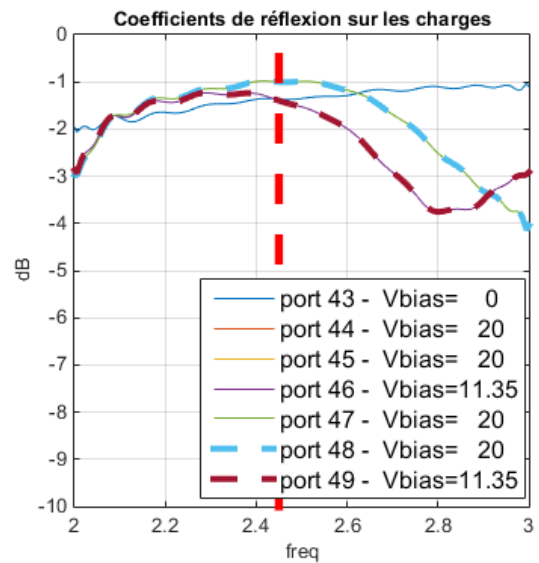
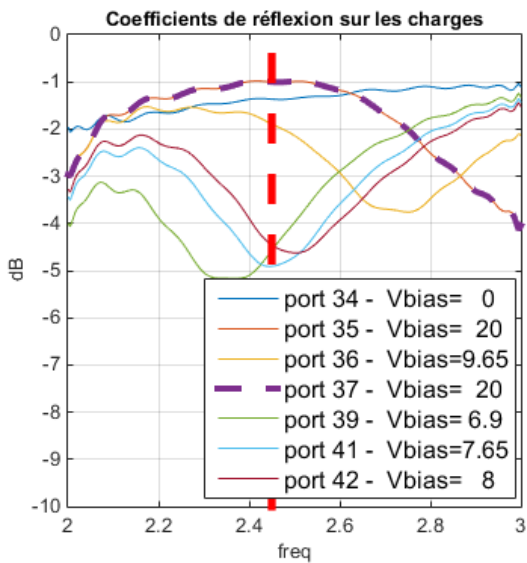
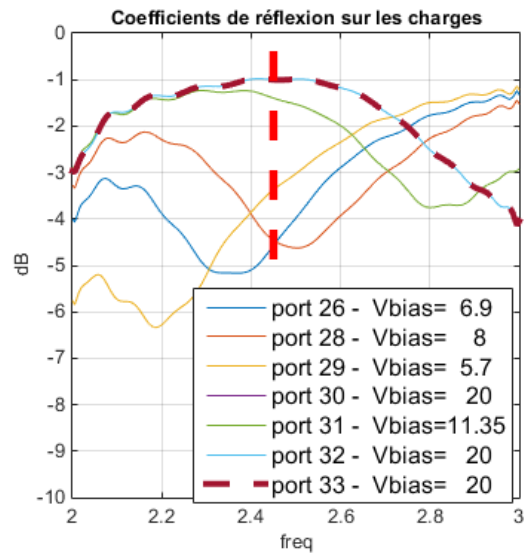
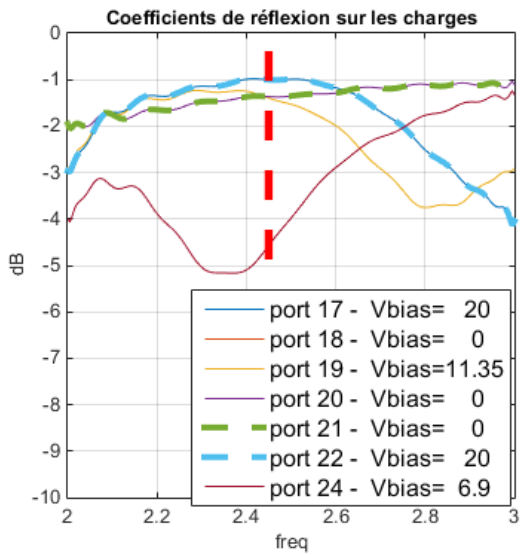
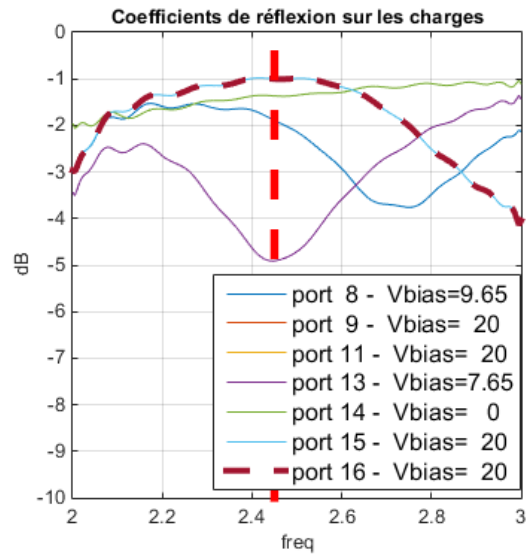
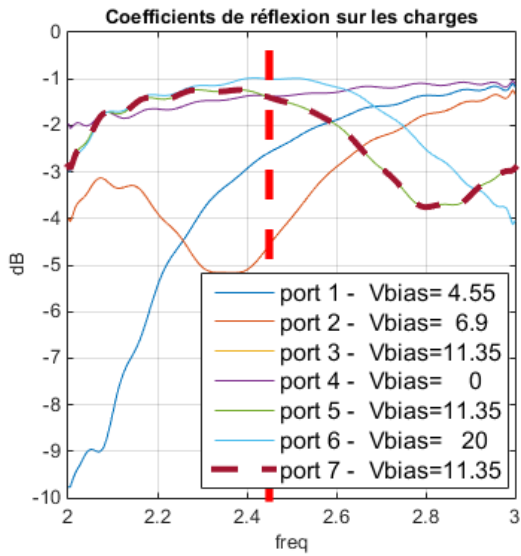


Figure 175 : coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion – configuration 2

IV.4.2.3. Configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB

Pour un rayonnement dépointé dans la direction $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 45^\circ\}$, une très bonne concordance est aussi observée. Les analyses et conclusions sont les mêmes que précédemment et confortent la mise en œuvre expérimentale. Pour ne pas alourdir le manuscrit, les résultats de ce cas sont présentés en Annexe 5.

IV.4.2.4. Comparaison des coefficients de réflexion actifs selon la contrainte fixée

Dans cette dernière partie, nous allons comparer les résultats en termes d'adaptation active pour des objectifs de rayonnement identiques, mais des contraintes de coefficients de réflexion actifs différents. L'objectif est de valider la capacité de l'ARFFR à gérer le TOS actif.

Pour un rayonnement axial, les $S_{ii,actif}$ obtenus pour les deux contraintes d'adaptation choisies sont représentés sur la Figure 176. Pour une contrainte à -10 dB, une bande passante est obtenue entre 2,4 GHz et 2,6 GHz. Pour une contrainte à -13 dB, la bande passante est réduite ; elle est située entre 2,42 GHz et 2,48 GHz. Néanmoins, les $S_{ii,actif}$ ont été améliorées de manière importante entre 2,42 GHz et 2,48 GHz. Par exemple, dans le premier cas avec une contrainte d'adaptation à -10 dB, les voies n°12 et 38 sont adaptées à -12 dB à 2,45 GHz. Lorsque la contrainte d'adaptation est fixée à -13 dB, ces deux voies sont respectivement adaptées à -15 dB et -13,2 dB. Les valeurs données sont issues de simulations, mais nous pouvons constater sur la Figure 176 que les valeurs mesurées respectent toujours la contrainte fixée. Ainsi, fixer une contrainte sur l'adaptation active de l'antenne nous permet de gérer l'adaptation active de l'ARFFR, en consommant des degrés de liberté sur la bande passante.

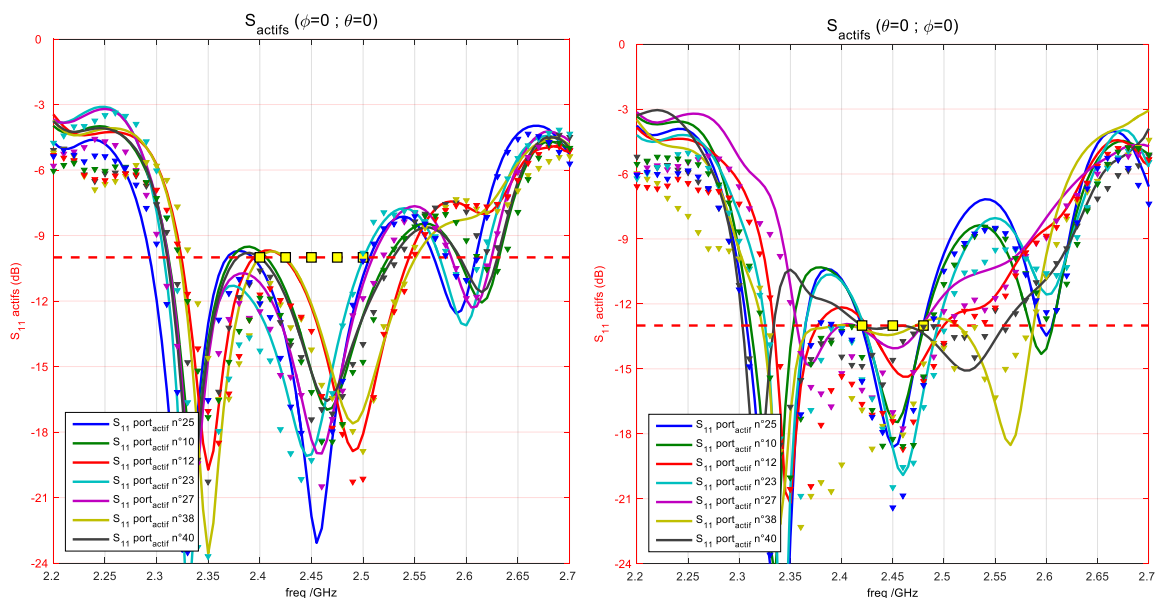


Figure 176 : adaptations actives simulées et mesurées pour un objectif de rayonnement axial - contrainte d'adaptation active à -10 dB (à gauche) et à -13dB (à droite) – valeurs simulées (traits pleins) et mesurées (triangles)

Le constat énoncé précédemment est confirmé par l'étude de la Figure 177. Celle-ci illustre à nouveau l'adaptation active pour des contraintes fixées à -10 dB et -13 dB. Le

rayonnement est cette fois dépointé dans la direction $\{ \theta_0 = 30^\circ ; \varphi_0 = 90^\circ \}$. Pour une contrainte fixée à -10 dB, nous pouvons constater que quatre voies ont une adaptation comprise entre -10 dB et -13 dB à 2,45 GHz : les voies n°25, 27, 38 et 40. En fixant une contrainte d'adaptation à -13 dB, ces quatre voies se retrouvent adaptées à des niveaux inférieurs à -13 dB. Cette amélioration de l'adaptation peut être constatée à la fois sur les données de simulation et sur les données mesurées. Il est donc prouvé que la gestion de l'adaptation active d'une ARFFR à l'aide des couplages est fonctionnelle et efficace.

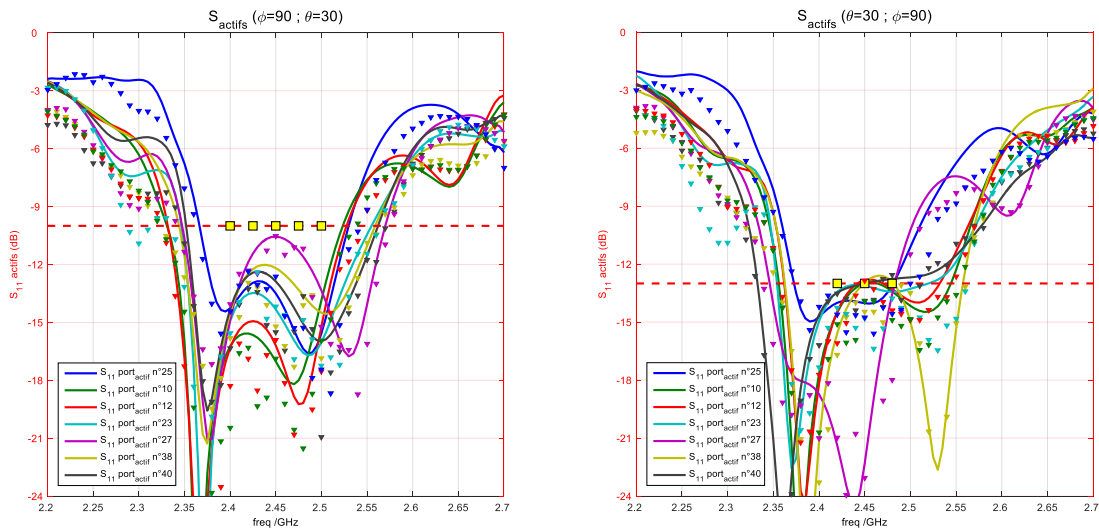


Figure 177 : adaptations actives simulées et mesurées pour un objectif de rayonnement dépointé pour une contrainte d'adaptation active à -10 dB (à gauche) et à -13dB (à droite) – valeurs simulées (traits pleins) et mesurées (triangles)

IV.5. Conclusion

La validité du concept d'ARFFR a été vérifiée dans ce chapitre. La mise en œuvre sur un démonstrateur nous a permis de mesurer le rayonnement de l'ARFFR et son adaptation active dans diverses configurations. Les résultats des mesures en termes de rayonnement ont présenté un haut niveau de similitude avec les résultats simulés. Par ailleurs, la gestion de l'adaptation active par l'ARFFR via les déphaseurs a été validée. Un bon niveau d'efficacité a été constaté, en particulier nous avons pu noter que les pertes dues aux déphaseurs en réflexion étaient minimisées lors du processus de synthèse et étaient généralement de l'ordre de -0,5 dB.

Ces résultats valident l'architecture de cette antenne qui permet de définir un compromis d'optimisation à la fois pour le rayonnement de l'antenne, l'adaptation active et son efficacité, en limitant les pertes dans les charges connectées aux éléments parasites de l'ARFFR.

Ces résultats très encourageants, obtenus en monopolarisation, nous incitent à étudier le comportement de cette architecture d'ARFFR en bipolarisation.

Chapitre 5 :

Extension du démonstrateur d'ARFFR à la bipolarisation

Sommaire

Chapitre V. Extension du démonstrateur d'ARFFR à la bipolarisation	189
V.1. Introduction	189
V.2. Principe de fonctionnement de la bipolarisation sur l'ARFFR	189
V.3. Synthèses du rayonnement d'une ARFFR en bipolarisation linéaire	191
V.3.1. Configuration 1 : $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW.....	193
V.3.2. Configuration 2 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW.....	195
V.3.3. Configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW.....	197
V.3.4. Configuration 4 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW.....	200
V.4. Etude de l'isolation entre les ports de SPOTs différents.....	202
V.4.1. Isolation pour un rayonnement axial.....	202
V.4.2. Isolation pour une configuration de rayonnement dépointé { $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ }.....	203
V.5. Conclusion.....	205

Chapitre V. Extension du démonstrateur d'ARFFR à la bipolarisation

V.1. Introduction

Le chapitre IV nous a permis de valider avec certitude les modèles numériques utilisés. Des adéquations très fortes ont été trouvées entre les résultats de synthèses et les mesures réalisées en chambre anéchoïque. Nous nous proposons donc d'aborder un mode d'utilisation avancé de l'architecture d'ARFFR en examinant l'orthogonalité de polarisation par la simulation. Nous dépasserons ainsi les résultats que nous avons obtenus au chapitre III. En effet, nous avons montré qu'il était possible de réaliser un rayonnement bifaisceaux sur une polarisation en isolant les faisceaux l'un par rapport à l'autre. Dans ce chapitre V, nous réaliserons un rayonnement bifaisceaux en polarisation orthogonale. Pour cela, une attention particulière sera portée à l'isolation entre les deux polarisations orthogonales.

D'un point de vue applicatif, cela permettrait de disposer d'une antenne capable d'augmenter les débits d'une liaison de télécommunications en générant deux faisceaux dans la même direction, isolés par leurs polarisations orthogonales.

Dans un premier temps, nous présenterons les adaptations apportées au concept d'ARFFR afin de l'étendre à la bipolarisation orthogonale.

Puis nous poursuivrons en étudiant les performances atteintes par l'ARFFR en bipolarisation. Ces résultats pourront être comparés avec les performances de l'ARFFR en monopolarisation puisque nous garderons le même panneau rayonnant, les mêmes éléments excités et les mêmes configurations de rayonnement. De même, les simulations sont faites avec le modèle de déphaseur en réflexion extrait des mesures au chapitre précédent.

Nous terminerons en étudiant l'isolation des ports générant des polarisations orthogonales et nous vérifierons si l'ARFFR est capable de gérer l'isolation de deux polarisations orthogonales, comme elle peut le faire pour l'adaptation active.

V.2. Principe de fonctionnement de la bipolarisation sur l'ARFFR

La réalisation de la bipolarisation linéaire se base ici sur l'utilisation d'éléments rayonnants à deux accès. Chacun de ces accès est muni d'un port. Les ports peuvent être excités ou parasites i.e. connectés à une charge idéalement réactive. Les ports excités sont associés à une polarisation linéaire verticale ou horizontale déterminée par leur disposition physique. Ce concept est illustré sur le schéma de la Figure 178. Remarquons que les ports excités de chaque polarisation peuvent ne pas être placés sur le même élément. Néanmoins, dans la suite de ces travaux, tous les éléments rayonnants seront pourvus de deux ports excités afin de garantir la même efficacité d'ouverture à chaque rayonnement.

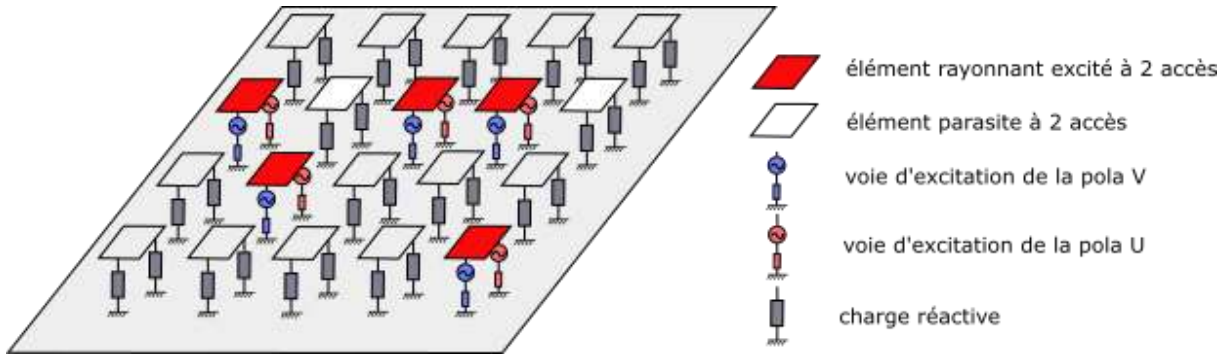


Figure 178 : schéma de concept de l'ARFFR bipolarisation

Le formalisme, défini au chapitre II, et décrivant le fonctionnement de l'ARFFR monopolarisation peut être étendu à la bipolarisation. Tout d'abord, nous associons aux faisceaux orthogonaux les indices U (pour une polarisation horizontale) et V (pour une polarisation verticale). Les ondes de puissance incidentes et réfléchies sont alors notées a_n^U , a_n^V , a_n^{U+V} , b_n^U , b_n^V et b_n^{U+V} , avec n l'indice du port (compris entre 1 et N).

A chaque port est attribué :

- Un diagramme de rayonnement environné ϕ_n ,
- Une charge réactive X_n de coefficient de réflexion Γ_n .

Aux ports excités sont attribués des circuits d'alimentation E_n^U et E_n^V selon qu'ils alimentent un port U ou un port V. De plus, chacun de ces ports excités va recevoir des ondes de puissances provenant des couplages de tous les autres ports, y compris des ports des polarisations orthogonales.

Pour chaque faisceau nous attribuons un diagramme total : ϕ^U et ϕ^V . Ces diagrammes peuvent être déduits de l'Équation 25 :

$$\phi^U = \sum_{i=1}^N a_i^U \phi_i$$

$$\phi^V = \sum_{i=1}^N a_i^V \phi_i$$

Équation 25

En remarquant que :

$$a_i^{U+V} = a_i^U + a_i^V$$

$$b_i^{U+V} = b_i^U + b_i^V$$

Équation 26

Le fonctionnement de l'ARFFR en bipolarisation linéaire peut alors schématisé par la Figure 179.

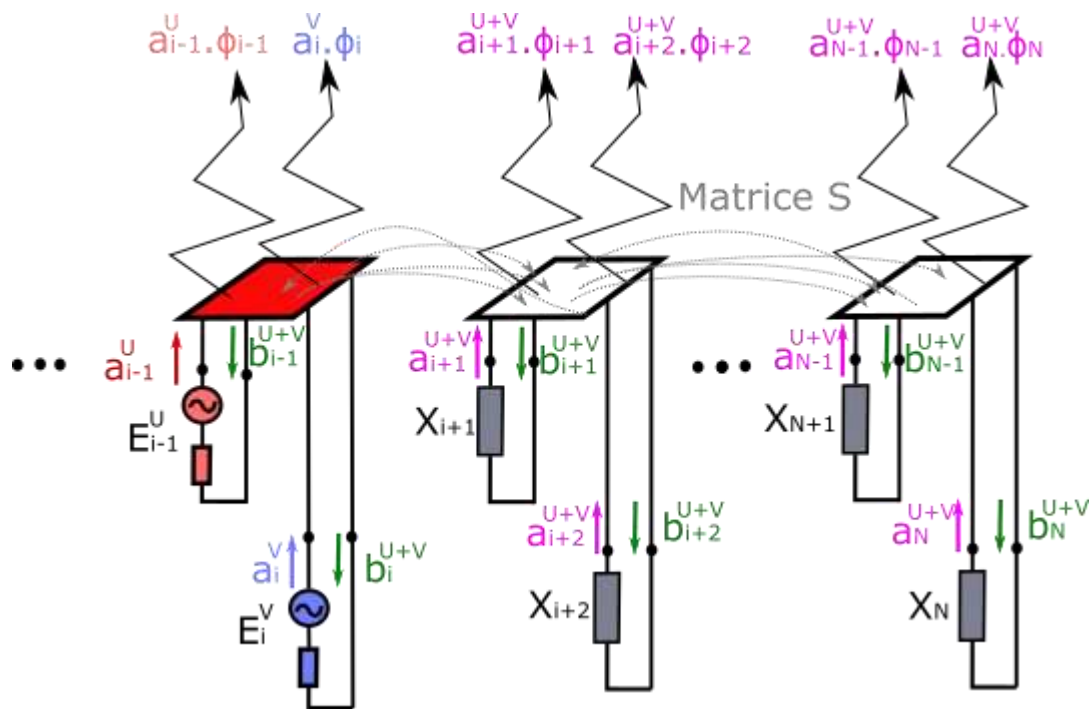


Figure 179 : Schéma de principe de l'architecture d'antenne à formateur de faisceau réduit pour un fonctionnement avec des faisceaux orthogonaux en polarisation

Comme cela apparaît clairement sur la Figure 179, chaque charge d'un port non relié au BFN contribue globalement à la formation des faisceaux orthogonaux.

