



**HAL**  
open science

# Développements de nouvelles architectures d'antennes reconfigurables pour les applications de télécommunications de 5ème génération

Hala Alzein

► **To cite this version:**

Hala Alzein. Développements de nouvelles architectures d'antennes reconfigurables pour les applications de télécommunications de 5ème génération. Electronique. Université de Limoges, 2020. Français. NNT : 2020LIMO0014 . tel-02926011

**HAL Id: tel-02926011**

**<https://theses.hal.science/tel-02926011v1>**

Submitted on 31 Aug 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.

**École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information,  
Mathématiques (ED 521)**

**XLIM-Axe Systèmes RF**

Thèse pour obtenir le grade de  
**Docteur de l'Université de Limoges**  
Electronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes

Présentée et soutenue par  
**Hala Al Zein**

Le 13 février 2020

**Développements de nouvelles architectures d'antennes  
reconfigurables pour les applications de télécommunications de  
5ème génération**

Thèse dirigée par Thierry MONEDIERE, Cyrille MENUQUIER et Marc THEVENOT

**JURY :**

**Rapporteurs**

M. Xavier BEGAUD, Professeur, RFM<sup>2</sup> group, Telecom Paris.

M. Robert STARAJ, Professeur, Directeur du LEAT, Université de Nice-Sophia Antipolis.

**Examineurs**

M. Benoît LESUR, Ingénieur Antennes, Safran Aerosystems, La Teste.

M. Thierry MONEDIERE, Professeur, XLIM, Université de Limoges.

M. Bernard JARRY, Professeur, XLIM, Université de Limoges.

M. Marc THEVENOT, Chargé de Recherche CNRS, XLIM.

**Invités**

M. Edouard NGOYA, Directeur de Recherche CNRS, XLIM.

M. Cyrille MENUQUIER, Maître de Conférences HDR, Université de Limoges.









## Table des matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I. Etat de l'art et présentation de l'étude .....</b>	<b>7</b>
<b>I - Contexte applicatif.....</b>	<b>9</b>
<b>II - Principes des réseaux d'antennes périodiques .....</b>	<b>11</b>
II.1 - Description d'un réseau d'antennes.....	11
II.2 - Réseau d'antennes périodique idéal.....	11
II.2.1 - Cas d'un réseau linéaire .....	13
II.2.2 - Cas d'un réseau planaire .....	16
II.3 - Problématique d'un réseau réel.....	21
II.4 - Conséquences du ROS actif dans les réseaux d'antennes.....	26
II.5 - Circuit de formation de faisceaux (BFN).....	31
II.6 - Bilan sur les réseaux d'antennes périodiques.....	35
<b>III - Les réseaux d'antennes non uniformes .....</b>	<b>36</b>
III.1 - Brève histoire des réseaux à maille non régulière.....	36
III.2 - Principe de fonctionnement.....	37
III.3 - Méthodes d'optimisations appliquées à la synthèse des réseaux aperiodiques.....	38
III.3.1 - Exemples de réseaux aperiodiques .....	39
III.3.2 - Exemples de réseaux lacunaires.....	43
III.4 - Bilan sur les réseaux d'antennes non uniformes.....	46
<b>IV - Positionnement des travaux et objectifs de la thèse .....</b>	<b>47</b>
<b>V - Bibliographie du chapitre 1 .....</b>	<b>51</b>
<b>Chapitre II. Conception des antennes reconfigurables à formateur de faisceaux réduit (ARFFR)</b> <b>.....</b>	<b>55</b>
<b>I - Introduction.....</b>	<b>57</b>
<b>II - Description d'une ARFFR .....</b>	<b>58</b>
II.1 - Principe de fonctionnement.....	58
II.2 - Approche utilisée pour l'étude .....	60
II.2.1 - Résolution du problème .....	61
II.2.2 - Fonctionnalités de l'outil.....	64
<b>III - Développement d'une ARFFR .....</b>	<b>65</b>
III.1 - Définition d'un cas d'étude.....	65



III.2 - <i>Caractéristiques du panneau 7x7</i> .....	66
<b>IV - Application à des cas d'études basiques</b> .....	<b>68</b>
<b>V - Principales propriétés d'une ARFFR</b> .....	<b>73</b>
V.1 - <i>Etude de la répartition des ports actifs sur la grille</i> .....	73
V.2 - <i>Impact de la contrainte d'adaptation active sur les performances de l'antenne</i> .....	79
<b>VI - Potentialités des ARFFR</b> .....	<b>82</b>
VI.1 - <i>Aptitude au dépointage</i> .....	82
VI.2 - <i>Aptitude à la formation de faisceaux complexes</i> .....	87
<b>VII - Conclusion</b> .....	<b>91</b>
<b>VIII - Bibliographie du chapitre 2</b> .....	<b>94</b>
<b>Chapitre III. Gestion du ROS actif dans les ARFFR</b> .....	<b>97</b>
<b>I - Introduction</b> .....	<b>99</b>
<b>II - Voie1 : Gestion des problématiques de désadaptation liées aux couplages par ondes de surface</b> .....	<b>100</b>
II.1 - <i>Couplages par ondes de surface</i> .....	100
II.2 - <i>Présentation de la cellule unitaire</i> .....	104
II.2.1 - <i>Description du formalisme périodique</i> .....	106
II.2.2 - <i>Application à l'analyse de la cellule</i> .....	106
II.2.3 - <i>Solutions limitant l'apparition des ondes de surface</i> .....	109
II.3 - <i>Solution proposée</i> .....	112
II.3.1 - <i>Présentation de la cellule unitaire en ajoutant une cavité d'air</i> .....	112
<b>III - Voie2 : Gestion du ROS actif dans les réseaux d'antennes – application à une ARFFR</b> .....	<b>114</b>
III.1 - <i>Structure d'étude et problématique</i> .....	114
III.2 - <i>Evaluation de performances</i> .....	118
III.3 - <i>Validation expérimentale</i> .....	120
III.3.1 - <i>Présentation du prototype</i> .....	120
III.3.2 - <i>Mesure du ROS actif</i> .....	121
<b>IV - Conclusion</b> .....	<b>136</b>
<b>V - Bibliographie du chapitre 3</b> .....	<b>137</b>
<b>Chapitre IV. OPTIMISATION des caractéristiques de rayonnement (lobes secondaires, lobes de RESEAU)</b> .....	<b>141</b>
<b>I - Introduction</b> .....	<b>143</b>





<b>II - Voie1 : Réduction des lobes secondaires dans les réseaux d'antennes.....</b>	<b>144</b>
II.1 - <i>Application d'une pondération en amplitude dans un réseau régulier.....</i>	144
II.2 - Réseau non régulier.....	147
II.3 - Réseau circulaire concentrique.....	151
<b>III - Voie2 : diffusion des lobes de réseau dans l'ARFFR.....</b>	<b>158</b>
III.1 - <i>Potentialités de l'ARFFR à diffuser l'énergie des lobes de réseau.....</i>	158
III.1.1 - Présentation de la structure étudiée.....	158
III.1.2 - Introduction des contraintes sur les lobes latéraux.....	165
III.2 - <i>Caractérisation du panneau de 49 éléments avec 9 ports excités.....</i>	169
III.2.1 - Résultats obtenus pour le scénario 1 : $\{\theta_0 = 30^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $ S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10$ dB.....	172
III.2.2 - Résultats obtenus pour le scénario 2 : $\{\theta_0 = 40^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $ S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10$ dB.....	179
<b>IV - Conclusion .....</b>	<b>187</b>
<b>V - Bibliographie du chapitre 4.....</b>	<b>188</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>191</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>197</b>
<b>Annexe 1. Mise en œuvre d'une ARFFR .....</b>	<b>199</b>
<b>I - Déphaseur en réflexion.....</b>	<b>199</b>
<b>II - Déphaseur en transmission.....</b>	<b>201</b>
<b>III - Diviseur de puissance.....</b>	<b>204</b>
<b>IV - Circulateur.....</b>	<b>206</b>
<b>Annexe 2. Validation expérimentale de l'ARFFR à gérer l'adaptation active avec seulement 7</b>	
<b>éléments excités : scénario 1 : <math>\{\theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}</math>, <math> S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10</math> dB.....</b>	<b>207</b>
<b>Annexe 3. Validation expérimentale de l'ARFFR à gérer l'adaptation active avec seulement 7</b>	
<b>éléments excités : scénario 1 : <math>\{\theta_0 = 30^\circ ; \varphi_0 = 45^\circ\}</math>, <math> S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10</math> dB.....</b>	<b>208</b>
<b>Annexe 4. Validation expérimentale de l'ARFFR à éliminer les lobes de réseau avec 9 éléments</b>	
<b>excités : scénario 3 : <math>\{\theta_0 = 50^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}</math>, <math> S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10</math> dB.....</b>	<b>209</b>
<b>Publications et communications relatives à ce travail.....</b>	<b>217</b>





## Tables des figures

<b>Figure I-1: exemples d'applications visées pour les réseaux 5G [1] .....</b>	<b>9</b>
<b>Figure I-2 : Objectifs visés par la 5G [2] .....</b>	<b>10</b>
<b>Figure I-3: Grilles les plus souvent utilisées pour distribuer les éléments rayonnants dans un réseau d'antennes à espacement régulier : carrée (à gauche) et triangulaire (à droite).....</b>	<b>11</b>
<b>Figure I-4 : Réseau linéaire de N éléments régulièrement espacés.....</b>	<b>13</b>
<b>Figure I-5 : Réseau linéaire de 5 éléments équiphase et équiamplitude, <math>d=0.5 \lambda</math> (à gauche) et <math>d=\lambda</math> (à droite), diagramme total obtenu en considérant un élément unitaire en <math>\cos(\theta)^p</math>, <math>p=1</math> .....</b>	<b>14</b>
<b>Figure I-6 : Réseau linéaire de N éléments déphasés pointant dans la direction <math>\theta_0</math>.....</b>	<b>15</b>
<b>Figure I-7: Réseau linéaire de 10 éléments équiamplitude pointant dans la direction <math>\theta_0 = 30^\circ</math>, <math>d=0.5 \lambda</math> (à gauche) et <math>d=\lambda</math> (à droite), diagramme total obtenu en considérant un élément unitaire en <math>\cos(\theta)^p</math>, <math>p=1</math>.....</b>	<b>15</b>
<b>Figure I-8: Réseau planaire à maillage rectangulaire de M x N éléments régulièrement espacés. ....</b>	<b>17</b>
<b>Figure I-9 : diagramme représenté dans le repère (u,v) d'un réseau de 5x5 éléments espacés régulièrement de <math>0.75 \lambda</math> sans dépointage (à gauche) et positions des lobes de réseau (à droite). ....</b>	<b>18</b>
<b>Figure I-10 : diagramme représenté dans le repère (u,v) d'un réseau de 5x5 éléments espacés régulièrement de <math>1.5 \lambda</math> sans dépointage (à gauche) et positions des lobes de réseau (à droite) .....</b>	<b>18</b>
<b>Figure I-11 : diagramme représenté dans le repère (u,v) d'un réseau de 5x5 éléments espacés de régulièrement de <math>1.5 \lambda</math> pour un pointage à (<math>\theta_0 = 45^\circ</math>; <math>\phi_0 = 45^\circ</math>), (à gauche) et positions des lobes de réseau (à droite).....</b>	<b>19</b>
<b>Figure I-12 : Réseau planaire à maillage triangulaire de 23 éléments sans dépointage (a) : (b) diagramme représenté dans le repère (u,v) et positions des lobes de réseau (c) .....</b>	<b>20</b>
<b>Figure I-13 : Effet du couplage sur l'adaptation entre 2 monopôles.....</b>	<b>22</b>
<b>Figure I-14 : Phénomène du couplage par ondes de surface.....</b>	<b>22</b>
<b>Figure I-15 : Evolution du diagramme de rayonnement environné pris au centre d'un panneau de type « dipôle » avec un espace de <math>0.5\lambda</math> entre les éléments en fonction du nombre d'éléments.....</b>	<b>23</b>



<b>Figure I-16 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de pointage pour des réseaux d'antennes utilisant différentes technologies d'éléments [9] .....</b>	<b>24</b>
<b>Figure I-17 : Schéma de principe pour l'analyse d'un réseau d'antennes. Réseau idéal (en haut) et réseau réel (en bas).....</b>	<b>25</b>
<b>Figure I-18 : Couplages et ondes incidentes et couplées au sein d'un réseau de N éléments</b>	<b>26</b>
<b>Figure I-19 : (A) Chaîne d'émission/réception avec un circulateur, (B) Chaîne d'émission avec un isolateur[12] .....</b>	<b>28</b>
<b>Figure I-20 : Démonstrateur Tx/Rx en bande Ka. ....</b>	<b>29</b>
<b>Figure I-21 : Performances obtenues en émission (30 GHz) .....</b>	<b>29</b>
<b>Figure I-22 : Architecture active sans isolateurs.....</b>	<b>30</b>
<b>Figure I-23 : comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré (f = 8.2GHz) .....</b>	<b>31</b>
<b>Figure I-24 : Architecture d'un BFN passif.....</b>	<b>32</b>
<b>Figure I-25 : Système de surveillance "Cobra Dane" basé sur l'utilisation d'un réseau phasé, établi par les Américains en 1976 dans le cadre de la Guerre froide [16] .....</b>	<b>33</b>
<b>Figure I-26 : Architecture d'un BFN actif .....</b>	<b>34</b>
<b>Figure I-27 : Radar à balayage électronique actif RBE2-AESA de Thales monté dans le nez d'un avion de chasse Rafale [18]......</b>	<b>34</b>
<b>Figure I-28 : Schéma de principe d'un réseau d'antennes aperiodique (en haut) et lacunaire (en bas) .....</b>	<b>37</b>
<b>Figure I-29 : Fleur de tournesol (à gauche) et Géométrie d'un réseau sunflower (à droite).</b>	<b>39</b>
<b>Figure I-30 : Géométrie d'un réseau aperiodique (éléments en couleur blanc), qui est créé en ajoutant des perturbations à la position de chaque élément dans un réseau périodique (éléments en couleur noire)[38].....</b>	<b>41</b>
<b>Figure I-31 : réseau linéaire périodique avec présence d'un lobe de réseau - 8 éléments (traits pointillés) et 16 éléments (traits pleins) – {d=0.8 λ ; θ<sub>0</sub>=60°} (en haut), réseau aperiodique optimisé - 8 éléments (traits pointillés) et 16 éléments (traits pleins) – {d=0.8 λ ; θ<sub>0</sub>=60°} (en bas) [38] .....</b>	<b>41</b>
<b>Figure I-32 : Evaluation du niveau maximum des lobes secondaires en fonction de l'angle de balayage optimisé pour différents nombres d'éléments de réseau [38].....</b>	<b>42</b>



<b>Figure I-33 : Réseau linéaire de 16 dipôles apériodiques optimisé (en haut). Impact de la prise en compte des couplages dans l'optimisation (en bas) [41] .....</b>	<b>43</b>
<b>Figure I-34 : Réseau lacunaire de 20 éléments optimisé par algorithme génétique (à gauche).Diagramme de rayonnement (à droite)[42] .....</b>	<b>44</b>
<b>Figure I-35 : Réseau lacunaire de 50 éléments optimisé par algorithme génétique (à gauche).Diagramme de rayonnement (à droite)[42] .....</b>	<b>44</b>
<b>Figure I-36 : Couverture multi-faisceaux sur l'Europe élargie [43] .....</b>	<b>45</b>
<b>Figure I-37 : Réseau périodique de 511 éléments (à gauche) et réseau lacunaire optimisé par l'algorithme de type recuit simulé du spot n°38 (à droite) .....</b>	<b>45</b>
<b>Figure I-38 : Antenne à éléments parasites reconfigurable (7 monopoles imprimés) avec ses déphaseurs en réflexion (à gauche) – Détail d'un déphaseur (à droite).....</b>	<b>48</b>
<b>Figure I-39 : Diagrammes de rayonnement non normalisés (gain réalisé) obtenus pour les deux directions de pointages <math>\theta = \pm 65^\circ</math> dans le plan <math>\phi = 0^\circ</math> (à gauche). Niveau d'adaptation, <math> S_{11} _{dB}</math>, de l'antenne à éléments parasites (à droite) – Comparaison entre simulations et mesures.....</b>	<b>48</b>
<b>Figure I-40 : Photo du prototype multiexcitation à base de monopôles.....</b>	<b>49</b>
<b>Figure I-41: Comparaison des diagrammes de directivité. Simulation analytique (à gauche) et mesures (à droite) à la fréquence de 2.45 GHz.....</b>	<b>50</b>
<b>Figure II-1:Schéma de principe de l'antenne reconfigurables à formateur de faisceaux simplifié – Sont représentés en rouge les éléments excités (ou ports chauds, pouvant être connectés à des chaînes actives) et en gris les éléments parasites chargés par des impédances complexes, jouant le rôle de déphaseurs en réflexion .....</b>	<b>59</b>
<b>Figure II-2 : Schéma de principe utilisé pour la synthèse d'une ARFFR (cas simple, une seule excitation).....</b>	<b>61</b>
<b>Figure II-3 : procédure de synthèse.....</b>	<b>64</b>
<b>Figure II-4: cellule unitaire utilisée pour cette étude (à gauche), réseau simulé avec CST MWS (à droite) .....</b>	<b>66</b>
<b>Figure II-5 : Coefficients de réflexion de la cellule en fonction de sa position sur le panneau (élément central et élément en bord) .....</b>	<b>67</b>
<b>Figure II-6: Comparaison des couplages <math>S_{i,j}</math> entre deux cellules adjacentes du réseau 7x7 issus de la simulation "full-wave » : plan E (haut) et plan H (bas).....</b>	<b>68</b>



<b>Figure II-7 : distribution des éléments excités.....</b>	<b>69</b>
<b>Figure II-8 : Comparaison des directivités à 5 GHz du réseau 7x7 : (courbe en bleue) réseau classique, (courbe en rouge) réseau lacunaire avec 9 éléments excités + circuits ouverts .....</b>	<b>70</b>
<b>Figure II-9: comparaison des diagrammes 3D à 5 GHz, du réseau 7x7 obtenu : avec 49 éléments excités (à gauche), avec 9 éléments excités (à droite) .....</b>	<b>71</b>
<b>Figure II-10: Comparaison des coefficients de réflexion actif du réseau 7x7 obtenu : avec 49 éléments excités (à gauche), avec 9 éléments excités (à droite) .....</b>	<b>72</b>
<b>Figure II-11: Pondérations effectives des éléments, en module et performances attendues pour différentes configurations dans la direction <math>\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math>. Aucune contrainte d'adaptation .....</b>	<b>75</b>
<b>Figure II-12 : Pondérations effectives des éléments en module avec les performances accessibles dans la direction <math>\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math>: cas avec 9 éléments excités. Sans contrainte d'adaptation.....</b>	<b>76</b>
<b>Figure II-13: Pondérations effectives des éléments en module avec les performances accessibles dans la direction <math>\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math> d'un réseau de 11x11 pour différentes configurations. Sans contrainte d'adaptation.....</b>	<b>79</b>
<b>Figure II-14: Pondérations effectives des éléments, en module et performances attendues pour différentes configurations dans la direction <math>\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math>. Contrainte d'adaptation active fixée à -10 dB entre 4.8 et 5.2 GHz.....</b>	<b>81</b>
<b>Figure II-15: Evolution de l'efficacité d'ouverture pour les différents cas traités : sans contrainte d'adaptation (en bleu) et avec contrainte d'adaptation (en jaune).....</b>	<b>82</b>
<b>Figure II-16: Configuration des ports excités (en rouge), cas avec 49 éléments excités (à gauche, réseau classique) et cas 4 avec 9 éléments excités (à droite) .....</b>	<b>83</b>
<b>Figure II-17 : Cartographies des ondes couplées dans la direction <math>\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math> : réseau classique avec 49 éléments excités (à gauche) et ARFFR avec 9 éléments excités (à droite).....</b>	<b>84</b>
<b>Figure II-18 : adaptations actives des éléments excités dans la direction <math>\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math> : réseau classique avec 49 éléments excités (à gauche) et ARFFR avec 9 éléments excités (à droite) .....</b>	<b>84</b>
<b>Figure II-19 : Diagrammes de rayonnement 3D obtenus dans la direction <math>\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ</math>: réseau classique avec 49 éléments excités (à gauche) et ARFFR avec 9 éléments excités (à droite) .....</b>	<b>85</b>



Figure II-20 : Directivité en fonction de la direction de dépointage $\{0^\circ < \theta_0 < 60^\circ$ avec $\Delta\theta = 10^\circ\}$ et $\{0^\circ < \varphi_0 < 90^\circ$ avec $\Delta\varphi = 10^\circ\}$ pour les 3 cas + le cas de référence. Sans contrainte d'adaptation.....	86
Figure II-21 : diagrammes de rayonnement sectoriels obtenus pour les 4 configurations....	89
Figure II-22 : modules des ondes couplées sur les accès et adaptations actives pour la formation d'un faisceau sectoriel, pour les 4 configurations.....	91
Figure III-1 : Constante de propagation normalisée des ondes de surface se propageant sur un substrat d'épaisseur $d$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 2.55$ .....	101
Figure III-2 : Géométrie du réseau fini de patches imprimés (à gauche), évolution de l'efficacité d'un panneau en fonction de l'angle d'élévation pour plusieurs dimensions (à droite) [5].....	102
Figure III-3 : Cercles délimitant l'espace visible et les directions aveugles.....	103
Figure III-4 : Cellule unitaire utilisée pour l'étude.....	104
Figure III-5 : diagramme de cercle de la cellule étudiée .....	105
Figure III-6 : Conditions aux limites périodiques appliquées à la cellule unitaire .....	106
Figure III-7 : Diagrammes de cercles de la cellule infiniment périodique à 5GHz.....	107
Figure III-8 : Coefficient de réflexion actif à 5GHz (réseau infini) .....	108
Figure III-9 : Diagramme de rayonnement d'un élément environné du réseau 20x5.....	109
Figure III-10 : Structure M-EBG insérée dans le substrat entre les éléments[14] .....	110
Figure III-11 : Réduction du couplage inter-éléments en utilisant des structures DGS : fentes rectilignes (à gauche), fentes méandrées (à droite) .....	110
Figure III-12 : Insertion d'une barrière métallique entre deux antennes .....	111
Figure III-13 : Insertion d'une cavité dans l'antenne imprimée .....	111
Figure III-14 : dipôle imprimé en supprimant une partie du substrat .....	112
Figure III-15 : réseau de 20x5 dipôles imprimés : conventionnel (haut) et avec insertion d'une cavité d'air (bas) .....	113
Figure III-16 : Comparaison du diagramme de rayonnement élémentaire du réseau 20 x 5 (élément central) dans le plan E à 5 GHz : (courbe bleue) dipôle classique, (courbe rouge) dipôle à cavité .....	113



Figure III-17 : Comparaison du coefficient de réflexion actif du réseau 20 x 5 (élément central) dans le plan E à 5 GHz : (courbe bleue) dipôle classique, (courbe rouge) dipôle à cavité.....	114
Figure III-18 : Cellule unitaire utilisée pour l'étude.....	115
Figure III-19 : réseau 7x7 : vue complète (à gauche), zoom (à droite).....	115
Figure III-20 : Paramètres S du réseau.....	116
Figure III-21 : Nombre d'éléments en fonction du ROS actif et du dépointage en élévation dans le plan $\varphi_0=0^\circ$ d'un réseau totalement excité.....	117
Figure III-22 : distribution des éléments excités .....	118
Figure III-23 : Nombre d'éléments en fonction du ROS actif et du dépointage en élévation pour un pointage en $\varphi_0=0^\circ$ , cas avec 9 éléments excités .....	119
Figure III-24 : Comparaison de directivité à 2.45 GHz du réseau 7x7 obtenus avec 49 éléments excités (courbe bleue), avec 9 éléments excités (courbe rouge) .....	120
Figure III-25 : Cellule unitaire fabriquée .....	121
Figure III-26 : Réseau de 49 éléments .....	121
Figure III-27 : Schéma pour la mise en œuvre du concept d'ARFFR .....	122
Figure III-28 : Etalonnage de la manipulation.....	123
Figure III-29 : Comparaison simulation - mesure de l'adaptation $S_{ii}$ pour le port 25, en fonction de la position du plan de référence .....	124
Figure III-30 : Comparaison simulation - mesure de l'adaptation active pour le port 25, pour $L_0=-23$ mm et $L_0=-25$ mm. La contrainte de l'adaptation active est fixée à -18 dB à 2.45 GHz dans le plan ( $\theta=0^\circ$ ; $\Phi=0^\circ$ ) .....	125
Figure III-31 : Schéma pour mesurer les pertes en transmission.....	126
Figure III-32 : Configuration des ports excités (en rouge).....	126
Figure III-33 : Mesure des pertes en transmission pour les 7 voies d'excitations.....	127
Figure III-34 : Schéma pour mesurer le ROS actif de l'ARFFR à l'aide des circulateurs. Les voies de retour des circulateurs non connectées à l'ARV sont chargées sur 50 ohms .....	128
Figure III-35 : Photo du prototype final de l'antenne .....	129
Figure III-36 : Carte de pilotage des déphaseurs en transmission (à gauche) et banc de pilotage DC multivoies (à droite) .....	130





<b>Figure III-37 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 2</b> .....	<b>132</b>
<b>Figure III-38 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 4</b> .....	<b>133</b>
<b>Figure III-39 : ROS actifs simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour différents scénarios, contrainte de <math> S_{ii\text{actif}} </math> fixée à -10 dB entre 2.4 et 2.5 GHz</b> .....	<b>135</b>
<b>Figure IV-1 : Géométrie du réseau 7x7</b> .....	<b>144</b>
<b>Figure IV-2 : Réseau régulier à maille carrée, sans apodisation et avec apodisation de type Dolph-Chebyshev</b> .....	<b>145</b>
<b>Figure IV-3 : Réseau régulier à maille triangulaire</b> .....	<b>146</b>
<b>Figure IV-4 : Réseau régulier à maille triangulaire, sans apodisation (à gauche), avec apodisation de type Dolph-Chebyshev (à droite)</b> .....	<b>147</b>
<b>Figure IV-5 : Géométrie de réseau linéaire de 100 éléments à distribution uniforme</b> .....	<b>148</b>
<b>Figure IV-6 : Configuration des éléments, cas avec 217 éléments (à gauche, réseau classique) et 145 éléments (à droite)</b> .....	<b>150</b>
<b>Figure IV-7 : Diagramme de rayonnement du réseau à maille triangulaire classique et à nombre d'éléments réduit</b> .....	<b>151</b>
<b>Figure IV-8 : Géométrie de réseau concentrique de 440 éléments avec un pas régulier de <math>0,5 \lambda</math></b> .....	<b>153</b>
<b>Figure IV-9 : Géométrie du réseau circulaire concentrique centrée sur une source : de 97 éléments répartis sur 4 couronnes alignées (à gauche) et de 61 éléments répartis sur 4 couronnes non alignées (à droite)</b> .....	<b>154</b>
<b>Figure IV-10 : Diagrammes de rayonnement du réseau concentrique réparti sur 4 couronnes non alignées et alignées</b> .....	<b>155</b>
<b>Figure IV-11 : Géométrie du réseau circulaire concentrique centrée sur une source : de 73 éléments répartis sur 3 couronnes alignées (à gauche) et de 37 éléments répartis sur 3 couronnes non alignées (à droite)</b> .....	<b>156</b>
<b>Figure IV-12 : Diagrammes de rayonnement du réseau concentrique réparti sur 3 couronnes non alignées et alignées</b> .....	<b>157</b>
<b>Figure IV-13 : Cellule élémentaire utilisée pour l'étude (à gauche), réseau simulé avec CST (à droite)</b> .....	<b>159</b>



<b>Figure IV-14 : Configuration des ports excités (en rouge) .....</b>	<b>159</b>
<b>Figure IV-15 : Position des lobes de réseau du réseau de 3x3 répartis sur une grille carrée, la distance interéléments est fixée à <math>1.03 \lambda</math> ,pour un balayage en élévation jusqu'à <math>50^\circ</math> dans le plan <math>\Phi=0^\circ</math> .....</b>	<b>160</b>
<b>Figure IV-16 : Performances obtenues pour le scénario 1, sans contraintes sur le gabarit</b>	<b>162</b>
<b>Figure IV-17 : Performances obtenues pour le scénario 2, sans contraintes sur le gabarit</b>	<b>163</b>
<b>Figure IV-18: Performances obtenues pour le scénario 3, sans contraintes sur le gabarit.</b>	<b>164</b>
<b>Figure IV-19: Performances obtenues pour le scénario 1 .....</b>	<b>166</b>
<b>Figure IV-20: Performances obtenues pour le scénario 2 .....</b>	<b>167</b>
<b>Figure IV-21: Performances obtenues pour le scénario 3 .....</b>	<b>168</b>
<b>Figure IV-22: Photo du prototype final de l'ARFFR avec 9 éléments excités .....</b>	<b>170</b>
<b>Figure IV-23 : Mesure de l'adaptation active de l'ARFFR à l'aide des circulateurs .....</b>	<b>171</b>
<b>Figure IV-24 : Antenne sous test dans la chambre anéchoïque d'XLIM.....</b>	<b>172</b>
<b>Figure IV-25 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 1 .....</b>	<b>174</b>
<b>Figure IV-26 : Cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour le scénario 1 : sans contraintes sur les rayonnements (à gauche) et avec contraintes sur les rayonnements (à droite).....</b>	<b>175</b>
<b>Figure IV-27 : Coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion pour le scénario 1 .....</b>	<b>176</b>
<b>Figure IV-28 : Pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion pour le scénario 1</b>	<b>177</b>
<b>Figure IV-29 : Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D, simulés avec l'outil (à gauche) et mesurés (à droite) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 1 .....</b>	<b>178</b>
<b>Figure IV-30 : Comparaison des diagrammes du gain, mesurés (en bleu) et simulés (en rose) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 1.....</b>	<b>179</b>
<b>Figure IV-31 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 2 .....</b>	<b>181</b>
<b>Figure IV-32 : Cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour le scénario 2 : sans contraintes sur les rayonnements (à gauche) et avec contraintes sur les rayonnements (à droite).....</b>	<b>182</b>



**Figure IV-33 : Coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion pour le scénario 2 .....183**

**Figure IV-34 : Pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion pour le scénario 2 184**

**Figure IV-35 : Comparaison des diagrammes du gain, mesurés (en bleu) et simulés (en rose) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 2.....185**

**Figure IV-36 : Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D, simulés avec l'outil (à gauche) et mesurés (à droite) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 2 .....186**





## Liste des abréviations

---

<b>AEP</b>	Antennes à Eléments Parasites
<b>AESA</b>	Active Electronically Scanned Array
<b>AG</b>	Algorithme Génétique
<b>ARFFR</b>	Antenne Reconfigurable à Formateur de Faisceaux Réduit
<b>ARV</b>	Analyseur de Réseau Vectoriel
<b>BFN</b>	Beam Forming Networks
<b>CO</b>	Circuit Ouvert
<b>DGS</b>	Defected Ground Structures
<b>EBG</b>	Electromagnetic Band Gap
<b>IoT</b>	Internet of Things
<b>LNA</b>	Low Noise Amplifier
<b>PA</b>	Power Amplifier
<b>PIRE</b>	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
<b>RTPS</b>	Reflection Type Phase Shifter
<b>SA</b>	Simulated Annealing
<b>SLL</b>	Side Lobe Level
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface
<b>TE</b>	Transverses Electriques
<b>TM</b>	Transverses Magnétiques
<b>ROS</b>	Rapport d'Ondes Stationnaires
<b>TTPS</b>	Transmission Type Phase Shifter





# Introduction générale







Les nouvelles générations des systèmes de communication (Satcom et des faisceaux hertziens pour les liens de backhaul 4G et future 5G) nécessiteront une reconfiguration multifonctions ultrarapide pour optimiser leurs performances et ainsi répondre aux besoins croissants en mobilité, débit, consommation énergétique. Pour satisfaire ces besoins, la 5G utilisera, en plus des fréquences sub-6 GHz, des bandes millimétriques. Pour toutes ces bandes de fréquences où les pertes sont critiques, utiliser des antennes directives et reconfigurables devient crucial et les réseaux d'antennes deviennent alors des solutions privilégiées pour obtenir des directivités élevées. En effet, les solutions de reconfiguration électronique nécessitent d'adjoindre à chaque élément rayonnant de l'antenne des déphaseurs, et la plupart du temps, des circuits d'amplification en émission et en réception, lorsqu'il s'agit d'antennes actives. Il en résulte une architecture complexe à mettre au point et encore relativement coûteuse en raison de l'efficacité énergétique globale de l'ensemble. Cette complexité pousse les concepteurs d'antennes à relever plusieurs défis simultanément :

- Générer des faisceaux directs ;
- Maximiser l'efficacité de l'antenne ;
- Minimiser le nombre de contrôles et donc la complexité d'alimentation si l'antenne est reconfigurable ;
- Avoir une architecture la plus simple et la moins coûteuse possible pour un marché de masse.

Afin de répondre à ces besoins, il est nécessaire de rappeler brièvement les principaux types de solutions d'antennes permettant d'atteindre des directivités, et idéalement des gains réalisés, importants.

Des technologies d'antennes à très grand nombre d'éléments existent depuis plusieurs dizaines d'années dans le domaine spatial ou militaire, en particulier pour les radars, pour créer des faisceaux directs et reconfigurables. Cependant, leur complexité, leur faible efficacité et leur coût sont tels qu'il est impossible d'envisager un transfert vers les 5G. Les problématiques de couplages et d'ondes de surface peuvent entraîner des ondes réfléchies importantes et difficilement maîtrisées sur les accès rayonnants, ce qui a pour conséquence de dégrader le fonctionnement de l'antenne. Dans le cas des réseaux actifs, il est alors indispensable d'ajouter des isolateurs ou des circulateurs



pour protéger les T/R modules en amont. Les efficacités globales de ces systèmes sont alors limitées et incompatibles d'applications pour des marchés de masse.