En pratique, pour réaliser une synthèse en bipolarisation orthogonale, nous réalisons deux SPOTs. Nous avons défini le concept de SPOT au chapitre III. Rappelons qu'un SPOT est un ensemble de ports excités auquel est adjoint un objectif de rayonnement. Chaque SPOT fonctionne sur une polarisation :

- SPOT 1 pour la polarisation U,
- SPOT 2 pour la polarisation V.

Lors d'une synthèse, l'algorithme optimise les valeurs des charges réactives pour atteindre simultanément les objectifs de rayonnement de chaque SPOT et les contraintes fixées. Il s'agit de contraintes d'adaptation active ET d'isolation entre les ports de SPOTs différents (i.e. entre des ports de polarisations orthogonales).

Le formalisme que nous avons proposé ici pour réaliser la synthèse d'une ARFFR en bipolarisation linéaire est adaptable à la réalisation d'une solution en polarisation circulaire.

V.3. Synthèses du rayonnement d'une ARFFR en bipolarisation linéaire

Les synthèses proposées dans ce chapitre se basent sur le panneau rayonnant utilisé au chapitre IV. Comme nous l'avons précisé, ce panneau rayonnant dispose de deux accès orthogonaux par élément comme l'illustre la Figure 180. Nous utilisons donc ici les diagrammes environnés et la matrice S des couplages issus des mêmes simulations qu'au chapitre IV.

Nous utilisons aussi les résultats du chapitre IV concernant le calibrage du plan de référence de l'ARFFR. Enfin, nous exploiterons aussi les caractéristiques des déphaseurs réels. Néanmoins, nous n'utiliserons pas des valeurs de déphasages discrétisées. En effet ce procédé est approprié pour valider expérimentalement l'ARFFR en comparant les résultats de synthèses et les résultats de mesure. Il est moins pertinent pour étudier la possibilité de réaliser un rayonnement en bipolarisation à partir de notre antenne.

Plusieurs synthèses vont être présentées pour des configurations de rayonnement et d'isolations différentes. L'adaptation active de tous les résultats présentés dans ce chapitre est fixée à -10 dB entre 2,45 GHz et 2,47 GHz.

Sept éléments excités sont utilisés, ils sont distribués en septet. Chaque port de ces éléments est excité comme le montre la Figure 181. Pour le SPOT 1, les ports 10, 12, 23, 25, 27, 38 et 40 sont utilisés. Pour le SPOT 2, ce sont les ports 59, 61, 72, 74, 76, 87 et 89.

Tous les ports des éléments parasites sont munis de charges d'impédance complexe. Nous utilisons donc 84 ports chargés par des déphaseurs en réflexion.

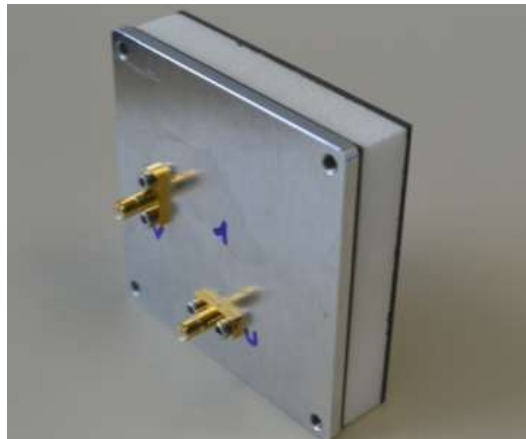


Figure 180 : cellule élémentaire utilisée dans le panneau rayonnant

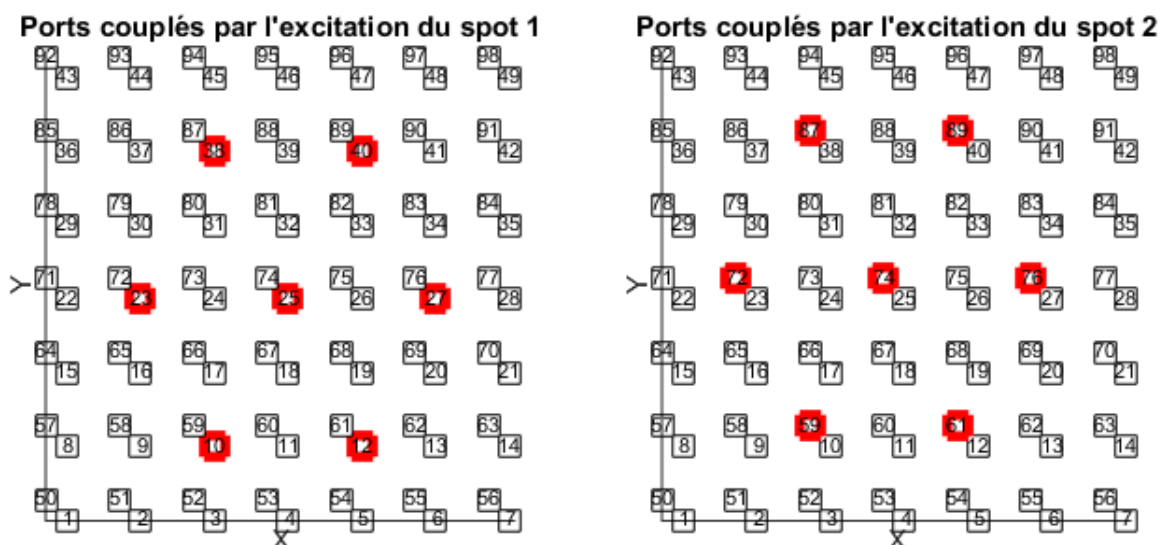


Figure 181 : ports excités lors de la réalisation d'un rayonnement en bipolarisation

V.3.1. Configuration 1 : $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW

Pour cette première synthèse, nous fixons un objectif de rayonnement dans la direction $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ pour les deux polarisations. Une contrainte d'isolation est fixée à -19 dBW i.e. l'onde de puissance réinjectée dans le port i d'un port en polarisation U doit avoir une intensité inférieure à -19 dBW par rapport à la puissance émise par ce même port sur la polarisation V (et réciproquement).

Nous obtenons en polarisation U un gain réalisé dans l'axe de rayonnement de 16,6 dB et une directivité de 17,6 dBi. Sur la polarisation V, un gain réalisé de 16,6 dB est aussi obtenu, et une directivité de 17,4 dBi. Les performances obtenues sont ainsi proches pour les deux polarisations, le processus de synthèse a bien fonctionné pour créer les deux faisceaux simultanément. La Figure 182 présente les diagrammes de rayonnement 3D pour chaque polarisation.

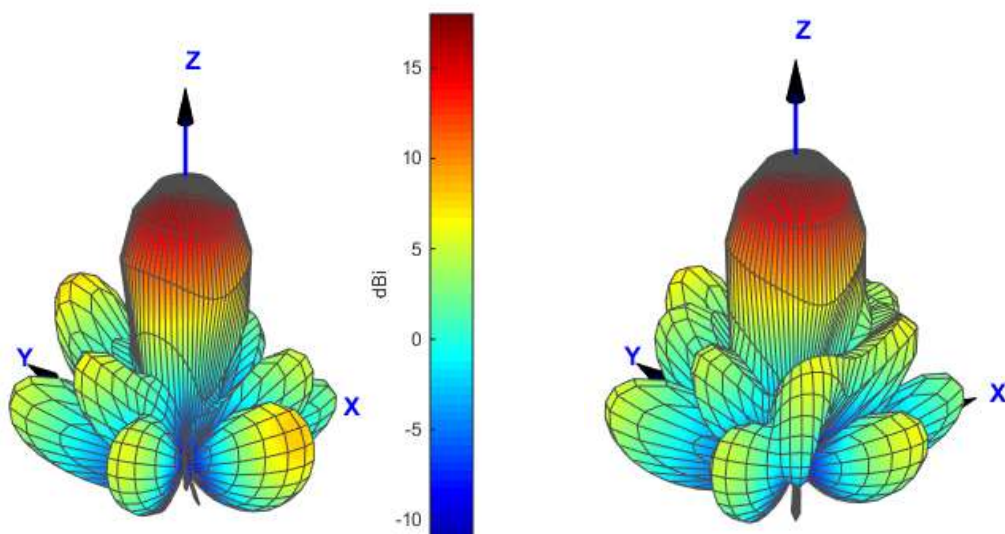


Figure 182 : diagramme de rayonnement obtenu par simulation sur la polarisation U (à gauche) et V (à droite) – configuration 1

La différence entre la directivité et le gain réalisé est de l'ordre de 1 dB, ce qui prouve une bonne efficacité de rayonnement. Les pertes obtenues dans la face avant du panneau rayonnant sont de 0,2 dB pour les deux polarisations et dans les déphaseurs (adaptation et pertes internes) de 0,8 dB (polarisation U) et 0,7 dB (polarisation V).

La Figure 183 présente la cartographie de l'intensité des ondes couplées dans chaque accès. Cette représentation laisse apparaître la stimulation des couplages sur chaque port lié à la même polarisation que le SPOT excité. Les couplages se diffusent donc correctement sur les ports de même polarisation et l'ouverture effective est visiblement optimisée.

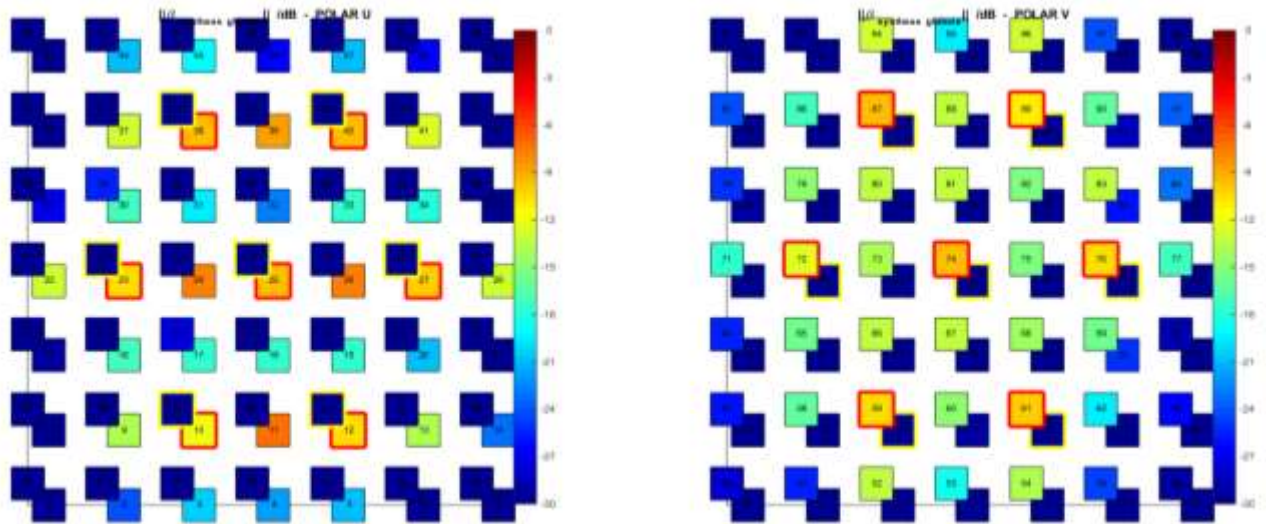


Figure 183 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur les ports de l'ARFFR en bipolarisation pour le SPOT1 excité (à gauche) et pour le SPOT2 excité (à droite) – configuration 1

La Figure 184 présente les S_{ii}^{actifs} des ports du SPOT 1 ainsi que l'isolation des ports du SPOT 2 ; la Figure 185 illustre au contraire les S_{ii}^{actifs} des ports du SPOT 2 ainsi que l'isolation des ports du SPOT1. La contrainte d'adaptation est atteinte pour tous les ports. Quant à la contrainte d'isolation, elle est très largement réalisée sur cette partie de la bande passante. Il semble que l'isolation « naturelle » des ports est très forte. Nous améliorerons cette isolation dans la suite de cette étude.

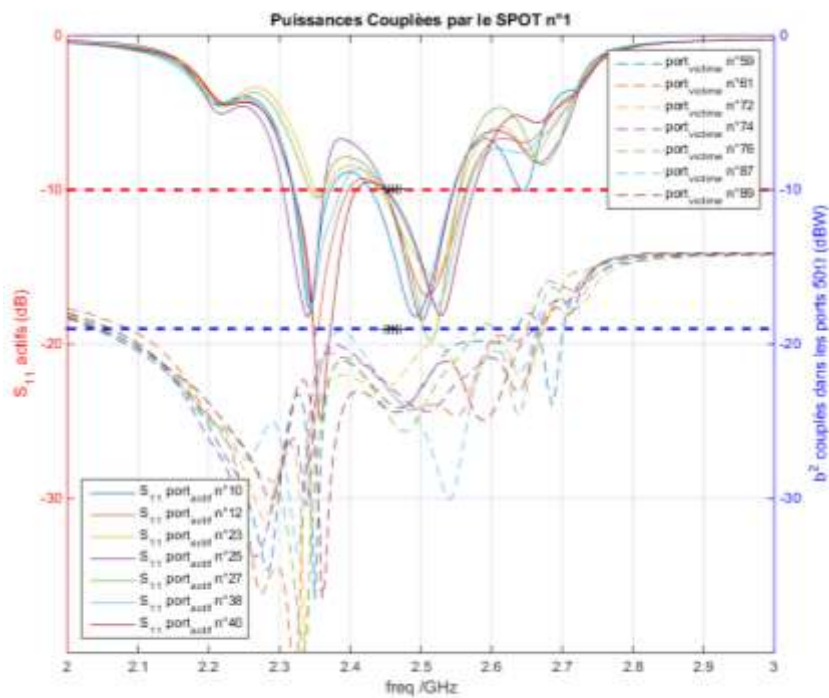


Figure 184 : adaptation active des ports du SPOT1 et isolation des ports du SPOT2 – configuration 1

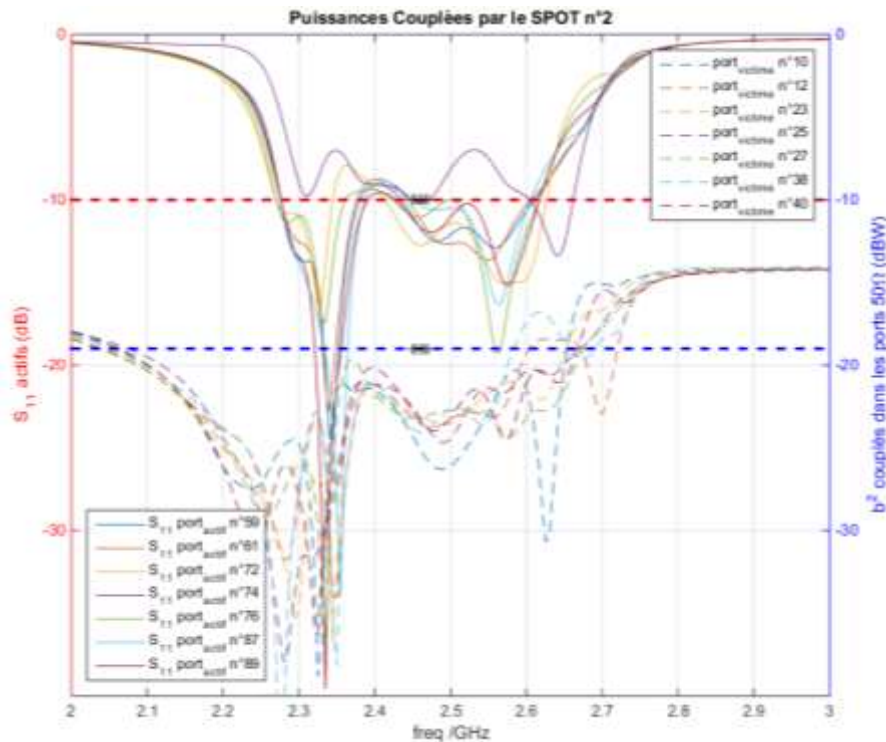


Figure 185 : adaptation active des ports du SPOT2 et isolation des ports du SPOT1 - configuration 1

Pour conclure sur cette synthèse, un rayonnement en bipolarisation a pu être réalisé, une excellente isolation est atteinte entre les ports de polarisation différente. De très bons résultats en termes de rayonnement sont obtenus : nous pouvons rappeler que pour la même configuration en monopolarisation un gain réalisé de 16,8 dB était atteint. Il est ici de 16,6 dB soit seulement 0,2 dB de moins. Un niveau de pertes très faible est permis.

V.3.2. Configuration 2 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW

Pour un rayonnement dépointé dans la direction $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ avec toujours une isolation à -19 dBW, nous avons, pour la polarisation U, un gain réalisé de 15,5 dB et une directivité de 16,1 dBi. Pour la polarisation V, ces valeurs sont respectivement de 15,5 dB et 15,9 dBi. En comparaison, en monopolarisation, le gain était de 16,1 dB et la directivité de 17,8 dBi, soit une diminution ici de 0,6 dB sur le gain. Cette réduction du gain est donc encore une fois très limitée. Les diagrammes de rayonnement obtenus sont représentés sur Figure 186.

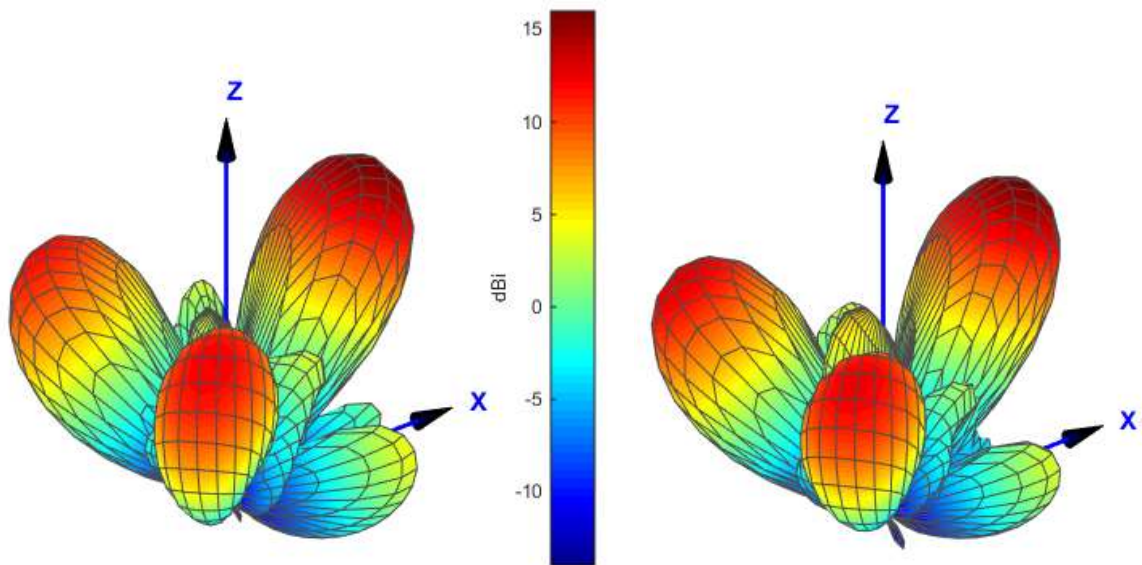


Figure 186 : diagramme de rayonnement obtenu par simulation sur la polarisation U (à gauche) et V (à droite) – configuration 2

La Figure 187 montre à nouveau que les couplages se répandent sur les ports de la même polarisation que les ports excités. Quelques ports présentent des couplages faibles sur leurs polarisations orthogonales. C'est le cas par exemple du port 95 lorsque le SPOT 1 est excité. Ce couplage orthogonal reste néanmoins de l'ordre de -21 dBW.

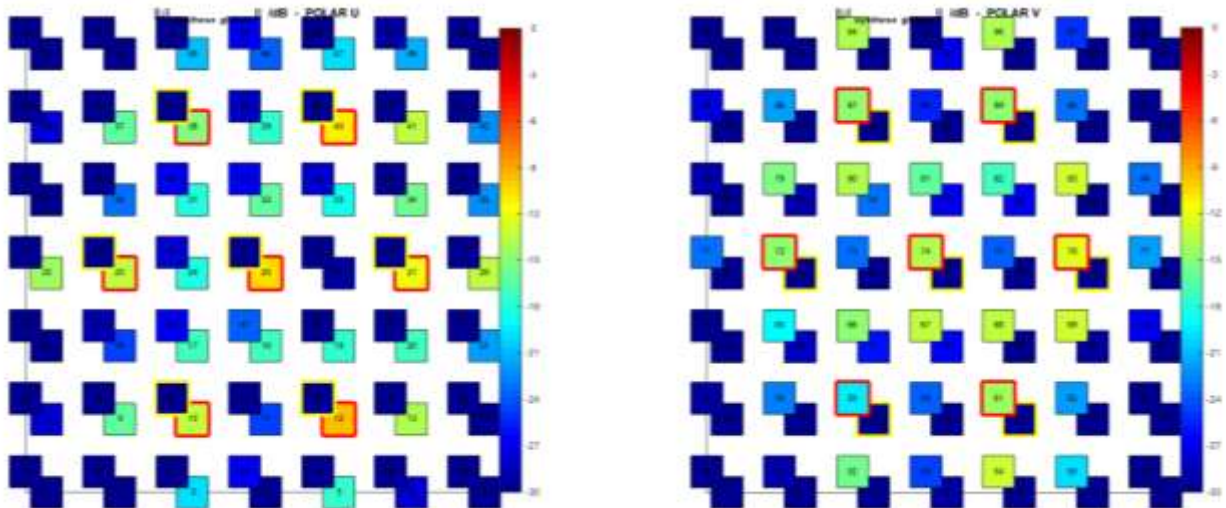


Figure 187 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur les ports de l'ARFFR en bipolarisation pour le SPOT1 excité (à gauche) et pour le SPOT2 excité (à droite) – configuration 2

Pour la polarisation U, 0,5 dB de pertes sont obtenus dans les déphaseurs. Elles sont de 0,3 dB pour la polarisation V. Les pertes dans la face avant sont d'environ 0,1 dB.

Les Figure 188 et Figure 189 représentent respectivement les $S_{ii}actifs$ des ports du SPOT1 ainsi que l'isolation des ports du SPOT2 et les $S_{ii}actifs$ des ports du SPOT2 ainsi que

l'isolation des ports du SPOT1. La contrainte d'adaptation est atteinte pour tous les ports. L'isolation est d'environ -22 dBW au maximum sur la bande passante.

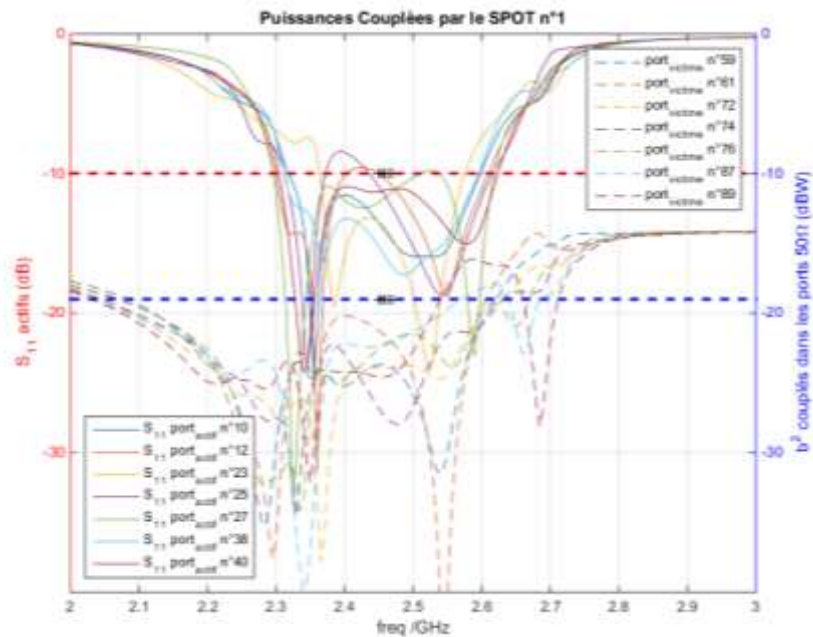


Figure 188 : adaptation active des ports du SPOT1 et isolation des ports du SPOT2 – configuration 2

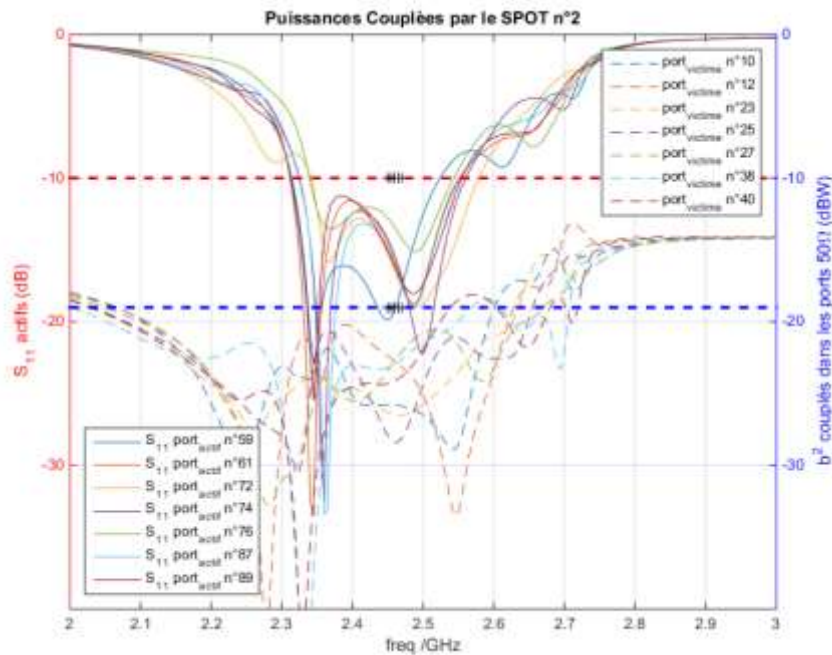


Figure 189 : adaptation active des ports du SPOT2 et isolation des ports du SPOT1 - configuration 2

V.3.3. Configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW

Les diagrammes de rayonnements obtenus pour des faisceaux dans la direction $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 45^\circ\}$ sont présentés sur la Figure 190. Une bonne formation de faisceau dans la direction objectif est notée. Le gain réalisé pour la polarisation U est de 15,2 dB et la directivité de 15,8 dBi. Pour la polarisation V, nous avons exactement les mêmes valeurs : 15,2 dB et

15,8 dBi. La diminution du gain par rapport à l'ARFFR en monopolarisation est de 0,6 dB. Le niveau d'efficacité énergétique de l'ARFFR est encore vérifié ici avec une différence de seulement 0,6 dB entre la directivité et le gain.

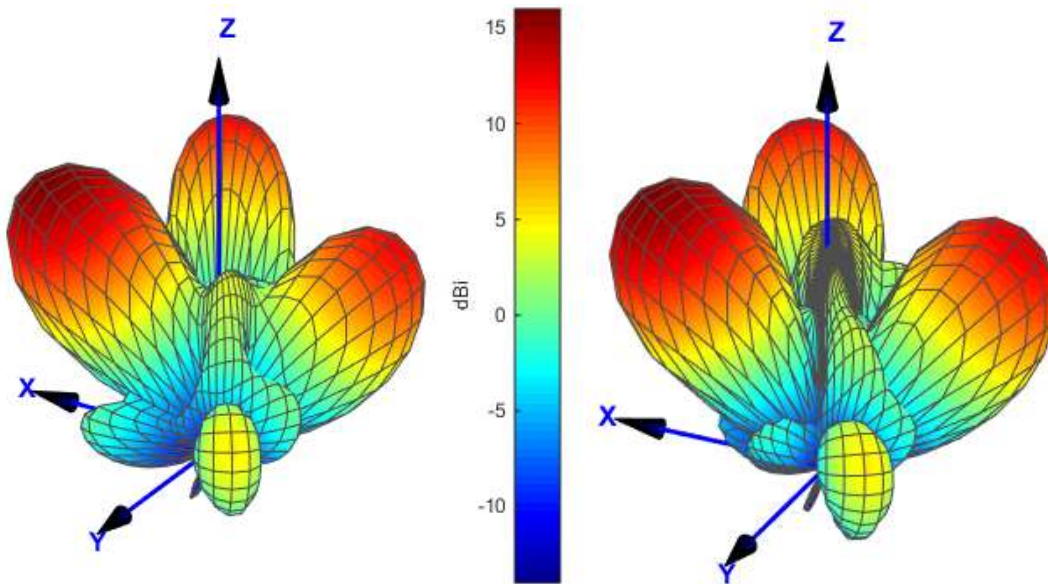


Figure 190 : diagramme de rayonnement obtenu par simulation sur la polarisation U (à gauche) et V (à droite) – configuration 3

Une bonne répartition des couplages sur les ports de même polarisation est notée sur la Figure 191, signe d'une efficacité d'ouverture correcte de l'ARFFR. L'isolation entre les ports de polarisation différente est à nouveau excellente.

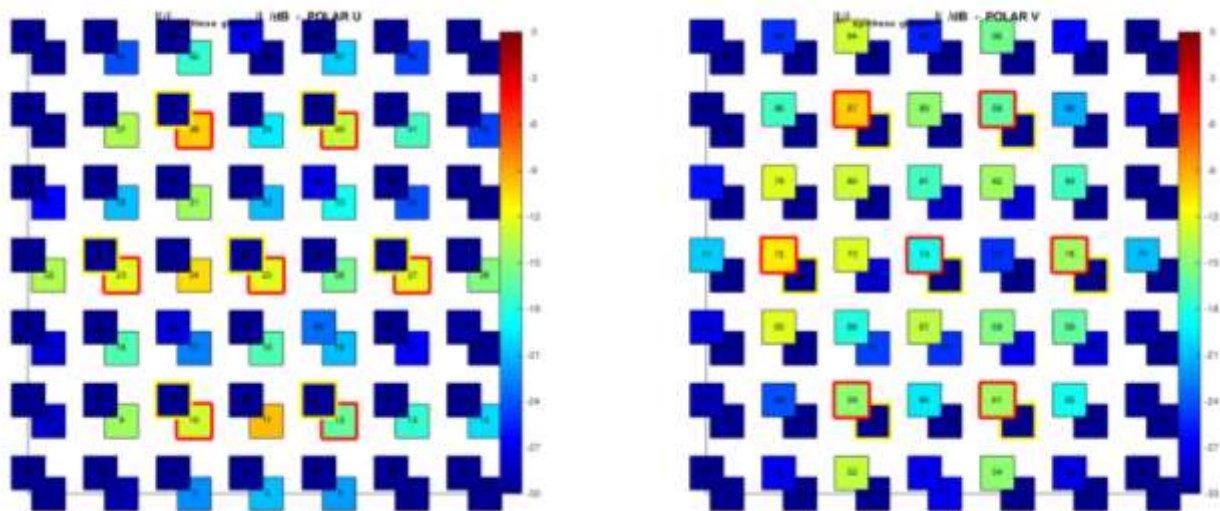


Figure 191 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur les ports de l'ARFFR en bipolarisation pour le SPOT1 excité (à gauche) et pour le SPOT2 excité (à droite) – configuration 3

Les pertes dans la face avant du panneau rayonnant demeurent à nouveau très faibles : environ -0,1 dB pour chaque polarisation. Dans les déphaseurs, elles sont de 0,5 dB pour la polarisation U et de 0,4 dB pour la polarisation V.

A nouveau l'adaptation active est correctement gérée pour les deux polarisations et l'isolation est largement atteinte (Figure 192 et Figure 193). Elle est au maximum de -23 dBW sur la bande passante. Remarquons que si l'isolation ne semble jamais poser de problèmes, l'adaptation active en bipolarisation est assez difficile pour certains ports comme par exemple les ports 38 et 87 dans cet exemple. Néanmoins, l'ARFFR réussit à réaliser l'adaptation active dans chaque configuration, même si l'ambition sur la bande passante est ici très modeste. Celle-ci est contrainte entre 2.45 et 2.47 GHz, mais on peut malgré tout atteindre une bande passante de l'ordre de 100 MHz sur la plupart des tests effectués, comme le montrent les courbes.

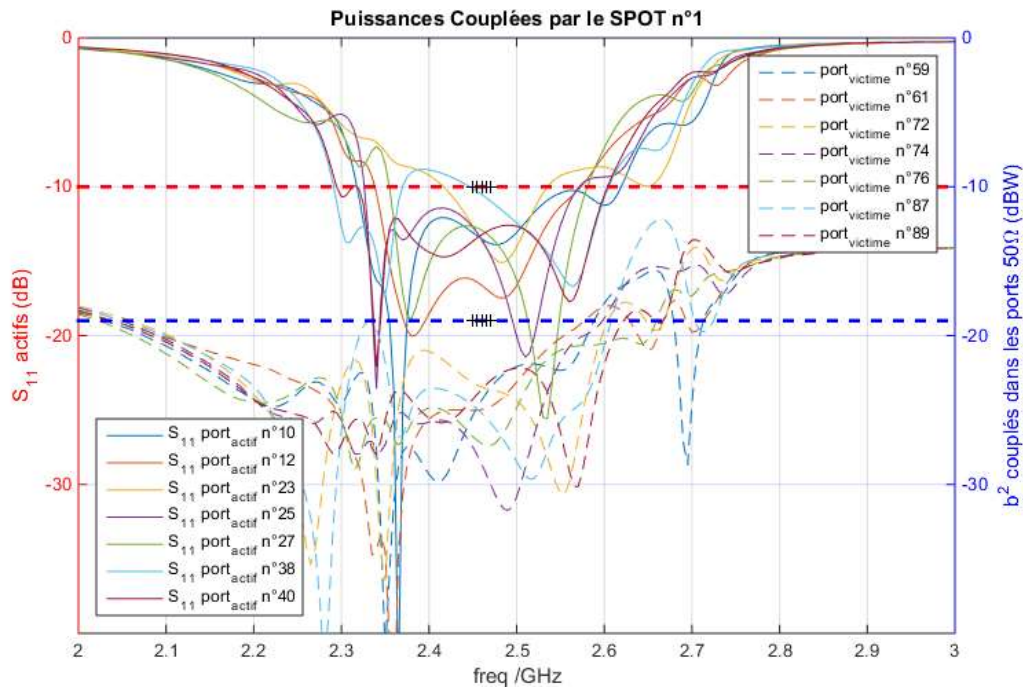


Figure 192 : adaptation active des ports du SPOT1 et isolation des ports du SPOT2 – configuration 3

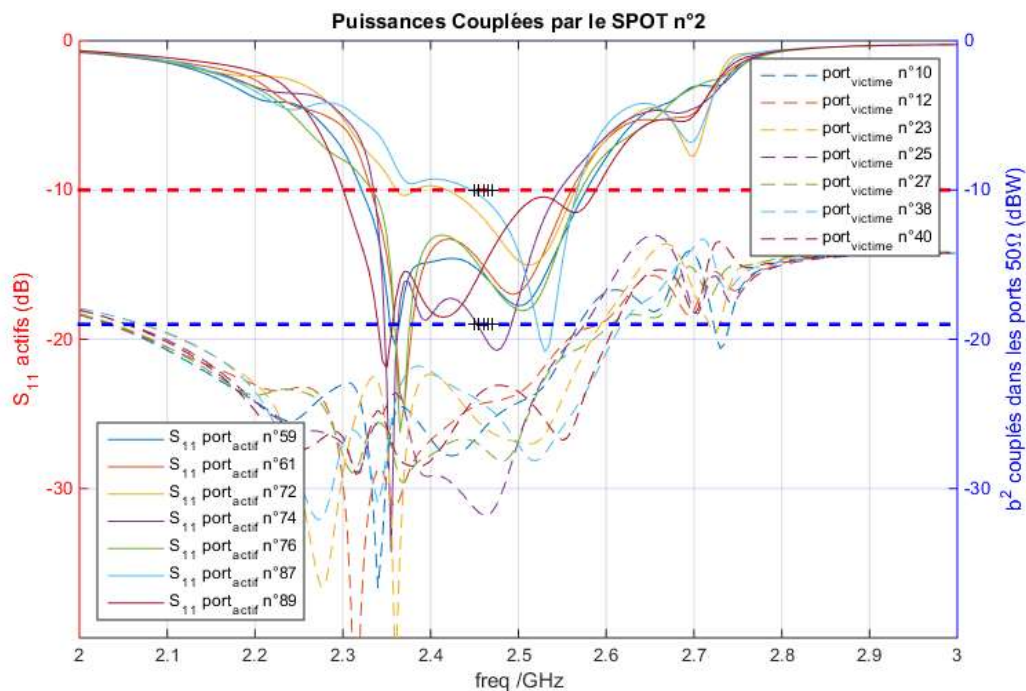


Figure 193 : adaptation active des ports du SPOT2 et isolation des ports du SPOT1 - configuration 3

V.3.4. Configuration 4 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$, Isolation ≤ -19 dBW

Dans la dernière direction de rayonnement étudiée { $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$ }, un gain en progression est obtenu. Pour la polarisation U, il est de 16,2 dB et de 16,3 dB pour la polarisation V. Les directivités sont, quant à elles, respectivement de 16,8 dBi et 16,9 dBi. Les diagrammes de rayonnement 3D sont présentés sur la Figure 194.

Les pertes sont de 0,1 dB dans la face avant du panneau rayonnant pour chaque polarisation. Elles sont de 0,5 dB (polarisation U) et 0,6 dB (polarisation V) dans les déphaseurs (pertes d'adaptation et pertes internes). Les pertes liées aux éléments parasites de l'ARFFR sont donc très faibles.

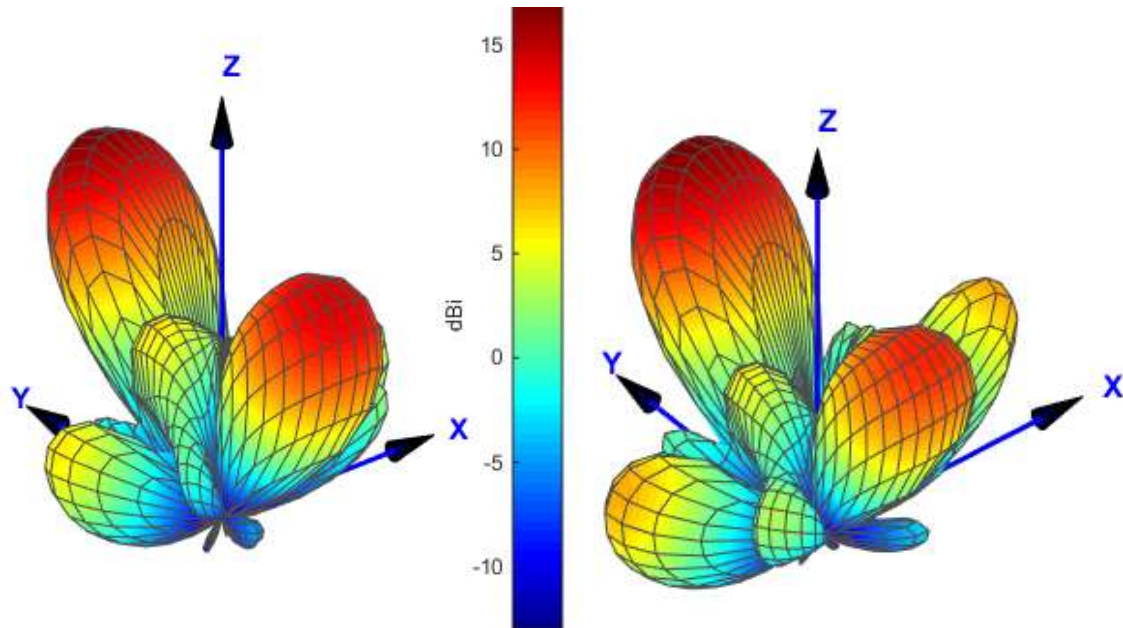


Figure 194 : diagramme de rayonnement obtenu par simulation sur la polarisation U (à gauche) et V (à droite) – configuration 4

Une bonne répartition des couplages sur les ports de même polarisation est notée sur la Figure 195, signe d'une efficacité d'ouverture correcte de l'ARFFR. L'isolation entre les ports de polarisation différente est à nouveau excellente.

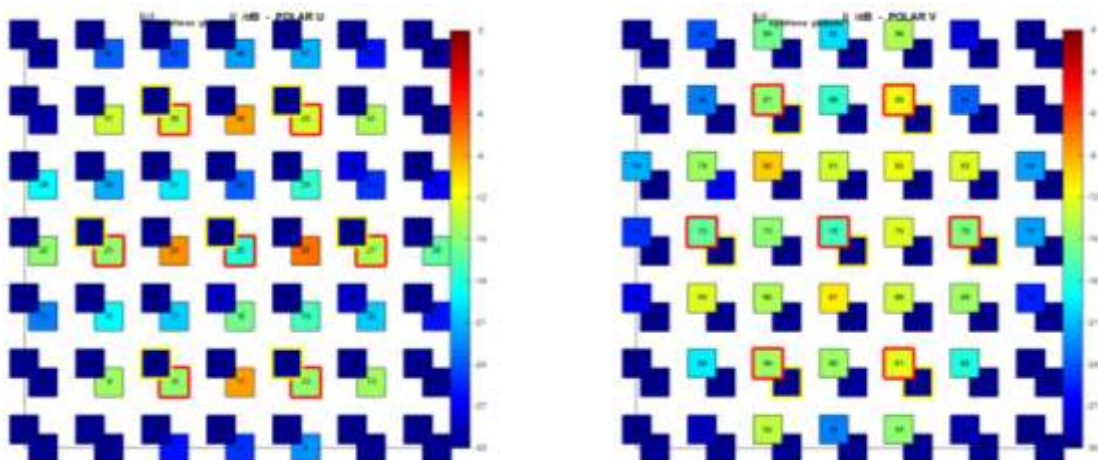


Figure 195 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur les ports de l'ARFFR en bipolarisation pour le SPOT1 excité (à gauche) et pour le SPOT2 excité (à droite) – configuration 4

Pour cette synthèse, l'isolation active des deux SPOTS est largement réalisée. Quant à l'isolation, elle dépasse encore la limite fixée et est de l'ordre de -25 dBW pour chaque SPOT. Nous n'avons cependant pas testé les limites de l'ARFFR à gérer l'isolation. Nous allons donc maintenant de durcir ces contraintes d'isolation.

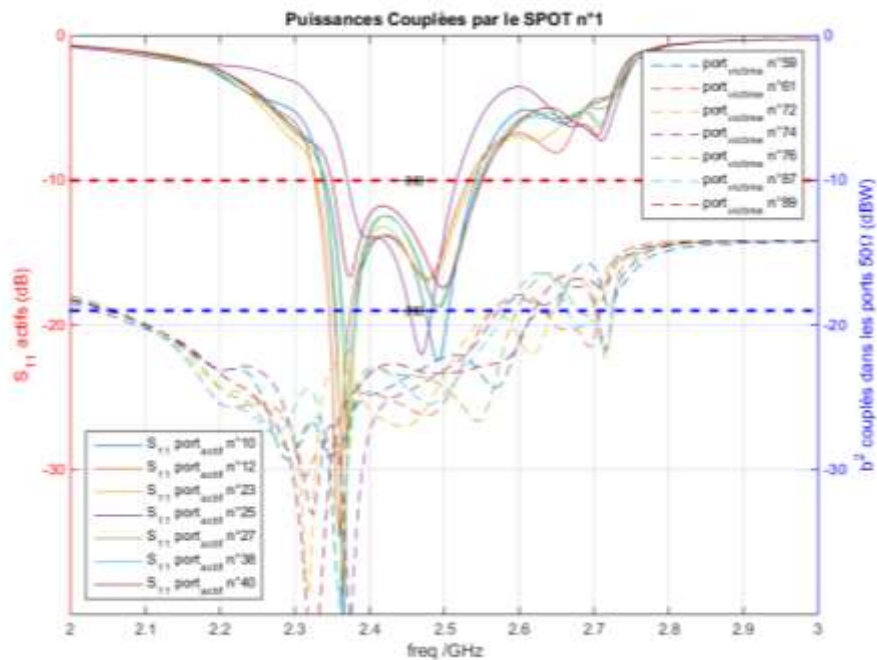


Figure 196 : adaptation active des ports du SPOT1 et isolation des ports du SPOT2 – configuration 4

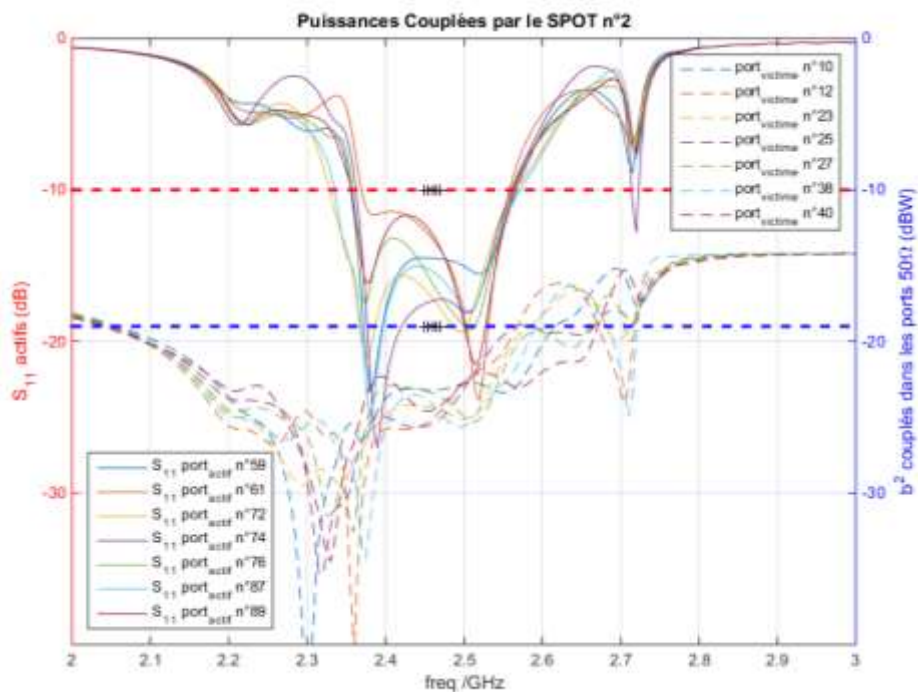


Figure 197 : adaptation active des ports du SPOT2 et isolation des ports du SPOT1 – configuration 4

V.4. Etude de l'isolation entre les ports de SPOTs différents

La contrainte sur l'isolation a été précédemment toujours largement atteinte. Nous allons ici durcir cette contrainte pour étudier le comportement de l'antenne et voir si les niveaux d'isolation obtenus peuvent être améliorés. Nous étudierons la configuration 1 avec un rayonnement axial et la configuration 2 qui était celle où le niveau d'isolation était précédemment le plus haut. La contrainte d'adaptation active est toujours fixée à -10 dB entre 2,45 GHz et 2,47 GHz. C'est aussi sur cette plage de fréquence que l'isolation est optimisée.