Pour contourner ces difficultés, nous avons décidé d'orienter le travail de cette thèse vers la recherche des solutions innovantes, qui mèneraient au développement d'architectures d'antennes modulaires, la plus générique et la moins couteuse possible pour les adapter aux différents besoins de la 5G.

Dans ce contexte, le laboratoire XLIM envisage de décliner certaines architectures innovantes, développées depuis quelques années dans l'équipe de recherche. Des solutions d'antennes de types « reflectarray » et réseaux lacunaires spécifiques au laboratoire sont d'ores et déjà pressenties comme ayant un potentiel intéressant dans la recherche d'un compromis performances / coût par rapport aux applications visées.

Le travail proposé dans la thèse consiste à s'appuyer sur l'architecture des Antennes Reconfigurables à Formateur de Faisceaux Réduit (ARFFR) proposée par le laboratoire XLIM. Le principe de fonctionnement de ce concept est inspiré des réseaux lacunaires, mais dans notre cas, les éléments non excités participent au rayonnement grâce à l'utilisation des couplages inter éléments. Ceci permet d'obtenir un compromis intéressant entre l'optimisation de l'aire effective de l'antenne et le nombre d'accès alimentés, de façon à réduire la consommation énergétique par rapport à un réseau conventionnel, sans pour autant sacrifier les performances. Ces travaux ont notamment été utilisés dans le cadre d'une thèse (2012-2015), mais ici les objectifs viseront à exploiter les propriétés de ce concept pour gérer à la fois le ROS actif et les lobes de réseau de l'antenne et la positionner par rapport aux solutions existantes.

Ce manuscrit est structuré en quatre parties. Le premier chapitre sera dédié à l'état de l'art mettant en évidence les différents phénomènes à prendre en compte lors de la conception de réseaux réels. Des architectures de réseaux d'antennes existantes dans la littérature sont présentées. Cela permettrait d'axer la suite de l'étude sur deux architectures innovantes visant à simplifier le réseau d'alimentation de l'antenne, notamment celle des réseaux lacunaires et apériodiques et celle proposée par le laboratoire XLIM sur la base des travaux d'Harrington, qui s'intéressent à la mise au point d'une antenne reconfigurable à formateur de faisceaux réduit.

Le chapitre II sera consacré à présenter en détail le principe de fonctionnement du concept à formateur de faisceaux réduit. Nous définissons ensuite de critères de conception (position des



éléments, nombre, pondérations) afin d'optimiser les performances électromagnétiques de ce concept, et la positionner par rapport à des réseaux d'antennes classiques, connus de l'état de l'art. Ces différentes règles seront utilisées dans la suite de nos travaux.

Dans le but de gérer le ROS actif de l'antenne, le chapitre III se concentrera à rappeler dans un premier temps la problématique des couplages par onde de surface. Après une étude de l'état de l'art des solutions permettant de limiter le couplage par onde de surface, une solution simple basée sur l'insertion d'une cavité d'air est proposée, montrant l'intérêt de cette dernière à gérer l'adaptation active et les directions aveugles. L'autre moitié de ce chapitre sera consacrée à traiter la problématique des couplages à partir d'une antenne à circuit d'alimentation simplifié. Dans la dernière section de ce chapitre, une validation expérimentale de ce concept sera menée, permettant de montrer l'intérêt de cette antenne à gérer le ROS actif du réseau complet sans avoir besoin d'ajouter des éléments supplémentaires, tout en minimisant le nombre d'éléments alimentés.

Pour finir, le chapitre IV se focalisera sur l'optimisation des caractéristiques de rayonnement en termes des lobes secondaires et lobes de réseau dans les réseaux d'antennes. La première partie de ce chapitre, sera consacrée à étudier les solutions permettant de réduire le niveau des lobes secondaires dans les réseaux d'antennes. Une solution consiste à disposer les éléments rayonnants sur des cercles alignés et contenant un nombre d'éléments offrant un compromis correct entre surface effective et temps de calcul est proposée.

Afin de montrer un autre avantage du concept d'ARFFR, la deuxième partie de ce chapitre sera dédiée à limiter les lobes de réseaux indésirables qui sont dus aux grands espacements interéléments. Les performances en rayonnement de l'ARFFR avec 9 éléments excités et des contraintes sur des gabarits lors de la synthèse, pour différents dépointages, seront mises en avant. La mesure en rayonnement de l'antenne nous permettra de conclure sur l'efficacité de ce concept à diffuser l'énergie des lobes de réseau tout en respectant des gabarits de rayonnement donnés.

Enfin, une conclusion générale résumera les travaux effectués au cours de cette thèse de doctorat et présentera les diverses perspectives de recherche pour la poursuite de ces études.





# CHAPITRE I. ETAT DE L'ART ET PRESENTATION DE L'ETUDE

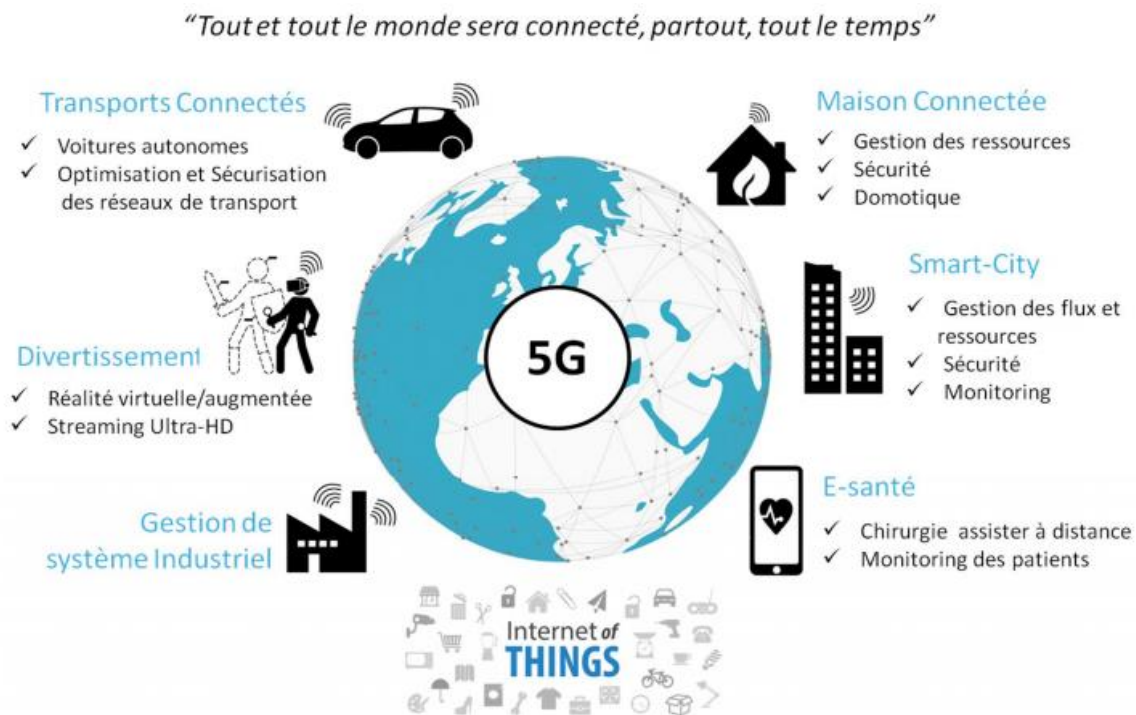
<b>I - Contexte applicatif.....</b>	<b>9</b>
<b>II - Principes des réseaux d'antennes périodiques .....</b>	<b>11</b>
II.1 - Description d'un réseau d'antennes.....	11
II.2 - Réseau d'antennes périodique idéal.....	11
II.2.1 - Cas d'un réseau linéaire .....	13
II.2.2 - Cas d'un réseau planaire .....	16
II.3 - Problématique d'un réseau réel.....	21
II.4 - Conséquences du ROS actif dans les réseaux d'antennes.....	26
II.5 - Circuit de formation de faisceaux (BFN).....	31
II.6 - Bilan sur les réseaux d'antennes périodiques.....	35
<b>III - Les réseaux d'antennes non uniformes .....</b>	<b>36</b>
III.1 - Brève histoire des réseaux à maille non régulière.....	36
III.2 - Principe de fonctionnement.....	37
III.3 - Méthodes d'optimisations appliquées à la synthèse des réseaux apériodiques.....	38
III.3.1 - Exemples de réseaux apériodiques .....	39
III.3.2 - Exemples de réseaux lacunaires.....	43
III.4 - Bilan sur les réseaux d'antennes non uniformes.....	46
<b>IV - Positionnement des travaux et objectifs de la thèse .....</b>	<b>47</b>
<b>V - Bibliographie du chapitre 1 .....</b>	<b>51</b>





## I - Contexte applicatif

A l'aube de la prochaine génération des réseaux de télécommunications, la technologie 5G devrait permettre de répondre aux besoins des futurs opérateurs de télécommunications qui annoncent une demande croissante des clients. Cette technologie constitue une véritable révolution non seulement pour les réseaux de téléphonie mobile mais également pour d'autres secteurs tels que la santé, les médias, l'industrie, le transport et bien sûr l'internet des objets (Internet of Things – IoT) (*Figure I-1*). Les prévisions de Cisco [1] estiment que plus de 50 milliards de dispositifs seront connectés dans le monde d'ici 2025. De plus, le trafic de données mobile devrait être 10 à 100 fois plus important entre 2020 et 2030.



*Figure I-1: exemples d'applications visées pour les réseaux 5G [1]*

La 5G vise un débit **très élevé** de l'ordre de 10 Gb/s pour les utilisateurs fixes et de 1 Gb/s pour les utilisateurs en mouvement (par exemple dans un train) contre 150 Mb/s pour la 4G. S'ajoute à cela une connectivité fiable, un fonctionnement large bande, un temps de latence réduit compris entre 1 et 5 ms, ainsi qu'une **réduction drastique de la consommation énergétique** de l'ordre de 90% (*Figure I-2*).



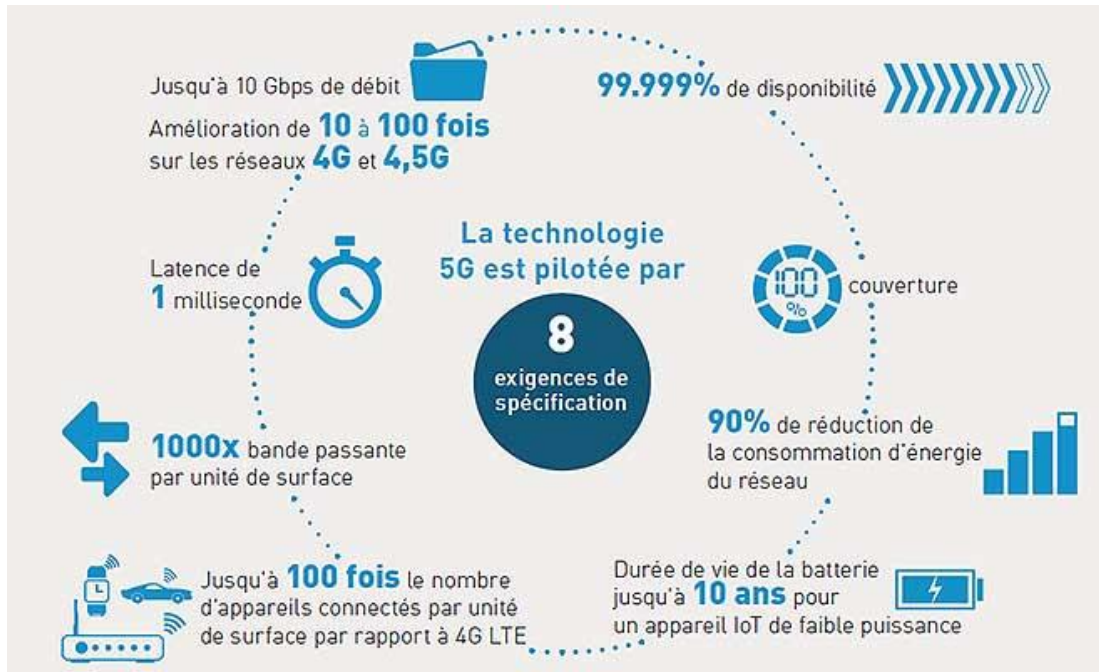


Figure I-2 : Objectifs visés par la 5G [2]

Or, les fréquences explorées pour la 5G devraient s'étendre de 1 GHz, jusqu'aux ondes millimétriques. En ce qui concerne les antennes, il faut donc envisager des antennes directives avec une forte efficacité tout en minimisant la complexité d'alimentation si l'antenne est reconfigurable. Ce point devient crucial dans les applications 5G où la densité des stations de base et des répéteurs sera bien plus importante qu'aujourd'hui. A titre d'exemple, une station de base en milieu urbain couvre aujourd'hui des secteurs d'environ 2km. En 5G, ces distances seront réduites à quelques centaines de mètres.

Jusqu'ici, les antennes à très grand nombre d'éléments existent depuis plusieurs dizaines d'années dans le domaine spatial ou militaire. Cependant, les architectures existantes sont très encombrantes, avec une efficacité énergétique et des coûts qui sont sans commune mesure avec les attentes de la 5G. Il est donc nécessaire de proposer des nouveaux concepts et des architectures innovantes d'antennes reconfigurables, compatibles des nouveaux besoins du marché.

Dans ce contexte, XLIM propose une architecture d'antenne offrant un compromis intéressant entre les performances, la complexité du système et son coût. Cette architecture se présente donc comme un candidat potentiel pour répondre aux spécificités des futurs réseaux 5G. Avant d'introduire ce concept d'Antenne Reconfigurable à Formateur de Faisceaux Réduit (ARFFR), ce premier chapitre



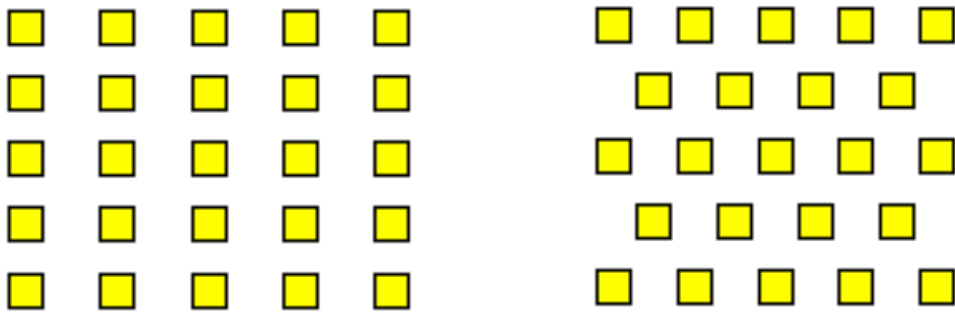


rappelle les problématiques des réseaux d'antennes et les principales voies abordées dans la littérature.

## II - Principes des réseaux d'antennes périodiques

### II.1 - Description d'un réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est par définition la mise en commun de plusieurs antennes élémentaires identiques ou non, disposées suivant une ou deux directions. On parle alors de réseau linéaire et planaire respectivement. La distribution peut aussi se faire sur un cercle, on parle alors de réseau circulaire. Cette mise en réseau permet de former et diriger le rayonnement de l'antenne dans une direction donnée et de changer ses caractéristiques en agissant électroniquement sur l'amplitude et la phase de chaque élément. La répartition des éléments rayonnants permet de créer diverses géométries d'antennes, les réseaux d'antennes à mailles carrées ou triangulaires sont à l'heure actuelle les réseaux d'antennes les plus couramment utilisés (*Figure I-3*).



*Figure I-3: Grilles les plus souvent utilisées pour distribuer les éléments rayonnants dans un réseau d'antennes à espacement régulier : carrée (à gauche) et triangulaire (à droite)*

### II.2 - Réseau d'antennes périodique idéal

Dans ce paragraphe, nous allons faire un bref rappel théorique de différentes configurations de réseaux d'antennes périodiques. Pour chaque cas, le diagramme de rayonnement  $\Phi_t(\theta, \varphi)$  du



réseau considéré sera calculé. Le calcul de ce dernier est donné par la relation ci-dessous ( *Équation I-1*) [3]:

$$\Phi_t(\theta, \varphi) = \Phi(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk\beta_{mn}} \quad \text{Équation I-1}$$

Où:

- $\Phi(\theta, \varphi)$  est le diagramme de rayonnement de l'élément unitaire, dans l'hypothèse où tous les éléments sont considérés identiques ;
- $A_{mn}$  est la pondération complexe (amplitude et phase) appliquée à chaque élément,  $A_{mn} = |a_{mn}|e^{j\psi_{mn}}$  ;
- M et N représentent le nombre total d'éléments, respectivement suivant x et y ;
- $e^{jk\beta_{mn}}$  est le terme de phase, dépendant des directions  $(\theta, \varphi)$ ;
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  est le nombre d'onde.

Le diagramme total du réseau est obtenu en combinant le diagramme de rayonnement de l'élément unitaire  $\Phi(\theta, \varphi)$  par un terme périodique appelé facteur de réseau  $AF(\theta, \varphi)$  qui dépend uniquement de la position des éléments rayonnants et de la pondération complexe  $A_{mn}$  (amplitude, phase). Le facteur de réseau  $AF(\theta, \varphi)$  du réseau périodique est donné par l'*Équation I-2* :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk\beta_{mn}} \quad \text{Équation I-2}$$

Pour les représentations, le repère de coordonnées (u,v) est souvent utilisé en lieu et place du repère sphérique en  $(\theta, \varphi)$ , notamment pour travailler avec la représentation des diagrammes de cercle, comme nous le verrons après.

Les relations suivantes permettent de passer d'un repère à l'autre :

$$\begin{cases} u = \sin \theta \cos \varphi \\ v = \sin \theta \sin \varphi \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \theta = \sin^{-1}(\sqrt{u^2 + v^2}) \\ \varphi = \cot^{-1}\left(\frac{u}{v}\right) \end{cases} \quad \text{Équation I-3}$$



### II.2.1 - Cas d'un réseau linéaire

Nous considérons dans un premier temps, un réseau linéaire périodique constitué de  $N$  éléments identiques disposés selon l'axe  $Ox$  et séparés d'une distance régulière  $d$ , appelé pas du réseau (voir la Figure I-4).

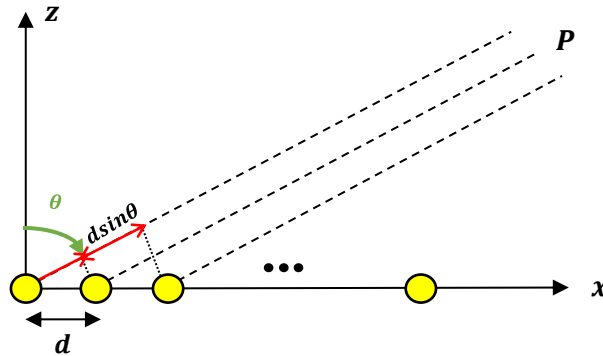


Figure I-4 : Réseau linéaire de  $N$  éléments régulièrement espacés

Dans le cas de la distribution linéaire ci-dessus, le réseau est aligné dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . On peut simplifier la formule du diagramme de rayonnement, Équation I-1, par la formule suivante :

$$\Phi_t(\theta) = \phi(\theta) \sum_{m=1}^M A_m e^{jk(m-1)d \sin \theta} \quad \text{Équation I-4}$$

On identifie le facteur de réseau du réseau linéaire uniforme, noté  $AF(\theta)$  :

$$AF(\theta) = \sum_{m=1}^M A_m e^{jk(m-1)d \sin \theta} \quad \text{Équation I-5}$$

Le diagramme de rayonnement unitaire est de la forme :

$$\phi(\theta) = \cos(\theta)^p \quad \text{Équation I-6}$$

Avec  $p = [1 : 2]$  pour traduire un diagramme de patch imprimé

Il est important de rappeler ici le fait que le réseau est périodique, ce qui provoque l'apparition de lobes de réseau. Ceux-ci, sont de même niveau que le lobe principal dans le facteur de réseau et sont donc atténués par le  $\cos(\theta)^p$  de l'élément unitaire dans le diagramme de rayonnement.

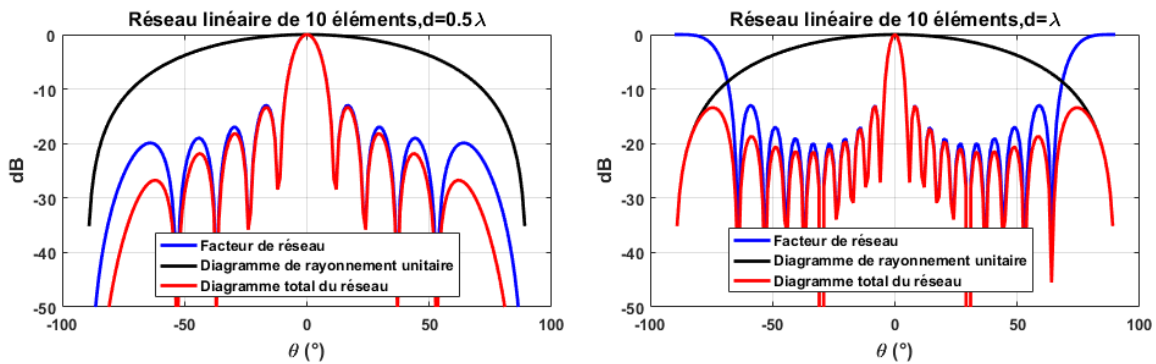


On peut identifier la position de lobes de réseau par la formule ci-dessous :

$$\theta_{LR_n} = \sin^{-1} \left( \pm \frac{n\lambda}{d} \right) \quad \text{Équation I-7}$$

Pour qu'un réseau ne présente pas des lobes des réseaux dans la région visible, qui correspond à  $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ , il est nécessaire que l'espacement maximal entre deux éléments successifs soit  $\leq \lambda/2$  pour un réseau à pointage électronique et  $\leq \lambda$  sinon (rayonnement dans l'axe).

Pour mettre en évidence l'influence du pas de réseau sur l'apparition des lobes de réseau, la *Figure I-5* montre un exemple d'un réseau linéaire contenant 10 éléments espacés de  $0.5 \lambda$  et  $\lambda$ . Dans le premier cas, où la distance inter-élément est égal à  $\lambda/2$ , nous n'avons pas de lobes des réseaux. Cependant, ils sont visibles dans le deuxième cas, où le pas a été augmenté ( $d= \lambda$ ), ce qui illustre l'assertion précédente.



*Figure I-5 : Réseau linéaire de 5 éléments équi-phase et équi-amplitude,  $d=0.5 \lambda$  (à gauche) et  $d=\lambda$  (à droite), diagramme total obtenu en considérant un élément unitaire en  $\cos(\theta)^p$ ,  $p=1$*

Les relations précédentes correspondent à des réseaux linéaires périodiques sans dépointage où le maximum de rayonnement se situe dans l'axe normal du réseau. Pour faire balayer le lobe principal dans la direction désirée  $\theta_0$ , il est nécessaire d'appliquer à chaque élément rayonnant un gradient de phase  $\beta$  ( $\beta = -k d \sin \theta_0$ ), comme illustré sur la *Figure I-6*, de sorte que le rayonnement de chaque source parvienne en phase au point d'observation dans la direction  $\theta_0$ . Le dépointage progressif du lobe principal se fait alors par une pondération en phase de chaque élément du réseau. Globalement, une pondération en phase permet d'orienter le faisceau principal dans une direction privilégiée, et une excitation pondérée en amplitude permet en plus de contrôler le niveau des lobes secondaires. Notre description sera limitée à un réseau uniquement phasé, en gardant une amplitude uniforme



et unitaire sur tous les éléments. Dans ce cas, le diagramme de rayonnement total s'écrit de la manière suivante [4] :

$$\Phi_t(\theta) = \phi(\theta) \sum_{m=1}^M a_m e^{jkd(m-1)(\sin \theta - \sin \theta_0)} \quad \text{Équation I-8}$$

Avec  $a_m = 1$

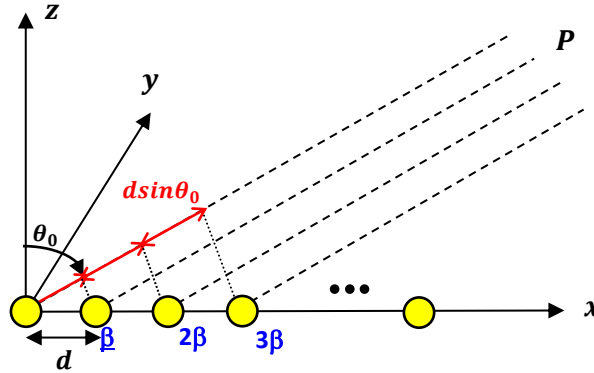


Figure I-6 : Réseau linéaire de N éléments déphasés pointant dans la direction  $\theta_0$ .

Reprenons le même exemple que celui de la Figure I-5, mais en pointant cette fois le faisceau dans la direction  $\theta_0 = 30^\circ$ . La représentation de la Figure I-7 nous permet de bien remarquer que le diagramme total suit l'enveloppe du diagramme de la source élémentaire en  $\cos(\theta)^p$  en fonction de la direction de pointage voulue. Ceci rappelle la difficulté de ce type de réseau à former des faisceaux directifs en pointant les diagrammes vers des forts dépointages angulaires ( $\theta_0 > 60^\circ$ ).

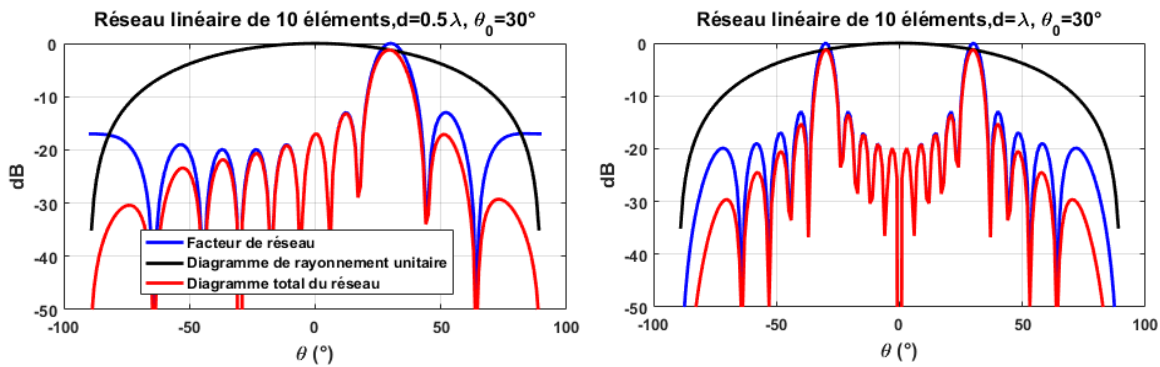


Figure I-7: Réseau linéaire de 10 éléments équi-amplitude pointant dans la direction  $\theta_0 = 30^\circ$ ,  $d = 0.5 \lambda$  (à gauche) et  $d = \lambda$  (à droite), diagramme total obtenu en considérant un élément unitaire en  $\cos(\theta)^p$ ,  $p = 1$



## II.2.2 - Cas d'un réseau planaire

### II.2.2.1 - A maillage rectangulaire

Un réseau planaire est une généralisation du réseau linéaire. Il est constitué d'un réseau linéaire qui est répété périodiquement dans le plan. Un avantage principal de ce type de réseau est qu'il permet d'apporter un degré de liberté supplémentaire pour le dépointage de faisceaux. Un agencement d'un réseau planaire à maillage rectangulaire constitué de  $M$  éléments espacés de  $d_x$  et  $N$  éléments espacés de  $d_y$  respectivement suivant l'axe  $x$  et  $y$  est représenté sur la *Figure I-8*. En utilisant la formule *Équation I-1* on peut exprimer le diagramme de rayonnement  $\Phi_t(\theta, \varphi)$  de la façon suivante :

$$\Phi_t(\theta, \varphi) = \phi(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk[(m-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (n-1)d_y \sin \theta \sin \varphi]} \quad \text{Équation I-9}$$

On obtient aussi le facteur de réseau noté  $AF(\theta, \varphi)$ :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk[(m-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (n-1)d_y \sin \theta \sin \varphi]} \quad \text{Équation I-10}$$

Pour assurer un bon dépointage électronique du lobe de rayonnement dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$ , la relation, *Équation I-10*, prend la forme suivante :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M A_m e^{jk(m-1)d_x \sin \theta \cos \varphi} \sum_{n=1}^N A_n e^{jk(n-1)d_y \sin \theta \sin \varphi} \quad \text{Équation I-11}$$

Avec :  $A_m = a_m e^{-jk(m-1)d_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0}$  et  $A_n = a_n e^{-jk(n-1)d_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0}$

Dans ces conditions, les lobes de réseau sont alors positionnés à :

$$\begin{cases} u_p = \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + \frac{p\lambda}{d_x} \\ v_q = \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + \frac{q\lambda}{d_y} \end{cases} \quad \text{Équation I-12}$$

Avec  $p = q = \pm 1, \pm 2, \dots$



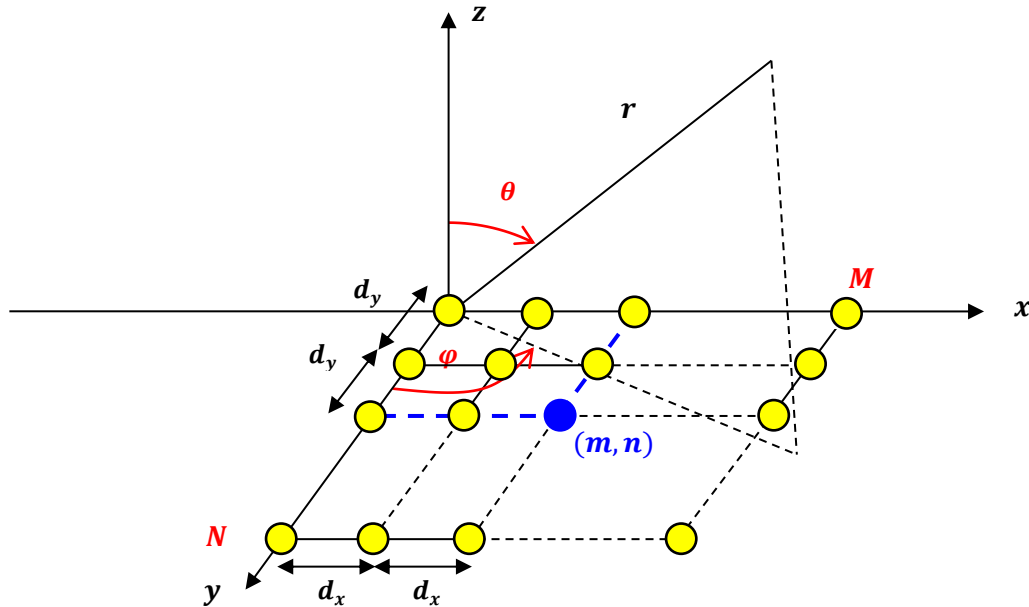


Figure I-8: Réseau planaire à maillage rectangulaire de  $M \times N$  éléments régulièrement espacés.

Les Figure I-9 et Figure I-10 montrent un exemple d'un réseau d'antennes planaire de 25 éléments espacés de  $0.75 \lambda$  et  $1.5 \lambda$  respectivement, où on représente le facteur de réseau normalisé en coordonnées  $(u, v)$  ainsi que les positions des lobes de réseau. La limite de la région visible est représentée par un cercle en rouge de rayon unité correspondant à des angles réels  $(\theta, \varphi)$  ( $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ ,  $0^\circ < \varphi < 360^\circ$ ). Dans le premier cas, l'espacement entre éléments rayonnants est inférieur à une longueur d'onde dans les deux directions ( $dx=dy=0.75 \lambda$ ). Nous n'avons pas des lobes de réseau. Le cercle délimitant le domaine visible ne possède qu'une direction maximale réelle, correspondant au lobe principal du réseau obtenu à  $p=q=0$  (petit cercle en noir). Il est important de noter que seuls les lobes de réseau qui se trouvent à l'intérieur du cercle rouge sont visibles. Ce phénomène apparait clairement dans le deuxième cas où l'espacement entre éléments rayonnants est supérieur à une longueur d'onde dans les deux directions ( $dx=dy=1.5\lambda$ ). Le cercle délimitant le domaine visible possède plusieurs directions maximales. La direction correspondant à  $p=q=0$  (petit cercle en noir) représente le lobe principal du réseau et les autres solutions ( $p+q \neq 0$ ) sont des lobes de réseau et sont représentés par des étoiles.



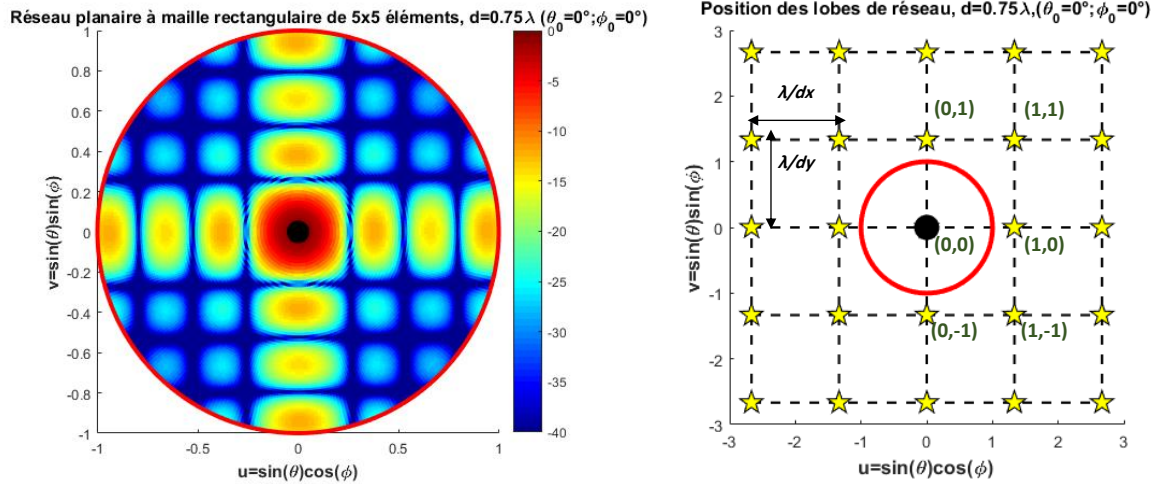


Figure I-9 : diagramme représenté dans le repère  $(u,v)$  d'un réseau de 5x5 éléments espacés régulièrement de  $0.75 \lambda$  sans dépointage (à gauche) et positions des lobes de réseau (à droite).

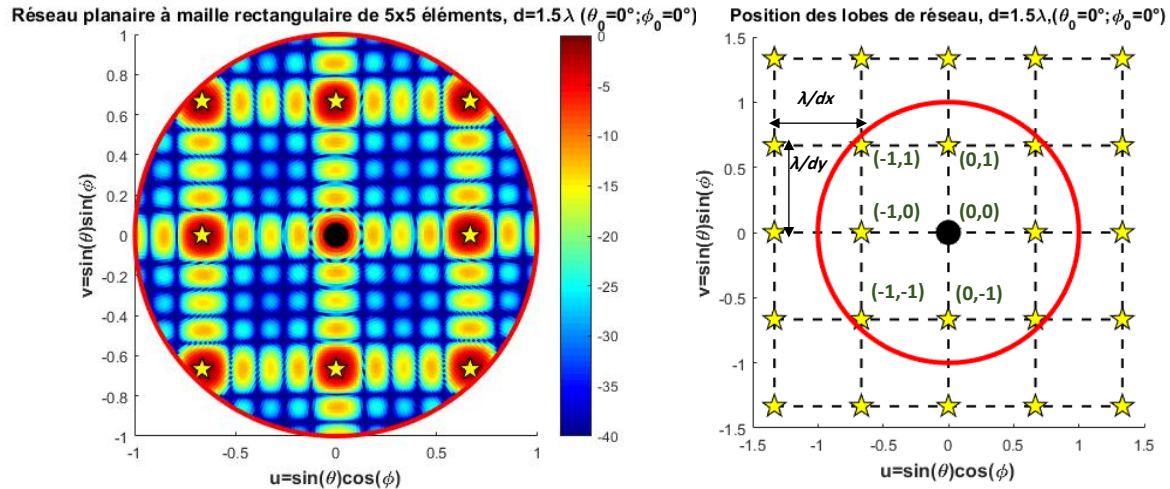


Figure I-10 : diagramme représenté dans le repère  $(u,v)$  d'un réseau de 5x5 éléments espacés régulièrement de  $1.5 \lambda$  sans dépointage (à gauche) et positions des lobes de réseau (à droite)

Afin de montrer la potentialité de ce type de réseau à former le faisceau dans une direction quelconque, nous avons refait le même exemple de la Figure I-10, mais cette fois-ci pour un pointage à  $(\theta_0 = 45^\circ; \phi_0 = 45^\circ)$ , comme le montre la Figure I-11.





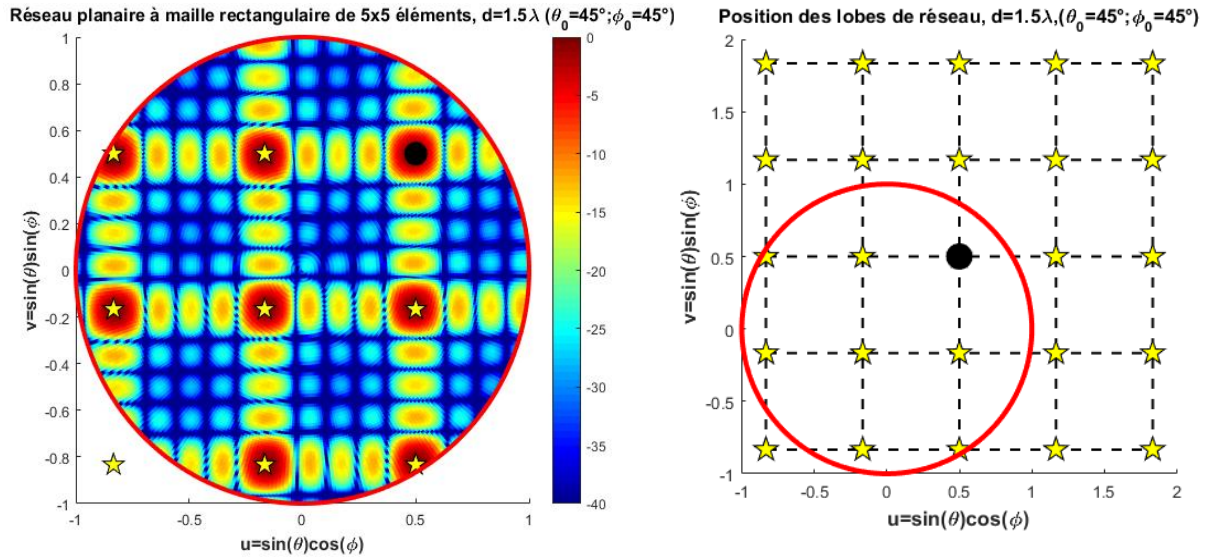


Figure I-11 : diagramme représenté dans le repère  $(u, v)$  d'un réseau de 5x5 éléments espacés de régulièrement de  $1.5\lambda$  pour un pointage à  $(\theta_0 = 45^\circ; \phi_0 = 45^\circ)$ , (à gauche) et positions des lobes de réseau (à droite)

## II.2.2.2 - A maillage triangulaire

Ce réseau planaire peut être agencé différemment de façon à créer un réseau triangulaire. Une représentation d'un réseau planaire à maille triangulaire équilatéral est donnée sur la Figure I-12, où la distance inter-éléments  $d_y$  est fixé à  $\frac{\sqrt{3}}{2}d_x$ . La mise en place de ce type de réseau permet de réduire le nombre d'éléments rayonnant d'environ 13.4% par rapport à un réseau à maille rectangulaire de même dimension [5]. Il permet aussi de rejeter les lobes de réseau plus loin qu'un réseau à maille rectangulaire.



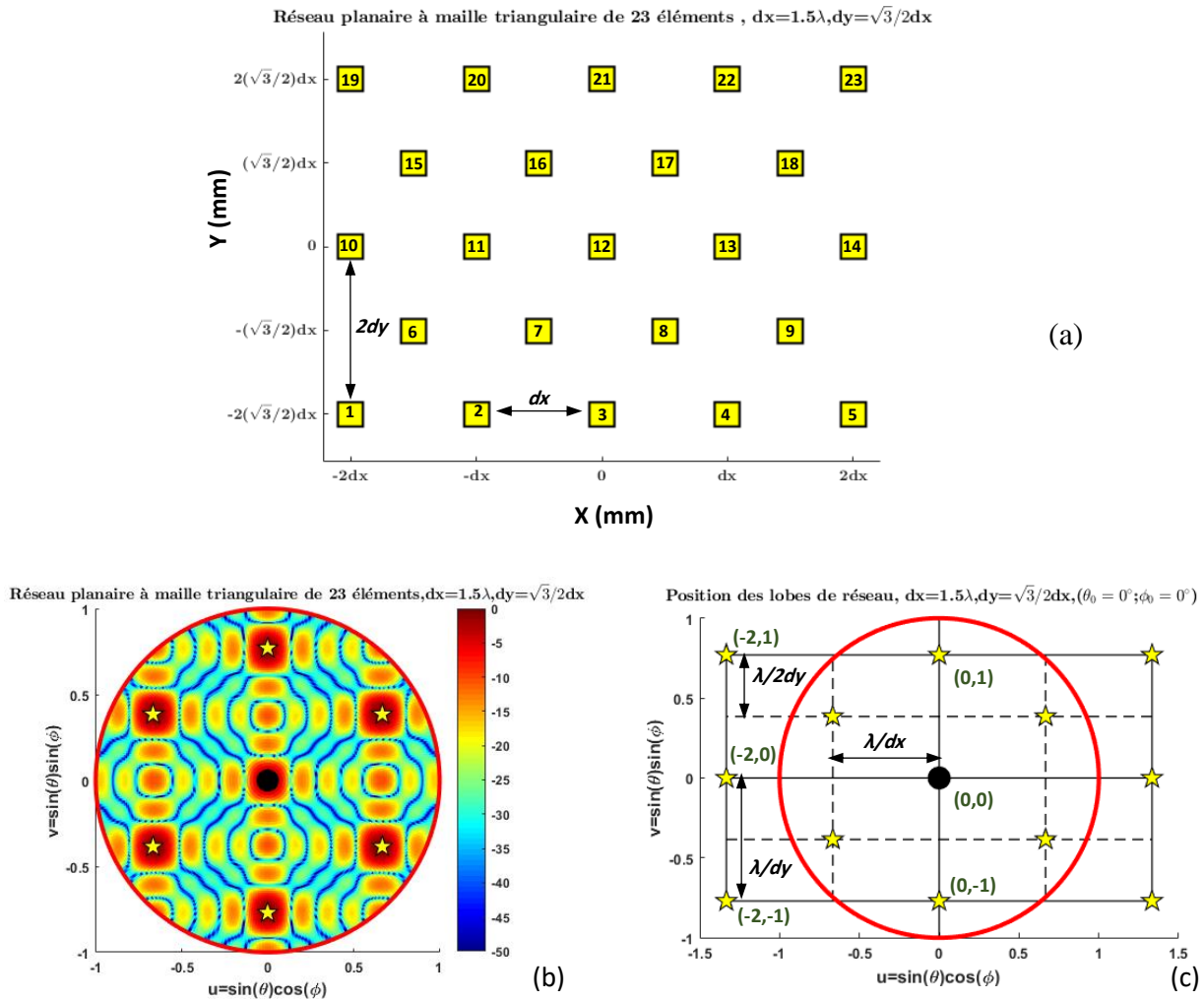


Figure I-12 : Réseau planaire à maillage triangulaire de 23 éléments sans dépointage (a) : (b) diagramme représenté dans le repère  $(u,v)$  et positions des lobes de réseau (c)

D'autres configurations telles que les réseaux circulaires, les réseaux cylindriques, les réseaux coniques etc... sont également utilisés dans la littérature, mais dans ces travaux, nous nous intéressons aux réseaux planaires à maille rectangulaire et triangulaire (ou hexagonale).

Cependant, pour définir le fonctionnement de l'antenne en conditions réalistes, les hypothèses simplificatrices faites dans ces rappels ne permettent pas une conception efficace. Le paragraphe suivant présente certains phénomènes fondamentaux dans les réseaux d'antennes qui ne doivent pas être ignorés lors de la conception.



### **II.3 - Problématique d'un réseau réel**

Dans le paragraphe précédent, des rappels pour comprendre le fonctionnement des réseaux d'antennes périodiques ont été faits. Cependant, pour passer à un réseau d'antennes réel, nous sommes obligés de prendre en compte des phénomènes supplémentaires dans le comportement du réseau, qui n'apparaissent pas directement dans les relations vues précédemment. L'Équation I-1 suppose que tous les éléments du réseau ont le même diagramme élémentaire  $\Phi(\theta, \varphi)$ . Or, en pratique, cette condition n'est valable que pour des très grands réseaux d'antennes contenant plusieurs centaines ou milliers d'éléments rayonnants. Pour des réseaux de petite taille dans lesquels les effets de bords sont très présents, le diagramme environné des éléments situés aux bords du réseau peut être très différent de celui des éléments centraux.

Ainsi, la formulation analytique ne permet pas de mettre en évidence les effets du couplage mutuel qui existent entre les éléments du réseau. Cependant, pour des réseaux réels, les ondes incidentes,  $a_n$ , vont se coupler sur les éléments voisins et induire sur chacun d'eux une onde couplée, noté  $b_n$ . Les valeurs de ces ondes sur l'ensemble des accès seront néanmoins connues, car ils sont traduits par la matrice [S] des éléments rayonnants constituant l'antenne. Dans la pratique, pour éviter le repliement de spectre et l'apparition des lobes de réseau, il est nécessaire de diminuer le pas du réseau. Cependant, la faible distance entre les éléments fait augmenter les niveaux de couplages inter-éléments. Ceci modifie les caractéristiques du réseau en termes de diagramme de rayonnement, adaptation, efficacité, etc... et complique considérablement la conception des réseaux. Ces effets ne doivent donc pas être négligés pour des réseaux où la distance entre les éléments est relativement importante.

Un exemple montrant l'effet du couplage sur l'adaptation entre deux antennes de types monopôles est présenté sur la *Figure I-13*. On note effectivement une dégradation du niveau d'adaptation ainsi qu'un décalage en fréquence par rapport à une antenne isolée, à cause d'un fort couplage entre les deux monopôles ( $S_{2,1}$  est proche de -10dB). Cette modification nécessite alors la prise en compte du couplage dès la phase de conception.



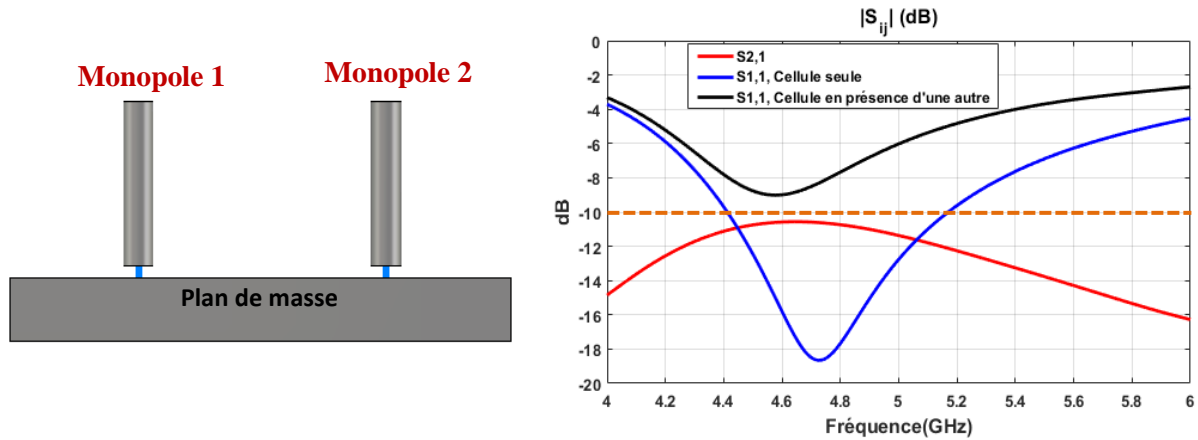


Figure I-13 : Effet du couplage sur l'adaptation entre 2 monopôles

Pour obtenir un fonctionnement optimal d'un réseau, il est donc nécessaire de prendre en compte l'influence de couplage sur les performances de l'antenne. Le coefficient de réflexion actif devient alors un paramètre prépondérant dans la conception. Il s'exprime par le rapport entre la puissance réfléchie et la puissance incidente à l'accès d'une cellule lorsque tout le réseau est excité avec l'amplitude et la phase correspondant à l'objectif de rayonnement visé.

Les couplages peuvent aussi être dus à des ondes de surface [6]. La propagation des ondes de surface existe principalement dans les substrats diélectriques des réseaux d'antennes imprimées, c'est à dire entre le plan de masse et l'interface air-diélectrique, comme le montre la Figure I-14. Leur génération est liée aux caractéristiques des substrats utilisés (la hauteur  $h$  et la permittivité  $\epsilon_r$ ) pour l'intégration des antennes imprimées. Néanmoins, pour les substrats épais et surtout pour ceux qui ont un  $\epsilon_r$  important, les effets du couplage s'accroissent, puisque dans ce cas, l'énergie perdue sous forme d'ondes de surface devient significative.

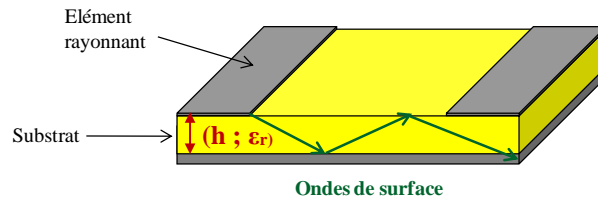


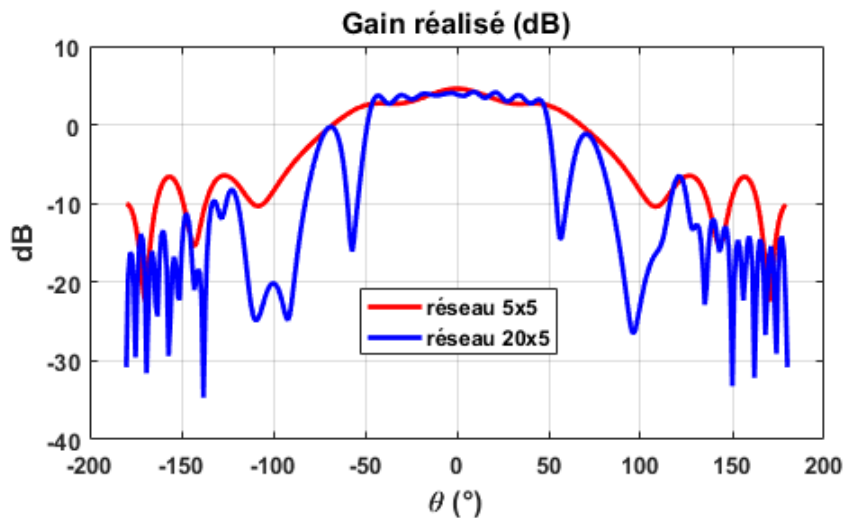
Figure I-14 : Phénomène du couplage par ondes de surface

Cependant quand les ondes de surface atteignent les extrémités de l'antenne, celles-ci sont réfléchies, diffractées et dispersées dans l'espace libre engendrant également une perturbation des performances [7].



Dans le cas du réseau à balayage électronique, ces ondes peuvent conduire à la génération d'un phénomène gênant appelé "direction aveugle" où aucune énergie ne peut être émise ou reçue par le réseau. Celle-ci est caractérisée par un zéro de rayonnement pour certains angles de balayage avec un coefficient de réflexion actif qui tend vers l'unité.

La *Figure I-15* présente l'évolution du diagramme de rayonnement environné de l'élément central du réseau fini en fonction du nombre d'éléments. On observe clairement les « zéros » dus aux angles d'aveuglement à  $\theta = \pm 56^\circ$  sur le diagramme de rayonnement dans le cas du réseau 20x5 où le couplage par onde de surface devient prépondérant. Ces zéros disparaissent complètement dans le cas du réseau 5x5. Ceci vient certainement du fait que le réseau 5x5 est trop petit pour supporter un tel phénomène.



*Figure I-15 : Evolution du diagramme de rayonnement environné pris au centre d'un panneau de type « dipôle » avec un espace de  $0.5\lambda$  entre les éléments en fonction du nombre d'éléments*

En plus, l'annulation de rayonnement peut engendrer une détérioration des chaînes actives connectées en amont de l'antenne [8]. Ce problème peut généralement être atténué en utilisant des patches en cavité (*Figure I-16*).

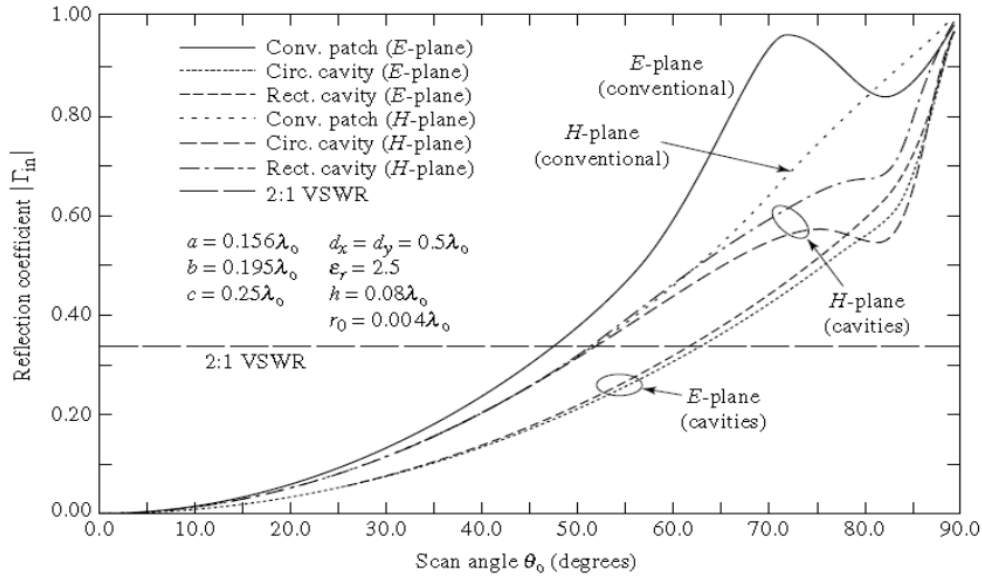
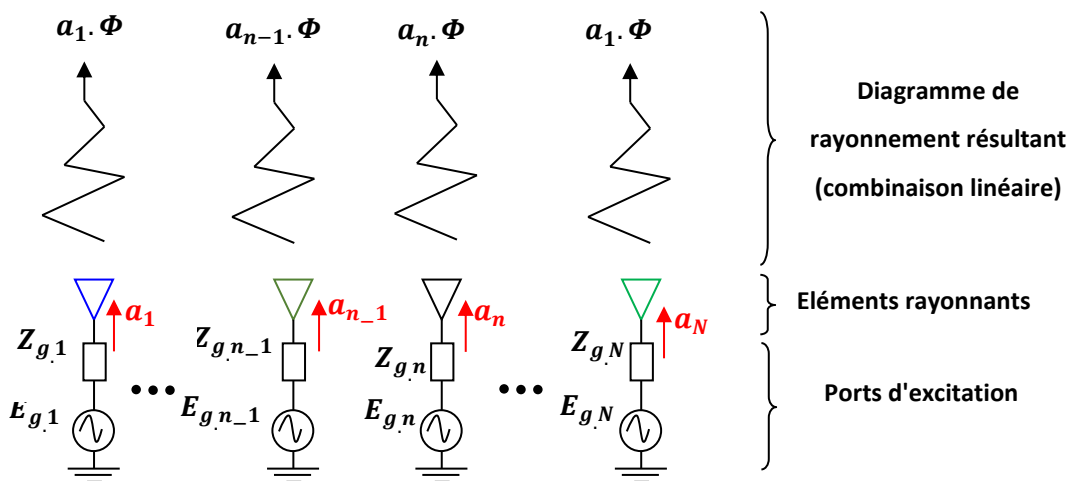


Figure I-16 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction de l'angle de pointage pour des réseaux d'antennes utilisant différentes technologies d'éléments [9]

Une représentation intéressante sous forme d'un « diagramme de cercles » pour identifier le comportement des réseaux d'antennes périodiques ainsi que la position des directions aveugles, sera plus détaillée dans le chapitre III.

En résumé et en prenant en compte toutes ces problématiques, un schéma de principe représentant un réseau idéal et un réseau réel est donné sur la Figure I-17.



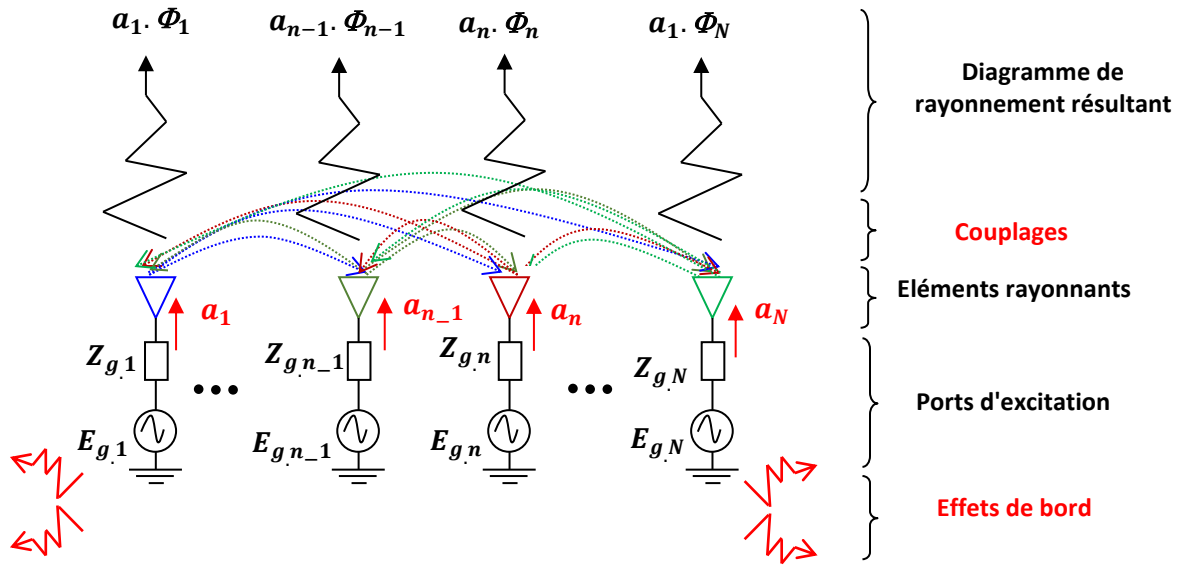


Figure I-17 : Schéma de principe pour l'analyse d'un réseau d'antennes. Réseau idéal (en haut) et réseau réel (en bas)

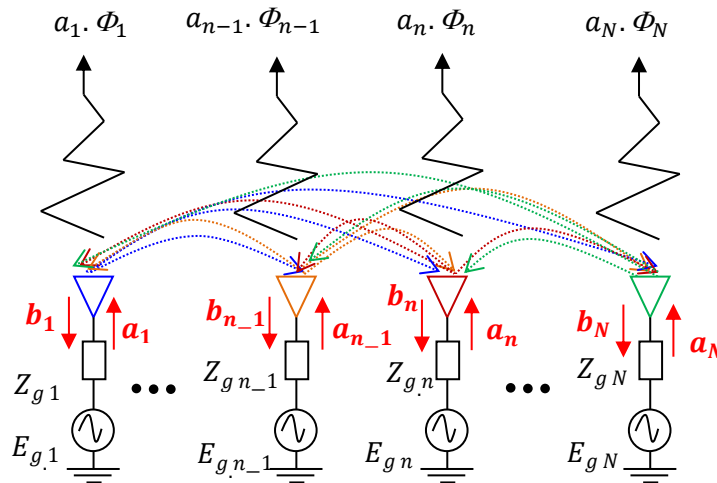
En termes de complexité, il faut noter que la gestion des niveaux de lobes secondaires passera par le contrôle de l'amplitude des alimentations (pondération d'amplitude). Cela nécessitera donc, en plus des déphaseurs, des atténuateurs ou des amplificateurs à gain variables, ce qui rend l'architecture de plus en plus complexe. Dans la pratique, et notamment pour des applications radar leur minimisation est un critère important. Nous aborderons dans le chapitre IV quelques techniques permettant de minimiser le niveau de lobes secondaires sans affecter les performances. A l'issue de cette description, il s'avère que les couplages sont considérés comme néfastes dans la conception d'un réseau. Néanmoins, le couplage entre les antennes n'a pas toujours un effet perturbateur et dans certains cas, il peut être utilisé de manière constructive pour améliorer les caractéristiques de rayonnement. Dans ces travaux de thèse, nous montrerons les potentialités des antennes reconfigurables à circuit d'alimentation simplifié par contrôle des couplages, de façon à optimiser le compromis entre la complexité de l'antenne et ses performances en termes de gain et de coefficients de réflexion actifs.



## II.4 - Conséquences du ROS actif dans les réseaux d'antennes

On distingue deux modes d'analyse d'un réseau : les modes passifs et actifs. Dans le premier cas, seul un élément est alimenté et les autres accès sont terminés par des charges adaptées. Une analyse d'un réseau en mode passif permet de déterminer la matrice [S] de couplage du panneau d'antennes.

Dans un réseau en fonctionnement actif, toutes les cellules sont excitées simultanément avec l'amplitude et la phase définies par la loi d'excitation. L'analyse d'un réseau actif donne le coefficient de réflexion actif qui est le rapport entre la puissance réfléchie et la puissance incidente à l'accès d'une cellule lorsque tout le réseau est excité. Cette notion est fondamentale dans les réseaux d'antennes. La *Figure I-18* représente un réseau composé de N éléments et les interactions de l'ensemble du réseau.



*Figure I-18 : Couplages et ondes incidentes et couplées au sein d'un réseau de N éléments*

En mode passif, lorsque les cellules sont étudiées seules, sans considérer leur environnement, l'onde couplée dans le port 1 s'écrit sous la forme suivante :

$$b_1 = S_{11}a_1$$

*Équation I-13*





Le paramètre  $S_{11}$  correspond alors au coefficient de réflexion de l'élément 1. Ce coefficient ainsi que ceux des autres éléments et les couplages inter-éléments forment la matrice [S] complète du panneau rayonnant.

Cependant en mode actif, l'onde couplée dans le port 1 devient :

$$b_1^{actif} = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1n}a_n + \dots S_{1N}a_N \quad \text{Équation I-14}$$

Cette relation permet de définir le coefficient de réflexion actif du port 1 :

$$S_{11}^{actif} = \frac{S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1n}a_n + \dots S_{1N}a_N}{a_1} \quad \text{Équation I-15}$$

Alors le coefficient de réflexion actif du port n<sup>o</sup>i est donné par l'équation suivante :

$$S_{ii}^{actif} = \frac{1}{a_i} \sum_{j=1}^N S_{ij} a_j \quad \text{Équation I-16}$$

Avec  $a_j = |a_j|e^{j\beta_j}$

Le ROS actif s'écrit alors :

$$ROS^{actif} [i] = \frac{1 + |S_{ii}^{actif}|}{1 - |S_{ii}^{actif}|} \quad \text{Équation I-17}$$

Lorsque le ROS actif est élevé, il faut évidemment s'attendre à ce que cette désadaptation engendre une perte de gain. Pour obtenir ces grandeurs, il est donc indispensable de connaître la matrice de couplage du panneau d'antennes. En effet, les couplages mutuels qui interviennent au sein du panneau et la finitude du panneau dans lequel les effets de bords sont présents peuvent entraîner une certaine dispersion sur les niveaux de coefficients de réflexion actifs entre les différents éléments. Ce problème se traduit par une onde réfléchie très importante et difficile à maîtriser sur les accès rayonnants, et par conséquent une remontée flagrante du coefficient de réflexion actif. Cette onde va se retrouver majoritairement réfléchie vers la sortie des amplificateurs, lorsqu'il s'agit d'antennes actives ce qui entraîne une dégradation des performances, voire une détérioration des amplificateurs. Il est alors indispensable d'ajouter des isolateurs ou des circulateurs entre les éléments rayonnants et les amplificateurs pour protéger les circuits connectés en amont de l'antenne (*Figure I-19*) [10], [11]. Ceci rend le système plus encombrant, plus complexe, et pose le problème



de la consommation énergétique pour des applications de type « mass market ». Il faut noter que dans le cas d'un réseau fonctionnant en réception, un ROS actif élevé n'engendre pas forcément de dégradation des éléments actifs en amont de l'antenne, mais l'effet se traduit à minima par une diminution du rapport signal à bruit.

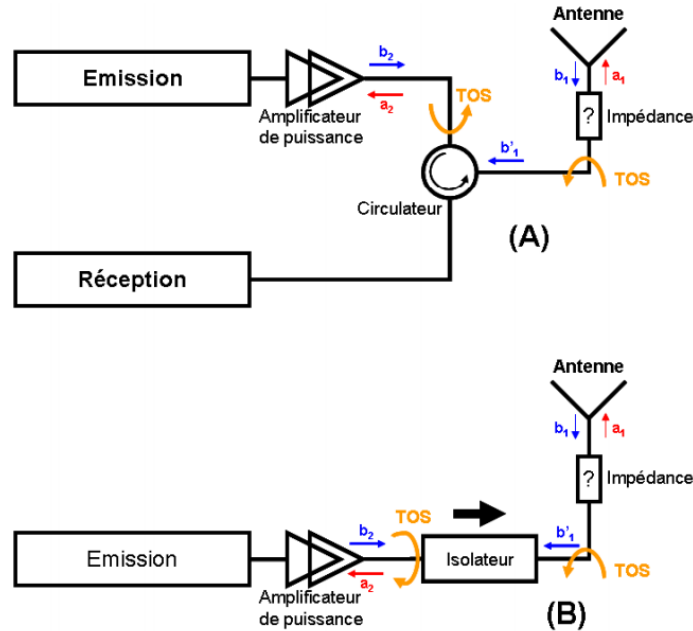


Figure I-19 : (A) Chaîne d'émission/réception avec un circulateur, (B) Chaîne d'émission avec un isolateur[12]

Il faut noter que le balayage du réseau vers des forts angles de pointages peut entraîner une détérioration de performances trop importante (diminution du gain, augmentation des lobes secondaires, apparition des lobes de réseau...), et engendre dans la plupart des cas une dégradation du ROS actif avec un coefficient de réflexion actif qui tend vers l'unité [13].

Un exemple issu de [14], présente la synthèse des caractéristiques du panneau en fonction du dépointage en élévation. Les résultats ont été estimés sur un réseau de 7x7 éléments Tx/Rx où les éléments Tx sont disposés suivant une maille triangulaire et les éléments Rx suivant une maille carrée, comme montré sur la Figure I-20. Les performances mesurées en termes de formation de faisceaux et d'adaptation active sont données sur la Figure I-21. Les résultats montrent que lorsque le faisceau est dépointé à 60°, des lobes des réseaux apparaissent avec une remontée importante du coefficient de réflexion actif (>-10dB), ce qui engendre une dégradation des chaînes actives. L'efficacité globale de ce système est alors limitée et incompatible d'applications pour des marchés de masse.



Figure I-20 : Démonstrateur Tx/Rx en bande Ka.