V.4.1. Isolation pour un rayonnement axial

Pour un rayonnement axial, plusieurs niveaux d'isolation sont testés : -19 dBW, -22 dBW, -23 dBW et -24 dBW. Les résultats en termes d'isolation sont présentés dans les Figure 198 à Figure 200. Ces résultats sont résumés dans le Tableau 28. Ce tableau présente aussi les gains réalisés obtenus dans la direction de rayonnement afin de vérifier que le faisceau est correctement formé.

Contrainte d'isolation fixée (dBW)	Gain réalisé sur la polarisation U (dB)	Gain réalisé sur la polarisation V (dB)	Niveau maximum d'isolation obtenu sur la polarisation U (dBW)	Niveau maximum d'isolation obtenu sur la polarisation V (dBW)
- 19	16,6	16,6	- 22,2	- 22,3
- 22	16,7	16,7	- 22,9	- 22,7
- 23	16,4	16,4	- 23,0	- 23,0
- 24	Pas de solution	Pas de solution	Pas de solution	Pas de solution

Tableau 28 : évolution de l'isolation entre ports excités de polarisation différente selon la contrainte d'isolation fixée

Une faible amélioration de l'isolation est notée lorsque la contrainte d'isolation est durcie. Ainsi, le niveau maximum d'isolation passe de -22,2 dBW à -23 dBW lorsque la contrainte évolue de -19 dBW à -23 dBW. Il semble qu'une isolation de l'ordre de -22 dBW soit naturellement obtenue pour cette configuration d'antenne. Pour une contrainte d'isolation durcie à -24 dBW, aucune solution n'est trouvée. Notons néanmoins que le gain réalisé n'est que peu influencé dans ces exemples. Il faut toutefois remarquer que la contrainte d'adaptation était difficile à atteindre à 2.45 GHz. Comme cette contrainte doit impérativement être satisfaite, elle impacte donc l'aptitude à améliorer l'isolation.

Pour essayer de mieux gérer l'isolation, nous allons tester une configuration de rayonnement dépointé.

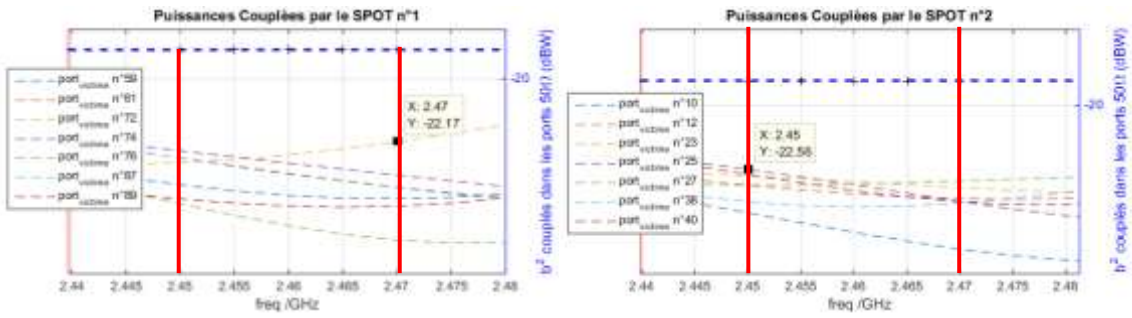


Figure 198 : isolation des ports de chaque SPOT lorsque l'autre SPOT est excité - configuration 1, isolation à -19 dBW (SPOT 1 excité à gauche et SPOT 2 à droite)

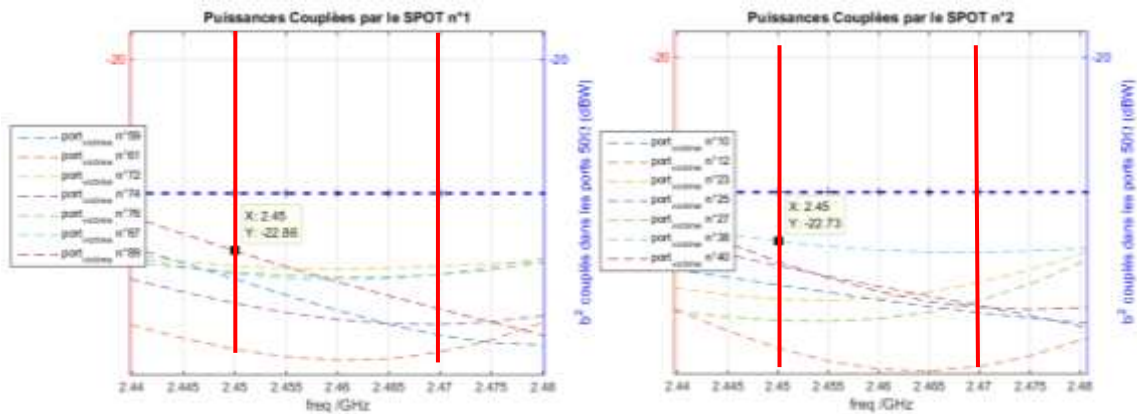


Figure 199 : isolation des ports de chaque SPOT lorsque l'autre SPOT est excité - configuration 1, isolation à -22 dBW (SPOT 1 excité à gauche et SPOT 2 à droite)

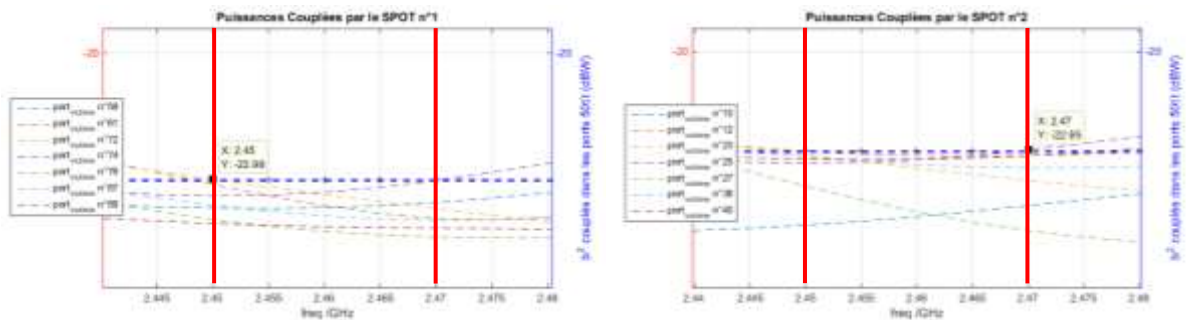


Figure 200 : isolation des ports de chaque SPOT lorsque l'autre SPOT est excité - configuration 1, isolation à -23 dBW (SPOT 1 excité à gauche et SPOT 2 à droite)

V.4.2. Isolation pour une configuration de rayonnement dépointé { $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ }

Nous choisissons pour cette étude la direction dépointée { $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ } car c'est pour cette direction de rayonnement que l'isolation était précédemment la plus haute. La Figure 201 représente l'isolation obtenue pour une contrainte d'isolation fixée à -19 dBW. Le

niveau d'isolation le plus haut rencontré est de -21,5 dBW et concerne le port n°61. Tous les autres ports présentent une isolation meilleure que -22 dBW.

Sur la Figure 202, nous pouvons constater qu'en fixant une contrainte d'isolation à -23 dBW, tous les ports sont correctement isolés, y compris le port 61.

Il apparaît ainsi sur cet exemple que l'isolation a pu être améliorée de plus de 1,5 dB sur un port. Cette optimisation se réalise au détriment du gain réalisé puisque celui-ci est réduit de 15,5 dB à 14,8 dB. Ce résultat confirme bien que l'ARFFR réalise un compromis entre les performances en rayonnement et l'isolation entre les ports en polarisations orthogonales. Néanmoins ce résultat pourra être confirmé par des études plus approfondies sur l'isolation des ARFFR en bipolarisation, à l'issue de ces premiers travaux sur le sujet.

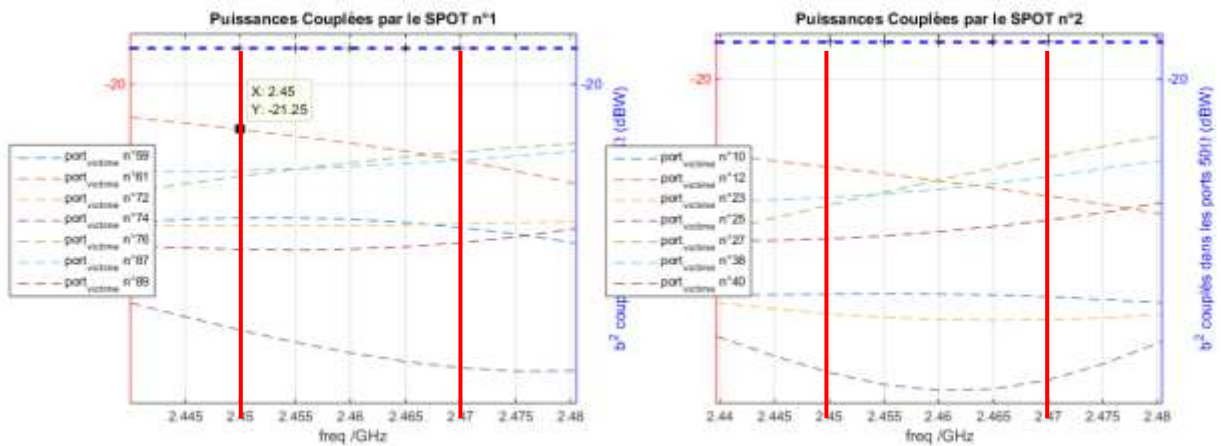


Figure 201 : isolation pour un rayonnement dépointé $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ - contrainte d'isolation fixée à -19 dBW (polarisation U à gauche et V à droite)

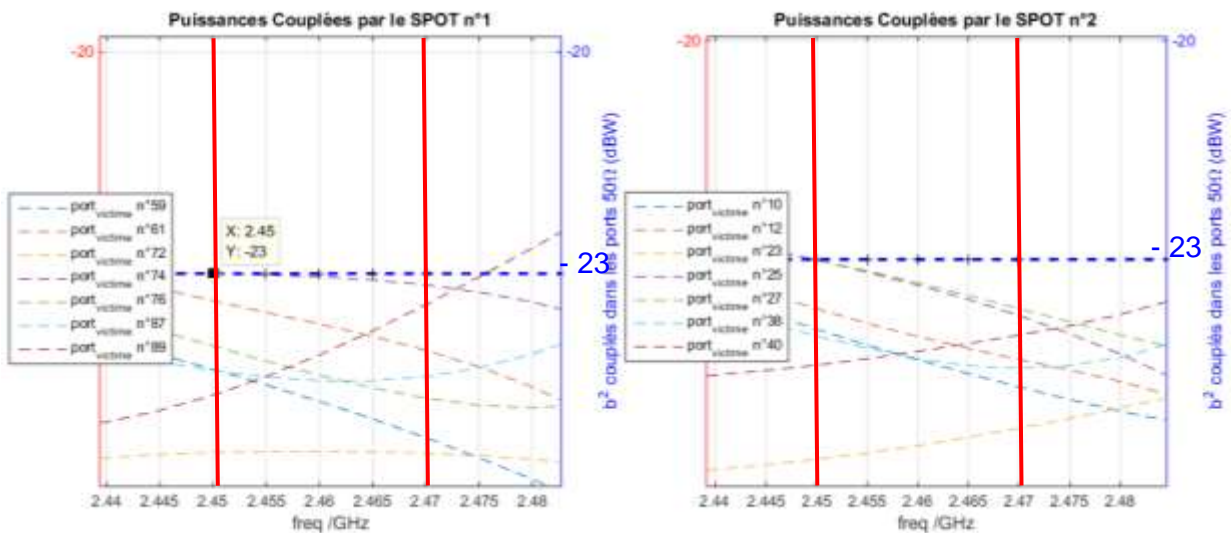


Figure 202 : isolation pour un rayonnement dépointé $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ - contrainte d'isolation fixée à -23 dBW (polarisation U à gauche et V à droite)

V.5. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons pu étendre le mode de fonctionnement de l'ARFFR à une bipolarisation orthogonale. Il s'agit d'une fonctionnalité très intéressante car elle permet de réaliser une orthogonalité de faisceaux avec une seule configuration de déphaseurs en réflexion, connectés aux éléments parasites, pour réaliser simultanément deux faisceaux sur deux polarisations orthogonales.

Nous avons vérifié l'aptitude du concept d'ARFFR à la bipolarisation orthogonale pour des configurations de rayonnement axial et dépointé. Une faible diminution du gain réalisé a été notée (entre 0,2 dB et 0,6 dB) par rapport à la même architecture d'antenne fonctionnant en monopolarisation. De plus, des niveaux de pertes faibles ont été mis en évidence, garantissant une bonne efficacité de rayonnement.

Nous avons pu démontrer l'adéquation du concept d'ARFFR à la bipolarisation orthogonale et la capacité de l'outil de synthèse à garantir le niveau de performances en gérant un compromis complexe entre l'isolation, l'adaptation active et le rayonnement du système.

La possibilité d'améliorer l'isolation de l'ARFFR par un compromis sur les performances a été montrée, mais des études plus approfondies seront nécessaires pour mettre en valeur cette aptitude dans un cas plus général. De plus, la validation expérimentale de l'orthogonalité de faisceaux sur l'ARFFR est nécessaire et elle est d'ores et déjà envisagée à court terme.

Conclusion générale

Ce mémoire résume mes travaux de thèse réalisés sur les Antennes Reconfigurables à Formateur de Faisceaux Réduit. L'objectif de ce manuscrit était de présenter une étude des performances atteintes par des ARFFR et de proposer des architectures d'ARFFR permettant la réalisation de fonctions complexes (bibande, bifaisceau, bipolarisation) tout en analysant leur comportement. Une attention particulière a été apportée à l'étude des pertes dans les ARFFR présentées. Les architectures proposées représentent des alternatives moins complexes et moins coûteuses que les solutions rencontrées dans la littérature.

En effet, ces solutions plus classiques, habituellement basées sur des réseaux d'antennes périodiques, présentent des contraintes importantes de mises en œuvre comme nous avons pu le voir dans le premier chapitre. Les couplages interéléments existant dans ces architectures rendent l'utilisation de circulateurs ou d'isolateurs nécessaires, ce qui complexifie le système et induit des pertes énergétiques. De plus, l'existence d'un grand nombre de contrôles conduit à la présence d'un réseau formateur de faisceaux complexe. Les alternatives présentées dans la littérature présentent un intérêt conceptuel. Ces solutions reposent sur le développement de réseaux lacunaires ou aperiodiques et permettent de réduire le nombre d'éléments excités des réseaux et donc leur complexité, tout en atteignant des performances similaires aux réseaux classiques. Néanmoins, ces solutions sont difficilement généralisables et les applications rencontrées sont conçues au cas par cas. Beaucoup plus simples et moins onéreuses, les ESPAR proposées par Harrington souffrent de performances plus limitées.

La description exhaustive du concept ARFFR a été faite dans le chapitre 2. L'importance des couplages interéléments a été mise en avant au cours de ce chapitre. En particulier, la comparaison d'ARFFR basées sur divers types d'éléments unitaires a montré que les éléments de type patch présentent un grand intérêt. Les couplages interéléments permis par les patches assurent un bon fonctionnement de l'antenne et les caractéristiques de rayonnement propres aux patches garantissent une agilité de faisceau pour un rayonnement axial ou dépointé jusqu'à 60° . Une architecture d'ARFFR basée sur des patches est donc particulièrement polyvalente en rayonnement. Si un dépointage supérieur à 60° est nécessaire, l'utilisation de monopoles est pertinente, en particulier pour la réalisation de balayages.

Le développement complet d'un panneau rayonnant en bande Ku adapté aux particularités du concept ARFFR est exposé dans le chapitre 3. Cette architecture a été utilisée pour déterminer des critères permettant de choisir le pourcentage d'éléments à exciter. Nous avons pu montrer que l'utilisation de 10 à 20 % d'éléments excités assure un bon compromis entre les performances de l'ARFFR et sa complexité. Le remplissage du panneau rayonnant

avec les éléments excités obéit à des exigences que nous avons définies. En particulier, nous avons démontré que les performances d'une ARFFR avec un rayonnement dépointé peuvent être améliorées par un choix judicieux des éléments excités. Nous pouvons résumer le choix de la distribution des éléments excités en quelques points :

- Utiliser une distribution uniforme pour favoriser l'ouverture effective de l'antenne,
- Privilégier l'excitation des éléments centraux,
- Éviter d'exciter les éléments périphériques,

Pour terminer, nous avons utilisé l'architecture en bande Ku pour proposer une étude d'un rayonnement bifaisceau. Une bonne isolation a pu être obtenue en séparant spatialement les éléments excités responsables de la formation de chaque faisceau. Les deux faisceaux peuvent ainsi être réalisés simultanément, c'est-à-dire que les charges réactives connectées aux éléments parasites de l'antenne sont choisies pour optimiser simultanément la formation des deux faisceaux, leur isolation et l'adaptation active de l'antenne.

La validation expérimentale du concept ARFFR a été l'objet du chapitre 4. Une excellente adéquation a été obtenue entre les résultats des mesures et les résultats de simulation. La capacité de l'ARFFR à limiter les pertes énergétiques, en particulier à l'intérieur des déphaseurs en réflexion qui nous ont servi de charges réactives pilotables, a été mise en évidence. Nous avons ainsi pu vérifier l'aptitude de l'ARFFR à gérer simultanément la formation de faisceaux, y compris dépointés, l'adaptation active de l'antenne et la limitation des pertes dans le réseau formateur de faisceaux.

La preuve de la solidité des modèles numériques utilisés a été apportée par la validation expérimentale. Nous avons ainsi pu étudier avec confiance grâce aux modèles numériques des modes avancés de fonctionnement et étudier l'orthogonalité de faisceaux en bipolarisation. D'importants résultats ont été obtenus en particulier en termes d'isolation entre les faisceaux. La possibilité de réaliser deux faisceaux à polarisation orthogonale a été démontrée. Nous avons pu montrer que la diminution du gain dans ce contexte est de l'ordre de 0,5 dB. Les ARFFR sont donc totalement aptes à gérer l'orthogonalité de faisceaux en plus du rayonnement de ceux-ci et de l'adaptation active. Ce point est encourageant concernant la capacité de l'ARFFR à répondre aux exigences des réseaux de télécommunication modernes, en particulier en ce qui concerne l'augmentation des débits de données.

Au terme de ce travail, nous avons vérifié la pertinence du concept d'ARFFR pour répondre aux besoins des systèmes futurs et surtout obtenir une avancée significative par rapport aux concepts de l'état de l'art basés sur les ESPAR. L'ARFFR est apte à réaliser des

rayonnements complexes sur plusieurs bandes passantes, à gérer la formation de plusieurs faisceaux, y compris en polarisation orthogonale. Cette dernière fonction doit encore être validée expérimentalement, ce qui sera une perspective à court terme. Une autre perspective envisageable à court terme consiste à dériver le concept d'ARFFR à la polarisation circulaire.

Il faut noter qu'un point reste en suspens dans les travaux présentés. Nous n'avons cherché qu'à optimiser le diagramme de rayonnement de l'antenne par rapport à une seule direction objectif. En raison du pas spatial des éléments excités, nous avons mentionné l'apparition de lobes de réseaux, clairement visibles sur les résultats. Pour améliorer la maturité de l'antenne, il sera nécessaire d'adresser cette problématique. Des premiers éléments de réponse seront apportés dans la thèse de Mme EL ZEIN, qui mène des études complémentaires sur le concept d'ARFFR, et qui travaille notamment sur des dispositions d'éléments et des gabarits de rayonnement visant à réduire l'impact des lobes de réseaux et des lobes secondaires. Il sera donc intéressant à l'avenir de capitaliser sur l'ensemble de ces thèses pour réaliser des architectures d'ARFFR performantes.

Une autre perspective à plus long terme, plus dépendante des contraintes technologiques, consistera à faire évoluer en fréquence les déphaseurs en réflexion, notamment pour travailler en bande Ka. Les pertes sur le coefficient de réflexion, importantes à ces fréquences, pourraient limiter l'évolution de l'ARFFR pour les applications associées.

Liste des travaux publiés pendant la thèse

- Jorick MILBRANDT, Cyrille MENUQUIER, Marc THEVENOT, Thierry Monédière, « *Potentialities of reduced BFN antennas for spatial Ku-band applications* », Journées scientifiques de l'URSI-France, 29 mars 2018, Observatoire de Paris.
- Jorick Milbrandt, Hala Alzein, Abdul-Sattar Kaddour, Cyrille Menuquier, Marc Thevenot, Patrick Potier, Philippe Pouliguen, Maxime Romier « *Formation de faisceaux complexes à partir d'une antenne reconfigurable à circuit d'alimentation simplifié* », JNM 2019, Caen.
- Jorick Milbrandt, Cyrille Ménudier, Marc Thévenot, Thierry Monédière, Maxime Romier, "Potentiality of reduced BFN antennas for managing beamforming in Ku", workshop ISL, 2018.
- H.Alzein, J.Milbrandt, C.Menuquier, M.Thevenot, T.Monediere, « *Optimization of the VSWR of reconfigurable antennas with a coupled multielement concept* », EUCAP, London, 2018.
- J. MILBRANDT, C. MENUQUIER, M. THEVENOT and T. MONEDIERE, "Preliminary study of an antenna with a reduced BFN for dual-band beamforming," 2018 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), Vasteras, 2018.
- Abdul-Sattar Kaddour, Jorick Milbrandt, Hala Alzein, Cyrille Menuquier, Marc Thevenot Philippe Pouliguen, Patrick Potier, « *Potentialities of Reduced Beamforming Antennas using Magneto-Electric Dipoles* " 2019, Atlanta, 2019.
- Hala Alzein, Jorick Milbrandt, Abdul-Sattar Kaddour, Cyrille Menuquier, Marc Thevenot, Thierry Monediere, « *Study of Active VSWR in a Reduced BFN Antenna Array* ", APS, Atlanta, 2019.

Références bibliographiques

- [1] “The Nobel Prize in Physics 1909,” *NobelPrize.org*. [Online]. Available: <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/1909/braun/lecture/>. [Accessed: 19-Jun-2019].
- [2] “FGAN-FHR feiert 100 Jahre RADAR.” [Online]. Available: https://www.100-jahre-radar.fraunhofer.de/index.html?/gdr_5_deutschefunkmesstechnikim2wk.html. [Accessed: 19-Jun-2019].
- [3] R. I. Colin, “Luis Alvarez: Pioneer Award winner, 1963,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 5, no. 10, pp. 42–44, Oct. 1990.
- [4] R. Maaskant, M. Popova, and R. van den Brink, “Towards the design of a low-cost wideband demonstrator tile for the SKA,” in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006, pp. 1–4.
- [5] P. Eudeline, “Survey of active electronically scanned antenna in Thales Radars,” in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2013, pp. 12–16.
- [6] J. Julié, S. Kemkemian, and R. Sapienza, “Multirole airborne radar computer evolution,” in *2014 International Radar Conference*, 2014, pp. 1–6.
- [7] I. Albert, H. Chane, and G. Raguene, “The STENTOR active antenna: design, performances and measurement results,” in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2003., 2003, pp. 52–57.
- [8] A. Montesano *et al.*, “Galileo System Navigation Antenna for Global Positioning,” in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–6.
- [9] “Hispasat 36W-1 mis en orbite avec la nouvelle génération de charge utile numérique RedSAT développée sous la responsabilité de Thales Alenia Space España | Thales Group.” [Online]. Available: <https://www.thalesgroup.com/fr/monde/espace/press-release/hispasat-36w-1-mis-en-orbite-avec-la-nouvelle-generation-de-charge-utile>. [Accessed: 24-Jun-2019].
- [10] A. Montesano *et al.*, “EADS CASA Espacio RX DRA: IRMA heritage in X band and ELSA development in KU band,” in *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, 2012, pp. 1–9.
- [11] A. Foudazi, A. R. Mallahzadeh, and M. M. S. Taheri, “Pattern synthesis for multi-feed reflector antenna using IWO algorithm,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, pp. 1–5.
- [12] P. Ramanujam and P. H. Law, “Shaped reflector and multi-feed paraboloid-a comparison,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*, 1999, vol. 2, pp. 1136–1139 vol.2.
- [13] M. Schneider, C. Hartwanger, E. Sommer, and H. Wolf, “Test results for the multiple spot beam antenna project ‘Medusa,’” in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1–4.
- [14] J. R. Costa, C. A. Fernandes, G. Godi, R. Sauleau, L. L. Coq, and H. Legay, “Compact Ka-Band Lens Antennas for LEO Satellites,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1251–1258, May 2008.
- [15] P. Padilla, A. Munoz-Acevedo, M. Sierra-Castaner, and M. Sierra-Perez, “Electronically Reconfigurable Transmitarray at Ku Band for Microwave Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2571–2579, Aug. 2010.

- [16] A. Kelkar, "FLAPS: conformal phased reflecting surfaces," in *Proceedings of the 1991 IEEE National Radar Conference*, 1991, pp. 58–62.
- [17] C. Apert, T. Koleck, P. Dumon, T. Dousset, and C. Renard, "ERASP: A new reflectarray antenna for space applications," in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006, pp. 1–5.
- [18] G. Courtin, R. Gillard, R. Loison, D. Bresciani, and M. Romier, "Dual-Band Capabilities Of The Fourth Order Phoenix Cell for Reflectarrays Antennas," in *2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2019, pp. 0647–0650.
- [19] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Unit Cell for Reflectarrays Operating With Independent Dual Circular Polarizations," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1176–1179, 2014.
- [20] K. T. Ng and B. A. Munk, "Surface-wave phenomena in phased slot arrays with parasitic wire arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 11, pp. 1398–1406, Nov. 1989.
- [21] A. Neto, S. Maci, G. Vecchi, and M. Sabbadini, "A truncated Floquet wave diffraction method for the full wave analysis of large phased arrays. I. Basic principles and 2-D cases," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 4, pp. 594–600, Apr. 2000.
- [22] J. Ruze, "Physical Limitations on Antennas," *MIT Rad Lab Series, McGraw-Hill Book Co*, Oct-1952.
- [23] H. Unz, "Linear Arrays with arbitrarily distributed elements," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, no. 2, pp. 222–223, Mar. 1960.
- [24] R. Harrington, "Sidelobe reduction by nonuniform element spacing," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 9, no. 2, pp. 187–192, Mar. 1961.
- [25] R. Willey, "Space tapering of linear and planar arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 4, pp. 369–377, Jul. 1962.
- [26] M. Andreassen, "Linear arrays with variable interelement spacings," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 2, pp. 137–143, Mar. 1962.
- [27] M. Skolnik, J. Sherman, and F. Ogg, "Statistically designed density-tapered arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 4, pp. 408–417, Jul. 1964.
- [28] Y. Lo and S. Lee, "A study of space-tapered arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 14, no. 1, pp. 22–30, Jan. 1966.
- [29] R. L. Haupt, J. J. Menozzi, and C. J. McCormack, "Thinned arrays using genetic algorithms," in *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1993, pp. 712–715 vol.2.
- [30] R. L. Haupt, "Thinned arrays using genetic algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 7, pp. 993–999, Jul. 1994.
- [31] S. Caorsi, A. Lommi, A. Massa, and M. Pastorino, "Peak sidelobe level reduction with a hybrid approach based on GAs and difference sets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 4, pp. 1116–1121, Apr. 2004.
- [32] W. P. M. N. Keizer, "Linear Array Thinning Using Iterative FFT Techniques," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 8, pp. 2757–2760, Aug. 2008.
- [33] O. M. Bucci and M. D. Migliore, "A Novel Nonuniform Fast Fourier Transform Algorithm and Its Application to Aperiodic Arrays," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1472–1475, 2017.

- [34] D. Sartori, G. Oliveri, L. Manica, and A. Massa, "Hybrid Design of Non-Regular Linear Arrays With Accurate Control of the Pattern Sidelobes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 12, pp. 6237–6242, Dec. 2013.
- [35] D. Sartori, L. Manica, G. Oliveri, and A. Massa, "Design of thinned arrays with controlled sidelobes by ADS-CP strategy," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 662–665.
- [36] Y. Cheng, W. Shao, S. Zhang, and Y. Li, "An Improved Multi-Objective Genetic Algorithm for Large Planar Array Thinning," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 3, pp. 1–4, Mar. 2016.
- [37] B. V. Ha, M. Mussetta, P. Pirinoli, and R. E. Zich, "Modified Compact Genetic Algorithm for Thinned Array Synthesis," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1105–1108, 2016.
- [38] D. J. Ludick, R. Maaskant, D. B. Davidson, U. Jakobus, R. Mittra, and D. de Villiers, "Efficient Analysis of Large Aperiodic Antenna Arrays Using the Domain Green's Function Method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1579–1588, Apr. 2014.
- [39] Z. Wang, M. Simeoni, and I. E. Lager, "A Complete Tool for Analyzing Mutual Couplings in Nonuniform Arrays of Rectangular Aperture Radiators," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 3192–3195, 2017.
- [40] P. Rocca, G. Oliveri, R. J. Mailloux, and A. Massa, "Unconventional Phased Array Architectures and Design Methodologies—A Review," *Proc. IEEE*, vol. 104, no. 3, pp. 544–560, Mar. 2016.
- [41] R. L. Haupt, "Reconfigurable thinned arrays," in *2014 IEEE Radar Conference*, 2014, pp. 0076–0078.
- [42] M. G. Labate, P. Dewdney, R. Braun, M. Waterson, and J. Wagg, "The SKA low-frequency telescope: Performance parameters and constraints on the array configuration," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 2259–2263.
- [43] E. de L. Acedo, A. J. Faulkner, and J. G. B. de Vaate, "SKA low frequency aperture array," in *2016 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*, 2016, pp. 1–2.
- [44] C. Carignan, "HI science with the SKA pathfinders KAT-7 MeerKAT," in *2017 XXXIIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, 2017, pp. 1–2.
- [45] E. Colin-Beltran, E. de L. Acedo, A. Faulkner, and B. Wakley, "Recent advances on the design of random sparse arrays made from Log-periodic antenna elements for the SKA AA-Mid instrument," in *2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2015, pp. 593–597.
- [46] A. El-Makadema, N. Razavi-Ghods, and A. Brown, "Scanning performance of SKA-low sparse array configurations incorporating realistic element patterns and sky noise contributions," in *2012 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, 2012, pp. 844–847.
- [47] M. C. Viganó, D. L. del Río, and S. Vaccaro, "Sparse array antennas for satellite mobile terminals," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 3132–3136.
- [48] M. C. Viganó, G. Toso, G. Caille, C. Mangenot, and I. E. Lager, "Spatial density tapered sunflower antenna array," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, pp. 778–782.
- [49] "Antenne yagi-uda," *Dictionnaires et Encyclopédies sur "Academic."* [Online]. Available: <https://fracademic.com/dic.nsf/frwiki/113077>. [Accessed: 30-Oct-2019].

- [50] A. Çalışkan, F. Güneş, M. A. Belen, P. Mahouti, and S. Demirel, "Coplanar stripline-fed Microstrip Yagi-Uda antenna for ISM band application," in *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016, pp. 1–3.
- [51] O. Kramer, T. Djerafi, and K. Wu, "Vertically Multilayer-Stacked Yagi Antenna With Single and Dual Polarizations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1022–1030, Apr. 2010.
- [52] X. Quan, R. Li, and M. M. Tentzeris, "A novel broadband omni-directional circularly polarized antenna for mobile communications," in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, pp. 1777–1779.
- [53] R. Harrington, "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 3, pp. 390–395, May 1978.
- [54] D. Sinnott and R. Harrington, "Analysis and design of circular antenna arrays by matrix methods," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 21, no. 5, pp. 610–614, Sep. 1973.
- [55] C. E. Hickman, H. P. Neff, and J. D. Tillman, "The theory of a single-ring circular antenna array," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng. Part Commun. Electron.*, vol. 80, no. 2, pp. 110–115, May 1961.
- [56] K. Gyoda and T. Ohira, "Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (C, 2000)*, vol. 2, pp. 922–925 vol.2.
- [57] A. Komatsuzaki, S. Saito, K. Gyoda, and T. Ohira, "Hamiltonian approach to reactance optimization in ESPAR antennas," in *2000 Asia-Pacific Microwave Conference. Proceedings (Cat. No.00TH8522)*, 2000, pp. 1514–1517.
- [58] P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 4, pp. 1035–1042, Jul. 2004.
- [59] S. Fassetta and A. Sibille, "Switched angular diversity BSSA array antenna for WLAN," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 8, pp. 702–703, Apr. 2000.
- [60] J. Lee, Y. Lee, Y. Lee, and T. Kim, " $N/16$ spaced ESPAR antenna using analog RF switches for single RF chain," in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 840–841.
- [61] M. Plotka, M. Tarkowski, K. Nyka, and L. Kulas, "A novel calibration method for RSS-based DoA estimation using ESPAR antennas," in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, 2018, pp. 65–68.
- [62] A. Miura, W. Luo, M. Taromaru, M. Ueba, and T. Ohira, "Experimental Study of Reactively Loaded Parasitic Microstrip Array Antenna for Circular Polarization," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–5.
- [63] A. K. Skrivervic and J. R. Mosig, "Finite phased array of microstrip patch antennas: the infinite array approach," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, no. 5, pp. 579–582, May 1992.
- [64] Y. Mushiak, *A Theoretical Analysis of the Multi Element End Fire Array with Particular Reference to the Yagi-Uda Array*. Tohoku, 1956.
- [65] Y. Yu, M. Okada, and H. Yamamoto, "Effect of Dummy elements on a Monopole Array-assisted Doppler Spread Compensator for Digital Terrestrial Television Broadcasting Receiver," in *2006 Asia-Pacific Conference on Communications*, Busan, 2006, pp. 1–5.

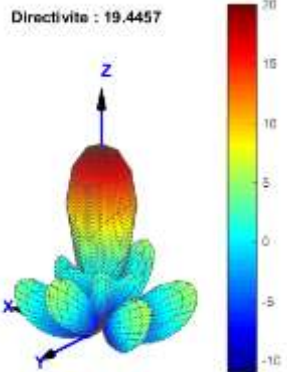
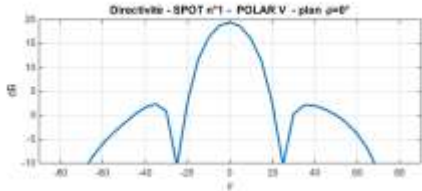
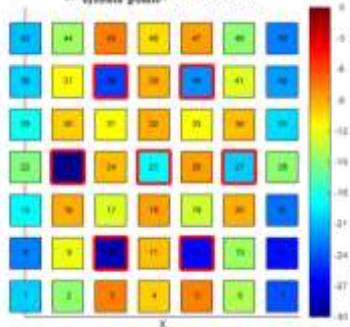
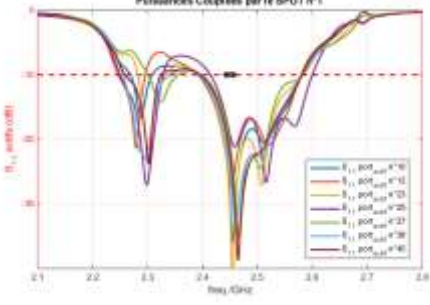
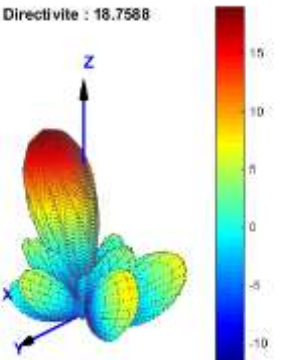
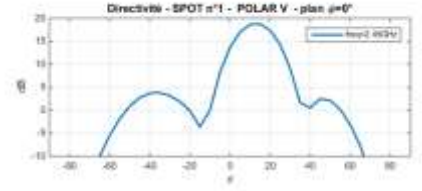
- [66] Y. Yusuf and Xun Gong, "A Low-Cost Patch Antenna Phased Array With Analog Beam Steering Using Mutual Coupling and Reactive Loading," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 81–84, 2008.
- [67] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez, and S. R. Rengarajan, "Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 3, pp. 506–510, Mar. 1999.
- [68] A. Elsayed, "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," Limoges, 2010.
- [69] Y. Abdallah, "Effects of the mutual couplings on the EM properties of reflectarrays : Definition of a strategy of design," Thèse de doctorat Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes Limoges, Limoges, 2012.
- [70] F. Fezai, "Synthèse d'architectures d'antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux : Application au projet Remote Wake Up," Thèse de doctorat Electronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes Limoges, Limoges, 2013.
- [71] A. Oueslati, "Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride," Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes, Limoges, 2015.
- [72] F. Gemibicki, "Vector Optimization for Control with Performance and Parameter Sensitivity Indices," Ph. D. doctoral thesis, Case Western Reserve University, Cleveland, Ohio, 1973.
- [73] A. Maati, "Mise en œuvre de formalismes pour la modélisation de grands réseaux périodiques d'antennes," Limoges, 2018.
- [74] E. Holzman, "On the use of dummy elements to match edge elements in transmit arrays," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Waltham, MA, USA, 2013, pp. 549–552.
- [75] "MACOM - Product Detail - MAPS-010164." [Online]. Available: <https://www.macom.com/products/product-detail/MAPS-010164>. [Accessed: 02-Nov-2019].

Annexes

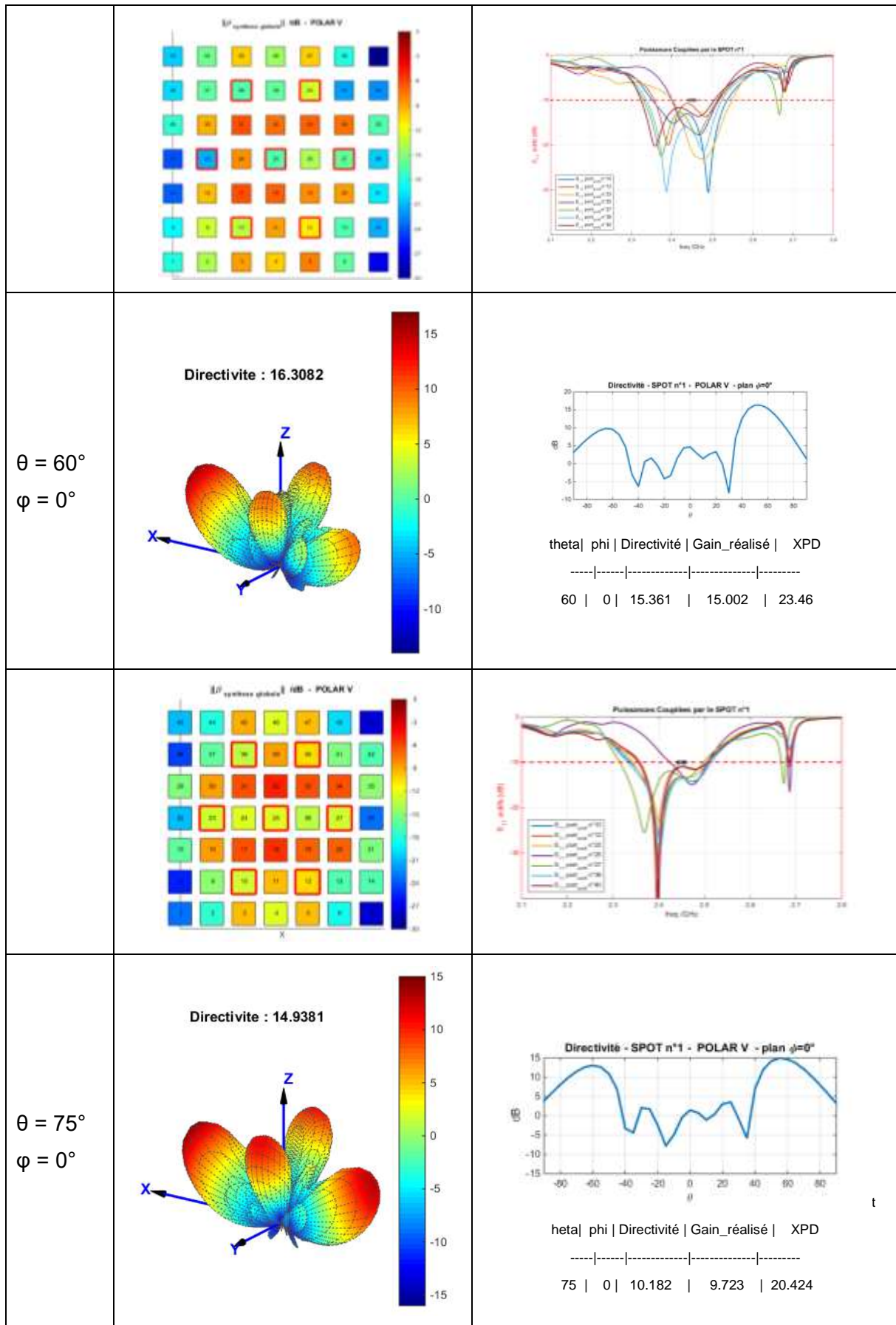
Annexe 1. Etude d'un balayage suivant θ_0, à φ_0 constant, pour un réseau de 49 patchs double toits	220
Annexe 2. Etude d'un balayage du faisceau suivant φ_0, avec $\theta_0 = 60$, pour un réseau de 49 patchs double toits	224
Annexe 3. Etude d'un balayage suivant θ_0, à φ_0 constant, pour un réseau de 49 monopoles	228
Annexe 4. Etude d'un balayage du faisceau suivant φ_0, avec $\theta_0 = 60$, pour un réseau de monopoles	232
Annexe 5. Validation expérimentale de l'ARFFR : configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB	236

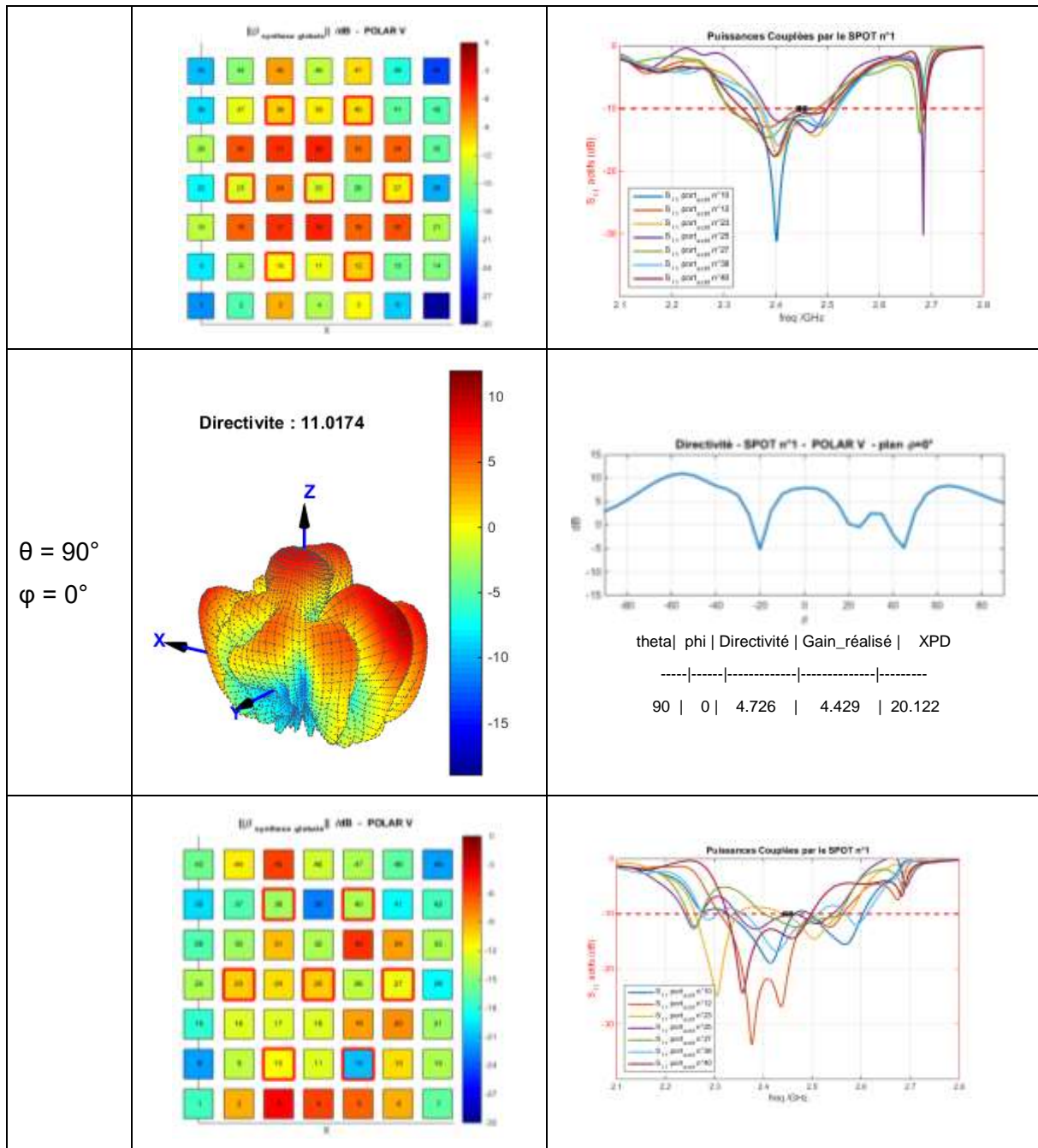
Annexe 1. Etude d'un balayage suivant θ_0 , à φ_0 constant, pour un réseau de 49 patchs double toits

Cette annexe présente une étude en dépointage du faisceau d'une ARFFR composée de 49 patchs double toit. Un dépointage suivant θ_0 dans le plan $\varphi_0 = 0^\circ$ est proposé. Un pas de 15° est choisi entre les synthèses. Nous fixons à nouveau une contrainte sur les S_{11} actifs à -10 dB sur la bande 2,44 GHz – 2.46 GHz.