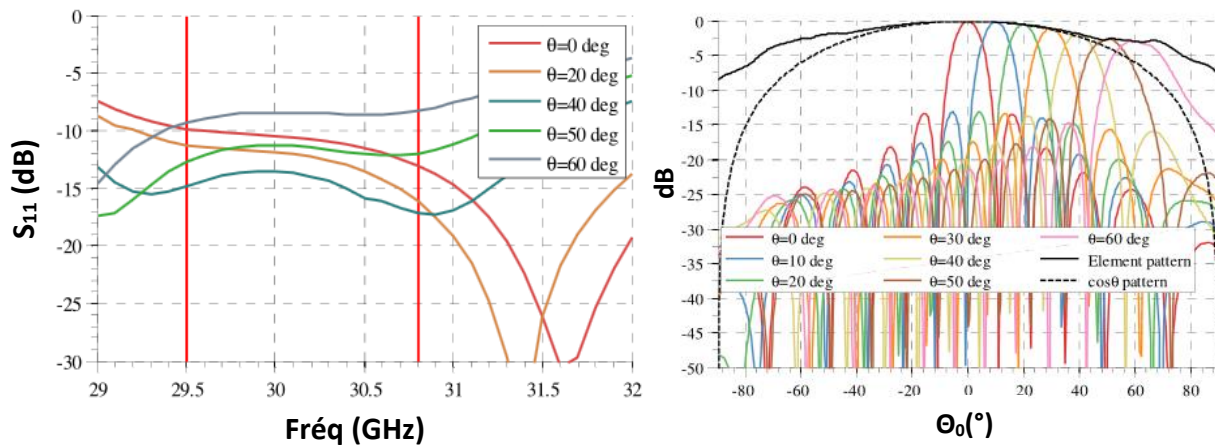
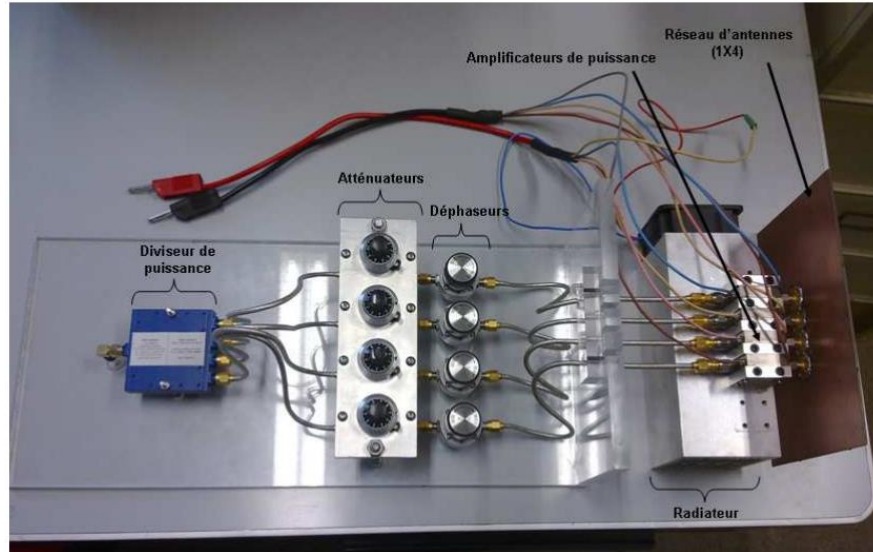


Figure I-21 : Performances obtenues en émission (30 GHz)

Dans les applications utilisant des réseaux actifs, comme les radars, la présence du ROS actif constitue une problématique majeure, dont les concepteurs s'affranchissent par le recours systématique à des circulateurs. Cependant, il est envisageable de s'en affranchir sous réserve d'une modélisation fiable et couvrant tous les cas de reconfiguration possibles. L'étude des interactions entre des amplificateurs de puissance et des antennes sans la présence d'un isolateur/circulateur a déjà été mise en œuvre, notamment dans le cadre d'une thèse au laboratoire XLIM en 2010 [12]. Dans le cadre de celle-ci, un macro-modèle du réseau a été développé, qui permet, à partir d'une configuration de rayonnement souhaitée (direction de pointage, largeur de lobe, niveau de lobes secondaires, etc.), d'obtenir les lois de pondération en amplitude et phase à appliquer à chaque antenne, ainsi que l'impédance que présentera chacune des antennes dans cette configuration de rayonnement, tout en prenant compte le couplage mutuel entre chaque élément du réseau. Parallèlement, pour la partie circuit actif, un modèle bilatéral non linéaire d'ordre deux a



été développé pour simuler de manière rapide le comportement de l'amplificateur pour des désadaptations fortes ( $ROS > 4$ ). Les deux formalismes (réseau et amplificateur) ont été intégrés pour déterminer le comportement de chaque amplificateur en présence des charges complexes présentées par les antennes, et notamment les modifications de gain et de phase induites par la désadaptation des amplificateurs. Cela permet de modifier les lois de pondération en amplitude et phase à appliquer à chaque amplificateur de manière à obtenir en sortie la fonction de rayonnement voulue. Un démonstrateur d'antenne active en émission fonctionnant en bande X a été réalisé dans le but de valider ces deux modèles. Ce dispositif est constitué de 4 patchs espacés entre eux de  $0.4\lambda$ , un diviseur de puissance, 4 déphaseurs, 4 atténuateurs et 4 amplificateurs de puissance (NEXTEC RF NB00422). Une photographie est présentée sur la *Figure I-22*. Une comparaison des gains simulé et mesuré dans deux directions différentes ( $-10^\circ$  et  $+15^\circ$ ) est donnée sur la *Figure I-23*. Cet exemple permet de vérifier le bon accord obtenu entre les deux résultats. Cette solution a l'avantage d'être peu coûteuse, car elle permet de s'affranchir de circulateurs ou d'isolateurs entre les amplificateurs et les antennes malgré la présence du ROS actif, mais, en contrepartie, elle entraîne des pertes élevées. Cette approche est donc perfectible.



*Figure I-22 : Architecture active sans isolateurs*



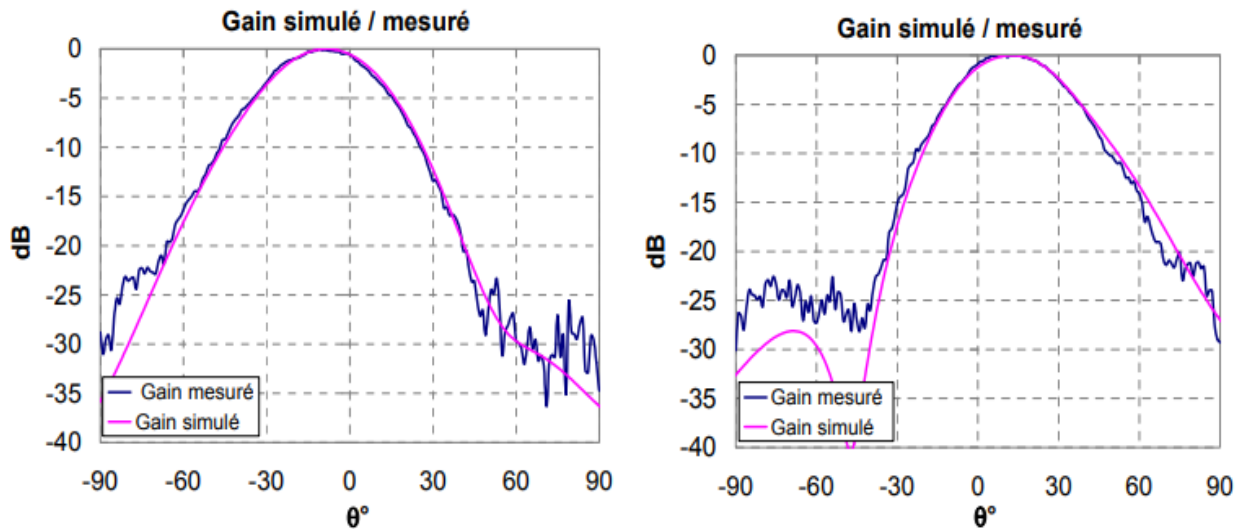


Figure I-23 : comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré ( $f = 8.2\text{GHz}$ )

Dans ce manuscrit, l'objectif principal est de proposer une architecture d'antenne la plus simple et la moins couteuse possible afin de s'inscrire dans le contexte de l'utilisation d'antennes reconfigurables pour des applications relevant de marché de masse, telles que les télécommunications mobiles, ce qui veut dire qu'il faut essayer d'évaluer les possibilités de l'antenne à gérer le ROS actif dans la bande passante et le domaine de pointage sans avoir à utiliser des circuits de formation de faisceaux complexes, encombrants et couteux.

## II.5 - Circuit de formation de faisceaux (BFN)

Les réseaux phasés sont basés sur l'utilisation de circuits pour la formation de faisceaux (Beam Forming Networks, BFN). Ces circuits permettent de répartir la puissance d'alimentation sur les éléments rayonnants selon une loi d'amplitude et de phase de façon à pouvoir former le faisceau dans une direction souhaitée. Cette pondération est faite suivant deux catégories : BFN passif et BFN actif [15].

Le BFN passif est basé sur l'utilisation d'un seul couple d'émetteur-récepteur dont chaque élément rayonnant est associé à son propre déphaseur au travers d'un circuit de distribution, comme la montre la Figure I-24. Ces déphaseurs permettent de générer une pondération indépendante pour chacune des antennes afin d'orienter le faisceau dans la direction désirée. Un amplificateur de



puissance (PA) et un amplificateur faible bruit (LNA) utilisé respectivement pour l'émission et la réception, sont placés en amont du système, avant le circuit de distribution pour amplifier la puissance transmise aux antennes en émission et pour augmenter la sensibilité de la chaîne en réception. Ce type de formation de faisceau est dépourvue de contrôle au niveau des amplitudes, seulement une pondération en phase est appliquée au réseau.

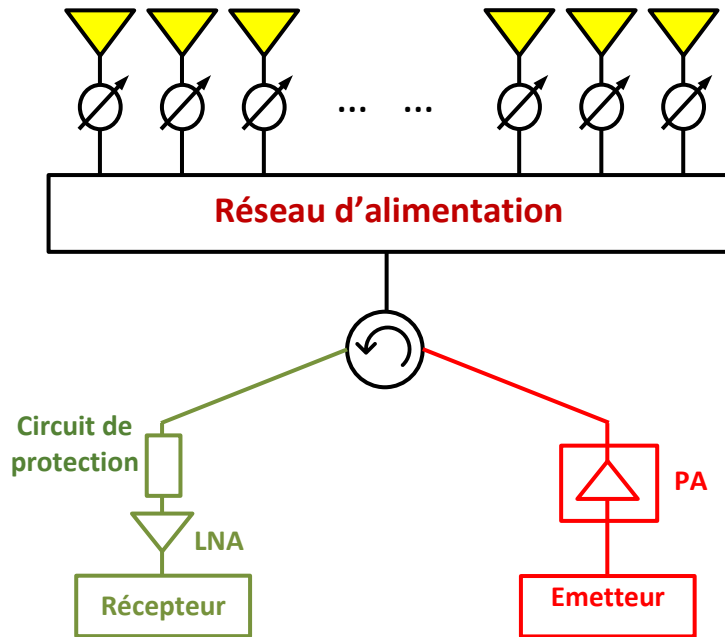


Figure I-24 : Architecture d'un BFN passif

Ce type d'architecture a été exploité sur des systèmes de surveillance électromagnétiques pendant la Guerre froide [16] (Figure I-25).





*Figure I-25 : Système de surveillance "Cobra Dane" basé sur l'utilisation d'un réseau phasé, établi par les Américains en 1976 dans le cadre de la Guerre froide [16]*

Le défi associé à cette architecture est de minimiser les pertes d'insertion dans les circuits d'alimentation ou dans les déphaseurs tout en augmentant la sensibilité et l'efficacité du système. C'est pourquoi, lorsque la fréquence augmente, des solutions basées sur des technologies guidées [17] sont privilégiées par rapport à des lignes microondes. Néanmoins l'encombrement et la masse globale du système peuvent être limitants dans le cas d'une architecture comportant un ou plusieurs centaines d'éléments rayonnants.

Pour répondre à ces défis, des architectures de réseau à BFN actifs peuvent être envisagées. Cette architecture consiste à ajouter derrière chaque élément rayonnant du réseau des déphaseurs et des circuits d'amplifications en émission et en réception, comme le montre la *Figure I-26*. En outre, contrairement au système à BFN passif, un contrôle en amplitude en émission et en réception est possible avec cette approche, à condition de disposer d'un amplificateur à gain variable. Des circulateurs sont aussi ajoutés entre les antennes et les amplificateurs pour protéger les T/R modules en amont et gérer les problématiques de désadaptation liées aux couplages. Ceci permet d'améliorer la sensibilité des systèmes grâce à l'amplification faible bruit et la génération de la forte puissance à l'entrée des éléments rayonnants. En revanche, ce type de formateur de faisceau nécessite l'utilisation d'autant de chaînes de transmission et de réception de signaux que le nombre d'antennes du réseau, ce qui rend l'architecture plus complexe et plus coûteuse que le système à BFN passif.



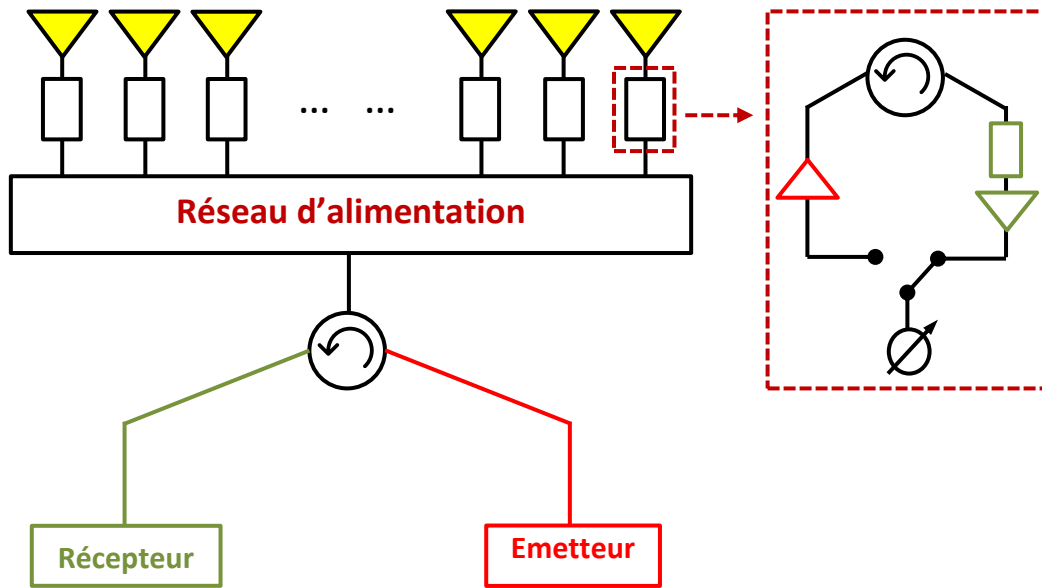


Figure I-26 : Architecture d'un BFN actif

La Figure I-27 présente un exemple d'un réseau d'antenne à balayage électronique actif RBE2-AESA (RADAR) développé dans les années 90 par le groupe français Thales pour équiper l'avion de chasse Rafale de Dassault. Ce dispositif est constitué de plusieurs centaines d'éléments rayonnants associés à des chaînes RF indépendantes, le rendant relativement complexe et coûteux.



Figure I-27 : Radar à balayage électronique actif RBE2-AESA de Thales monté dans le nez d'un avion de chasse Rafale [18].





Ces deux architectures présentées sont alors très encombrantes, avec une efficacité énergétique et des coûts qui sont incompatibles avec les attentes des nouveaux besoins du marché. C'est pourquoi ces réseaux périodiques sont aujourd'hui réservés aux applications spécifiques, notamment dans le domaine spatial ou militaire, où des exigences très fortes sont demandées sur les performances de l'antenne, avec des contraintes de coût et d'encombrement moins drastiques que pour des applications civiles.

## **II.6 - Bilan sur les réseaux d'antennes périodiques**

Les principaux avantages des réseaux d'antennes périodiques sont multiples et ils sont recensés ci-dessous :

- Une forte flexibilité sur la définition des lois d'alimentation des différents faisceaux,
- Un potentiel de reconfiguration important ;
- Un nombre important de degrés de liberté.

Malgré les avantages précédemment cités, ces dispositifs ont des inconvénients de limitation d'utilisation tels que :

- Problématique du ROS actif liée aux couplages, réduisant l'efficacité ;
- Coût très élevé ;
- Complexité du circuit de formation de faisceau (BFN) ;
- Encombrement, masse.

Pour réduire l'encombrement du formateur de faisceaux, plusieurs solutions alternatives à cette configuration ont été développées de façon à trouver un compromis intéressant entre performances, encombrement, et coût en fonction de l'application visée. Ces différentes architectures seront abordées dans le paragraphe suivant.



## **III - Les réseaux d'antennes non uniformes**

### **III.1 - Brève histoire des réseaux à maille non régulière**

L'histoire des réseaux d'antennes non uniformes commence en 1956 avec Unz [19] qui a proposé de distribuer les éléments rayonnants aléatoirement sur une grille pour apporter plus de degrés de liberté lors de sa conception. Il a montré que nous pouvions utiliser une distribution non régulière avec moins d'éléments rayonnants tout en gardant des performances comparables aux réseaux périodiques conventionnels. En 1958, Unz a utilisé une méthode de synthèse basée sur l'expansion de séries de Fourier-Bessel [20] permettant de déterminer la répartition des courants afin de former le faisceau désiré. Cette méthode est cependant réservée pour des réseaux de taille modeste.

Pour résoudre le problème, Harrington [21] a eu l'idée de varier l'espacement entre les éléments du réseau. Ceci permet de réduire le niveau des lobes secondaires à environ  $2/N$  ( $N$  est le nombre d'éléments du réseau) sans augmenter la largeur du lobe principal. En 1962, Andreasen [22] était le premier qui a abordé la synthèse des réseaux à distribution non uniforme. Il affirme que le faisceau formé dans le cas conventionnel du réseau est moins large que celui formé par le réseau aperiodique.

Dans la même année, une nouvelle méthode de synthèse des réseaux d'antennes non uniformes a été développée par Willey [23]. Cette méthode propose de remplacer l'apodisation d'amplitude pour réduire le niveau des lobes secondaire par une apodisation spatiale (en anglais, space tapering). Ce type d'apodisation consiste à faire varier la distance entre les éléments. Cette méthode s'avère efficace et permet en effet de réduire les lobes secondaires tout en excitant tous les éléments rayonnants avec la même amplitude (équi-amplitude).

De nouvelles recherches ont été effectuées par Ishimaru [24], [25], Skolnik [26]–[28] et Moffet [29], qui ont mis au point de nouvelles approches pour concevoir des réseaux aperiodiques. L'objectif de ces recherches est d'atteindre un objectif de rayonnement souhaité, tout en cherchant à réduire le niveau des lobes secondaires et le nombre d'accès alimentés, par rapport à un réseau classique.



Il faut aussi préciser que dans ces articles, les effets des couplages qui ont lieu dans le réseau ne sont pas pris en compte lors de la conception ou bien sont souvent négligeables en raison de l'espacement large entre les éléments. Ceci constitue une problématique majeure pour généraliser une méthode de conception.

### III.2 - Principe de fonctionnement

Les réseaux à distributions non uniformes peuvent être classifiés en deux grandes familles : d'une part, les réseaux apériodiques (plus largement connu sous le nom anglais « *aperiodic arrays* ») dont les sources ne sont pas régulièrement espacées. Et d'autre part, les réseaux lacunaires ou raréfiés (référéncé sous leurs noms anglais « *thinned arrays* » et « *sparse arrays* ») qui sont des réseaux périodiques auxquels certains éléments rayonnants sont retirés ou bien présents mais non reliés au BFN. L'objectif principal de ces architectures est de réduire la stratégie de contrôle, i. e, le BFN, tout en minimisant la détérioration des performances radioélectriques, par rapport à des architectures classiques de même taille d'ouverture. Le principe de tels réseaux est donné sur la *Figure I-28*. Il consiste à ajouter des perturbations à la position de chaque élément dans un réseau périodique ou à enlever certains éléments rayonnants pour contrarier les effets cumulatifs qui conduisent à l'apparition des lobes de réseaux.

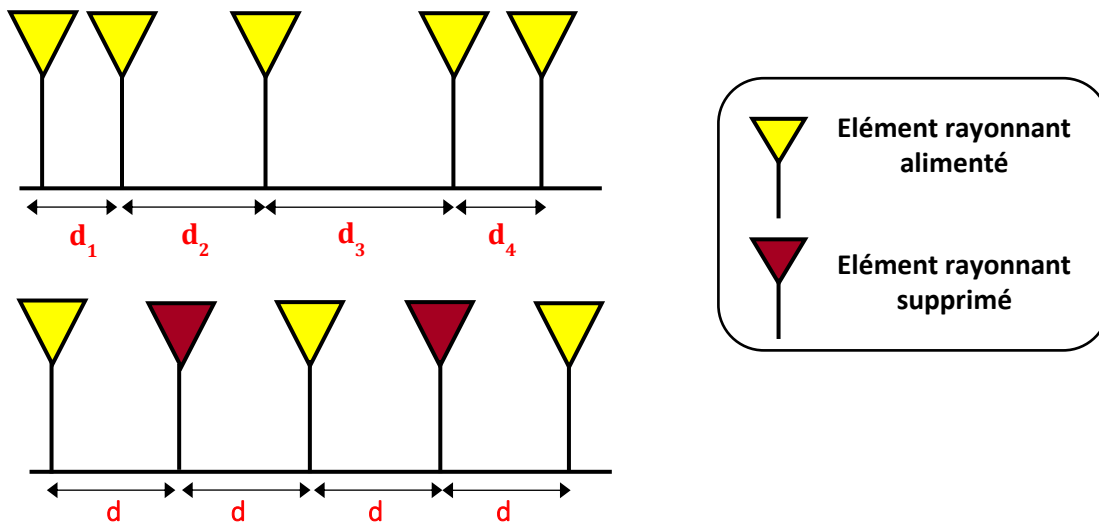


Figure I-28 : Schéma de principe d'un réseau d'antennes apériodique (en haut) et lacunaire (en bas)



### **III.3 - Méthodes d'optimisations appliquées à la synthèse des réseaux aperiodiques**

Contrairement à l'analyse des réseaux périodiques, les méthodes rencontrées dans la littérature pour l'analyse de réseaux aperiodiques nécessitent l'utilisation des solutions probabilistes ou des algorithmes stochastiques pour trouver des distributions d'éléments compatibles avec une couverture donnée. Parmi les méthodes d'optimisation les plus utilisées, on peut citer :

- Les algorithmes génétiques (AGs) [30]–[32], qui sont des algorithmes d'optimisation stochastiques fondés sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle où les chromosomes représentent la présence ou l'absence des éléments. Cette technique d'optimisation permet de simplifier le nombre de contrôles connectés en amont de l'antenne tout en préservant un compromis intéressant entre les performances et le niveau des lobes secondaires de l'antenne. Cela nécessite néanmoins un temps de calcul relativement long pour obtenir la bonne solution et les couplages sont souvent négligés.
- Les algorithmes de type recuit simulé (en anglais simulated annealing : SA) [33] qui parcourent des solutions aléatoires très différentes au début puis prennent comme base celles qui respectent les contraintes pour les améliorer de façon exhaustive. Leur mise en œuvre et leur optimisation reposent sur la connaissance de paramètres d'entrée de l'algorithme qui sont définis par analogie : la température initiale, la température finale et le facteur de réduction de la température. Ces derniers sont souvent choisis de manière empirique. En effet, cette méthode ne donne pas forcément une solution unique et stable (dépend des paramètres d'entrée choisis) et mène à des temps de calcul prohibitifs.
- Mis à part les algorithmes stochastiques, il faut encore mentionner une technique d'optimisation des réseaux d'antennes aperiodiques, possible à l'aide de méthodes probabilistes [34]. Ces méthodes de synthèse consistent à retirer quelques éléments rayonnants du réseau périodique (array thinning) en utilisant la fonction d'illumination comme densité de probabilité de présence des éléments. Cette fonction est normalisée entre  $[-1 : 1]$ , sa valeur absolue étant utilisée pour placer les éléments et son signe pour leur donner leur phase. En plus, on peut y ajouter un facteur de remplissage appartenant à l'intervalle  $[0 : 1]$  pour raréfier plus le réseau. Cette méthode a l'avantage d'être peu coûteuse en temps de

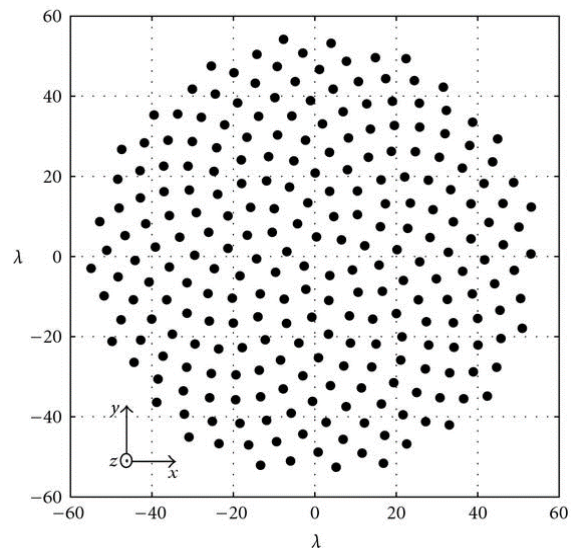


calcul, car elle fait intervenir un nombre de contrôles réduit, mais, en contrepartie, elle peut souffrir de l'apparition de lobes de réseaux puisque nous sommes sur une maille périodique.

La synthèse des réseaux aperiodiques ou lacunaires reste donc un problème majeur puisque les approches probabilistes et les techniques stochastiques sont aujourd'hui les seules méthodes utilisées pour estimer la répartition spatiale des éléments rayonnants. A titre d'illustration, le paragraphe suivant donne quelques exemples de performances pour des réseaux non uniformes.

### III.3.1 - Exemples de réseaux aperiodiques

Le réseau « sunflower », est sans doute le réseau le plus connu de réseaux aperiodiques. Ce système se caractérise par ses avantages théoriques mais aussi ses difficultés de réalisation importantes. Comme nous l'avons vu précédemment, les lobes de réseaux apparaissent quand les éléments sont alignés et régulièrement espacés, d'où vient l'idée d'utiliser une géométrie qui ne comporte aucun alignement et dont la distance entre les sources augmente de façon progressive. Un tel agencement de sources est représenté sur la *Figure I-29*, où les éléments sont placés sur des spirales à la fois dans le sens trigonométrique et dans le sens des aiguilles de montres. Cette géométrie permet de diffuser l'énergie des lobes de réseau. Ainsi, il est possible d'appliquer une apodisation par densité de sources en utilisant la fonction d'illumination. Ceci permet de modifier le niveau des lobes secondaires tout en minimisant le nombre d'éléments connectés au BFN.



*Figure I-29 : Fleur de tournesol (à gauche) et Géométrie d'un réseau sunflower (à droite).*



Plusieurs techniques de synthèse d'un réseau à maille sunflower ont été présentées dans [35]–[37]. Parmi les résultats les plus significatifs, le Tableau I-1 présente les performances obtenues avec le réseau « sunflower » développé par l'ESA pour réaliser la synthèse d'une couverture multifaisceaux [37].

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

Tableau I-1 : Performances obtenues avec le réseau sunflower de l'ESA pour réaliser la synthèse d'une couverture multifaisceaux [37]

À partir de ce tableau, on peut remarquer que le niveau des lobes secondaires que l'on pouvait observer sur une grille périodique a été réduit, en gardant un nombre d'éléments excités faible (36%). Cependant ses inconvénients sont liés à la complexité des procédures de fabrication.

Un autre exemple intéressant montrant la potentialité des réseaux a-périodiques consiste à minimiser le niveau de lobes de réseau [38]. Ce travail a été appliqué à un réseau linéaire équi-amplitude de 8 éléments espacée de  $0.8 \lambda$  (Figure I-30). Afin de réduire le niveau des lobes de réseau présents dans le réseau régulier, un algorithme génétique est utilisé pour optimiser la distance inter-éléments. Les résultats de synthèse obtenus par l'AG ont été comparés à des réseaux périodiques de mêmes dimensions. Les résultats montrent que la variation de l'espacement entre les sources dans le réseau non régulier a bien contribué à diffuser l'énergie des lobes de réseau (Figure I-31).



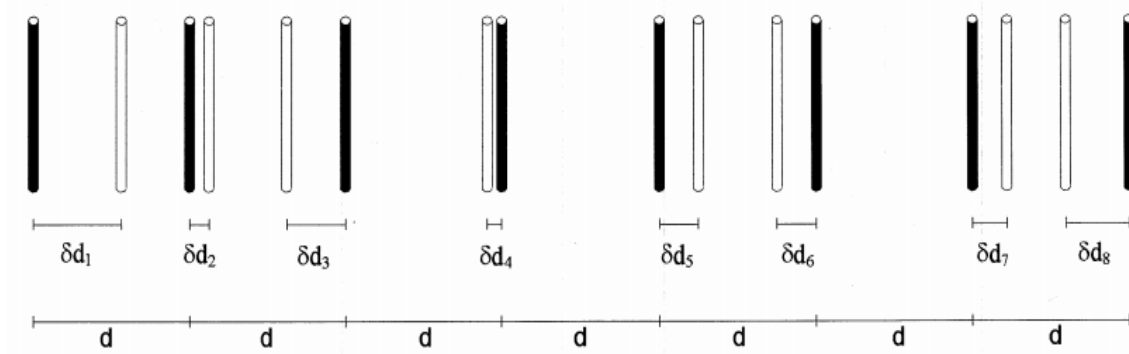


Figure I-30 : Géométrie d'un réseau aperiodique (éléments en couleur blanc), qui est créé en ajoutant des perturbations à la position de chaque élément dans un réseau périodique (éléments en couleur noire)[38]

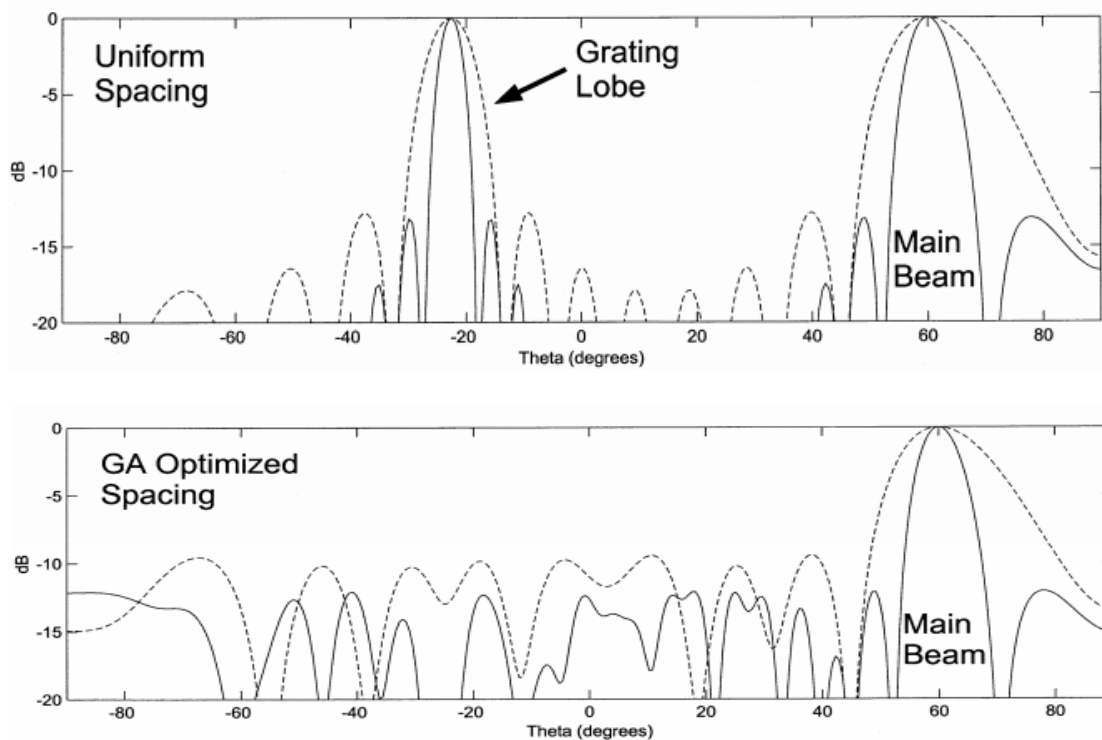


Figure I-31 : réseau linéaire périodique avec présence d'un lobe de réseau - 8 éléments (traits pointillés) et 16 éléments (traits pleins) –  $\{d=0.8 \lambda ; \theta_0=60^\circ\}$  (en haut), réseau aperiodique optimisé - 8 éléments (traits pointillés) et 16 éléments (traits pleins) –  $\{d=0.8 \lambda ; \theta_0=60^\circ\}$  (en bas) [38]

Les auteurs présentent également l'évolution du niveau maximum des lobes secondaires d'un réseau fini en fonction de la direction de pointage pour différents nombres d'éléments de réseau. A partir des courbes présentées sur la Figure I-32, on peut constater que pour un petit nombre d'éléments,



le niveau des lobes secondaires tend beaucoup plus vite vers un maximum. On remarque que plus le nombre d'éléments est important, plus le niveau maximum des lobes secondaires diminue.

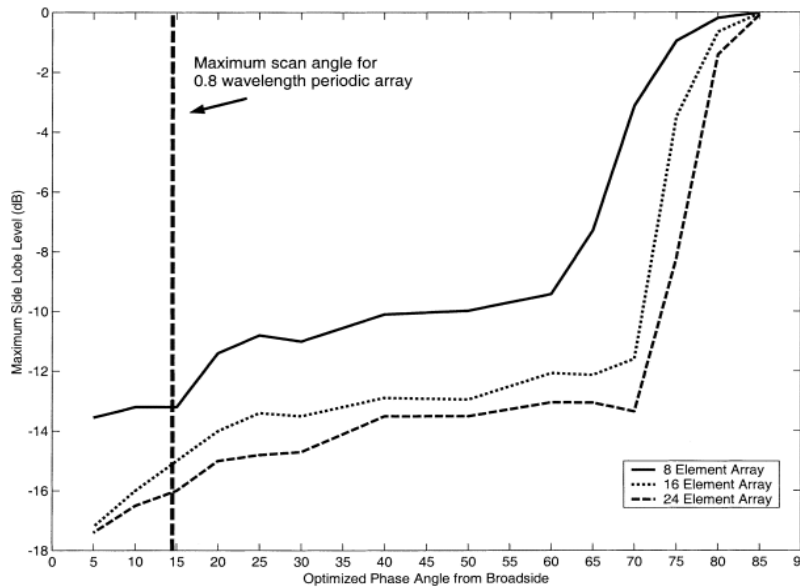


Figure I-32 : Evaluation du niveau maximum des lobes secondaires en fonction de l'angle de balayage optimisé pour différents nombres d'éléments de réseau [38]

Pour estimer le couplage entre les éléments dans un réseau aperiodique, une technique a été proposée par Lager [39], sur la base des travaux de Bailey [40]. Elle consiste à déterminer analytiquement le couplage entre deux ou plusieurs éléments du réseau puis en déduire par interpolation les interactions de l'ensemble du réseau. Cependant, cette approche souffre de problèmes de précision importants dans le cas d'un réseau fortement couplé. Une étude analytique a été effectuée en 2015 [41] montrant la nécessité de tenir compte de l'impact des couplages dans les processus de synthèse. L'architecture utilisée pour cette étude est basée sur un réseau aperiodique de 16 dipôles fortement couplés. Pour mettre en évidence l'influence des couplages sur les niveaux des lobes secondaires, une comparaison a été faite avec et sans la prise en compte de l'impact des couplages. Les résultats de synthèse sont présentés sur la Figure I-33. On remarque une forte remontée des lobes secondaires, ce qui implique que lors de la conception des réseaux d'antennes, les phénomènes de couplages ne doivent pas être négligés.





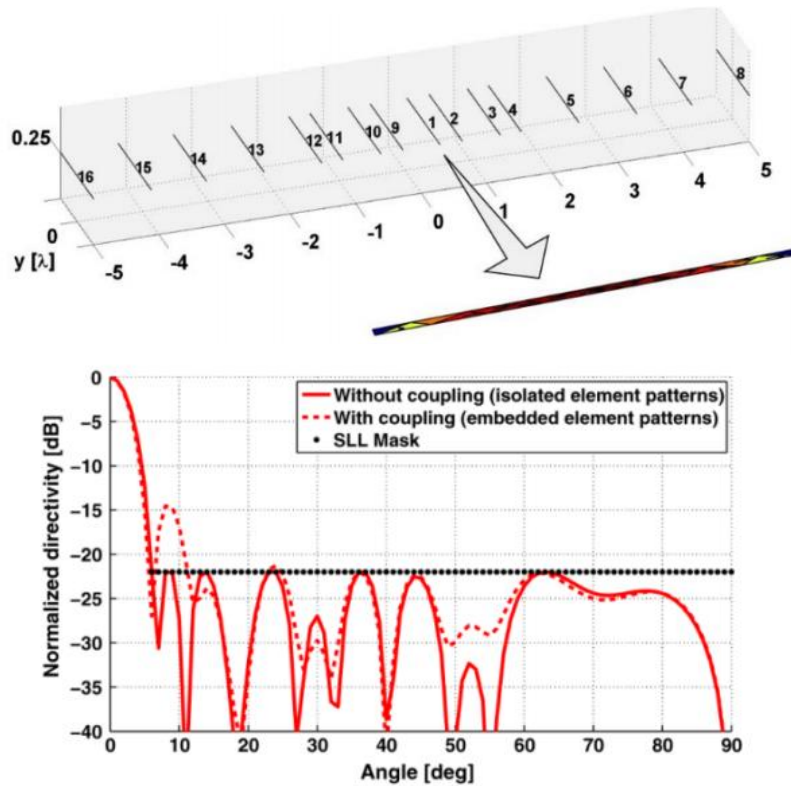


Figure I-33 : Réseau linéaire de 16 dipôles aperiodiques optimisé (en haut). Impact de la prise en compte des couplages dans l'optimisation (en bas) [41]

### III.3.2 - Exemples de réseaux lacunaires

Plusieurs exemples sur les réseaux lacunaires ont été étudiés dans la littérature. Sur les Figure I-34 et Figure I-35, un réseau linéaire à base de dipôles est représenté, où les auteurs [42] ont utilisé l'algorithme génétique pour transformer le réseau périodique en réseau lacunaire. Cette technique a permis une diminution du niveau de lobes secondaires de -13,5 dB (cas de référence) à environ -35 dB (avec un nombre réduit d'éléments activés) tout en maintenant quasiment les mêmes propriétés de rayonnement.



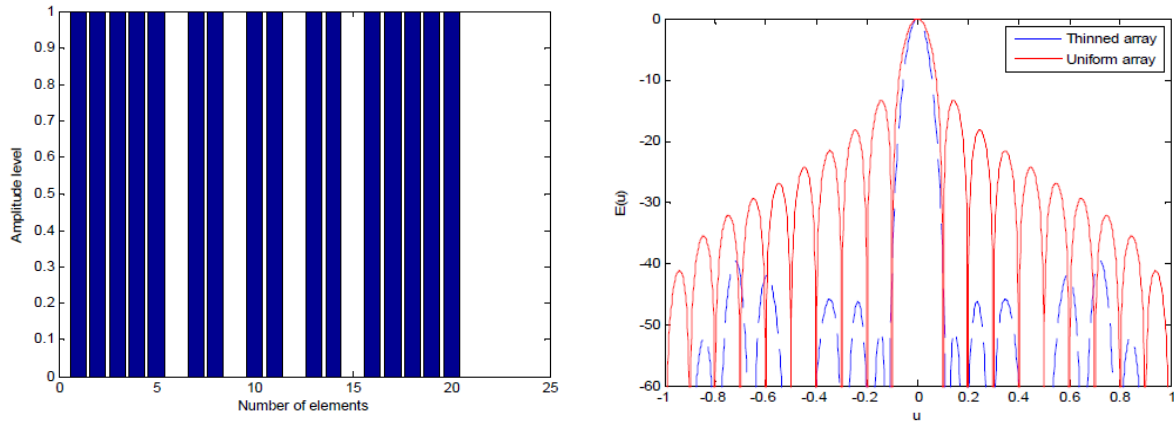


Figure I-34 : Réseau lacunaire de 20 éléments optimisé par algorithme génétique (à gauche).Diagramme de rayonnement (à droite)[42]

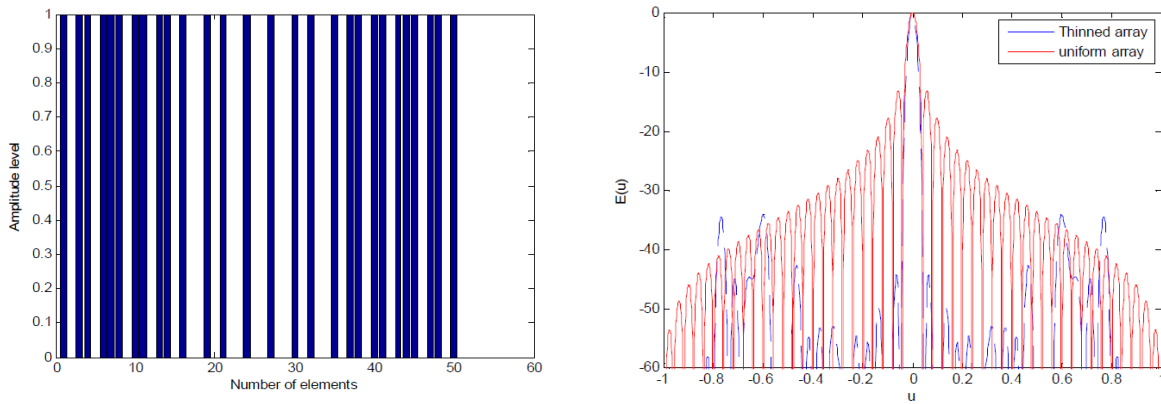


Figure I-35 : Réseau lacunaire de 50 éléments optimisé par algorithme génétique (à gauche).Diagramme de rayonnement (à droite)[42]

Un autre exemple du réseau lacunaire optimisé par les algorithmes génétiques et le recuit simulé a été étudié dans le but de voir l'influence du nombre d'éléments activés pour construire une couverture multi-spots [43]. L'optimisation a été concentrée sur 3 faisceaux parmi les 64, un faisceau central (spot n°38) et 2 faisceaux en bord de couverture (spot n°32 et 60), comme indiqué sur la Figure I-36.



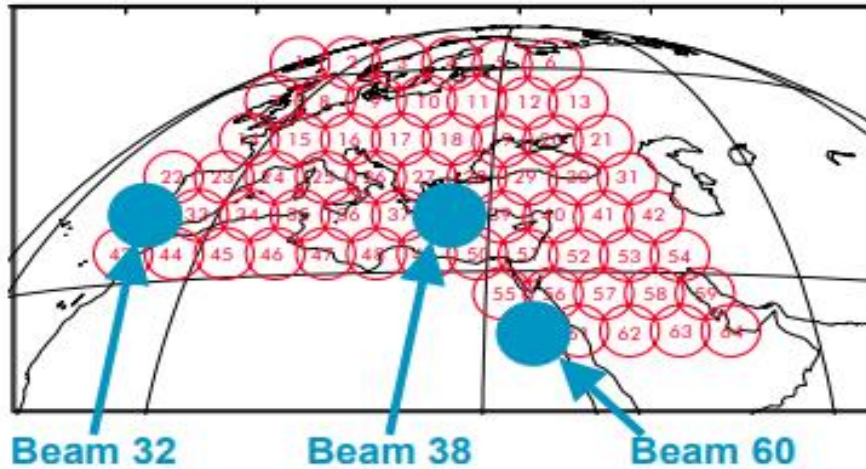


Figure I-36 : Couverture multi-faisceaux sur l'Europe élargie [43]

Pour effectuer cette étude, les auteurs ont utilisé un réseau de 511 éléments rayonnants répartis sur une grille hexagonale. Les antennes élémentaires sont de dimensions  $3.8\lambda$  (57 mm à 20 GHz). La distribution des éléments est présentée sur la Figure I-37 pour le réseau totalement et partiellement alimenté. La Figure I-37 à droite montre un exemple de la distribution de ports obtenus avec la méthode de type recuit simulé pour générer le spot n°38.

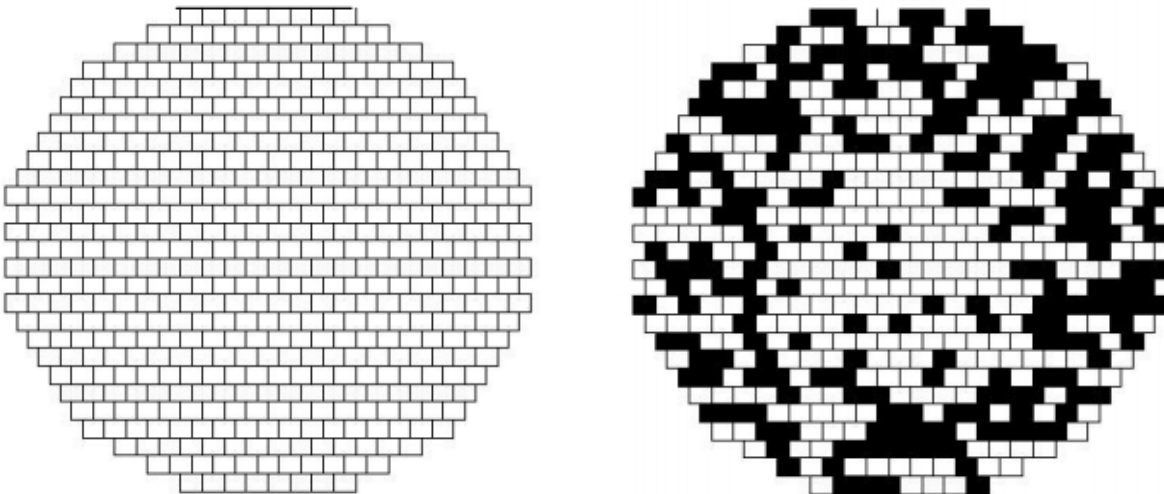


Figure I-37 : Réseau périodique de 511 éléments (à gauche) et réseau lacunaire optimisé par l'algorithme de type recuit simulé du spot n°38 (à droite)

Le Tableau I-2 présente une comparaison des performances obtenues avec deux techniques de synthèse différentes pour la réalisation d'une couverture multi-spots. Les résultats obtenus par l'algorithme de type recuit simulé présentent un nombre d'éléments désactivés beaucoup plus



important (compris entre 28 et 42%) que celui obtenu par l'algorithme génétique (compris entre 19 et 26%). De plus, on constate que le niveau de lobes secondaires tend à être plus bas dans le cas des réseaux raréfiés que dans le cas conventionnel.

	Spot	Directivité (dBi)	Niveau de SLL sur la couverture utile (dB/max)	Niveau de SLL hors couverture utile (dB/max)	Nombre d'éléments désactivés (%)
Cas conventionnel	38	43.7	-17.5	-33.7	-
	32	42.4	-16.3	-25.6	-
	60	43.5	-16.9	-23.9	-
Algorithme de recuit simulé	38	42.1	-24.2	-22.6	42
	32	42	-20.7	-24.2	28
	60	42	-22.8	-24.8	42
Algorithme Génétique	38	42.7	-22.5	-24.4	26
	32	42	-19.3	-23	19
	60	42	-22.8	-24.8	25

Tableau I-2 : Comparaison de performances obtenues avec deux algorithmes différents pour réaliser la synthèse d'une couverture multifaisceaux [43]

### III.4 - Bilan sur les réseaux d'antennes non uniformes

Nous avons montré dans cet aperçu des exemples pour deux types de réseaux à distribution non uniformes : les réseaux à maille non régulière (apériodique) et les réseaux lacunaires dont l'objectif principal est de trouver un bon compromis entre performances, encombrement, et coût final du système.

Un réseau lacunaire possède moins d'éléments rayonnants (typiquement entre 25 à 50% d'éléments qui sont désactivés) que le réseau périodique de même dimension et par conséquent moins de



chaines actives. Ceci réduit le coût, la masse et les pertes au niveau des éléments rayonnants et du BFN par rapport au réseau périodique.

Toutefois, un réseau à maille non régulière, où la périodicité n'est pas respectée possède une efficacité d'ouverture limitée, et donc une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) plus faible que dans un réseau à maille régulière. Cette rupture de périodicité permet cependant de contrôler à la fois le niveau des lobes secondaires et de diffuser l'énergie des lobes de réseau tout en conservant une distribution de l'amplitude uniforme.

Cependant, ces architectures souffrent de problèmes de modélisation importants, essentiellement sur la détermination fiable des couplages qui vont impacter la conception et l'adressage du BFN. Cette interaction est souvent négligée pour des réseaux où la distance entre les éléments est importante, mais cette approximation reste discutable pour des éléments fortement couplés, comme le cas pour les monopôles ou les dipôles. L'étude de ces architectures repose sur la mise en œuvre de techniques d'optimisation spécifiques et complexes, qui se sont avérées indispensables pour trouver des répartitions d'éléments compatibles avec une couverture donnée. De plus, il est à noter qu'il existe très peu de réalisations concrètes de ces architectures innovantes en raison notamment de leur difficulté de conception. Il faut également noter que la déclinaison de ce concept à une antenne à balayage électronique complexifierait encore plus la démarche, étant donné que la plupart des cas optimisés dans la littérature concernent des faisceaux fixes, associés à une distribution aperiodique donnée.

## **IV - Positionnement des travaux et objectifs de la thèse**

Nous avons vu que les réseaux d'antennes répondent en partie aux besoins de formation de faisceaux demandés pour des applications de type 5G, malgré une difficulté à définir une architecture offrant un compromis intéressant entre performances, complexité et coût.

Pour proposer une alternative tendant vers l'obtention de ce compromis, le laboratoire XLIM étudie depuis quelques années des antennes à éléments parasites (AEP), sur la base des travaux d'Harrington, proposés dans les années 70 [44]. Le principe consiste à alimenter un seul élément du panneau par voie directe, les autres éléments sont considérés comme des éléments parasites, et



l'excitation de ces derniers se fait par couplage mutuel. Cette architecture d'antenne à éléments parasites a été validée sur un réseau linéaire de 7 monopôles fonctionnant autour de 2.45 GHz, depuis quelques années dans le cadre d'une thèse au laboratoire XLIM [45]. Le démonstrateur était constitué de 7 monopôles identiques imprimés sur un substrat à bas coût de type verre époxy FR4 ( $\epsilon_r=3.95$ ,  $\tan \delta = 0.025$ ) avec un espacement régulier ( $0.3\lambda_0$ ), de six déphaseurs en réflexion utilisant des diodes varactors permettant de synthétiser les charges d'impédances complexes à connecter aux éléments parasites. Une photographie est présentée sur la *Figure I-38*. Les premiers résultats obtenus par la mesure ont démontré la potentialité de ce concept à obtenir un compromis très intéressant entre efficacité globale, encombrement, et coût final du système.

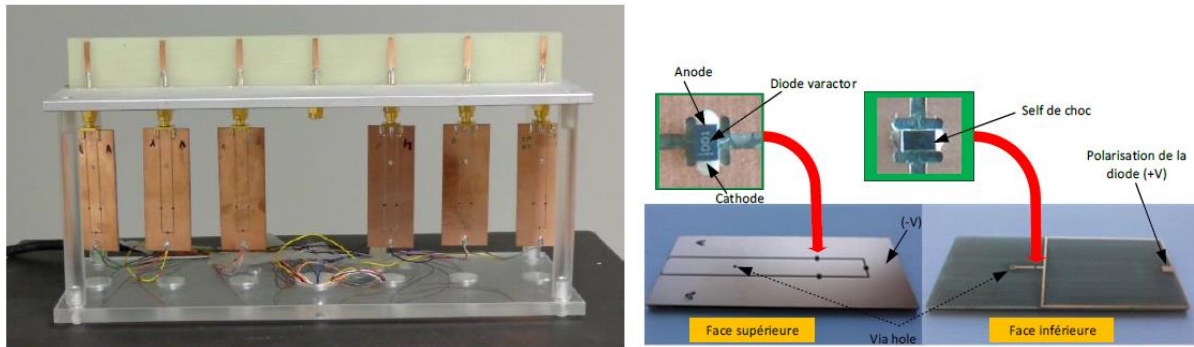


Figure I-38 : Antenne à éléments parasites reconfigurable (7 monopoles imprimés) avec ses déphaseurs en réflexion (à gauche) – Détail d'un déphaseur (à droite)

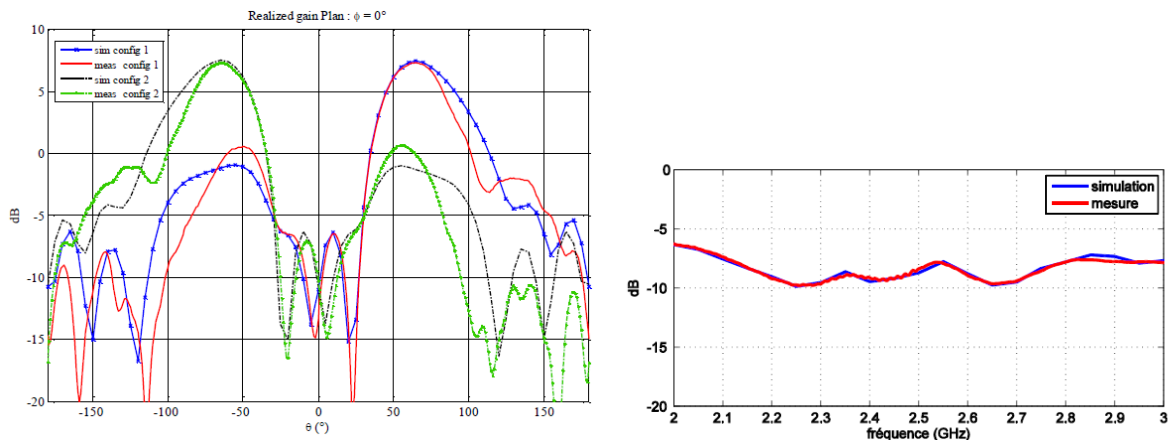


Figure I-39 : Diagrammes de rayonnement non normalisés (gain réalisé) obtenus pour les deux directions de pointages  $\theta=±65^\circ$  dans le plan  $\phi=0^\circ$  (à gauche). Niveau d'adaptation,  $|S_{11}|$ dB, de l'antenne à éléments parasites (à droite) – Comparaison entre simulations et mesures

Afin d'améliorer les performances des antennes à éléments parasites, une solution alternative a par la suite été développée [46]. Cette solution vise à combiner l'intérêt d'un réseau d'antennes classique et des antennes à éléments parasites afin de créer un système à multiéléments rayonnants. La particularité est que plusieurs éléments sont excités simultanément et d'autres alimentés par couplage. L'objectif principal de ce concept est d'obtenir le meilleur compromis possible entre l'optimisation de l'aire effective de l'antenne et le nombre d'éléments excités de façon à réduire la consommation énergétique par rapport à un réseau classique, sans pénaliser fortement les performances. Ces travaux ont notamment été utilisés dans le cadre d'une thèse (2012-2015) [47] pour démontrer la faisabilité de ce concept. Un premier démonstrateur à base de monopole autour de 2.45 GHz a été validé. Ce dispositif était composé de 49 monopoles imprimés sur un substrat de type FR4, de déphaseurs en réflexion, qui permettent de synthétiser les charges réactives à connecter aux éléments parasites, de déphaseurs en transmission MACOM MAPS 010164, connectés aux ports excités, d'un diviseur de puissance pour alimenter les éléments excités du panneau et d'un système de pilotage des charges. Les résultats obtenus ont montré un bon compromis performances /complexité /encombrement /coût.

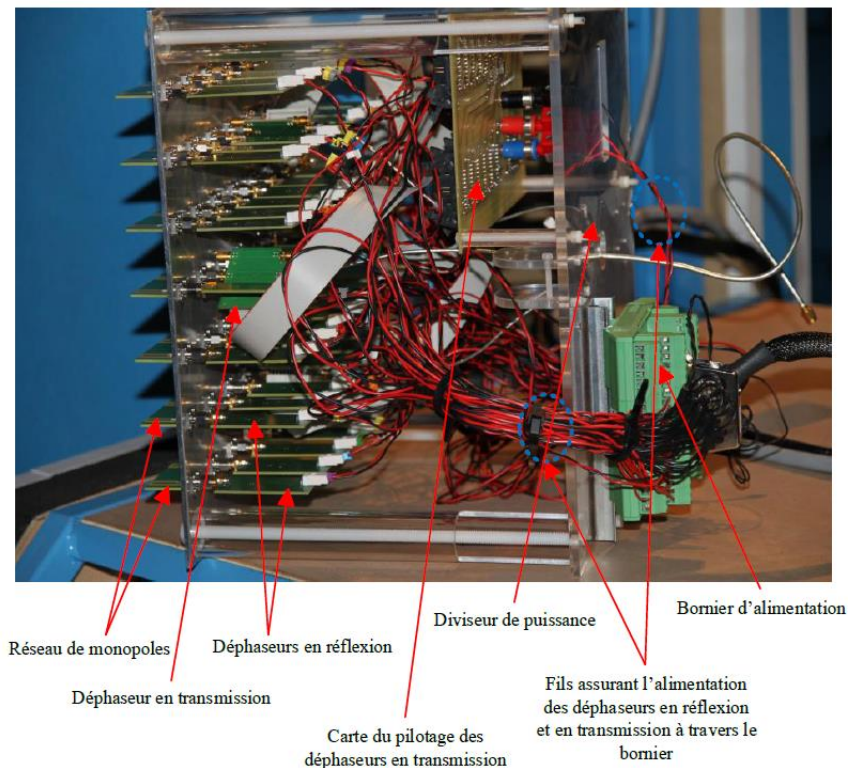


Figure I-40 : Photo du prototype multiexcitation à base de monopôles



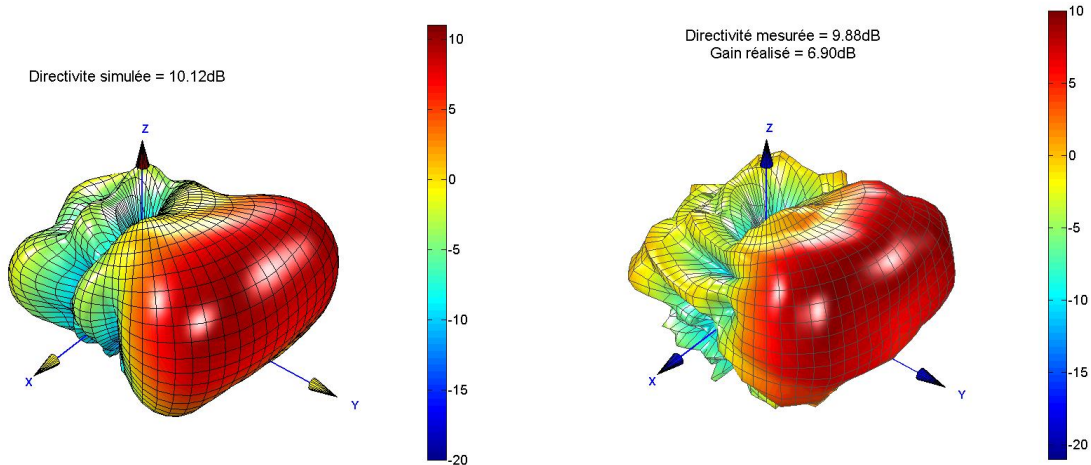


Figure I-41: Comparaison des diagrammes de directivité. Simulation analytique (à gauche) et mesures (à droite) à la fréquence de 2.45 GHz

Ce compromis inédit a ouvert des nombreuses perspectives. C'est dans ce contexte, que se situent les travaux de cette thèse. Nous proposons de faire évoluer les travaux précédents en introduisant plusieurs voies qui n'ont pas encore été approfondies sur ce concept :

- Evaluer la possibilité de gérer dynamiquement l'adaptation active en fonction des dépointages, quel que soit le nombre d'éléments dans l'antenne ;
- Evaluer la possibilité de réduire le niveau des lobes secondaires et éventuellement gérer la diffusion des lobes de réseaux.
- Associer ces critères à la distribution des ports excités dans le réseau.

Une phase expérimentale devra valider ces objectifs.

Le chapitre suivant va présenter plus en détail le concept d'ARFFR.





## V - Bibliographie du chapitre 1

- [1] « 5G – Les technologies mobiles de cinquième génération », *ITU*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.itu.int:443/fr/mediacentre/backgrounders/Pages/5G-fifth-generation-of-mobile-technologies.aspx>.
- [2] « Qu'est-ce que la 5G? Caractéristiques et utilisations ». Disponible sur : <https://www.gemalto.com/france/telecom/inspiration/5g>.
- [3] H. J. Visser, *Array and Phased Array Antenna Basics: Visser/Array and Phased Array Antenna Basics*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
- [4] « antenna-for-all-application-by-john-d-kraus-3rd-edt-solution-y6ec208.pdf ».
- [5] R. J. Mailloux, « Electronically Scanned Arrays », *Synth. Lect. Antennas*, vol. 2, n° 1, p. 1-82, janv. 2007.
- [6] C. K. Ghosh, S. Biswas, et D. Mandal, « Study of Scan Blindness of Microstrip Array by Using Dumbbell-Shaped Split-Ring DGS », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 39, p. 123-129, 2014.
- [7] A. Hafiane, « Étude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique », thesis, Marne-la-Vallée, 2003.
- [8] T. A. Milligan, *Modern antenna design*, 2. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [9] C. A. Balanis, « MODERN ANTENNA HANDBOOK », p. 15.
- [10] R. H. Medina, E. J. Knapp, J. L. Salazar, et D. J. McLaughlin, « T/R module for CASA Phase-Tilt Radar Antenna Array », in *2012 42nd European Microwave Conference*, 2012, p. 1293-1296.
- [11] L. Baggen, M. Böttcher, S. Otto, O. Litschke, R. Gieron, et S. Holzwarth, « Phased array technology by IMST: A comprehensive overview », in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2013, p. 21-28.
- [12] G. Zakka el Nashef, « Développement de modèles et d'outils de cosimulation EM/Circuit pour application aux antennes agiles actives », thèse de doctorat, Limoges, 2010.
- [13] D. M. Pozar, « A relation between the active input impedance and the active element pattern of a phased array », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, n° 9, p. 2486-2489, sept. 2003.
- [14] A. I. Sandhu, E. Arnieri, G. Amendola, L. Boccia, E. Meniconi, et V. Ziegler, « Radiating Elements for Shared Aperture Tx/Rx Phased Arrays at K/Ka Band », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 6, p. 2270-2282, juin 2016.
- [15] R. J. Mailloux, « Electronically Scanned Arrays », *Synth. Lect. Antennas*, vol. 2, n° 1, p. 1-82, janv. 2007.
- [16] « Eareckson Air Station - FortWiki Historic U.S. and Canadian Forts ». Disponible sur: [http://www.fortwiki.com/Eareckson\\_Air\\_Station](http://www.fortwiki.com/Eareckson_Air_Station).
- [17] P. Angeletti et M. Lisi, « Twenty-Five years of beam forming network developments in Europe ». avr-2007.
- [18] « Brochure du rbe2-aesa de thalès ». sept-2003.
- [19] H. Unz, « Linear Arrays with arbitrarily distributed elements », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, n° 2, p. 222-223, mars 1960.
- [20] D. Caratelli et M. C. Vigano, « A Novel Deterministic Synthesis Technique for Constrained Sparse Array Design Problems », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 11, p. 4085-4093, nov. 2011.
- [21] R. Harrington, « Sidelobe reduction by nonuniform element spacing », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 9, n° 2, p. 187-192, mars 1961.



- [22] M. Andreasen, « Linear arrays with variable interelement spacings », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, n° 2, p. 137-143, mars 1962.
- [23R. Willey, « Space tapering of linear and planar arrays », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, n° 4, p. 369-377, juill. 1962.
- [24] A. Ishimaru et Y.-Chen, « Thinning and broadbanding antenna arrays by unequal spacings », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 13, n° 1, p. 34-42, janv. 1965.
- [25] A. Ishimaru, « Theory of unequally-spaced arrays », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, n° 6, p. 691-702, nov. 1962.
- [26] M. I. Skolnik et J. W. Sherman, « Planar arrays with unequally spaced elements », *Radio Electron. Eng.*, vol. 28, n° 3, p. 173-184, sept. 1964.
- [27] M. Skolnik, J. Sherman, et F. Ogg, « Statistically designed density-tapered arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, n° 4, p. 408-417, juill. 1964.
- [28] M. Skolnik, G. Nemhauser, et J. Sherman, « Dynamic programming applied to unequally spaced arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, n° 1, p. 35-43, janv. 1964.
- [29] A. Moffet, « Minimum-redundancy linear arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 16, n° 2, p. 172-175, mars 1968.
- [30] L. Cen, W. Ser, Z. L. Yu, et S. Rahardja, « An improved genetic algorithm for aperiodic array synthesis », *2008 IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process.*, p. 2465-2468, 2008.
- [31] M. Ridwan, M. Abdo, et E. Jorswieck, « Design of non-uniform antenna arrays using genetic algorithm », in *13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2011)*, 2011, p. 422-427.
- [32] R. L. Haupt, « Thinned arrays using genetic algorithms », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, n° 7, p. 993-999, juill. 1994.
- [33] C. A. Meijer, « Simulated annealing in the design of thinned arrays having low sidelobe levels », in *Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing-COMSIG '98 (Cat. No. 98EX214)*, 1998, p. 361-366.
- [34] B. Shishkov, H. Matsumoto, et N. Shinohara, « Probabilistic Approach to Design of Large Antenna Arrays », 2005.
- [35] M. C. Viganò, G. Caille, G. Toso, C. Mangenot, et I. E. Lager, « Sparse planar array synthesis technique for satellite applications », in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, p. 1-4.
- [36] M. C. Viganò, G. Toso, G. Caille, C. Mangenot, et I. E. Lager, « Spatial density tapered sunflower antenna array », in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, p. 778-782.
- [37] M. C. Viganò, « Sunflower array antenna for multi-beam satellite applications », 2011.
- [38] M. G. Bray, D. H. Werner, D. W. Boeringer, et D. W. Machuga, « Optimization of thinned aperiodic linear phased arrays using genetic algorithms to reduce grating lobes during scanning », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, n° 12, p. 1732-1742, déc. 2002.
- [39] I. E. Lager, M. Simeoni, et C. Coman, « Mutual coupling in non-uniform array antennas — An effective recipe », in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 1518-1522.
- [40] M. C. Bailey, « Technique for Extension Array Mutual-Coupling Antenna Arrays », *Antenna Arrays*, p. 22.
- [41] C. Bencivenni, M. V. Ivashina, R. Maaskant, et J. Wettergren, « Design of Maximally Sparse Antenna Arrays in the Presence of Mutual Coupling », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, p. 159-162, 2015.



- [42] V. R. Lakshmi, « Optimization of Thinned Dipole Arrays Using Genetic Algorithm », *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 3, n° 6, p. 658-662, 2011.
- [43] G. Caille, Y. Cailloce, C. Guiraud, D. Auroux, T. Touya, et M. Masmousdi, « Large multibeam array antennas with reduced number of active chains », p. 142-142, janv. 2007.
- [44] R. Harrington, « Reactively controlled directive arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, n° 3, p. 390-395, mai 1978.
- [45] F. Fezai, « Synthèse d'architectures d'antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux : Application au projet Remote Wake Up (RWU) », thèse de doctorat, Limoges, 2013.
- [46] M. Thevenot *et al.*, « Synthesis of Antenna Arrays and Parasitic Antenna Arrays with Mutual Couplings », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, p. 1-22, 2012.
- [47] A. Oueslati, « Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride », thèse de doctorat, Limoges, 2015.