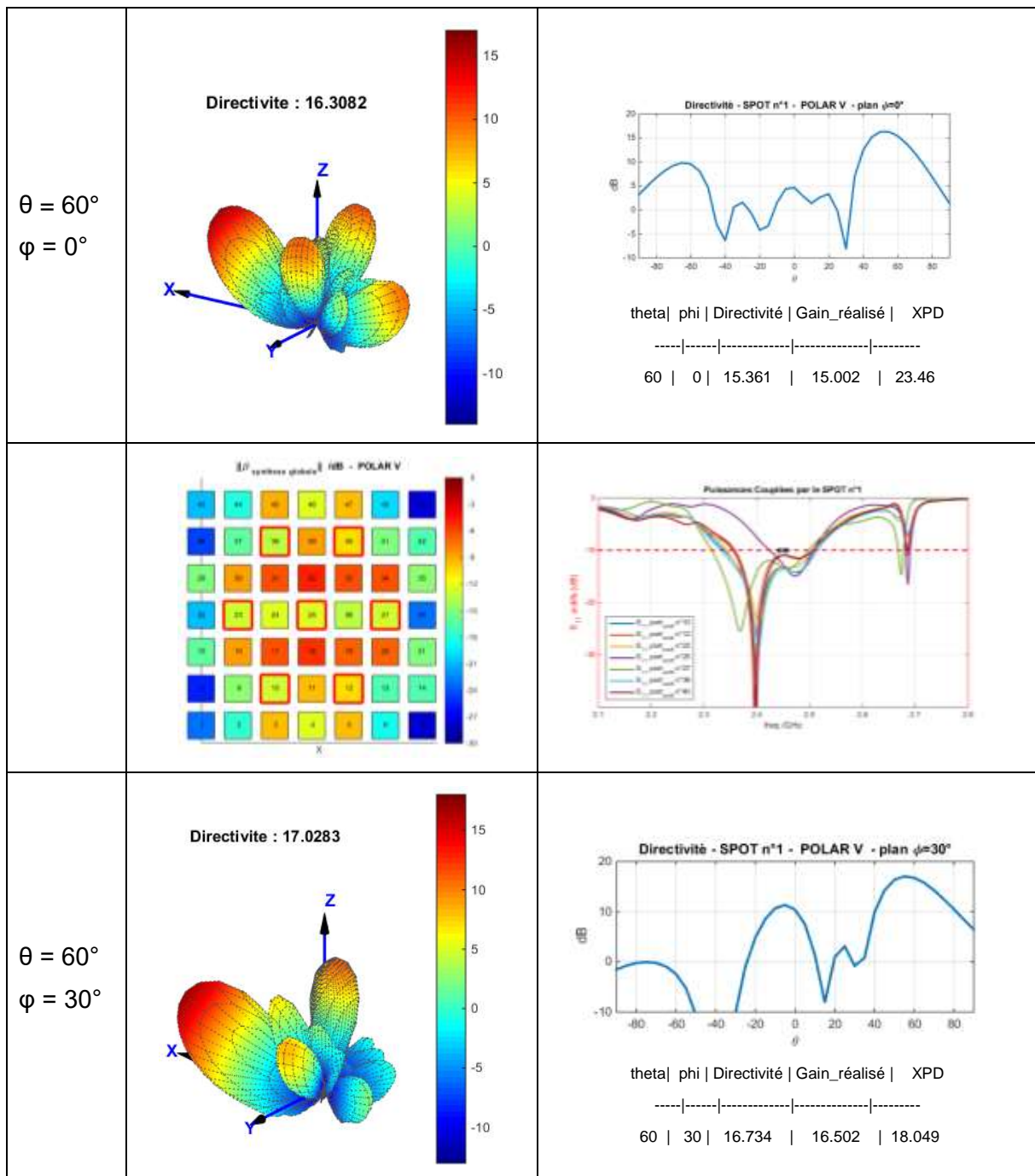
<p>$\theta = 0^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 19.4457</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\varphi=0^\circ$</p>  <p>theta phi Directivité Gain_réalisé XPD ----- ----- ----- ----- ----- 0 0 19.446 19.246 67.999</p>
	<p>$S_{11}^{\text{synthese}} _{\text{dB}} - \text{POLAR V}$</p> 	<p>Puissances Couplées par le SPOT n°1</p> 
<p>$\theta = 15^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>	<p>Directivité : 18.7588</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\varphi=0^\circ$</p>  <p>theta phi Directivité Gain_réalisé XPD ----- ----- ----- ----- ----- 15 0 18.759 18.563 37.974</p>

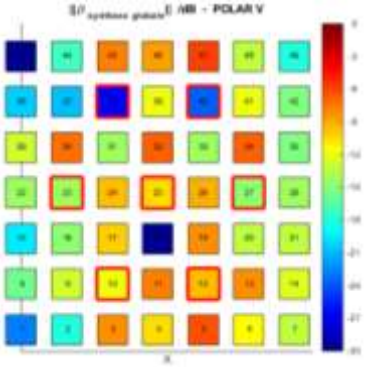
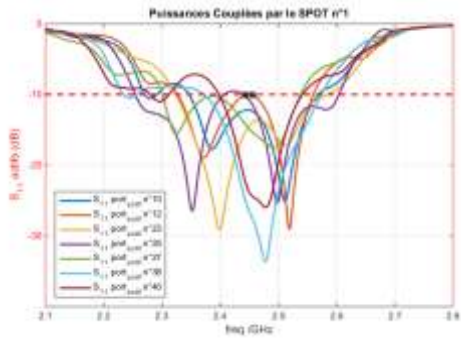
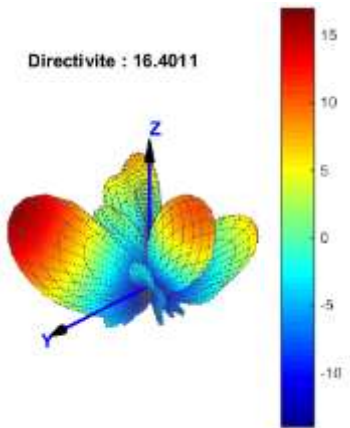
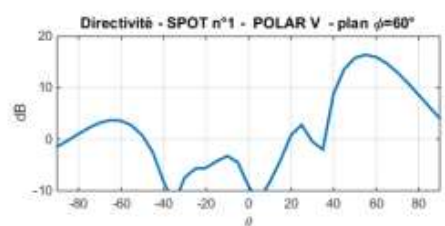
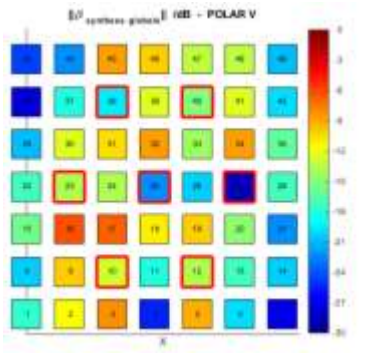
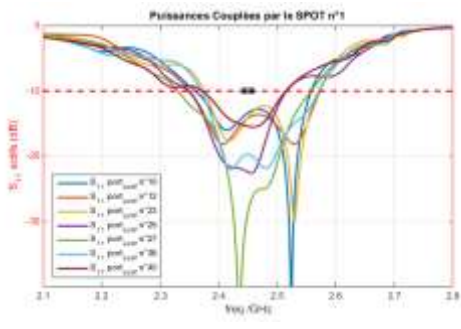
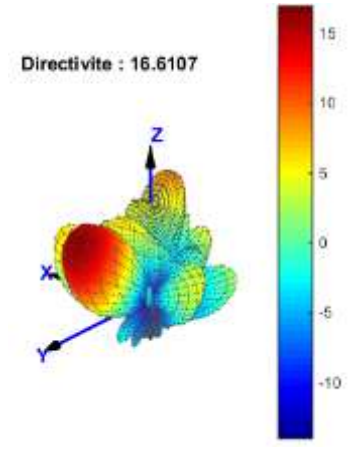
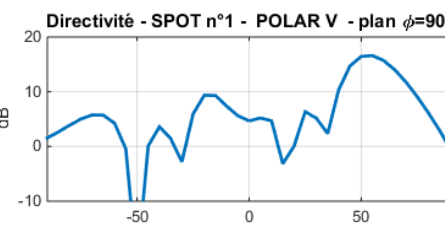
$\theta = 30^\circ$ $\varphi = 0^\circ$	<p>Directivité : 17.6399</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>theta</th> <th>phi</th> <th>Directivité</th> <th>Gain_réalisé</th> <th>XPD</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>30</td> <td>0</td> <td>17.64</td> <td>17.379</td> <td>30.964</td> </tr> </tbody> </table>	theta	phi	Directivité	Gain_réalisé	XPD	30	0	17.64	17.379	30.964
theta	phi	Directivité	Gain_réalisé	XPD								
30	0	17.64	17.379	30.964								
$\theta = 45^\circ$ $\varphi = 0^\circ$	<p>Directivité : 17.6332</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>theta</th> <th>phi</th> <th>Directivité</th> <th>Gain_réalisé</th> <th>XPD</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>45</td> <td>0</td> <td>17.633</td> <td>17.435</td> <td>27.903</td> </tr> </tbody> </table>	theta	phi	Directivité	Gain_réalisé	XPD	45	0	17.633	17.435	27.903
theta	phi	Directivité	Gain_réalisé	XPD								
45	0	17.633	17.435	27.903								

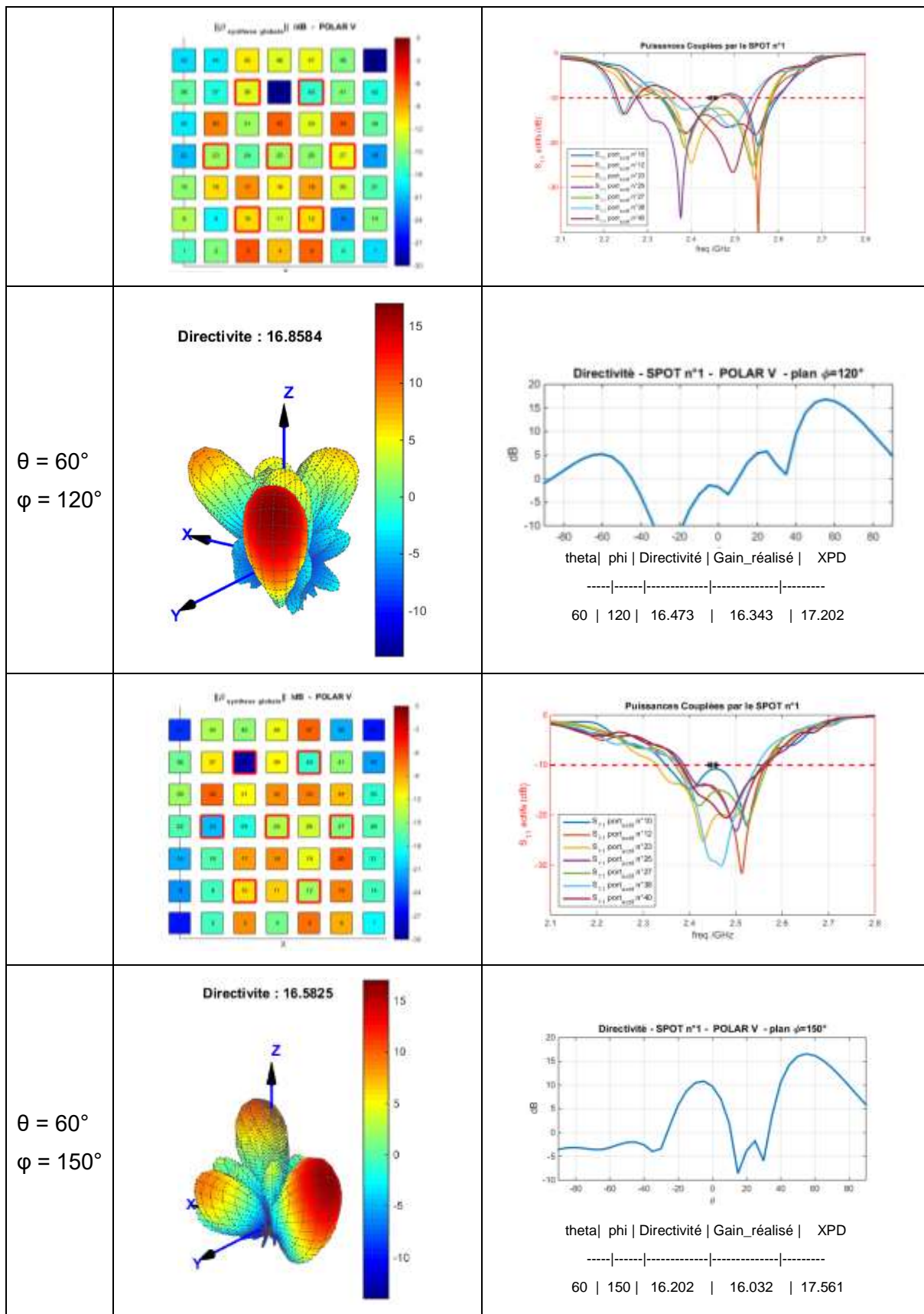


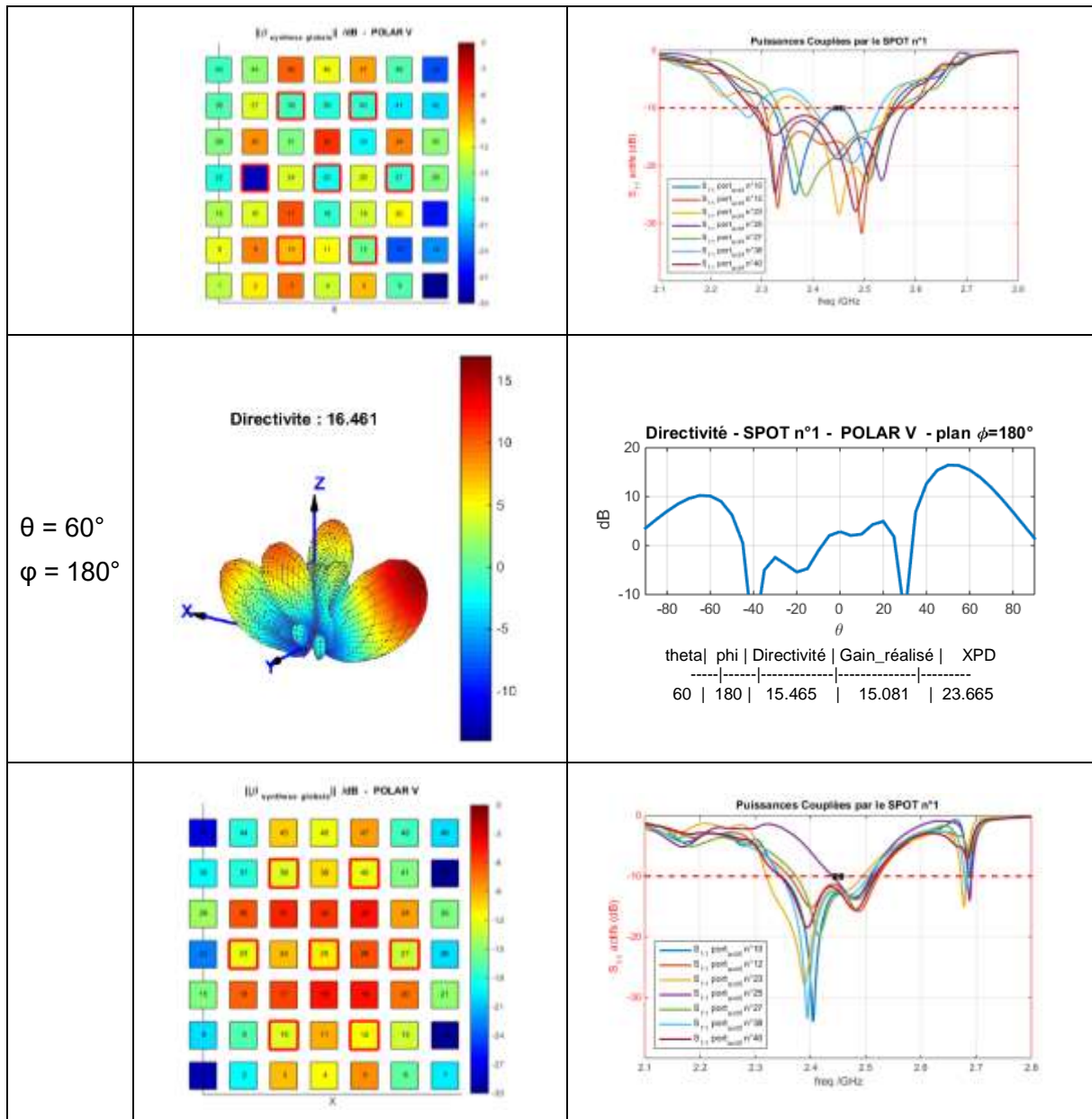


Annexe 2. Etude d'un balayage du faisceau suivant φ_0 , avec $\theta_0 = 60$, pour un réseau de 49 patches double toits

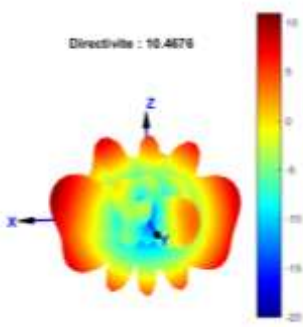
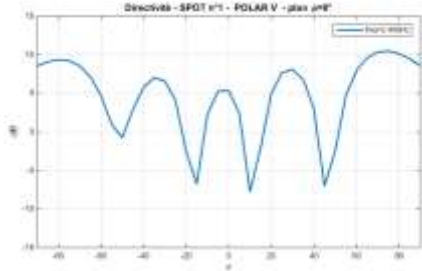
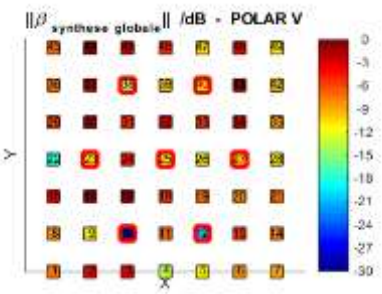
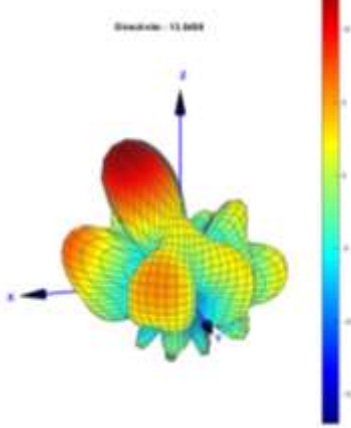
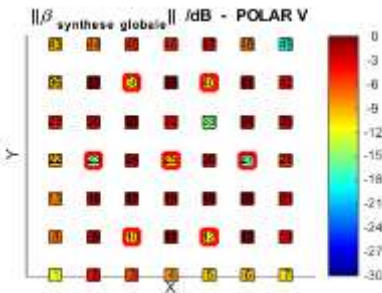
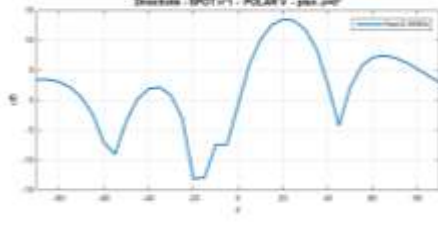


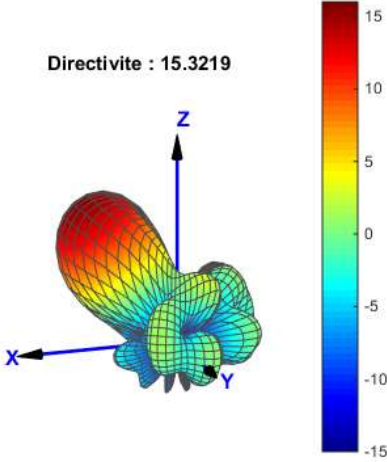
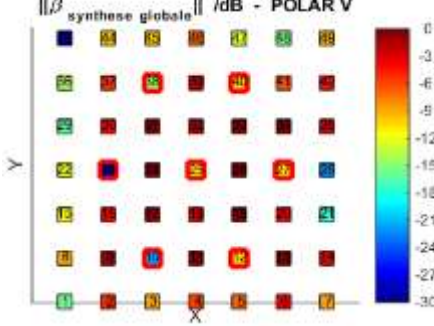
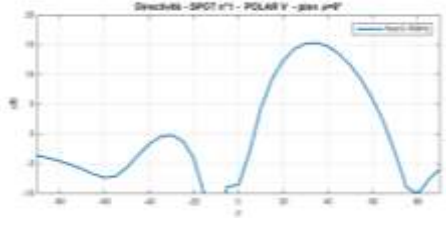
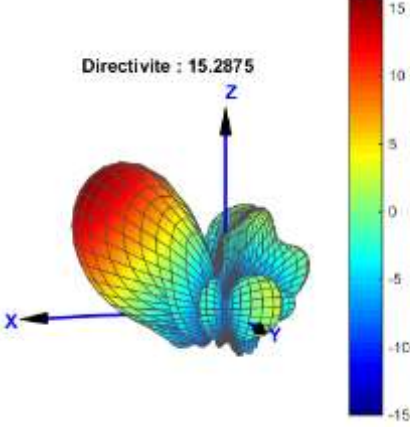
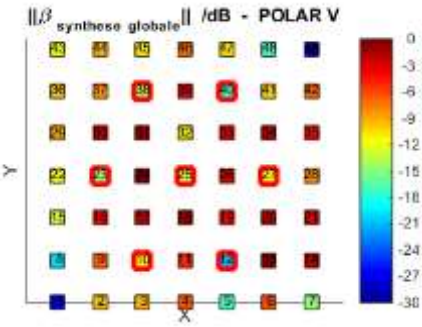
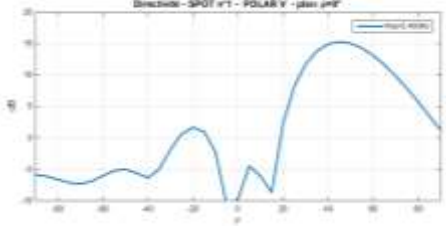
		
<p>$\theta = 60^\circ$ $\phi = 60^\circ$</p>	<p>Directivité : 16.4011</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\phi=60^\circ$</p>  <p>theta phi Directivité Gain_réalisé XPD ----- 60 60 15.953 15.826 17.2</p>
		
<p>$\theta = 60^\circ$ $\phi = 90^\circ$</p>	<p>Directivité : 16.6107</p> 	<p>Directivité - SPOT n°1 - POLAR V - plan $\phi=90^\circ$</p>  <p>theta phi Directivité Gain_réalisé XPD ----- 60 90 15.689 15.485 39.909</p>