# **CHAPITRE II. CONCEPTION DES ANTENNES RECONFIGURABLES A FORMATEUR DE FAISCEAUX REDUIT (ARFFR)**

---

<b>I - Introduction</b> .....	<b>57</b>
<b>II - Description d'une ARFFR</b> .....	<b>58</b>
<i>II.1 - Principe de fonctionnement</i> .....	58
<i>II.2 - Approche utilisée pour l'étude</i> .....	60
II.2.1 - Résolution du problème.....	61
II.2.2 - Fonctionnalités de l'outil.....	64
<b>III - Développement d'une ARFFR</b> .....	<b>65</b>
<i>III.1 - Définition d'un cas d'étude</i> .....	65
<i>III.2 - Caractéristiques du panneau 7x7</i> .....	66
<b>IV - Application à des cas d'études basiques</b> .....	<b>68</b>
<b>V - Principales propriétés d'une ARFFR</b> .....	<b>73</b>
<i>V.1 - Etude de la répartition des ports actifs sur la grille</i> .....	73
<i>V.2 - Impact de la contrainte d'adaptation active sur les performances de l'antenne</i> .....	79
<b>VI - Potentialités des ARFFR</b> .....	<b>82</b>
<i>VI.1 - Aptitude au dépointage</i> .....	82
<i>VI.2 - Aptitude à la formation de faisceaux complexes</i> .....	87
<b>VII - Conclusion</b> .....	<b>91</b>
<b>VIII - Bibliographie du chapitre 2</b> .....	<b>94</b>





## I - Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les réseaux non uniformes (lacunaires ou apériodiques) étaient potentiellement des solutions capables de réduire la complexité des architectures classiques tout en minimisant la détérioration des performances radioélectriques. Cependant, les architectures présentées dans l'état de l'art souffrent de problèmes de modélisation importants, essentiellement au niveau de la détermination fiable des couplages qui vont impacter la conception et l'adressage du BFN. Ceci est lié au fait que les éléments sont distribués sur une grille non périodique ou que certains sont absents dans une grille.

Pour éviter ces écueils et proposer une solution offrant un bon compromis performances/complexité/encombrement/coût, le laboratoire XLIM propose d'étudier un concept sur la base des travaux d'Harrington [1]. Ce concept d'antenne unique est issu de l'expérience du laboratoire XLIM sur la mise au point de réseaux d'antennes et d'antennes à éléments parasites[2]–[5]. Il consiste à alimenter une partie des éléments rayonnants, le reste des éléments est excité par couplage mutuel. L'enjeu consiste à exploiter au mieux les couplages entre des éléments excités directement (voie RF) et d'autres excités indirectement (éléments parasites). Le contrôle sur ces éléments couplés s'effectue à travers un concept d'antenne disposant de charges réactives, calculées pour optimiser les performances, notamment en termes de compromis gain intrinsèque/nombre d'éléments excités par voies RF. Le laboratoire XLIM a développé des méthodes de résolution adaptées à la conception d'antennes à multi-éléments rayonnants (réseaux, antennes à éléments parasites, réseaux réflecteurs) et les a étendues à ce concept d'antenne. Ce concept a été validé sur un réseau de 49 monopôles dans le cadre d'une thèse au laboratoire XLIM (2012-2015) [6].

Néanmoins, il est nécessaire d'approfondir ces études en quantifiant et en analysant les performances d'un tel concept d'antenne de façon à mettre en évidence leurs potentiels par rapport aux solutions existantes. Pour cela, il sera nécessaire de comparer les performances à celles de réseaux d'antennes classiques, connus de l'état de l'art.

Ce chapitre va dans un premier temps décrire le principe de fonctionnement de ce concept. Ensuite, nous verrons quelles sont les principales propriétés lors de la conception d'une telle architecture pour aboutir à des performances satisfaisantes. Finalement une étude des potentialités



sera effectuée de façon à démontrer l'intérêt de ce concept. Contrairement aux travaux antérieurs, nous utiliserons majoritairement des éléments rayonnants de type patch, en lieu et place des monopoles, afin de se distinguer des principaux travaux de l'état de l'art sur les antennes à éléments parasites, mais aussi pour avoir des rayonnements plus polyvalents.

## II - Description d'une ARFFR

### II.1 - Principe de fonctionnement

L'architecture proposée dans l'étude consiste à combiner l'intérêt d'un réseau lacunaire (réduction du nombre d'éléments) et des antennes à éléments parasites (utilisation des couplages), afin de créer un système antennaire à multiéléments rayonnants. L'idée repose sur une optimisation de la surface effective de l'antenne tout en maintenant un nombre de contrôles réduit pour la reconfiguration de l'antenne. Cette approche existe déjà sur les réseaux lacunaires pour réduire le nombre de contrôles ainsi que l'encombrement du formateur de faisceaux. Cependant, XLIM a mis en œuvre une solution alternative où les lacunes sont remplacées par des éléments alimentés par couplages électromagnétiques, de la même façon que pour une antenne à éléments parasites [7]. Un schéma de principe est donné sur la *Figure II-1*. L'objectif de ce concept est d'obtenir le meilleur compromis possible entre l'optimisation de l'aire effective de l'antenne et le nombre d'accès alimentés, de façon à réduire la consommation énergétique par rapport à un réseau conventionnel, tout en minimisant la réduction de directivité.

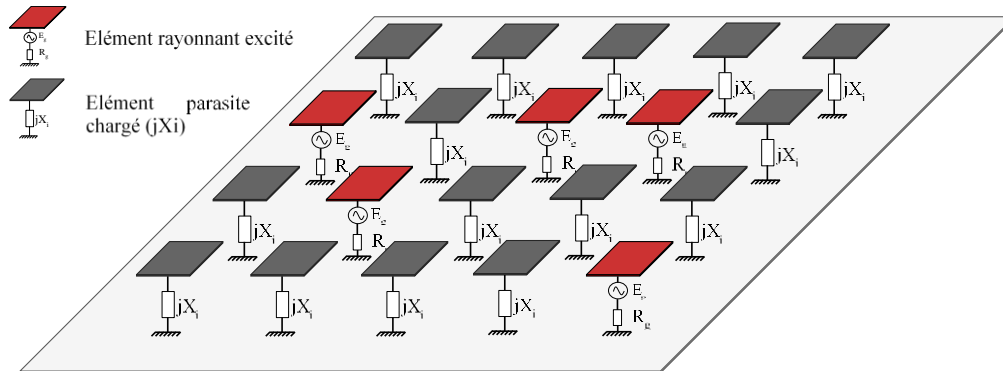
Ce concept se base sur des réseaux périodiques avec plusieurs éléments excités ainsi que des éléments parasites afin de simplifier la résolution du problème électromagnétique et ainsi dépasser les difficultés de synthèses apparaissant dans les cas des réseaux d'antennes à distribution non uniforme. En effet, des formalismes de synthèse éprouvés sont aisément utilisables sur des réseaux d'antennes périodiques et permettent de réduire les temps de calcul comme par exemple dans le domaine des réseaux infinis et de la décomposition en sous-réseaux [8]–[10].

Le principe consiste à alimenter quelques éléments du panneau par voie directe. Les autres éléments sont utilisés comme des éléments parasites et sont excités par couplages mutuels. Chaque élément parasite est associé à une charge d'impédance complexe, jouant le rôle de degré de liberté dans la recombinaison des diagrammes élémentaires. Un mode de fonctionnement intéressant est





qu'ils peuvent contribuer à la fois à la formation d'un ou plusieurs diagrammes de rayonnement, fixes ou reconfigurables ou bien à la génération de fonctions avancées (orthogonalité de faisceaux, fonctionnements bibandes), tout en participant à la gestion du ROS actif. Les valeurs des charges appliquées à ces éléments parasites sont déterminées à l'aide d'un outil de synthèse développé et amélioré à travers les années par les chercheurs XLIM. Ces charges se matérialisent dans la pratique par des déphaseurs en réflexion.



*Figure II-1: Schéma de principe de l'antenne reconfigurable à formateur de faisceaux simplifié – Sont représentés en rouge les éléments excités (ou ports chauds, pouvant être connectés à des chaînes actives) et en gris les éléments parasites chargés par des impédances complexes, jouant le rôle de déphaseurs en réflexion*

Les éléments parasites participent au rayonnement grâce à l'utilisation des couplages inter-éléments et de charges d'impédances complexes permettant de contrôler la phase de l'onde réémise. Cette approche aura également pour avantage de diminuer le nombre de voies du BFN de l'antenne et donc ses pertes sans impacter fortement l'efficacité d'ouverture, ce qui permet d'obtenir un compromis ajustable entre coût et performance de l'antenne.

Cette approche offre la possibilité de s'affranchir des circulateurs par une connexion directe sur les chaînes amont du BFN (amplificateurs, filtres). Ce type d'architecture devrait permettre d'obtenir des performances supérieures à des réseaux lacunaires tout en proposant un compromis très intéressant entre efficacité globale (antenne + BFN), encombrement, et coût final du système, ce qui peut alors constituer une réponse pour certaines applications.

Le choix de répartition entre les éléments alimentés et ceux qui fonctionnent par couplage, ainsi que la caractéristique du couplage, permet de configurer le diagramme de rayonnement du système antennaire en fonction des performances souhaitées.



Ces travaux ont notamment été utilisés dans le cadre d'une première thèse (Aymen Oueslati, 2012-2015). Le laboratoire avait validé un premier démonstrateur à base de monopoles à 2.45 GHz en simple polarisation. Des travaux sur la synthèse de fonctions avancées (génération de faisceaux orthogonaux par la polarisation) ont également été menés. Les travaux autour de ce concept ont notamment fait l'objet d'un brevet avec le CNES en 2015 [11].

Le travail proposé dans ce chapitre s'appuie sur cette base de connaissance pour évaluer les performances de ce concept, tout en mettant en avant ses propriétés essentielles. Ce travail est important dans le contexte où ce concept étant nouveau, il n'y a pas de règles de conception totalement figées et les propriétés doivent encore être explorées.

### **II.2 - Approche utilisée pour l'étude**

Un schéma de principe utilisé pour la synthèse d'une ARFFR (excitation simple) est représenté, de façon simplifiée, sur la *Figure II-2*. On distingue un élément relié à une voie RF parmi  $n$  auquel on associera une onde incidence  $a_g$ . Cette onde va se coupler sur les éléments parasites et induire sur chacun d'eux une onde couplée, notée  $b_i$ . Le même mécanisme se produit pour un système antennaire à multiéléments rayonnants. Les valeurs complexes des ondes couplées sur l'ensemble des accès seront néanmoins connues car elles sont traduites par la matrice  $[S]$  des éléments rayonnants constituant l'antenne.

Les éléments non alimentés sont appelés « éléments parasites » et seront connectés à des charges d'impédances  $jX_i$  purement réactives (on considère une charge sans pertes pour simplifier l'explication). Ces charges  $jX_i$ , connectées aux ports d'impédances caractéristiques  $Z_c$  introduisent des coefficients de réflexion notés  $\Gamma_i$  dont on peut modifier les valeurs au niveau des éléments parasites, ce qui revient à modifier les ondes  $a_i$  sortantes. Dans la pratique, ces impédances devront posséder de faibles pertes pour éviter de dissiper les puissances couplées, afin de contrôler par la suite la direction de pointage du faisceau en combinant les éléments parasites à plusieurs éléments alimentés pour constituer un bon compromis performances/nombre de contrôles/complexité/coût.



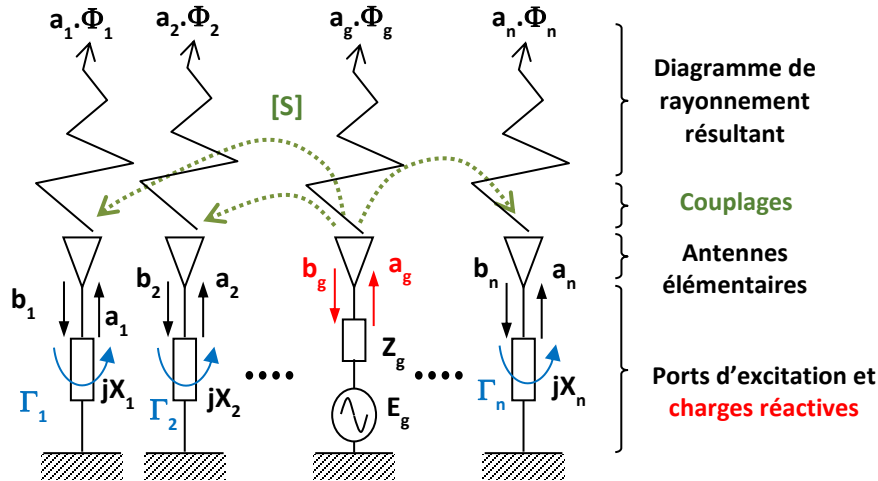


Figure II-2 : Schéma de principe utilisé pour la synthèse d'une ARFFR (cas simple, une seule excitation)

### II.2.1 - Résolution du problème

L'enjeu consiste à définir les valeurs des charges réactives «  $jX_i$  » et les amplitudes complexes «  $a_i$  » permettant de satisfaire un objectif de rayonnement fixé.

Le diagramme de rayonnement global est alors obtenu par la combinaison linéaire des diagrammes environnés de chaque élément rayonnant pondérés par les ondes sortantes  $a_i$ .

La description de la résolution du problème présentée dans ce mémoire reprend des travaux antérieurs du laboratoire XLIM et notamment ceux de la thèse de Faycel Fezai [4] qui s'intéressait aux antennes à éléments parasites (un seul élément excité) et plus récemment, en 2015, dans la thèse d'Aymen Oueslati, dédiée aux ARFFR [6].

Nous allons ici résumer les différentes étapes de résolution du problème pour le cas le plus simple d'une antenne à formateur de faisceau réduit (un seul élément excité).

$$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{résultant}} = (a_1 \dots a_g \dots a_n) \cdot \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \vdots \\ \Phi_g \\ \vdots \\ \Phi_n \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-1}$$

$$\Phi(\theta, \varphi)_{\text{résultant}} \cong \Phi(\theta, \varphi)_{\text{objectif}} \quad \text{Équation II-2}$$



Avec :

$\phi(\theta, \varphi)_{objectif}$  : diagramme de rayonnement objectif,

$\phi(\theta, \varphi)_{résultant}$  : diagramme de rayonnement résultant, proche du diagramme objectif,

$\phi_i$  : diagrammes de rayonnement environnés de chaque antenne élémentaire,

$\phi_g$  : diagramme rayonné par l'antenne élémentaire alimentée (élément actif).

Les ondes réfléchies et couplées sont fournies par les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} b_{couplée\_1} \\ \vdots \\ b_g \\ \vdots \\ b_{couplée\_n} \end{pmatrix} = S_{n \times n} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ b_g \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-3}$$

Avec :

$$S_{n \times n} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{Équation II-4}$$

La matrice de couplage globale [  $S_{n \times n}$  ] est décomposée en trois blocs :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{1(g-1) \times n} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{g-1,1} & \cdots & S_{g-1,n} \end{bmatrix} \\ S_{2_{1 \times n}} = [S_{g,1} \quad \cdots \quad S_{g,n}] \\ S_{3(n-g) \times n} = \begin{bmatrix} S_{g+1,1} & \cdots & S_{g+1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n,1} & \cdots & S_{n,n} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{Équation II-5} \\ \text{Équation II-6} \\ \text{Équation II-7} \end{array}$$

Les ondes sortantes  $a_n$  sont aussi décomposées en trois blocs :

$$(a) = \begin{pmatrix} A_{1(g-1) \times 1} \\ A_{2_{1 \times 1}} \\ A_{3(n-g) \times 1} \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-8}$$



Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{1_{(g-1) \times 1}} = \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{g-1} \end{pmatrix} \\ A_{2_{1 \times 1}} = a_g \\ A_{3_{(n-g) \times 1}} = \begin{pmatrix} a_{g+1} \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \end{array} \right. \begin{array}{l} \text{Équation II-9} \\ \text{Équation II-10} \\ \text{Équation II-11} \end{array}$$

L'objectif d'une synthèse est donc de résoudre l'équation suivante [4] :

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ A_3 \end{pmatrix} = \text{GAMMA} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-12}$$

Avec :

$$\text{GAMMA} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \Gamma_n \end{bmatrix} \quad \text{Équation II-13}$$

Les valeurs des charges réactives sont déduites des coefficients de réflexion  $\Gamma_i$ , tels que :

$$jX_i = Z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad \text{Équation II-14}$$

Les charges réactives obtenues à l'issue de la synthèse sont traduites par des composants idéalement réactifs (inductances et capacités).

$$\left\{ \begin{array}{l} L_i = \text{Im}g \left( \frac{Z_{Li}}{w_0} \right) \quad \text{si } Z_{Li} > 0 \\ C_i = -\text{Im}g \left( \frac{1}{Z_{Li} \cdot w_0} \right) \quad \text{si } Z_{Li} < 0 \end{array} \right. \begin{array}{l} \text{Équation II-15} \\ \text{Équation II-16} \end{array}$$

D'après cette explication, il ressort que la détermination précise des charges réactives nécessite alors la connaissance de la matrice S du panneau et des diagrammes de rayonnement environnés.

Ces deux paramètres obtenus par simulations ou par mesures seront donc des entrées nécessaires à l'exécution de la synthèse. Une fois ces entrées connues, l'objectif de la synthèse sera de déterminer les valeurs de charges réactives permettant de satisfaire un objectif de diagramme de rayonnement, associé à une contrainte de ROS actif.

Cette approche et sa généralisation à n'importe quel nombre d'éléments excité fait partie d'un outil développé sous Matlab par les chercheurs du laboratoire, et mis à disposition des doctorants. L'outil



va permettre d'étudier les performances de l'antenne, notamment en termes d'adaptation et de rayonnement tout en prenant compte des contraintes fixées sur les paramètres d'entrée. Un synoptique simplifié résumant le fonctionnement de l'outil de synthèse est présenté sur la Figure II-3.

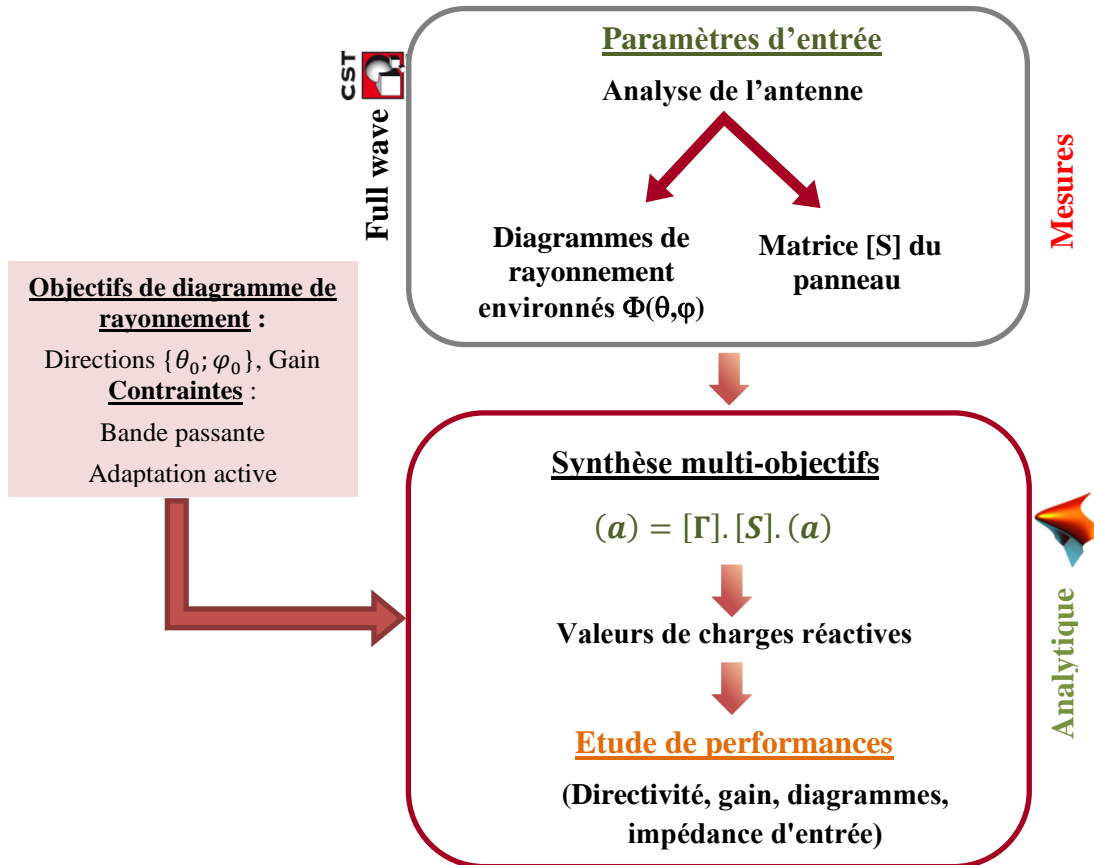


Figure II-3 : procédure de synthèse

### II.2.2 - Fonctionnalités de l'outil

Cet outil permet de traiter de nombreux cas, à titre d'exemple :

- Réseaux planaires à maille rectangulaire ou triangulaire ;
- Génération d'un faisceau répondant à un objectif de rayonnement (défini par un niveau de gain dans un ensemble de directions) et intégrant une contrainte sur le niveau de coefficient de réflexion actif ;
- Génération de deux faisceaux orthogonaux respectant les contraintes définies pour l'adaptation et le découplage ;



- Optimisation possible de la loi d'alimentation et des valeurs de charges en monofréquence (pour le rayonnement) ;
- Intégration d'une contrainte de bande passante sur l'adaptation active des éléments rayonnants connectés au BFN lors de la synthèse ;
- Calcul des performances de l'antenne sur une bande passante choisie par l'utilisateur ;
- Calcul de l'adaptation active aux accès des éléments rayonnants connectés au BFN.

A l'issue du calcul de synthèse, on peut observer :

- Diagrammes de rayonnement 3D ;
- Niveau de  $|S_{ii}|$  dB à la fréquence de synthèse et niveaux de découplages ;
- Modules et phases des pondérations effectives réalisées par les charges réactives ;
- Pondérations à affecter aux éléments excités ;
- Valeurs des charges réactives (L, C) à connecter aux éléments parasites pour réaliser les pondérations associées.

La synthèse est en revanche monofréquence pour le rayonnement.

Dans ces travaux, l'étude se limitera au cas d'un réseau fonctionnant en polarisation linéaire.

## III - Développement d'une ARFFR

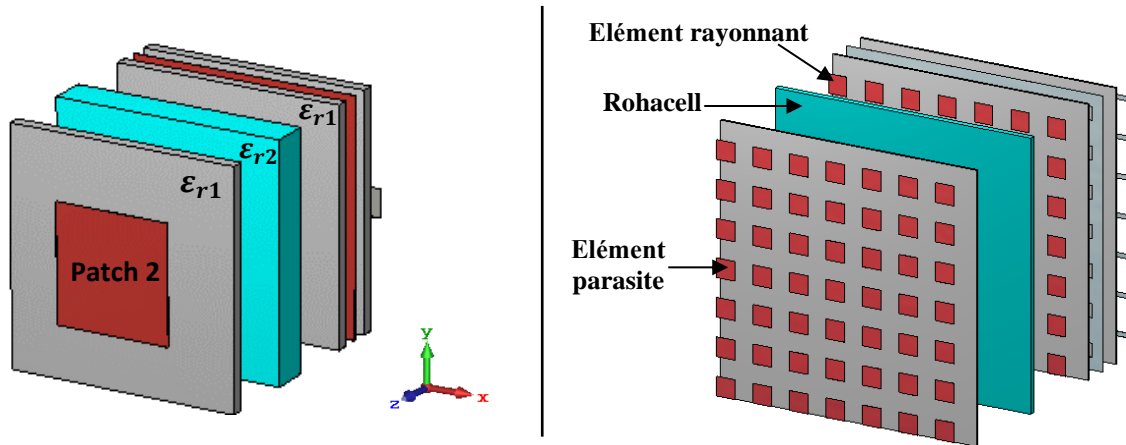
### III.1 - Définition d'un cas d'étude

Le but est maintenant de concevoir un réseau en utilisant le logiciel CST MWS afin d'obtenir les paramètres d'entrée indispensables à l'exécution de la synthèse.

L'architecture retenue est basée sur une cellule élémentaire de type patch à double toit. Ceux-ci sont imprimés sur deux substrats de type Rogers RO3003 ( $\epsilon_{r1} = 3, \tan \delta = 0.0013$ ), d'épaisseur de 1.6 mm séparés par un matériau de type Rohacell ( $\epsilon_{r2} = 1.07, h = 5mm$ ) de façon à obtenir une bande passante de l'ordre de 20 à 30% autour de 5 GHz. Le choix de l'alimentation s'est porté vers une excitation par couplage à travers une fente dans le plan de masse, cette dernière est disposée dans le plan  $\varphi=0^\circ$ . Cette technique permet d'atténuer considérablement le rayonnement parasite de l'alimentation et d'augmenter la bande passante de l'antenne.



Cette cellule est ensuite associée dans un réseau de 7x7 éléments répartis sur une grille carrée. La distance inter-éléments a été fixée à  $0.5 \lambda_0$  suivant x et y à la fréquence de travail (5 GHz), car elle permet d'obtenir un niveau de couplage assez important tout en garantissant l'absence de lobes de réseau dans un cas classique (réseau entièrement alimenté). La géométrie du réseau simulé est donnée sur la *Figure II-4*.



*Figure II-4: cellule unitaire utilisée pour cette étude (à gauche), réseau simulé avec CST MWS (à droite)*

### **III.2 - Caractéristiques du panneau 7x7**

Avant d'utiliser ce réseau en tant qu'ARFFR, les principales caractéristiques du panneau sont étudiées. Les coefficients de réflexions issus de la simulation Full-Wave d'un réseau 7x7 lorsque l'élément central ou un élément de bord sont excités sont illustrés sur la *Figure II-5*. On notera que l'antenne proposée offre potentiellement une bonne adaptation, de l'ordre de 28%, autour de 5 GHz, sur la base des paramètres [S].





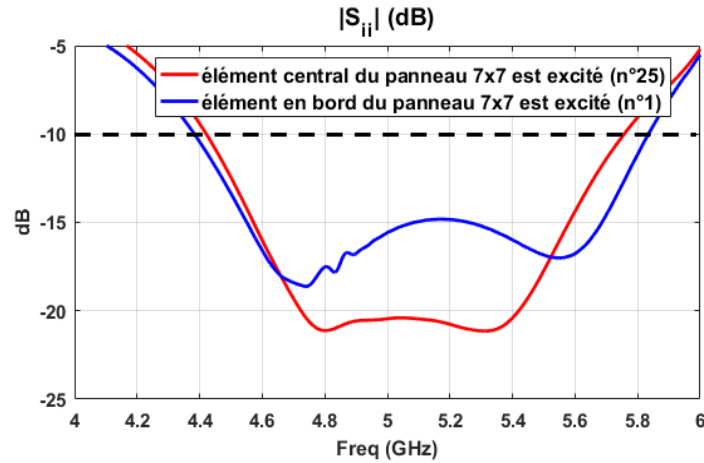
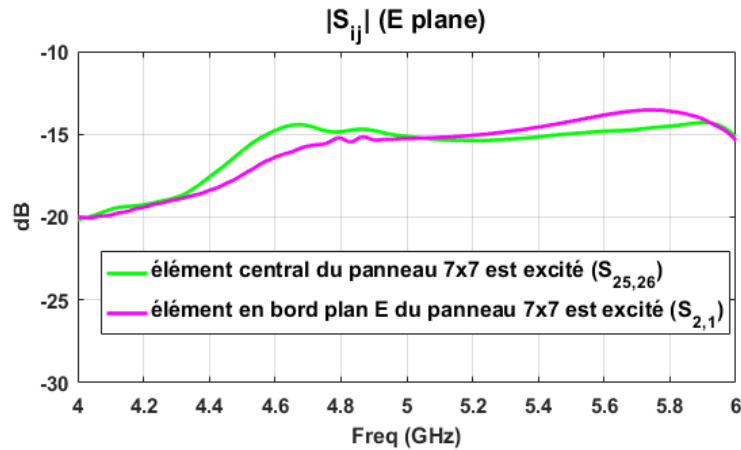


Figure II-5 : Coefficients de réflexion de la cellule en fonction de sa position sur le panneau (élément central et élément en bord)

La Figure II-6, permet de comparer le niveau de couplage du réseau 7x7 dans les plans E et H. Nous constatons que le couplage est quasi-constant sur une bande de fréquence assez large avec un niveau assez fort, entre -14 et -15 dB dans le plan E. Cependant dans le plan H, on peut voir que le couplage est moins important entre deux cellules côte à côte (typiquement -17 dB à 5 GHz).



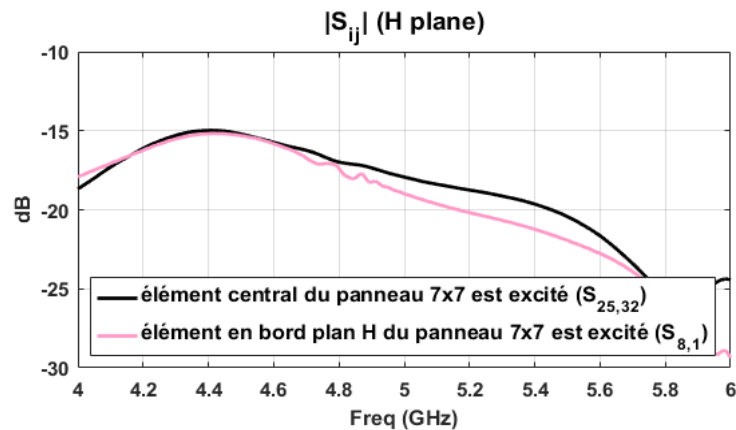


Figure II-6: Comparaison des couplages  $|S_{i,j}|$  entre deux cellules adjacentes du réseau 7x7 issus de la simulation "full-wave » : plan E (haut) et plan H (bas)

Nous rappelons que ce dernier point est important, car par rapport au concept étudié, il faut privilégier des structures avec des forts niveaux de couplages pour tenter de les exploiter lors de la phase de synthèse.

Afin d'évaluer l'intérêt de l'ARFFR, nous montrons dans la partie suivante une première étape de positionnement, en donnant des performances basées sur une utilisation semblable à des architectures classiques de l'état de l'art (réseau classique ou lacunaire). Ceci nous permettra d'avoir une référence en termes de performances.

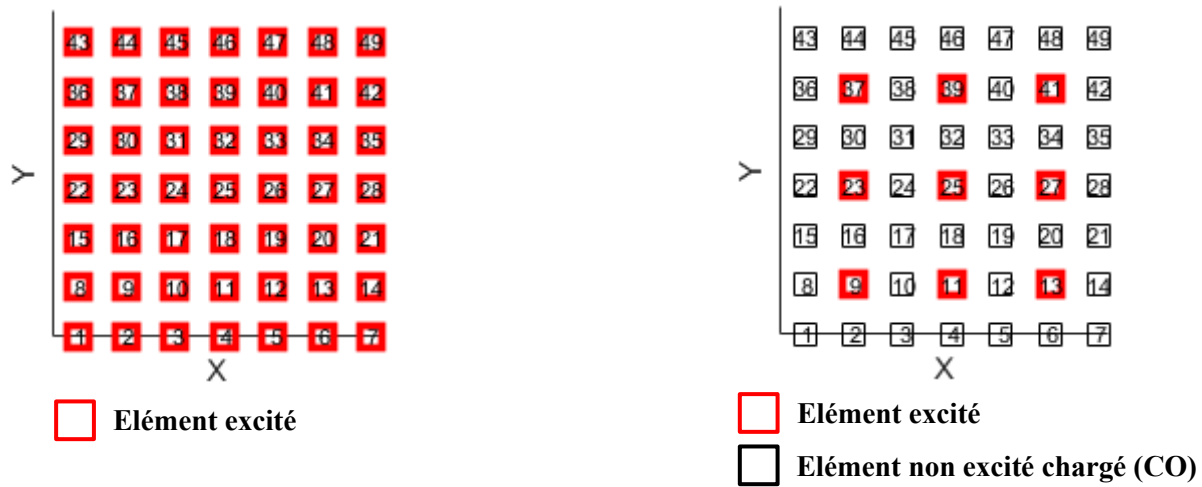
## IV - Application à des cas d'études basiques

Nous avons vu que la stratégie de réduction du nombre de contrôles et la simplification de la conception de circuits de formation de faisceaux (BFN) existent depuis plusieurs d'années sur les réseaux lacunaires. Dans ces structures, certains éléments sont supprimés, ou non alimentés (chargés par des courts-circuits ou des circuits ouverts). L'objectif de cette section est d'évaluer les performances accessibles avec le panneau précédent, utilisé soit comme réseau lacunaire, soit comme réseau entièrement alimenté.

Pour cette étude, nous allons nous baser sur le panneau présenté sur la Figure II-4. Il est utilisé avec seulement neuf patches excités. Le reste des éléments est chargé par des circuits ouverts (CO).



La distribution des éléments est présentée sur la *Figure II-7* pour le réseau totalement ou partiellement alimenté.



*Figure II-7 : distribution des éléments excités*

La *Figure II-8* permet de comparer les performances en termes de directivité du panneau 7x7 entièrement alimenté avec celle obtenue pour un panneau similaire, dont seulement 9 éléments sont excités, les autres étant laissés en circuit ouvert (CO). Nous pouvons voir qu'en alimentant 18% d'éléments, un écart de directivité pouvant atteindre environ 10 dB suivant les différents angles de pointage est obtenu par rapport au réseau de référence totalement excité. Bien que le nombre de voies ait été réduit pour rendre l'antenne compatible avec des nouveaux besoins du marché, il semble invraisemblable de réduire le nombre de voies RF de façon significative avec ce concept. Ce résultat s'explique par l'absence de contrôle sur les éléments couplés, ce qui empêche de maîtriser la recombinaison cohérente des ondes rayonnées.



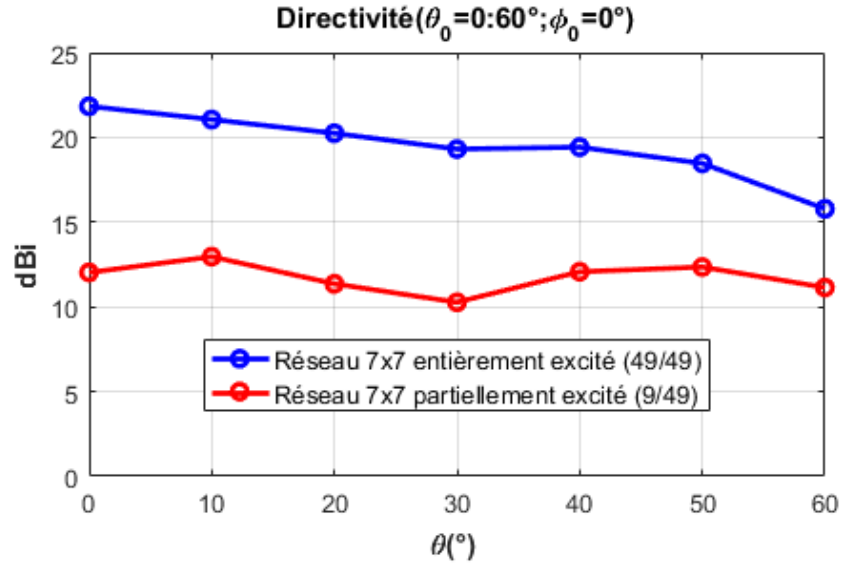


Figure II-8 : Comparaison des directivités à 5 GHz du réseau 7x7 : (courbe en bleue) réseau classique, (courbe en rouge) réseau lacunaire avec 9 éléments excités + circuits ouverts

De façon à avoir une vision plus globale, une comparaison entre les diagrammes 3D d'un réseau classique et lacunaire est donnée sur la Figure II-9.

Dans le cas d'un réseau lacunaire, il s'avère que les neuf éléments excités ne suffisent pas à orienter le lobe dans une direction désirée. Cette réduction entraîne une déformation notable sur les diagrammes de rayonnement de l'antenne, notamment au niveau des lobes secondaires et au niveau du rayonnement parasite. Ceci est dû au manque de contrôle sur les phases des ondes rayonnées.

Pour pouvoir assurer un dépointage électronique correct du lobe de rayonnement, le réseau devra donc posséder un nombre de contrôles suffisamment important, comme c'est le cas pour un réseau classique. En effet, plus le nombre d'éléments excités est grand, plus il est possible d'améliorer la précision de pointage du faisceau. Il paraît donc pertinent de laisser les éléments non alimentés dans la grille afin qu'ils participent à la synthèse du diagramme de rayonnement global pour obtenir des performances satisfaisantes. Ceci sous réserve de pouvoir contrôler les ondes couplées.



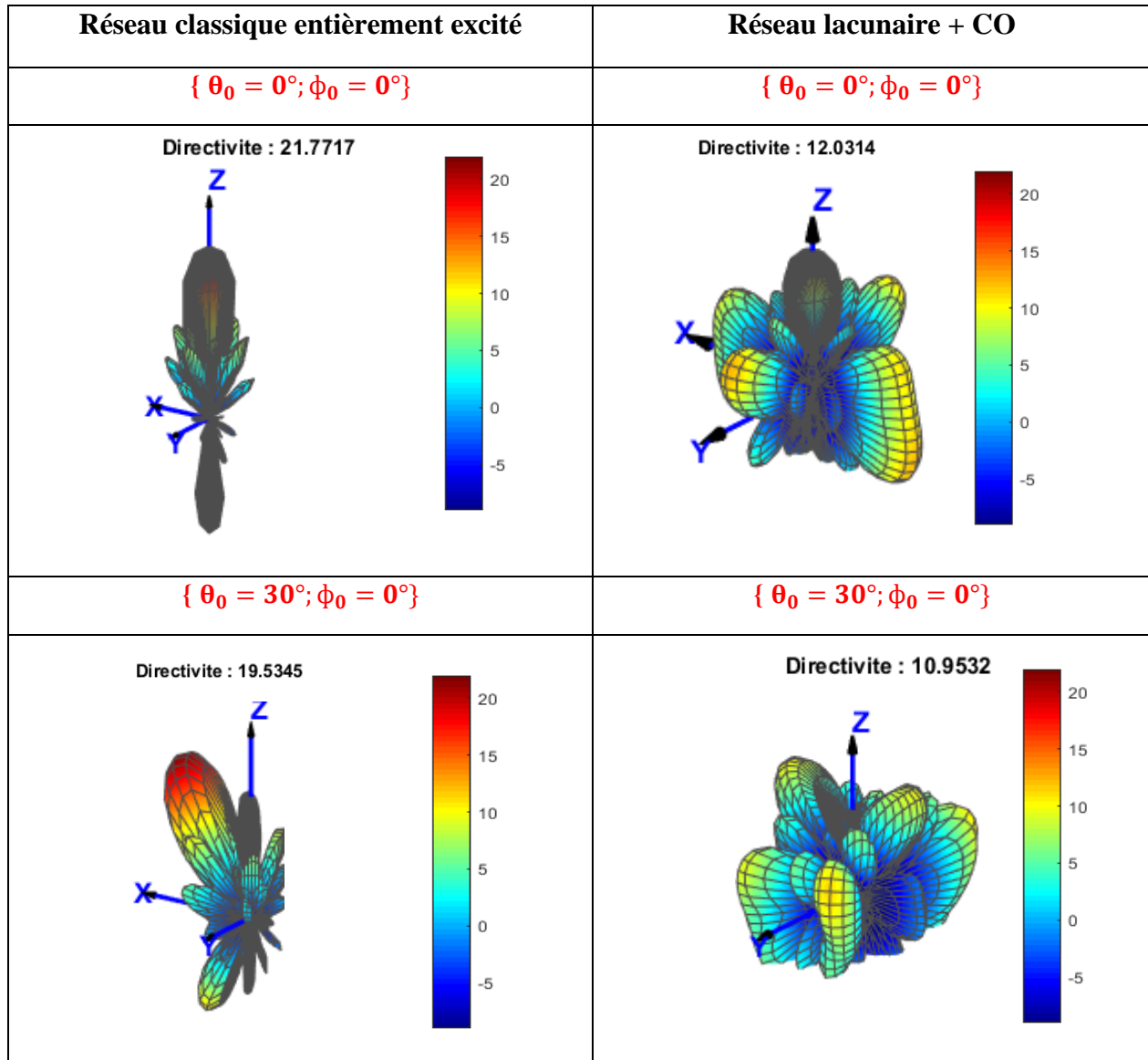


Figure II-9: comparaison des diagrammes 3D à 5 GHz, du réseau 7x7 obtenu : avec 49 éléments excités (à gauche), avec 9 éléments excités (à droite)

Pour compléter l'étude, des comparaisons de l'adaptation active des éléments excités pour différents angles de pointages, sont présentées sur la Figure II-10. Les résultats montrent que dans le cas d'un réseau lacunaire, des niveaux inférieurs à -10 dB sont atteints. On constate que le fait de ne pas avoir des éléments directement couplés les uns aux autres permet effectivement de réduire l'impact du couplage mutuel. Ceci permet d'améliorer l'adaptation active de l'antenne et par conséquent de réduire l'encombrement de circuits de formation de faisceaux par rapport à un réseau classique. En revanche, plusieurs accès du réseau complet montrent une difficulté à adapter correctement l'antenne.



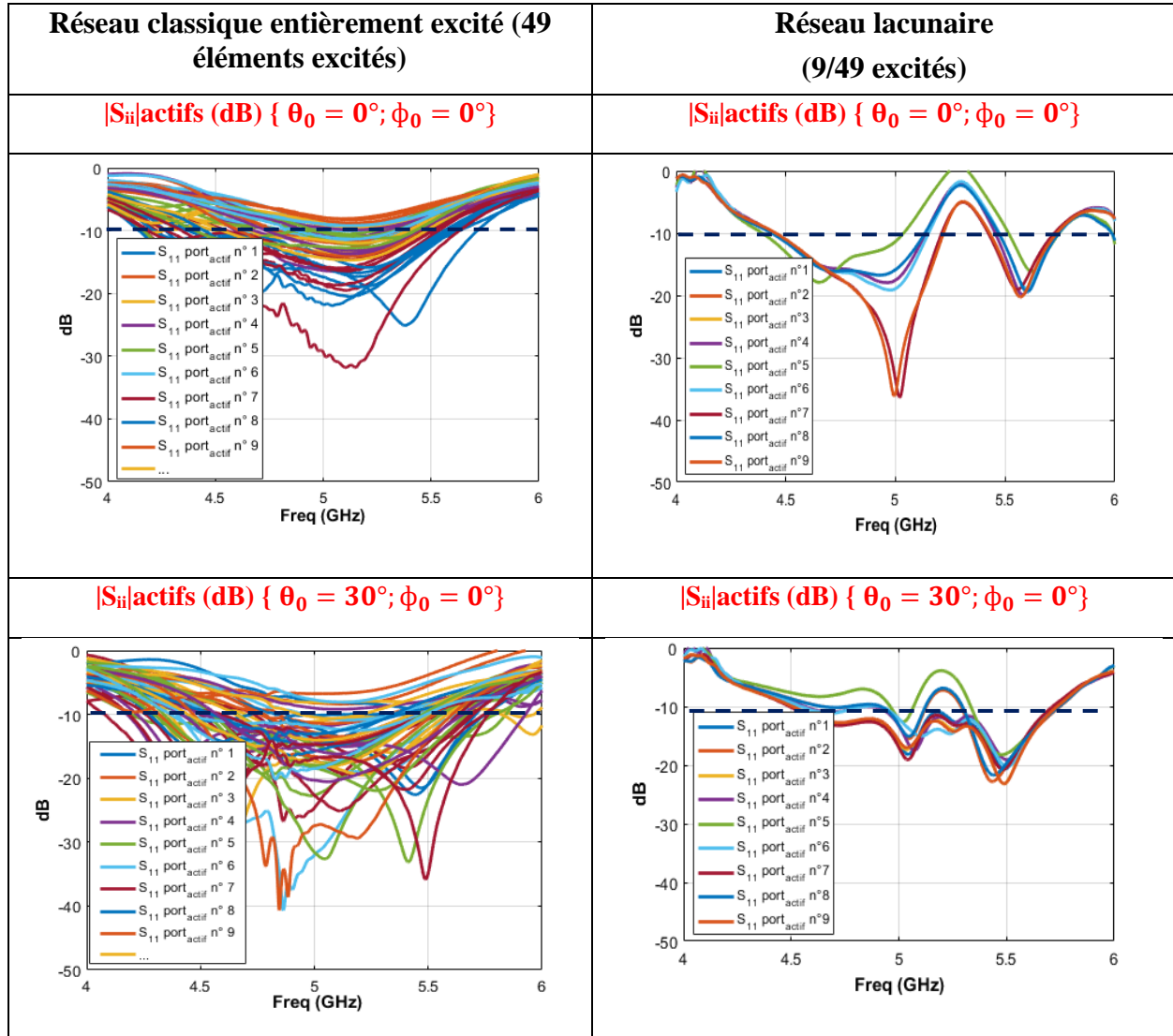


Figure II-10: Comparaison des coefficients de réflexion actif du réseau 7x7 obtenu : avec 49 éléments excités (à gauche), avec 9 éléments excités (à droite)

Sur la base de ces observations, il paraît donc pertinent de proposer une architecture comme l'ARFFR, où les lacunes (ou éléments laissés en circuits ouverts) sont remplacées par des éléments alimentés par couplages électromagnétiques, de la même façon que pour une antenne à éléments parasites. Ces éléments non alimentés restent présents dans le réseau, et participent au rayonnement grâce à l'utilisation des couplages inter-éléments et l'ajout de charges d'impédances complexes (déphaseurs en réflexion). De cette manière, la périodicité n'est pas interrompue et des formalismes maîtrisés peuvent alors être utilisés et combinés à un processus de synthèse. L'intérêt majeur, par rapport aux solutions lacunaires, sera d'exploiter au mieux les couplages dans l'antenne pour



améliorer l'efficacité globale de l'antenne. Par rapport aux réseaux classiques, l'enjeu sera de gérer dynamiquement l'adaptation active de l'antenne.

## V - Principales propriétés d'une ARFFR

Dans cette section, nous verrons quelles sont les règles à maîtriser lors de la conception d'une ARFFR pour aboutir à des performances satisfaisantes.

### V.1 - Etude de la répartition des ports actifs sur la grille

Tout d'abord, une étude sur le choix des éléments à exciter va être menée pour obtenir le meilleur compromis entre la simplification de l'architecture et les performances de l'antenne qui dépendent non seulement du nombre d'éléments excités, mais aussi de leur distribution sur la grille. Pour cela, nous présentons dans ce paragraphe quelques cas-tests sur la distribution spatiale des éléments actifs, afin de choisir la configuration la plus appropriée à la bonne répartition des couplages sur la surface du panneau. Afin d'évaluer les performances pour ces différents cas, la matrice[S] et les diagrammes de rayonnement environnés obtenus à partir de la simulation Full-wave du réseau de la *Figure II-4* ont été alors injectés dans l'outil de synthèse.

Pour cette étude, nous avons réparti le réseau de la *Figure II-4* en 3 couronnes de 8,16,24 éléments rayonnants respectivement. Chacune des couronnes est espacée de l'élément central d'une distance  $d$ , comme l'illustre le *Tableau II-1*. Trois cas distincts ont été étudiés, en alimentant l'élément central à chaque fois, de façon à trouver la configuration la plus pertinente pour arriver à des performances satisfaisantes avec le moins d'éléments excités possible.

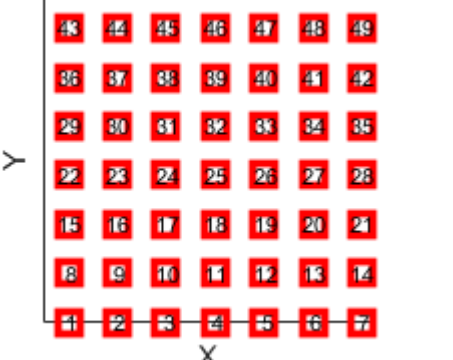
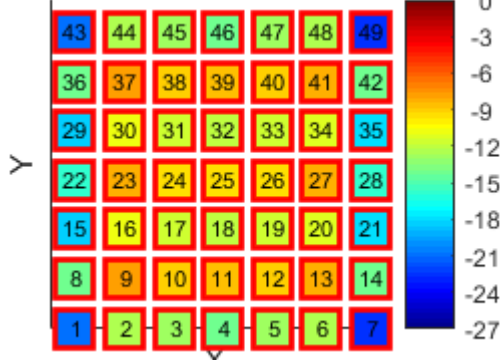
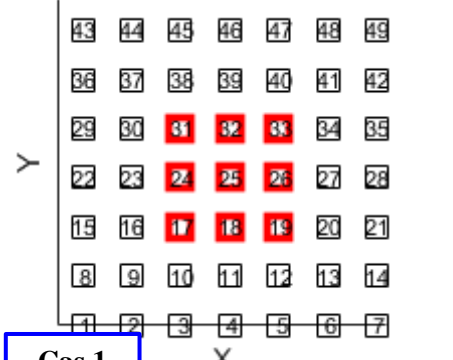
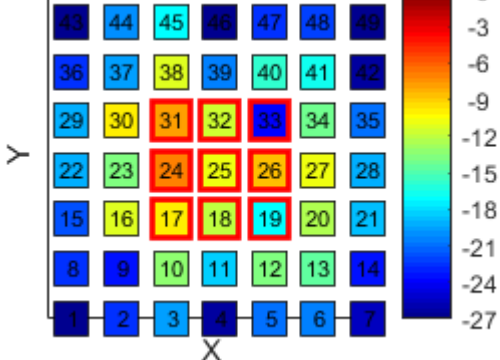


Couronne	1	2	3
$d$ ( $\lambda$ )	0.5	1	1.5
Nombre d'éléments	8	16	24

Tableau II-1 : Distribution des éléments du réseau par rapport au centre



Nous allons nous intéresser dans un premier temps à optimiser la surface effective de l'antenne tout en réduisant le plus possible le nombre de voies RF, sans forcément chercher à adapter le réseau. Les cas traités sont présentés sur la *Figure II-11*. Nous relevons pour chaque cas, les cartographies des pondérations effectives en module, ainsi que les caractéristiques de rayonnement notamment en termes de gain réalisé et d'efficacité d'ouverture afin de les comparer au cas de référence (réseau entièrement excité). Ces cartographies nous permettent d'afficher la participation de tous les ports à la réalisation des objectifs fixés. Ces dernières incluent les caractéristiques du rayonnement (polarisation et gabarits de gain dans la direction cible, ici  $\{\theta=0^\circ, \Phi=0^\circ\}$ ), mais aussi la contrainte d'adaptation sur les ports excités. Au niveau des éléments parasites, plus l'intensité de couleur tend vers le rouge, plus les couplages sont stimulés et peuvent entraîner une forte contribution des éléments couplés à l'efficacité globale. Pour les ports excités (encadrés en rouge), les cartographies traduisent directement le niveau d'adaptation active.

Configurations évaluées (les éléments excités sont encadrés en rouge.)	Pondérations effectives des éléments en amplitude dans la direction $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$	Caractéristiques (sans contraintes)
 <p>Cas référence</p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>100%</b></p> <p>Directivité : <b>21.77 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>20.7 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>100%</b></p>
 <p>Cas 1</p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>18%</b></p> <p>Directivité : <b>16.5 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>15.4 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>29.5%</b></p>





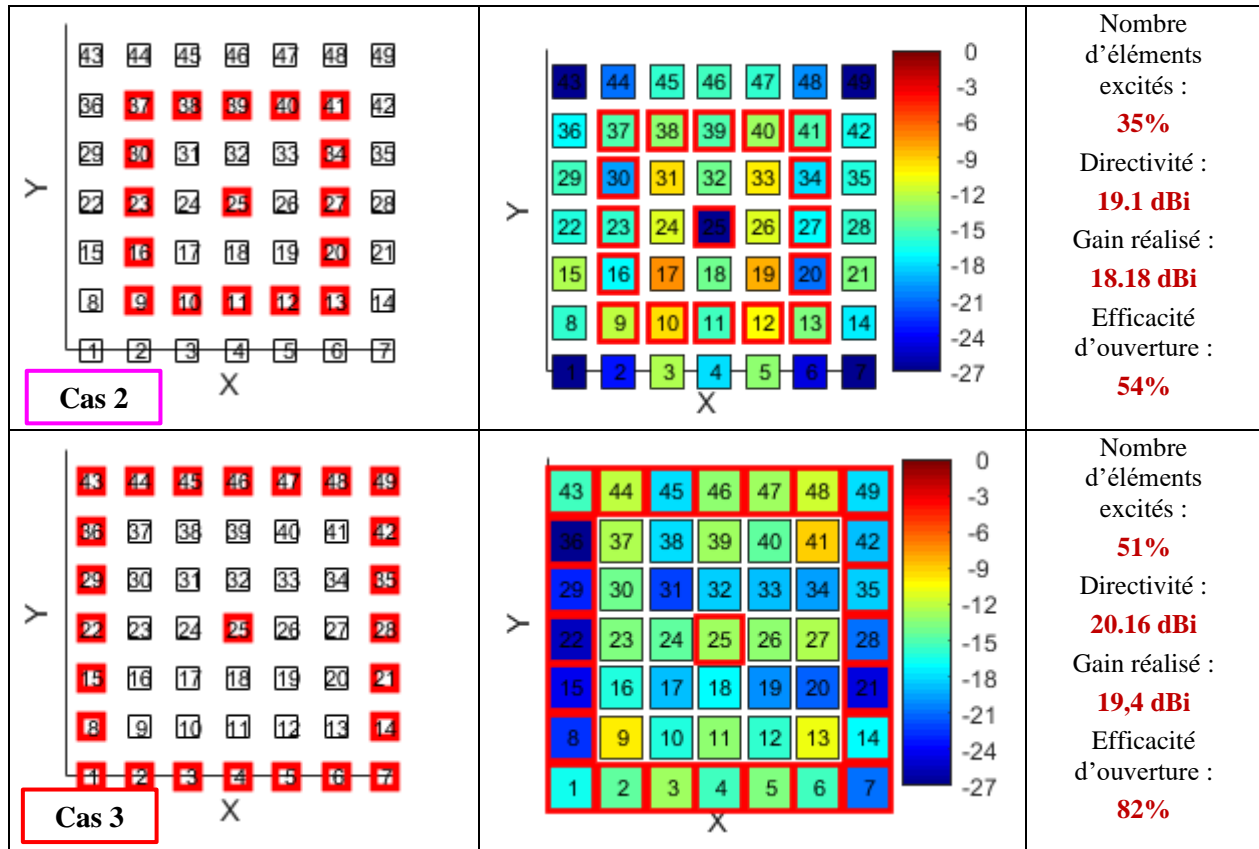


Figure II-11: Pondérations effectives des éléments, en module et performances attendues pour différentes configurations dans la direction  $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ . Aucune contrainte d'adaptation

Dans le premier cas, le couplage des ondes est négligeable sur une grande partie des éléments parasites (la couleur des éléments parasites tend vers le bleu foncé). Ces derniers ne peuvent donc pas participer au rayonnement. Les performances sont très éloignées de celles obtenues avec un réseau entièrement excité. Une chute de gain de l'ordre de 6 dB est observable. Ceci peut s'expliquer par le fait que les éléments ne sont pas bien répartis sur la grille.

Le second cas constitue un bon compromis entre efficacité d'ouverture, répartition des couplages et nombre d'éléments excités (35%). Le cas 3 (en excitant 50% des éléments) présente les meilleurs résultats. Cependant, ce choix n'est pas optimal. Il est souvent préférable d'éviter une excitation au bord pour limiter les effets de diffraction.

Parmi ces différentes configurations, le second cas semble pertinent, car il permet d'aboutir à un bon compromis entre l'efficacité d'ouverture et le nombre d'accès alimentés (35 %). Malgré les bonnes performances, nous sommes en droit de nous demander si une réduction au niveau des éléments excités n'est pas encore possible.



Pour diminuer le nombre des éléments alimentés de la couronne 2 qui est situé à une distance  $\lambda$ , diverses répartitions sont possibles. Les résultats de ces différents agencements sont présentés sur la *Figure II-12*.

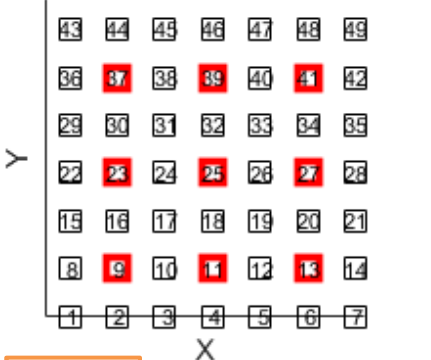
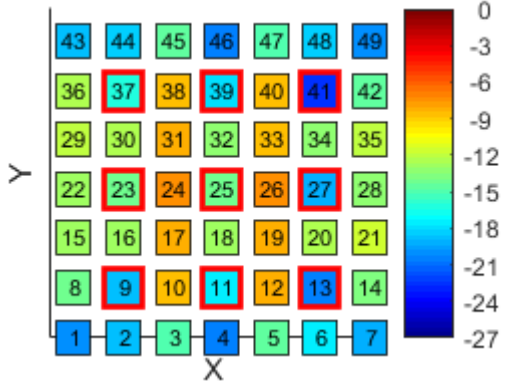
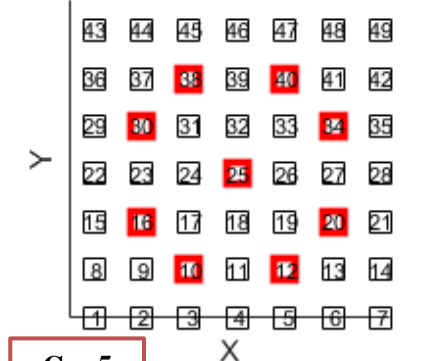
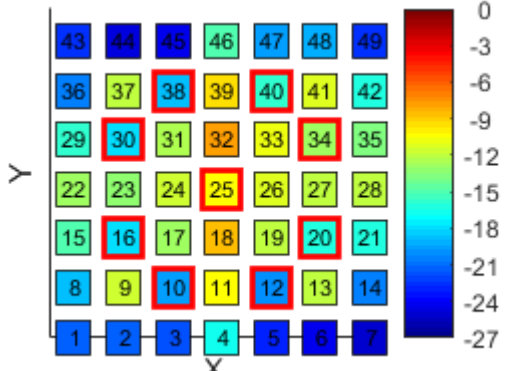
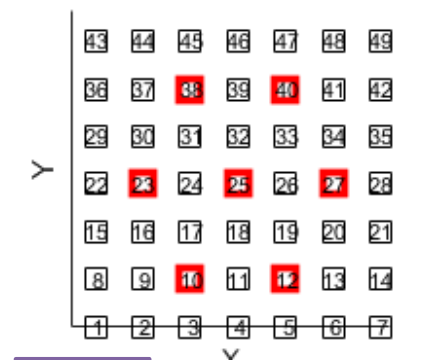
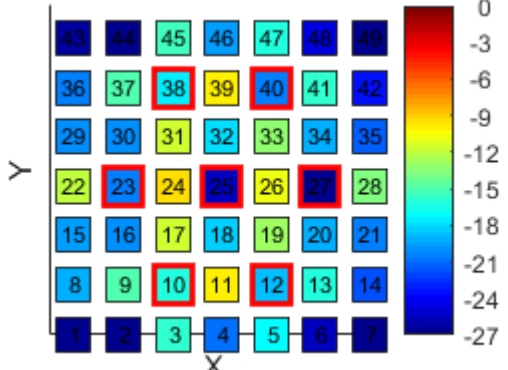
Configuration évaluée (les éléments excités sont encadrés en rouge.)	Pondérations effectives des éléments en amplitude dans la direction $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$	Caractéristiques (Sans contrainte)
 <p><b>Cas 4</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>~18%</b></p> <p>Directivité : <b>19.61 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>18.68 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>61%</b></p>
 <p><b>Cas 5</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>~18%</b></p> <p>Directivité : <b>18,88 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>17.96 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>51%</b></p>
 <p><b>Cas 6</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>~15%</b></p> <p>Directivité : <b>17.74 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>16.96 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>40%</b></p>

Figure II-12 : Pondérations effectives des éléments en module avec les performances accessibles dans la direction  $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ : cas avec 9 éléments excités. Sans contrainte d'adaptation.



Les résultats obtenus sont significatifs. Nous pouvons voir que des réductions du nombre d'éléments excités allant de 82 à 85% sont possibles sans trop dégrader les performances (nous considérons ici comme critère acceptable une efficacité d'ouverture autour de 50% si le nombre de voies alimentées en direct est inférieur à 25%). Cette réduction est possible grâce aux degrés de liberté offerts par la présence des éléments parasites et de leurs charges réactives. Ces charges permettent de stimuler les couplages à la surface du panneau pour améliorer l'efficacité de l'antenne contrairement au réseau lacunaire où les lacunes (ou éléments connectés à un CO) posent des problèmes d'efficacité. Nous constatons qu'un écart de gain réalisé compris entre 2 et 3.7 dB est obtenu en excitant seulement entre 7 et 9 éléments du réseau. On remarque que dans ces 3 configurations, les éléments parasites sont fortement sollicités, à l'exception de la couronne périphérique du panneau. Ces 3 configurations semblent pertinentes et permettent de montrer qu'il est possible d'augmenter le nombre d'éléments parasites (au-delà du concept d'Harrington) pour obtenir des degrés de liberté supplémentaires dans l'optimisation.

Après plusieurs essais, nous avons donc convergé vers un bon compromis que l'on peut obtenir entre le nombre d'éléments excités et le niveau de gain réalisé.

On constate que pour ce concept, le choix de répartition entre les éléments alimentés et les éléments parasites ainsi que le niveau de couplages jouent un rôle très important sur les performances d'antenne.

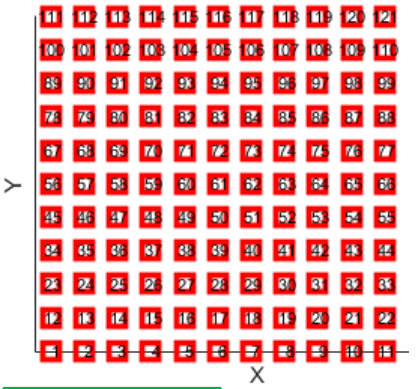
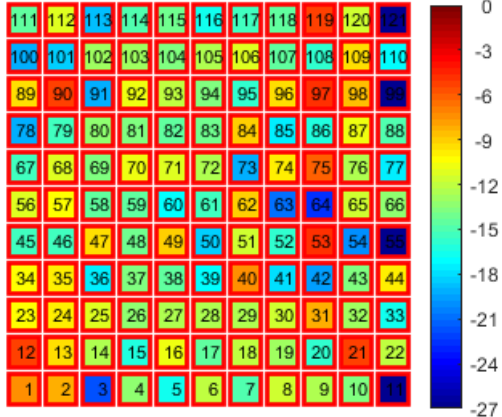
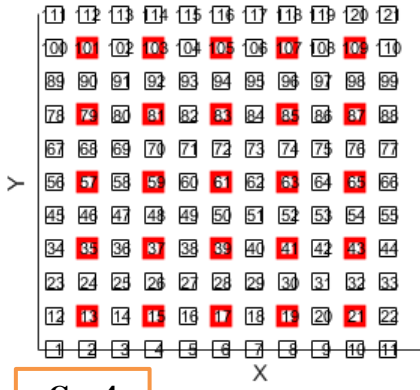
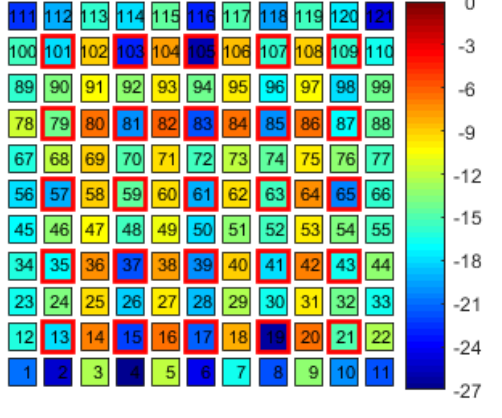
Les différentes analyses qui ont été menées dans cette partie ont permis de définir les principales règles de dimensionnement nécessaires pour concevoir une ARFFR. Ces règles sont globalement généralisables à des panneaux contenant beaucoup plus d'éléments rayonnants.

Afin d'optimiser la surface effective de l'antenne tout en minimisant le nombre d'éléments connectés au BFN, il est donc nécessaire de répartir les éléments excités en suivant les étapes simples ci-dessous :

- L'élément central est excité dans tous les cas ;
- Il faut répartir les éléments excités du panneau de  $N \times N$  sur  $m$  couronnes, espacées d'une distance  $d$  par rapport au centre, en veillant à ne pas alimenter des ports adjacents ;
- Sur chaque couronne, le nombre d'éléments excités est inférieur ou égal à 50% ;
- La couronne périphérique n'est pas alimentée.



Pour confirmer cette analyse, nous avons appliqué ces règles sur un panneau de 11x11 éléments rayonnants. Les résultats obtenus (*Figure II-13*) montrent que la méthode de répartition des éléments s'avère efficace puisqu'elle permet de retrouver des ordres de grandeur similaires entre le nombre de voies excitées et les efficacités.

Configurations évaluées (les éléments excités sont encadrés en rouge.)	Pondérations effectives des éléments en amplitude dans la direction $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$	Caractéristiques (sans contraintes)
 <p style="text-align: center;"><b>Cas référence</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>100%</b></p> <p>Directivité : <b>25 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>24.2 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>100%</b></p>
 <p style="text-align: center;"><b>Cas 4</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>~21%</b></p> <p>Directivité : <b>23.04 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>22.8 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>64%</b></p>



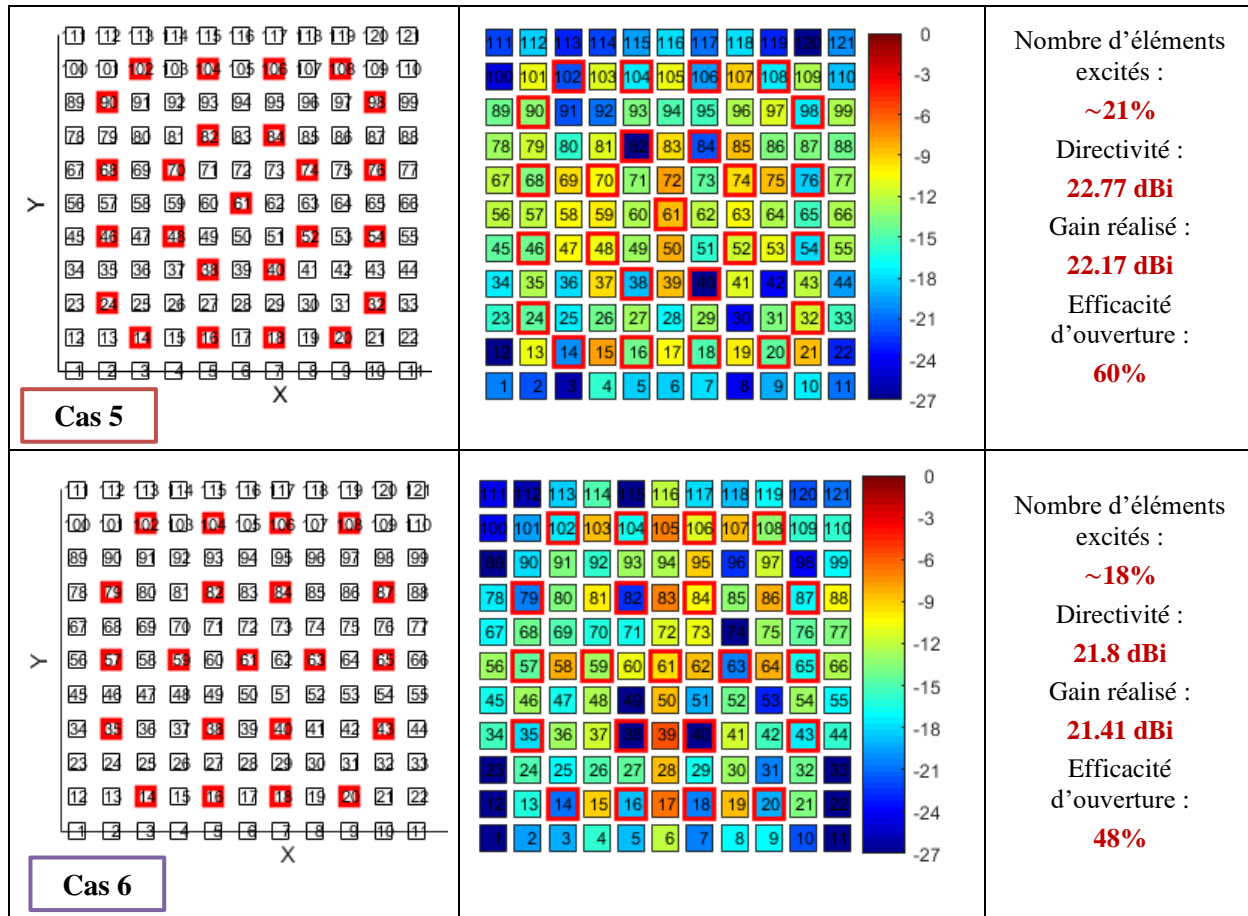


Figure II-13: Pondérations effectives des éléments en module avec les performances accessibles dans la direction  $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$  d'un réseau de  $11 \times 11$  pour différentes configurations. Sans contrainte d'adaptation.