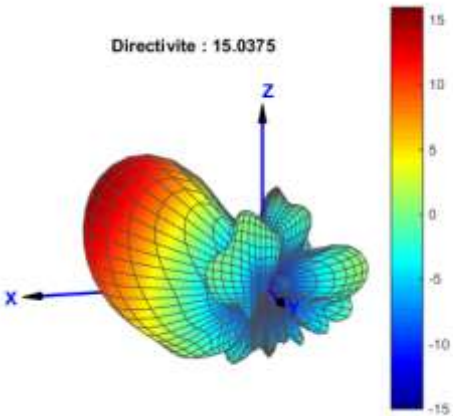
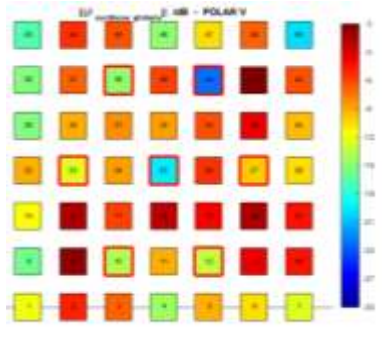
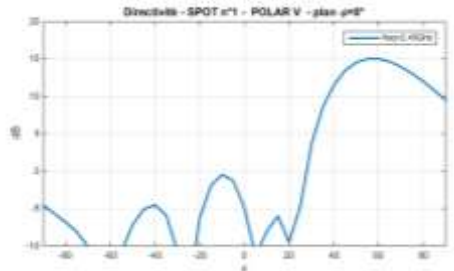
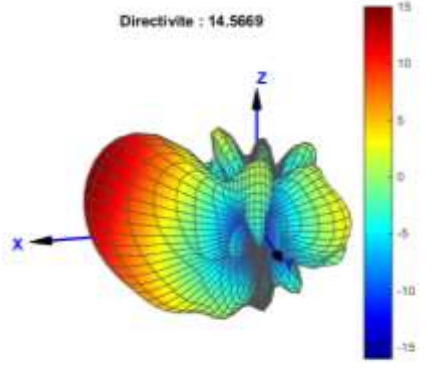
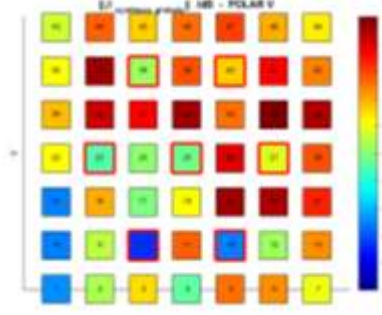
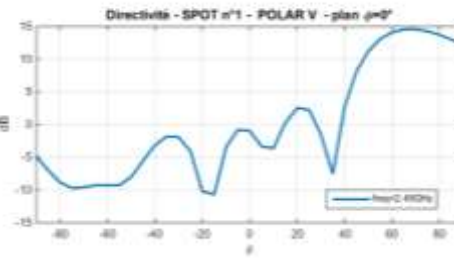


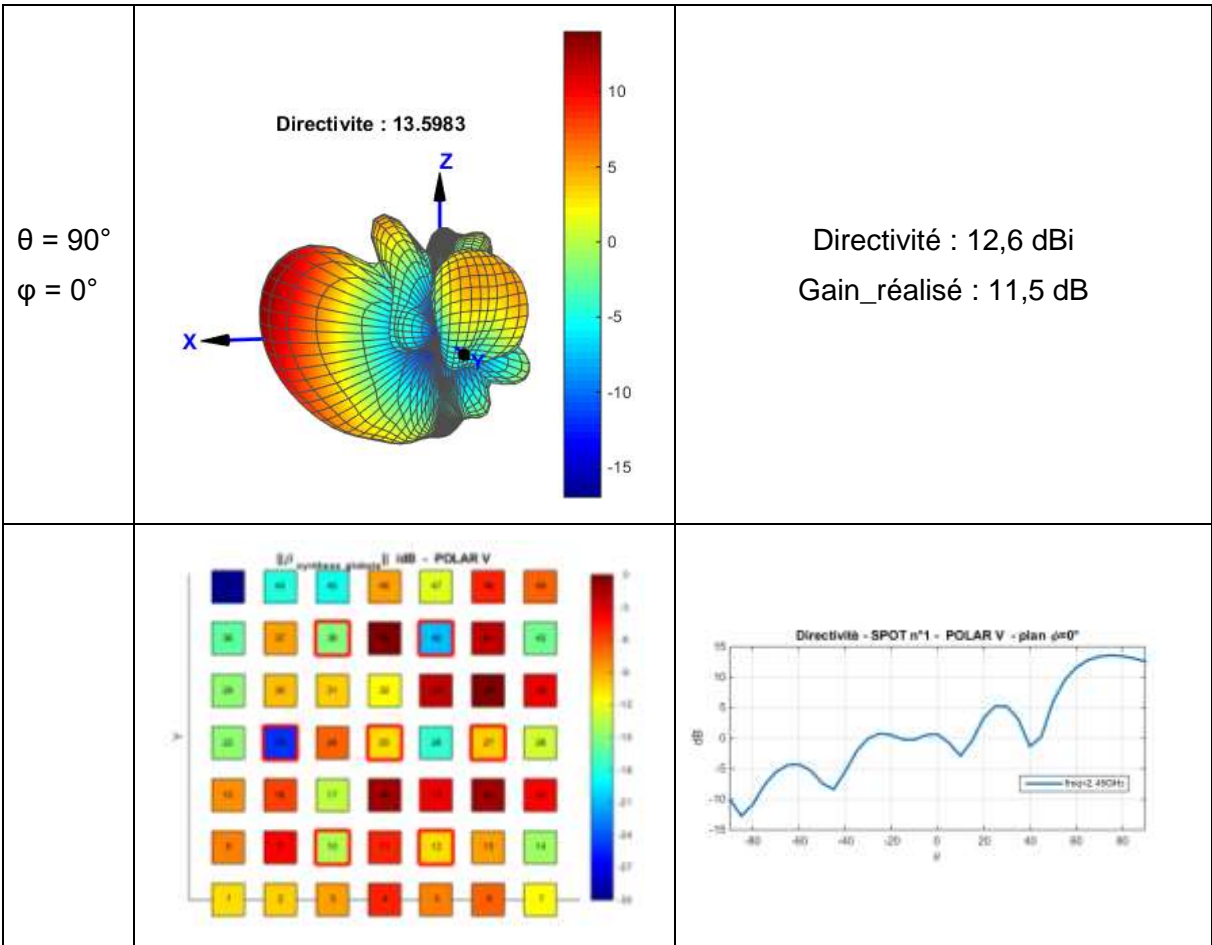


Annexe 3. Etude d'un balayage suivant θ_0 , à φ_0 constant, pour un réseau de 49 monopoles

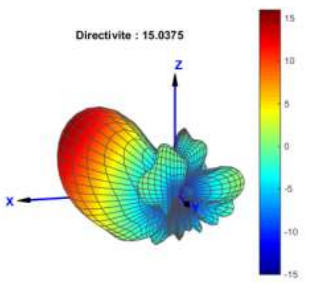
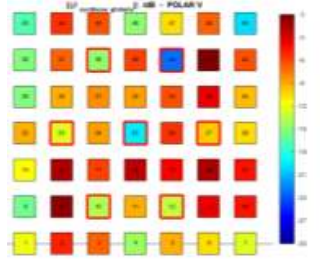
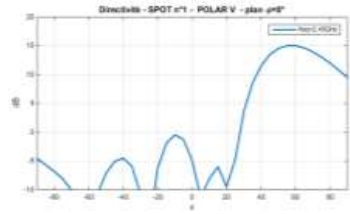
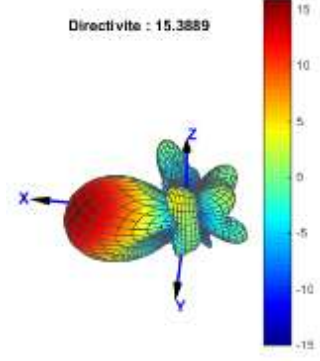
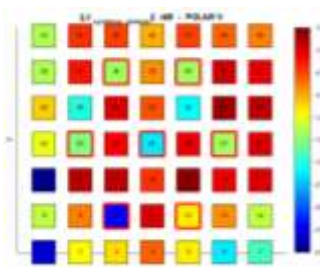
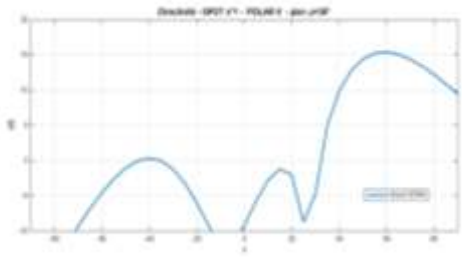
<p>$\theta = 0^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>		
		<p>Directivité : 5.5 dBi Gain_réalisé : 4.2 dB</p>
<p>$\theta = 15^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>		<p>Directivité : 12,6 dBi Gain_réalisé : 11,3 dB</p>
		

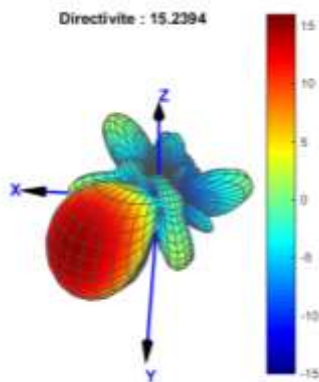
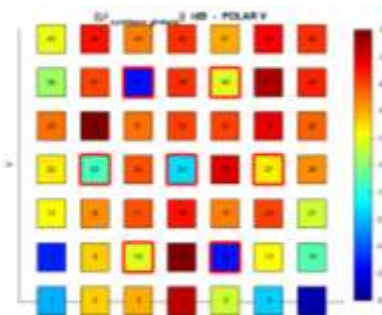
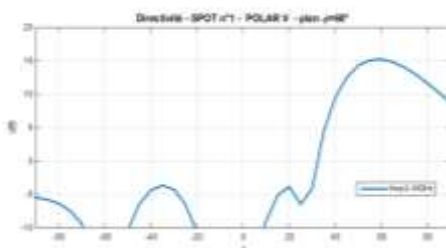
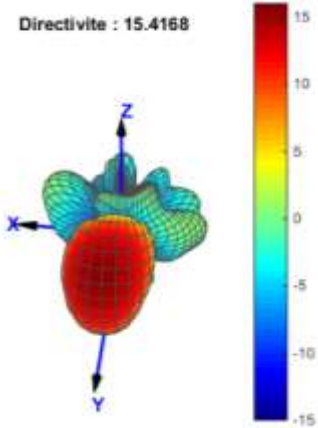
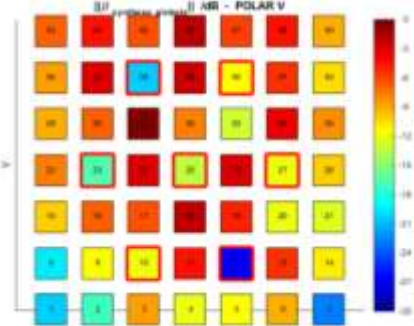
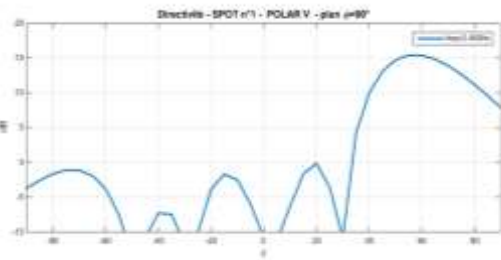
<p>$\theta = 30^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>	<p>Directivite : 15.3219</p> 	<p>Directivite : 15,2 dBi Gain_réalise : 14,1 dB</p>
	<p>$\ \beta_{\text{synthese globale}}\ \text{ /dB - POLAR V}$</p> 	
<p>$\theta = 45^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>	<p>Directivite : 15.2875</p> 	<p>Directivite : 15.3 dBi Gain_réalise : 14.5 dB</p>
	<p>$\ \beta_{\text{synthese globale}}\ \text{ /dB - POLAR V}$</p> 	

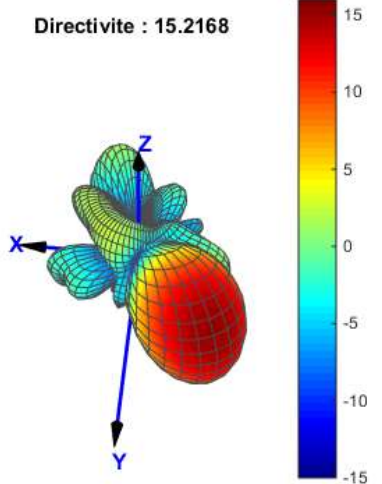
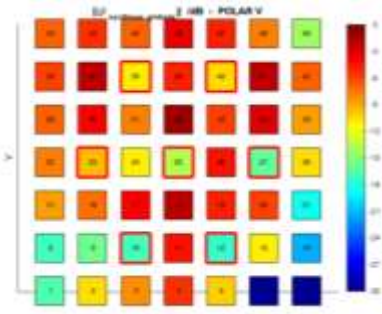
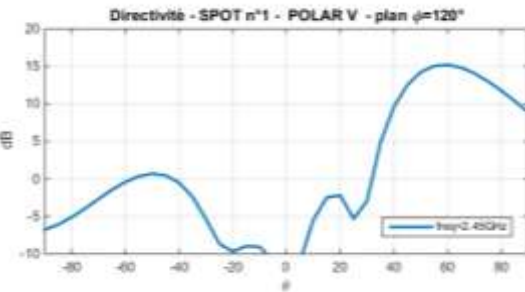
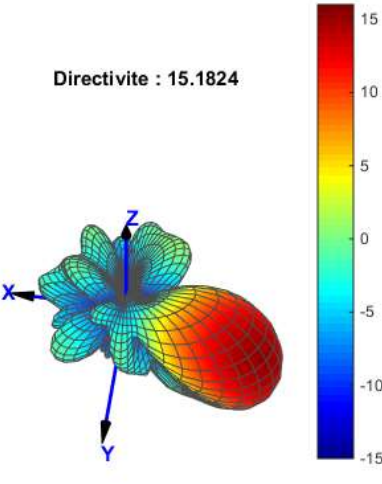
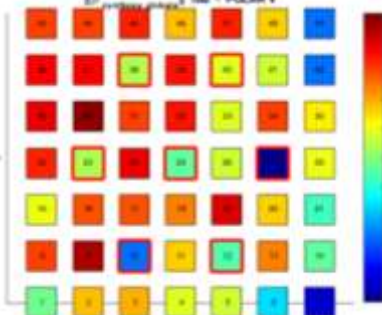
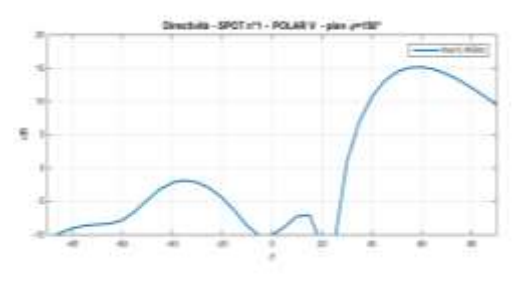
<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>	 <p>Directivite : 15.0375</p>	<p>Directivité : 15,0 dBi Gain_réalisé : 14,3 dB</p>
		
<p>$\theta = 75^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>	 <p>Directivite : 14.5669</p>	<p>Directivité : 14,3 dBi Gain_réalisé : 13,4 dB</p>
		

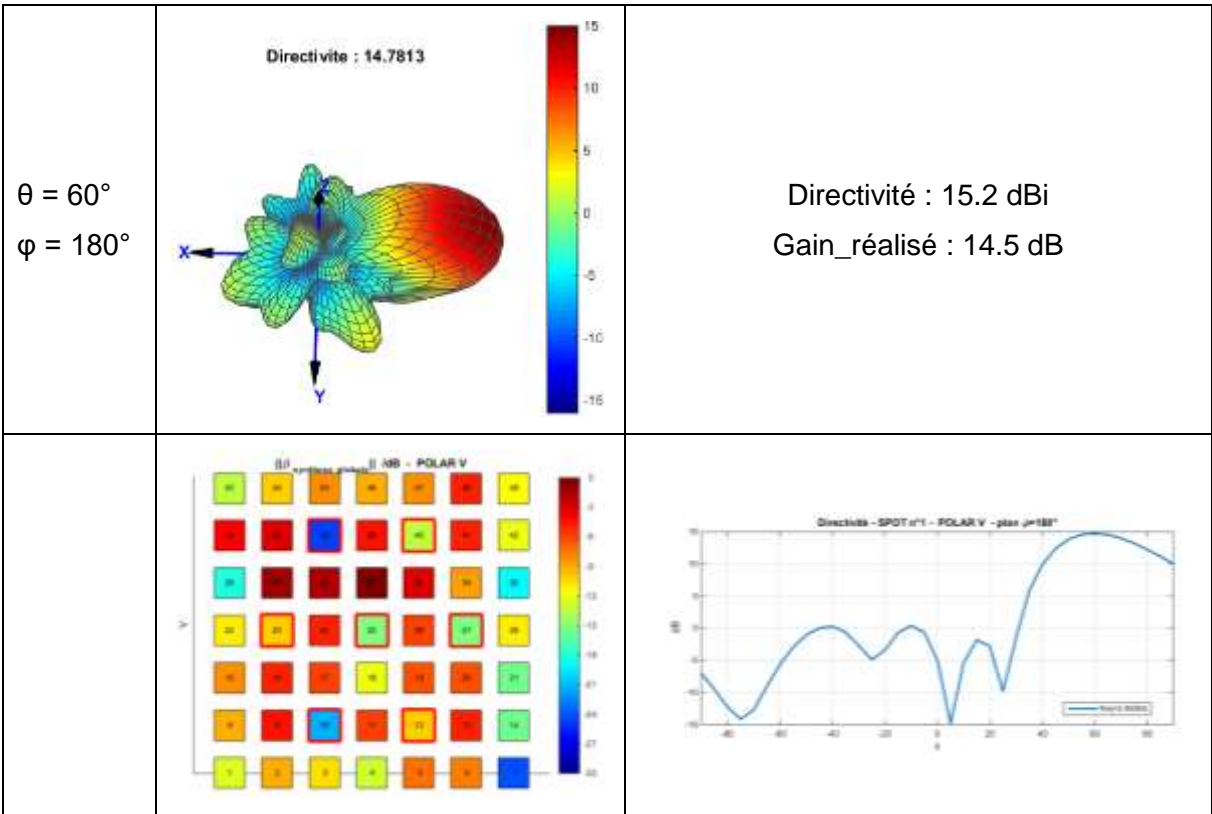


Annexe 4. Etude d'un balayage du faisceau suivant φ_0 , avec $\theta_0 = 60$, pour un réseau de monopoles

<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 0^\circ$</p>		<p>Directivité Gain_réalisé 15.0 dBi 14.3 dB</p>
		
<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 30^\circ$</p>		<p>Directivité : 15.4 dBi Gain_réalisé : 14.7 dB</p>
		

<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 60^\circ$</p>		<p>Directivité : 15.2 dBi Gain_réalisé : 14.6 dB</p>
		
<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 90^\circ$</p>		<p>Directivité : 15.4 dBi Gain_réalisé : 14.7 dB</p>
		

<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 120^\circ$</p>	<p>Directivite : 15.2168</p> 	<p>Directivité : 15.2 dBi Gain_réalisé : 14.5 dB</p>
		
<p>$\theta = 60^\circ$ $\varphi = 150^\circ$</p>	<p>Directivite : 15.1824</p> 	<p>Directivité : 15.1 dBi Gain_réalisé : 14.6 dB</p>
		



Annexe 5. Validation expérimentale de l'ARFFR : configuration 3 : $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 45^\circ$, $S_{ii,actif} \leq -10$ dB

Pour un rayonnement dépointé dans la direction $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 45^\circ\}$, les rayonnements 3D obtenus par simulation et mesures sont donnés sur les Figure 203 et Figure 204. Une très grande similitude est constatée entre les deux diagrammes. Dans la direction de rayonnement maximal, un gain réalisé de 15,8 dB est obtenu en simulation et de 14,9 dB en mesure. En termes de directivité, les valeurs en simulation et mesure sont très proches, respectivement 16,5 dB et 16,4 dB.

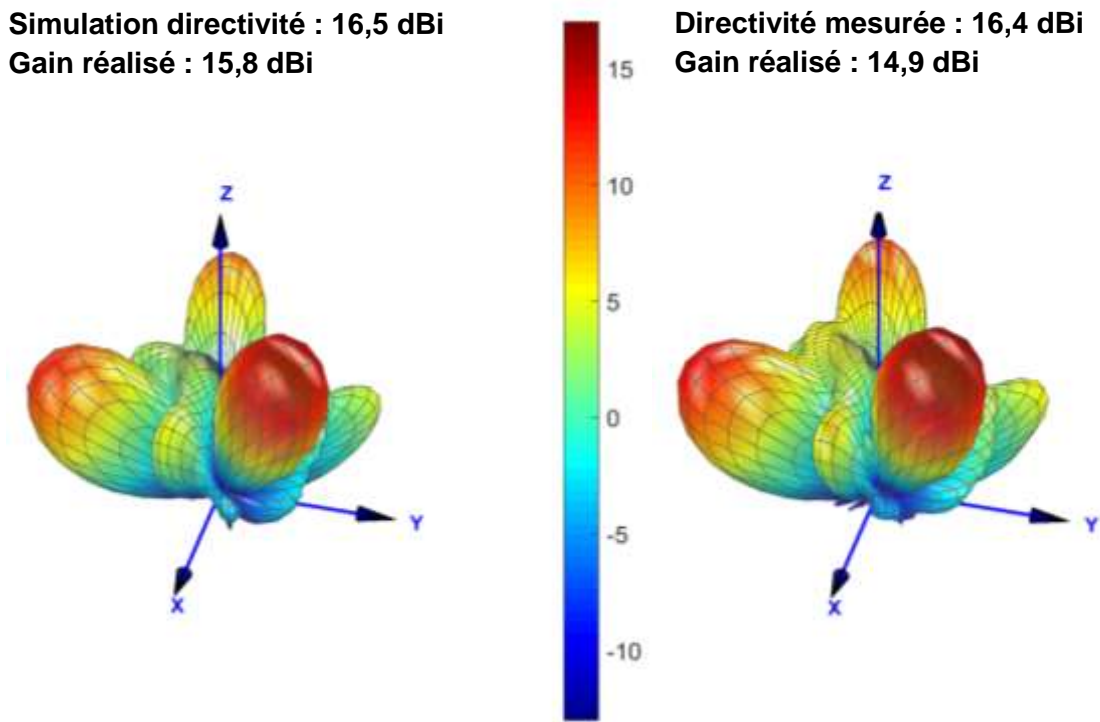


Figure 203 : comparaison des diagrammes de rayonnement 3D simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour la configuration 3

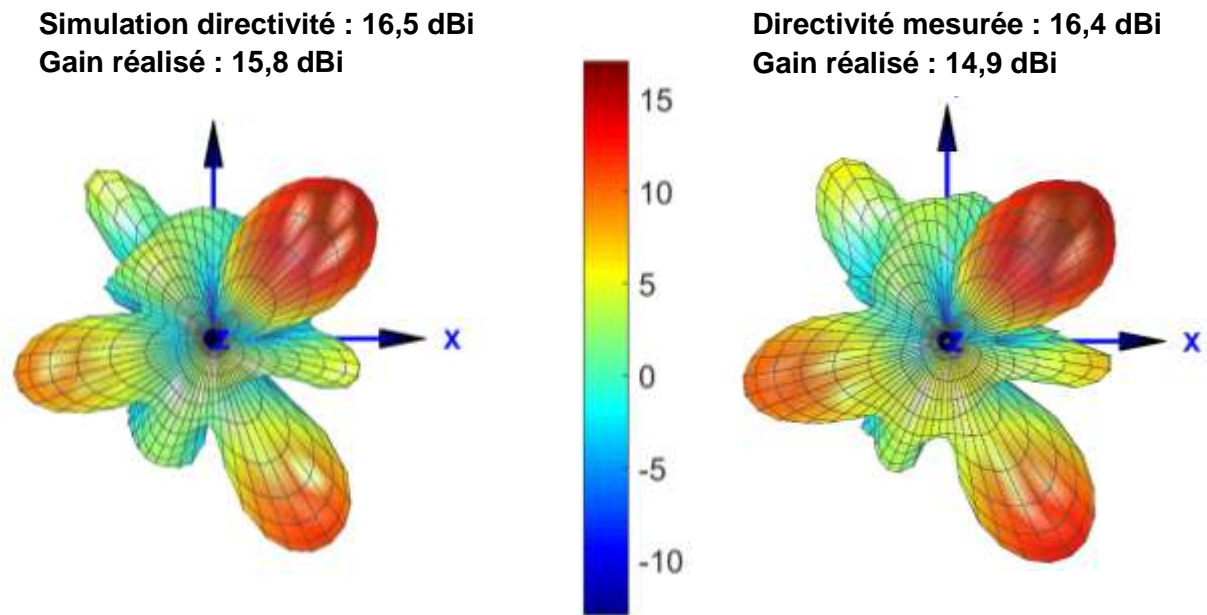


Figure 204 : comparaison des diagrammes de rayonnement 3D simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour la configuration 3, selon l'axe z

La contrainte sur les S_{11} actifs est respectée par les données issues de la simulation et de la mesure comme le montre la Figure 205. Un très léger dépassement de 0,4 dB est constaté seulement pour la voie n°25 en mesure. De manière plus générale, les valeurs de S_{11} actifs mesurées sont cohérentes avec les données issues de la simulation sur l'ensemble de la bande de fréquence étudiée.

Les pertes dans la face avant sont de -0,1 dB ; et dans les déphaseurs de -0,5 dB. Les ports les plus couplés (i.e. l'intensité de l'onde incidente sur ces ports est supérieure à -13 dB) d'après la Figure 206 sont les ports 9,11, 22, 26, 37. Les pertes dans les déphaseurs correspondant à ces ports, par rapport à la puissance totale injectée, sont respectivement de 0,3%, 0,6%, 0,3%, 0,5% et 0,25% d'après la Figure 207. Les déphaseurs en réflexion connectés à ces ports ont tous un coefficient de réflexion meilleur que -2 dB.

Les déphaseurs en réflexion dont les coefficients de réflexion engendrent des pertes importantes, i.e. supérieures à -3 dB sont numérotés 2, 4, 7, 13, 15, 19, 28, 30, 34, 36, 41, et 45. Tous les ports correspondant à ces charges présentent un couplage inférieur à -19 dB excepté le port 28 et le port 41 qui ont un couplage d'environ -15 dB. La Figure 208 montre que les pertes pour ces des déphaseurs représente environ 0,75% de la puissance injectée totale, soit un niveau de pertes maîtrisé. Nous vérifions bien que les coefficients de réflexion créant des pertes importantes sont prioritairement alloués aux ports peu couplés afin de limiter les pertes totales du système.

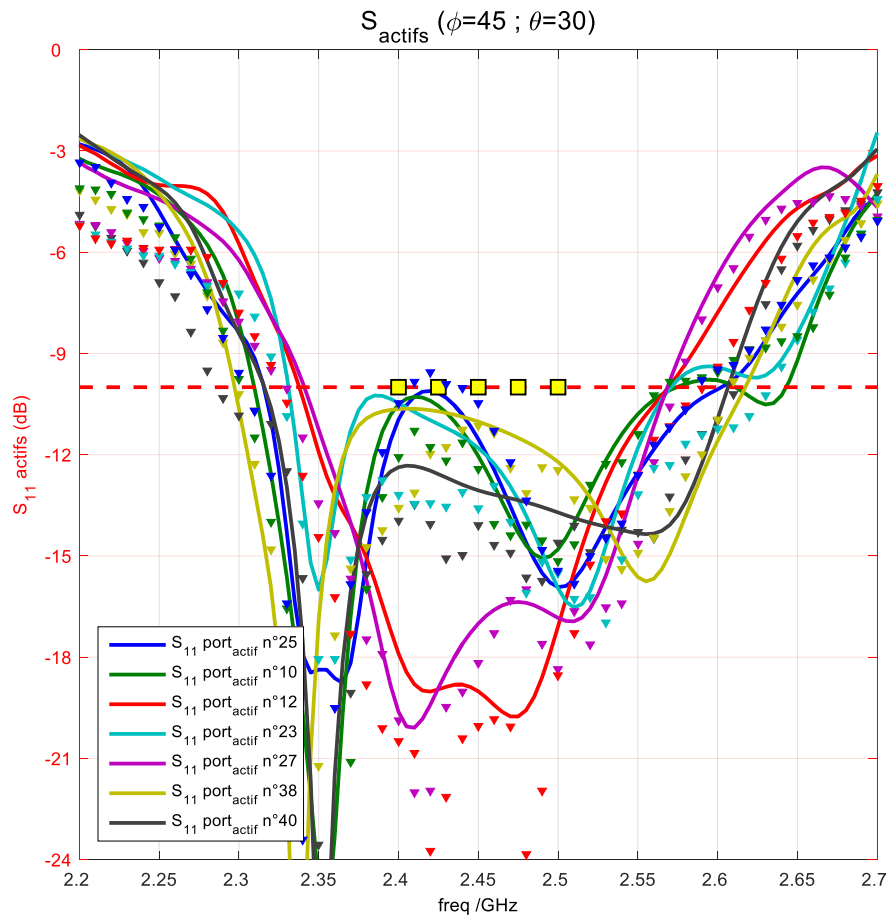


Figure 205 : adaptations actives simulées (traits pleins) et mesurées (triangles) de l'ARFFR dans la configuration 3

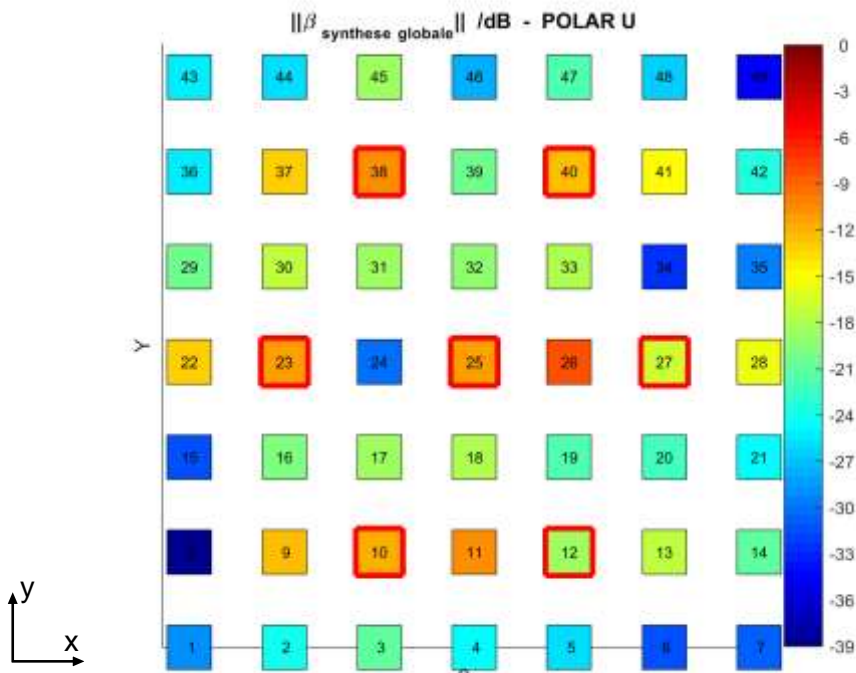
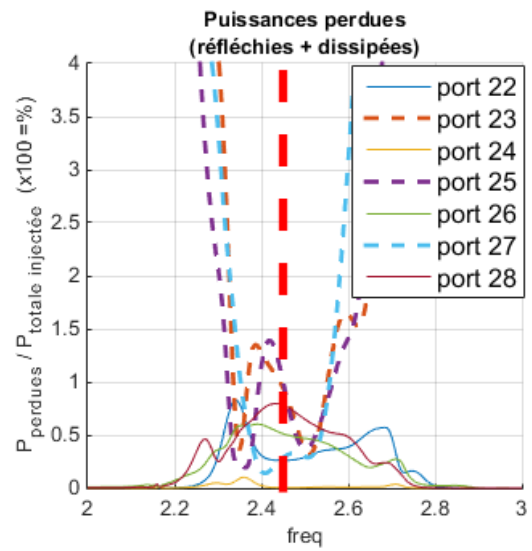
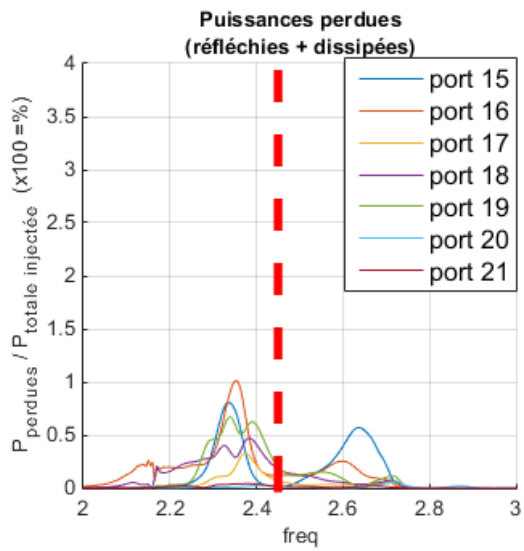
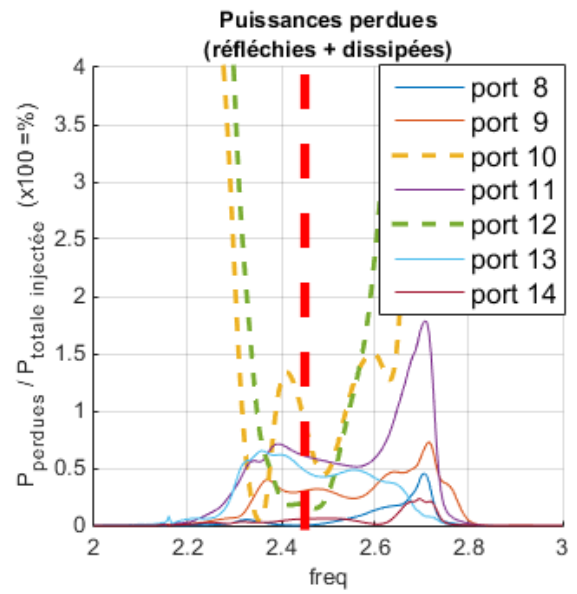
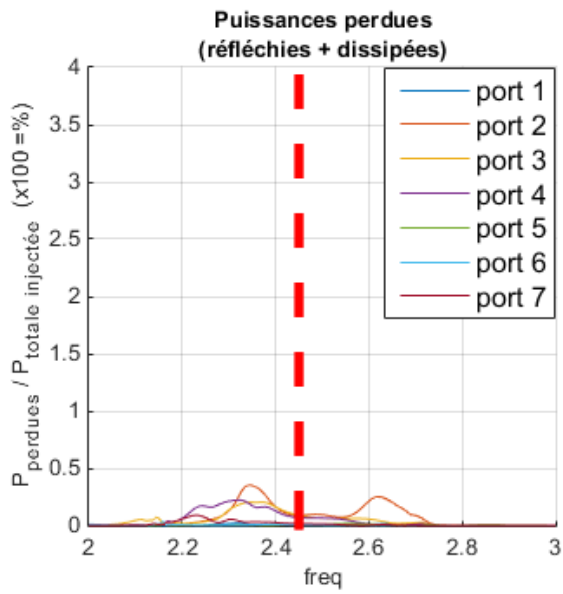


Figure 206 : cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour la configuration 2



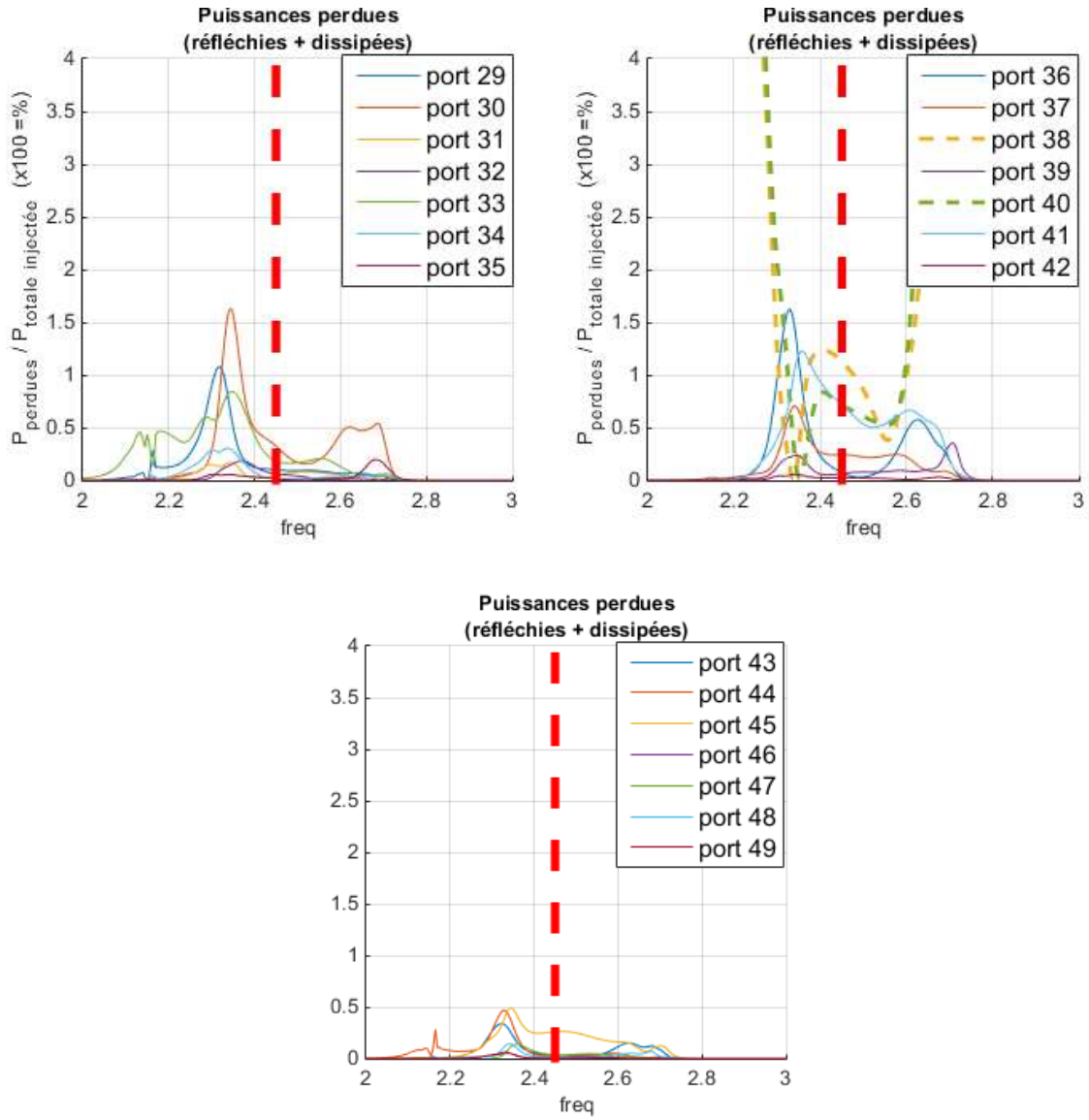
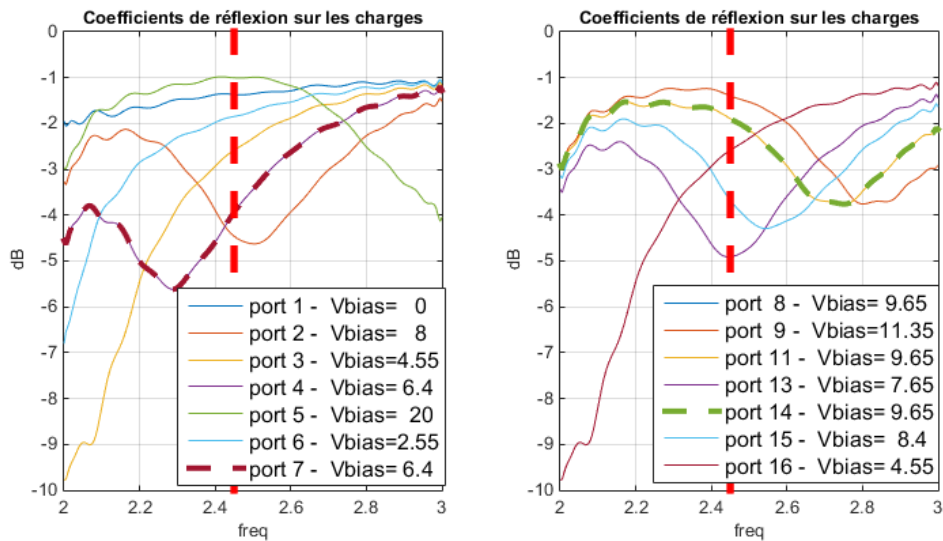


Figure 207 : pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion (perte d'adaptation et énergie dissipée) par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion – configuration 3



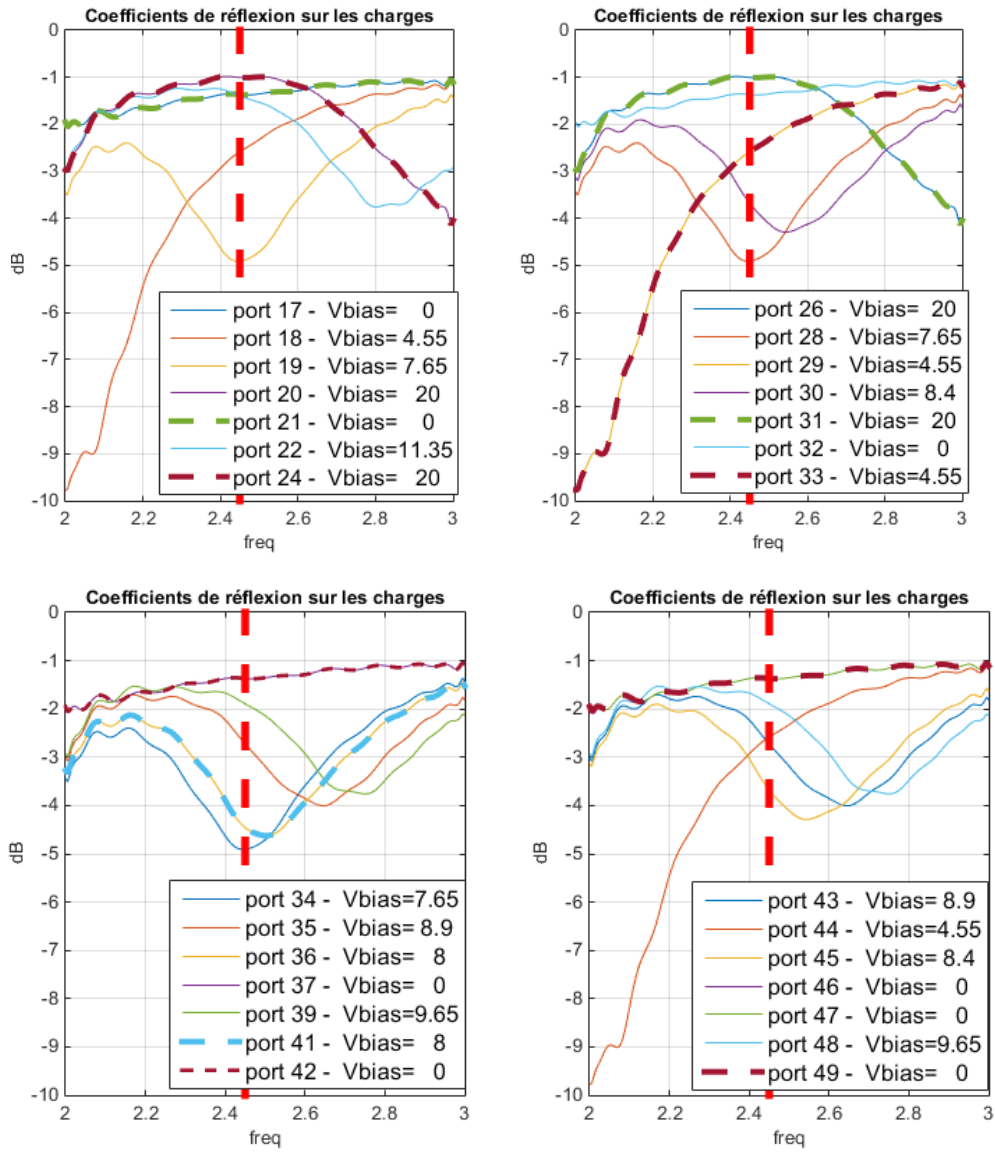


Figure 208 : coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion – configuration 3

Études de nouvelles architectures d'antennes hybrides reconfigurables

Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur l'étude des Antennes Reconfigurables à Formateur de Faisceaux Réduit. Le concept des ARFFR généralise les travaux d'Harrington sur les antennes ESPAR à des réseaux réguliers composés d'éléments excités et d'éléments parasites. Cette approche vise à simplifier le réseau formateur de faisceaux des antennes afin de démocratiser l'usage d'antennes reconfigurables performantes. L'utilisation de charges réactives connectées aux éléments parasites permet de maintenir un nombre de contrôles suffisant pour gérer le rayonnement de l'antenne et son adaptation active. Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse est d'évaluer les performances des ARFFR et de définir des architectures d'antennes permettant la réalisation de fonctions plus complexes que celles vues dans la littérature. Ces travaux doivent nous permettre de déterminer un périmètre d'application et une méthodologie de conception des ARFF. Après avoir présenté une description approfondie du concept ARFFR, ce mémoire propose d'analyser les performances d'une ARFFR en bi-bande en bande Ku. Un véhicule de test est ensuite utilisé pour valider l'approche numérique de modélisation des ARFFR utilisé. Nous élargissons finalement les résultats obtenus en analysant le comportement d'une ARFFR en bipolarisation orthogonale.

Mots-clés : Réseaux d'antennes, couplages mutuels, antennes à éléments parasites, simplification de circuits de formation de faisceaux, bande Ku, bipolarisation orthogonale

Studies of new reconfigurable hybrid antenna architectures

The works presented in this thesis focus on the study of reduced BFN reconfigurable antennas (ARFFR). The concept of ARFFR generalizes the works of Harrington on electronically steerable parasitic array radiator to regular arrays composed by excited elements and parasitic ones. This approach aims to simplify the BFN of these antennas in order to democratize competitive reconfigurable antenna arrays. Thanks to the use of reactive loads connected to parasitic elements, controls are maintained to manage both beam forming and active matching. This thesis aims to assess the performances of the ARFFR and to develop antenna architectures which permit to attain complex functions. The scope of application of ARFFR is defined and a design methodology is proposed. This work details the principle of ARFFR concept and analyses the potentialities of a Ku-band ARFFR. The digital approach used to design ARFFR is validated thanks to a demonstrator. Finally, the potentialities of this concept are refined by the study of orthogonal bipolarization.

Keywords : Antenna arrays, mutual couplings, parasitic element antennas, beamforming network simplification, Ku-band, bipolarization