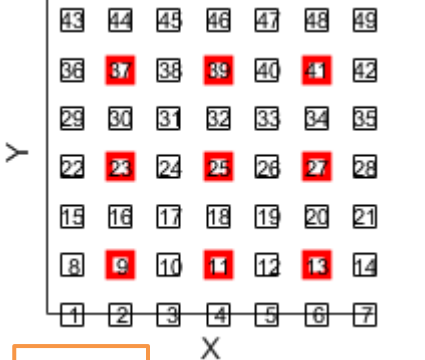
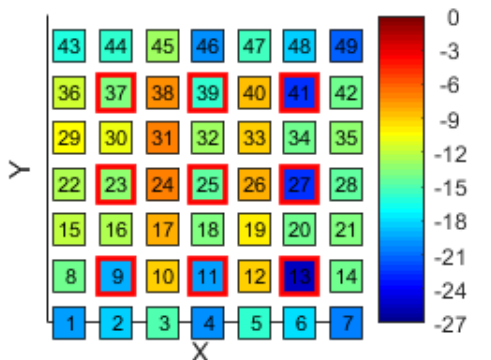
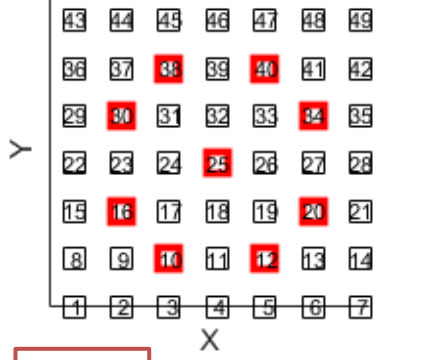
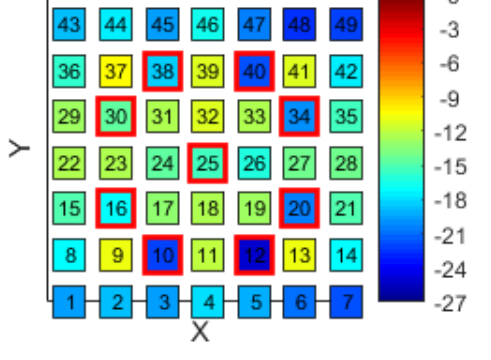
Dans la suite de ce chapitre, nous allons nous servir de ces règles de dimensionnement pour évaluer plus en détail le potentiel de ce concept, en introduisant une contrainte sur le niveau d'adaptation active, non prise en compte ici. Nous nous intéresserons donc à remédier aux problèmes d'adaptation en contraignant un niveau de  $|S_{ii}|_{dB}^{actif}$  sur l'ensemble des éléments excités.

## V.2 - Impact de la contrainte d'adaptation active sur les performances de l'antenne

Dans cette section, nous cherchons à mettre en évidence l'influence que peut avoir une contrainte d'adaptation sur les performances. Il faut évidemment s'attendre à ce que cette adaptation engendre une diminution de gain, car nous allons utiliser les charges pour contribuer simultanément à un objectif de gain et une contrainte d'adaptation active.



L'objectif final reste identique : trouver un compromis entre l'optimisation de l'aire effective de l'antenne et l'adaptation, de façon à réduire la consommation énergétique par rapport à un réseau classique, sans pour autant sacrifier les performances. Pour cette étude, nous effectuons des synthèses sur une bande passante de 500 MHz entre 4.8 et 5.2 GHz, en imposant une contrainte d'adaptation en dessous de -10 dB. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure II-14. Notons que le réseau classique est exclu de cette comparaison, celui-ci ne disposant pas de degrés de liberté pour gérer l'adaptation. Le panneau de départ favorisant les couplages inter-élément par rapport à notre objectif d'architecture, il ne sera pas envisageable d'adapter les accès dans le cas où ils seront tous excités.

Configurations évaluées (les éléments excités sont encadrés en rouge.)	Pondérations effectives des éléments en amplitude dans la direction $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$	Caractéristiques (avec contraintes)
 <p><b>Cas 4</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>18%</b></p> <p>Directivité : <b>19.58 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>18.6 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>60%</b></p>
 <p><b>Cas 5</b></p>		<p>Nombre d'éléments excités : <b>18%</b></p> <p>Directivité : <b>18,6 dBi</b></p> <p>Gain réalisé : <b>17,8 dBi</b></p> <p>Efficacité d'ouverture : <b>48%</b></p>



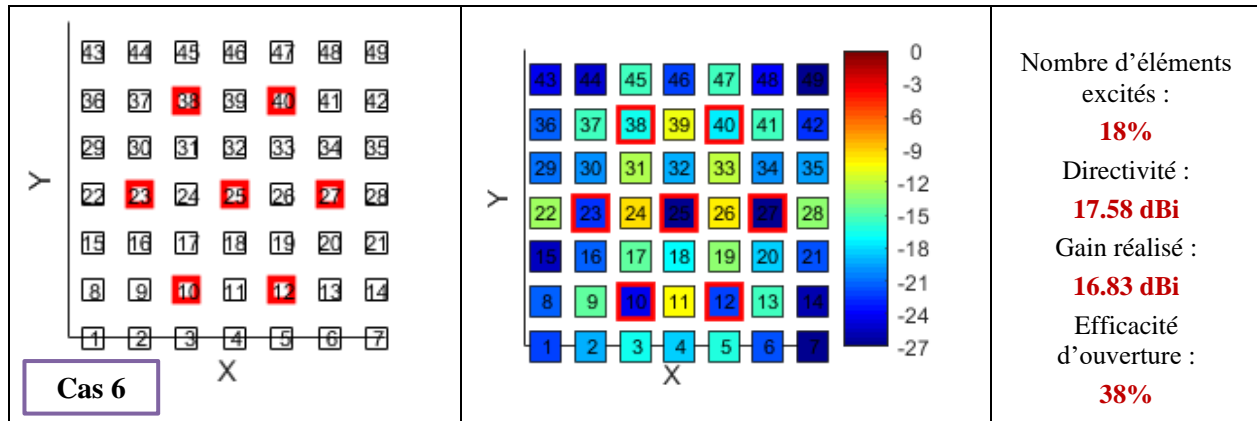


Figure II-14: Pondérations effectives des éléments, en module et performances attendues pour différentes configurations dans la direction  $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ . Contrainte d'adaptation active fixée à  $-10$  dB entre 4.8 et 5.2 GHz

Ces résultats montrent également que la contrainte d'adaptation active fixée peut-être atteinte pour les différents cas, ce qui permettrait de s'affranchir de circulateurs ou d'isolateurs entre les amplificateurs et les antennes et de réduire la complexité du système, que ce soit en termes d'encombrement, de poids ou de coût. Ceci permet de confirmer la bonne gestion d'adaptation active par le concept à formateur de faisceau réduit.

Il est intéressant de noter que pour un nombre élevé d'éléments excités, il est compliqué de maintenir l'adaptation du réseau complet avec ce concept. Ceci s'explique par le comportement physique de l'antenne, qui permet de moduler l'intensité des ondes couplées dans les éléments parasites, en fonction des objectifs de rayonnement et contraintes d'adaptation active. Lorsqu'un nombre trop important d'éléments sont excités simultanément, ils enlèvent des degrés de liberté au système (moins d'éléments parasites), ce qui rend les optimisations plus compliquées, voire non faisables, comme dans le cas extrême où tous les éléments seraient alimentés.

La Figure II-15, permet de distinguer l'effet des contraintes fixées sur l'efficacité d'ouverture. Par rapport aux différents cas précédents, on note que les performances de l'antenne sont peu impactées par ces contraintes. Ceci permet de montrer qu'avec ce concept, il est possible d'optimiser les niveaux de coefficient de réflexion actif de l'antenne sans impacter fortement l'efficacité d'ouverture, grâce à la présence des charges appliquées aux éléments parasites.



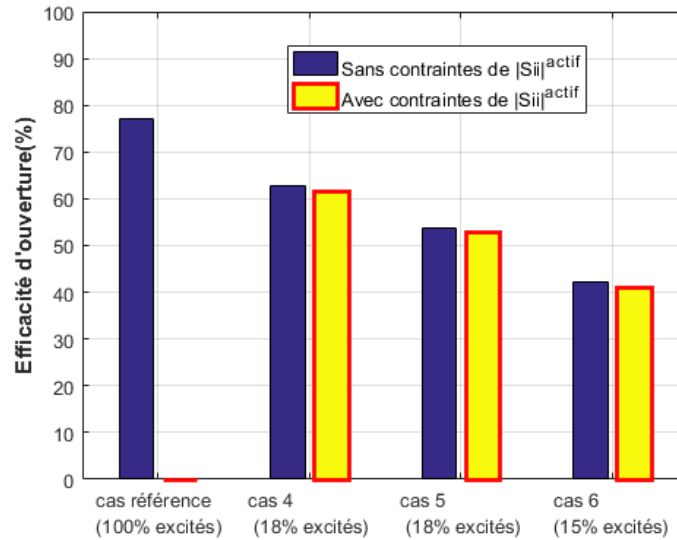


Figure II-15: Evolution de l'efficacité d'ouverture pour les différents cas traités : sans contrainte d'adaptation (en bleu) et avec contrainte d'adaptation (en jaune)

Après avoir mis en place les principaux critères à maîtriser pour concevoir une antenne reconfigurable à formateur de faisceau réduit, il est ensuite nécessaire d'évaluer les performances de ce nouveau concept pour pouvoir juger de son potentiel par rapport aux autres solutions existantes.

## VI - Potentialités des ARFFR

### VI.1 - Aptitude au dépointage

Pour cette partie, nous effectuons un test d'aptitude au dépointage afin de montrer la potentialité de ce concept à former des faisceaux directifs avec un nombre réduit d'éléments excités. Pour cette étude, nous choisissons de retenir dans un premier temps le cas 4 de la *Figure II-12*, car il permet d'obtenir le meilleur compromis entre nombre d'accès alimenté et efficacité d'ouverture. Afin d'évaluer l'intérêt de ce concept, les performances de la configuration retenue avec 18% d'éléments excités (une source centrale et huit sources périphériques) seront comparées à un réseau totalement excité. La répartition des éléments dans les deux cas est représentée sur la *Figure II-16*. Pour cette synthèse, une contrainte d'adaptation active des voies alimentées a été fixée comme inférieure à -10 dB entre 4.8 et 5.2 GHz.





Nous commençons par illustrer les résultats obtenus en réalisant un dépointage dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ .

Les cartographies indiquant les pondérations effectives  $\beta_{synthèseglobale}$  réalisées par les éléments parasites à l'issue de cette synthèse pour la direction  $\{\theta_0=30^\circ ; \phi_0=0^\circ\}$  sont indiquées sur la Figure II-17 pour un cas où 100%, puis 18% des éléments sont excités. Ces cartographies sont obtenues à la fréquence 5 GHz. Celles-ci permettent de voir le niveau d'adaptation active sur les éléments excités (entourés en rouge) et les ondes couplées dans les éléments parasites.

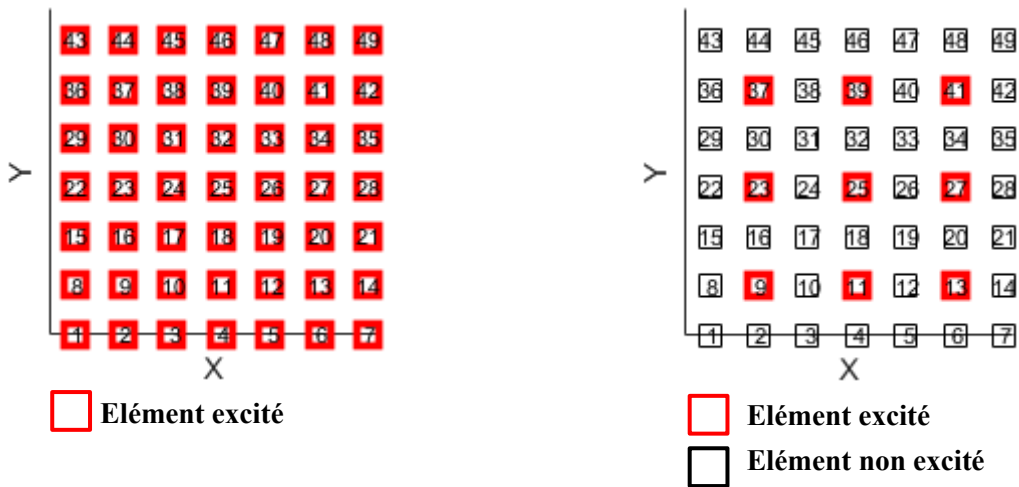


Figure II-16: Configuration des ports excités (en rouge), cas avec 49 éléments excités (à gauche, réseau classique) et cas 4 avec 9 éléments excités (à droite)

Une représentation fréquentielle des adaptations actives des ports excités est donnée sur la Figure II-18, ce qui permet d'avoir un aperçu plus précis des valeurs obtenues. Dans le cas d'un réseau fortement couplé et entièrement excité, nous observons une forte désadaptation pour certains éléments rayonnants  $\{16,34,40,45\}$ , avec un coefficient de réflexion supérieur à -10dB. Cependant, pour l'ARFFR à 18% d'excitation, les résultats montrent une forte sollicitation des éléments parasites dans la combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement. Au niveau des éléments excités, la contrainte d'adaptation active fixée a aussi été satisfaite. Une bonne adaptation sur une bande de fréquence de l'ordre de 28%, autour de 5 GHz, est obtenue.

Les deux diagrammes de rayonnement 3D obtenus sont donnés sur la Figure II-19. La directivité obtenue avec le réseau classique totalement excité est de 19.5 dBi et elle atteint 17.8 dBi avec 9 éléments excités (18%), soit une dégradation de seulement 1.7 dB. Cette faible dégradation montre qu'en gérant les problématiques d'adaptation des éléments excités via des charges réactives, il est



possible d'obtenir un diagramme pointant dans la direction voulue avec une directivité correcte en excitant seulement 18% d'éléments. Ici, les éléments parasites agissent comme des degrés de liberté et permettent de stimuler les couplages à la surface du panneau. En effet, le réseau entièrement excité présente une directivité plus élevée, mais pose des problèmes de fonctionnement lorsque des chaînes actives (PA ou LNA) seront connectées en amont des éléments rayonnants, en raison de l'existence de problématiques d'adaptation active liées aux couplages.

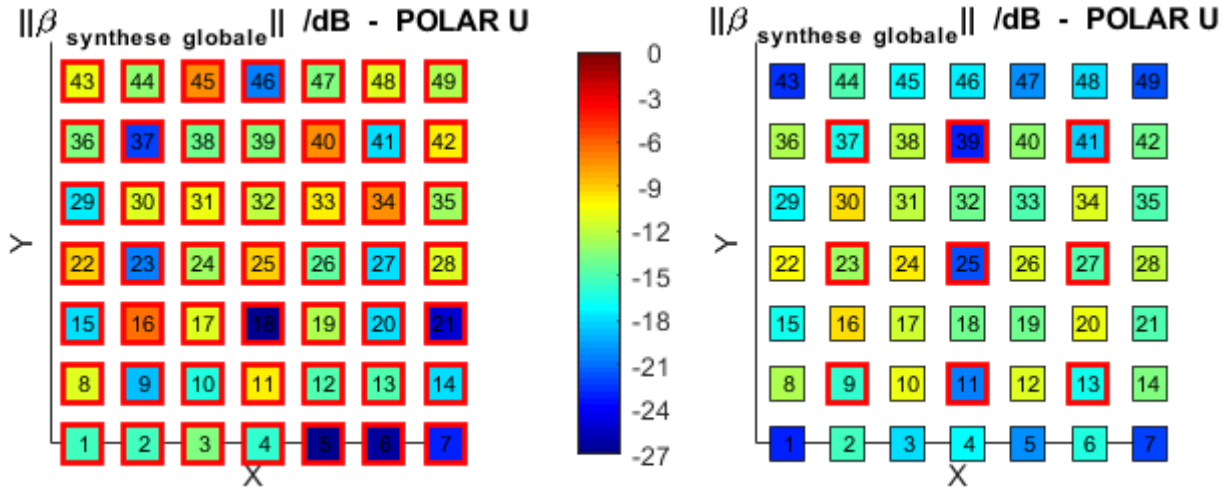


Figure II-17 : Cartographies des ondes couplées dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \phi_0 = 0^\circ\}$  : réseau classique avec 49 éléments excités (à gauche) et ARFFR avec 9 éléments excités (à droite)

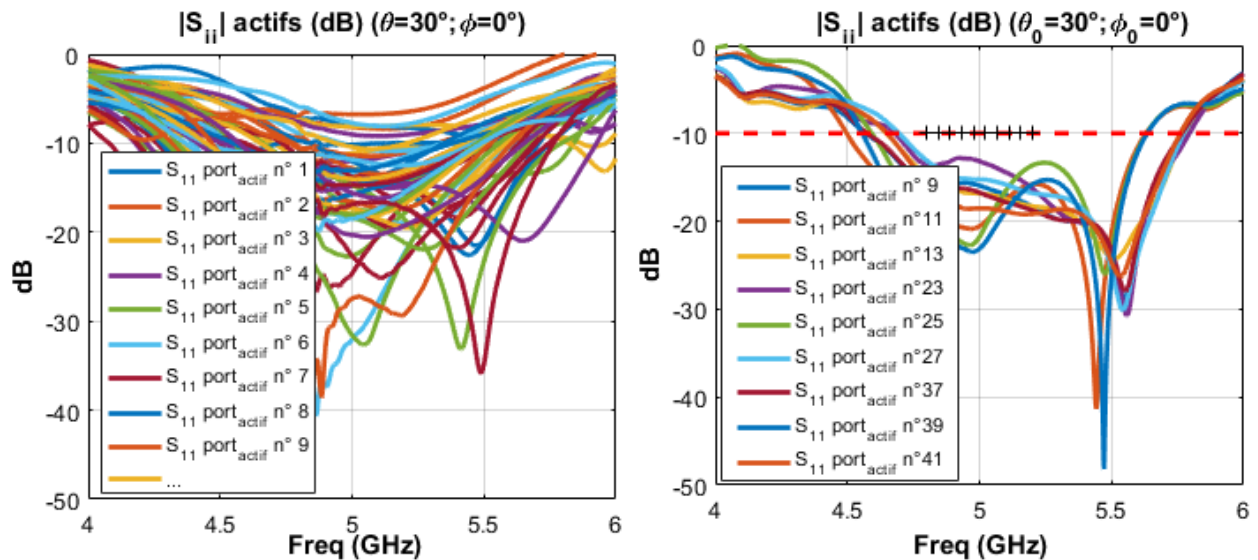


Figure II-18 : adaptations actives des éléments excités dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \phi_0 = 0^\circ\}$  : réseau classique avec 49 éléments excités (à gauche) et ARFFR avec 9 éléments excités (à droite)

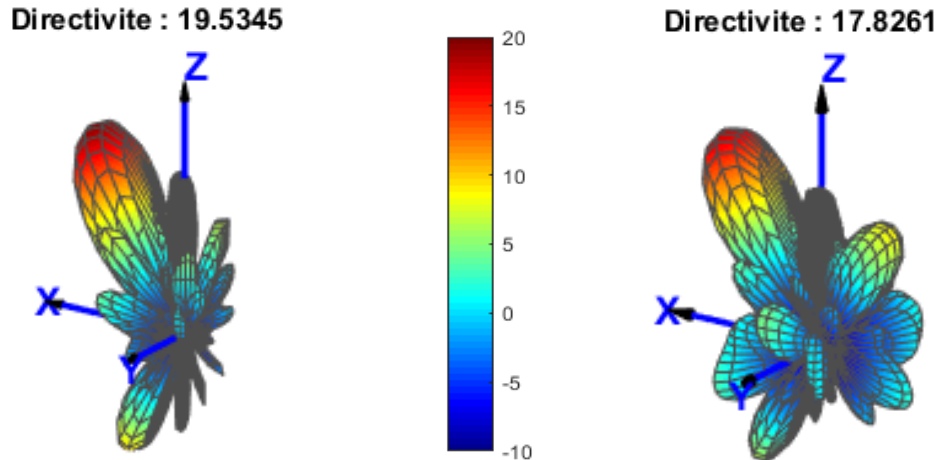


Figure II-19 : Diagrammes de rayonnement 3D obtenus dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ : réseau classique avec 49 éléments excités (à gauche) et ARFFR avec 9 éléments excités (à droite)

Afin de vérifier si la distribution des éléments excités est pertinente, nous avons étudié l'évolution de la directivité et les niveaux de lobes secondaires en fonction des cas traités précédemment, pour différentes directions de dépointage. Nous rappelons ici que pour cette étude, l'objectif a été défini en fixant un niveau minimum de gain dans certaines directions, sans intégrer de contraintes sur les niveaux de lobes secondaires, même si l'outil de synthèse permettrait d'optimiser ces diagrammes en définissant un gabarit complet. Ceci augmentera en revanche le temps de la synthèse.

Il faut toutefois pondérer les résultats en rappelant que dans cet exemple, les phases à la réflexion sont réalisées par des dispositifs considérés sans pertes, ce qui ne sera pas le cas dans la pratique. Les résultats sont présentés sur la *Figure II-20* et le *Tableau II-2*. Nous pouvons observer que lors du dépointage, la directivité diminue et les niveaux de lobes secondaires remontent. En plus, on remarque que dans le cas où on a excité seulement 15 % d'éléments, les niveaux de lobes secondaires sont plus élevés que lorsqu'on augmente le nombre d'éléments excité à 18%. Ceci permet de montrer que l'ajout d'éléments excités, permet souvent d'améliorer la formation de faisceaux en améliorant les niveaux de lobes secondaires. Ce résultat est logique étant donné que la qualité de la formation de faisceaux est directement aux possibilités d'échantillonnage spatiale de la grille du réseau.

Si on compare les cas à 18% d'excitations, on note que dans le cas 5, le niveau des lobes secondaires (dB) est moins important que le cas 4, avec un niveau au-dessous de -10 dB pour différents angles de pointage. Ceci s'explique par la détérioration de la symétrie dans le plan diagonal.



Cependant, la directivité est moins élevée. Le compromis nombre d'éléments/performances est donc à optimiser en fonction du cas d'étude.

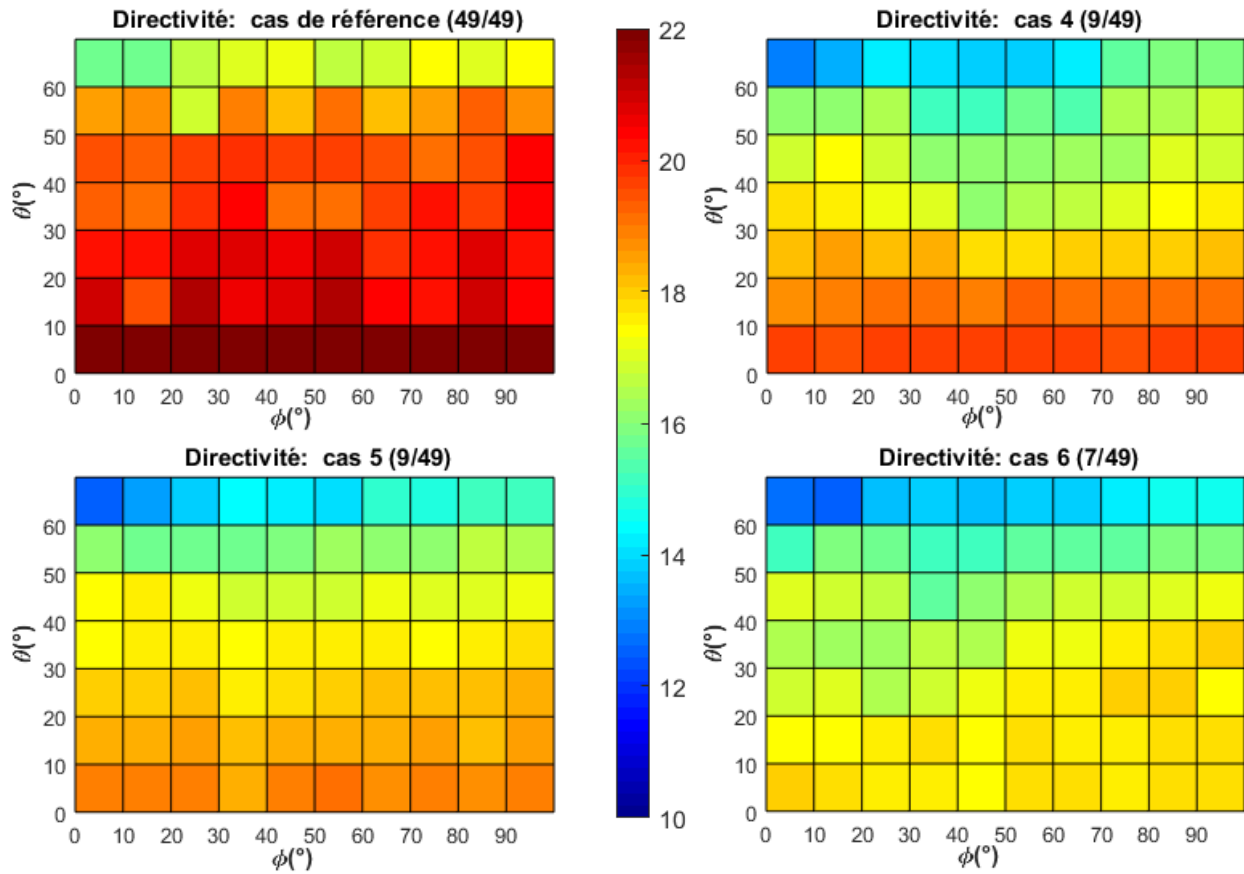


Figure II-20 : Directivité en fonction de la direction de dépointage  $\{0^\circ < \theta_0 < 60^\circ \text{ avec } \Delta\theta = 10^\circ\}$  et  $\{0^\circ < \phi_0 < 90^\circ \text{ avec } \Delta\phi = 10^\circ\}$  pour les 3 cas + le cas de référence. Sans contrainte d'adaptation



Cas Traités	$\theta=0^\circ$	$\theta=10^\circ$	$\theta=20^\circ$	$\theta=30^\circ$	$\theta=40^\circ$	$\theta=50^\circ$
	SLL (dB)	SLL (dB)	SLL (dB)	SLL (dB)	SLL (dB)	SLL (dB)
Cas de référence (100%)	-13,45	-12,45	-11,17	-11,39	-11,1	-10,28
Cas 4 (18%)	-13,6	-12,32	-10,55	-8,5	-7,58	-7
Cas 5 (18%)	-13,83	-13,4	-11,47	-10,7	-10,28	-9,72
Cas 6 (15%)	-11,2	-9,5	-8,75	-7	-6	-5

Tableau II-2 : Directivité en fonction de la direction de dépointage  $\{0^\circ < \theta_0 < 60^\circ$  avec  $\Delta\theta = 10^\circ\}$  et  $\{0^\circ < \varphi_0 < 90^\circ$  avec  $\Delta\varphi = 10^\circ\}$  pour différents cas. Sans contrainte d'adaptation

A l'issue de cette étude, nous avons pu constater la bonne aptitude de ce concept à réaliser un dépointage de faisceau avec un nombre d'éléments excités très faible, sans détériorer trop fortement les performances.

## VI.2 - Aptitude à la formation de faisceaux complexes

Pour cette partie, nous allons étudier l'aptitude de ce concept à générer des faisceaux complexes comme des faisceaux sectoriels tout en respectant les contraintes fixées. Pour cela, nous proposons d'effectuer des synthèses sur les trois configurations présentées sur la *Figure II-12* en les comparant à chaque fois à un réseau totalement excité, afin de choisir laquelle des trois est la plus pertinente. Pour cette étude, l'objectif de rayonnement a été défini dans les directions suivantes :  $\{\theta_0 = 30^\circ ; 0^\circ < \varphi_0 < 90^\circ\}$ , en visant un objectif de gain à chaque fois. La contrainte de l'adaptation active est la même que précédemment.

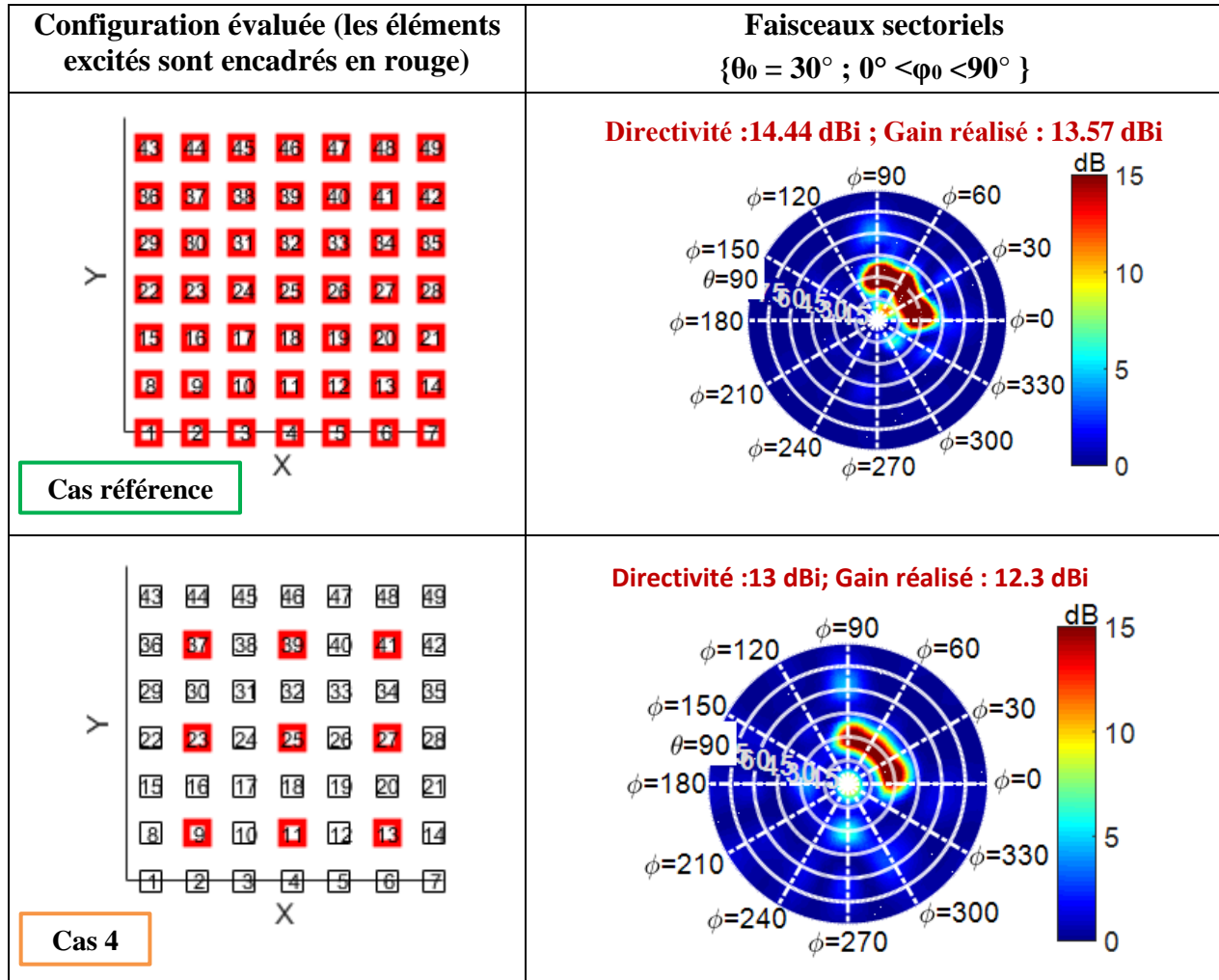
Les diagrammes de rayonnement sectoriels pour les trois cas sont illustrés sur la *Figure II-21*.

Dans le cas d'un réseau entièrement excité, le lobe présente un niveau constant de directivité autour de 14,4 dBi à 5 GHz et un gain réalisé d'environ 13,6 dBi.

Cependant, pour l'ARRFR, un écart compris entre 1,4 et 2,4 dB est observé sur la valeur de la directivité, en excitant seulement entre 15 et 18% d'éléments. Les trois cas semblent à priori



pertinents et montrent bien que les différents éléments parasites agissent comme des degrés de liberté. Nous pouvons également remarquer que le diagramme formé pour le cas à 15% d'excitation présente un niveau de lobes secondaires relativement élevé (environ -2.5dB) en dehors du diagramme sectoriel. Cependant, en ajoutant plus d'éléments rayonnants (2 éléments en plus), une réduction du niveau de lobes secondaires est obtenue. Ceci permet d'apporter des degrés de liberté supplémentaires dans l'optimisation.



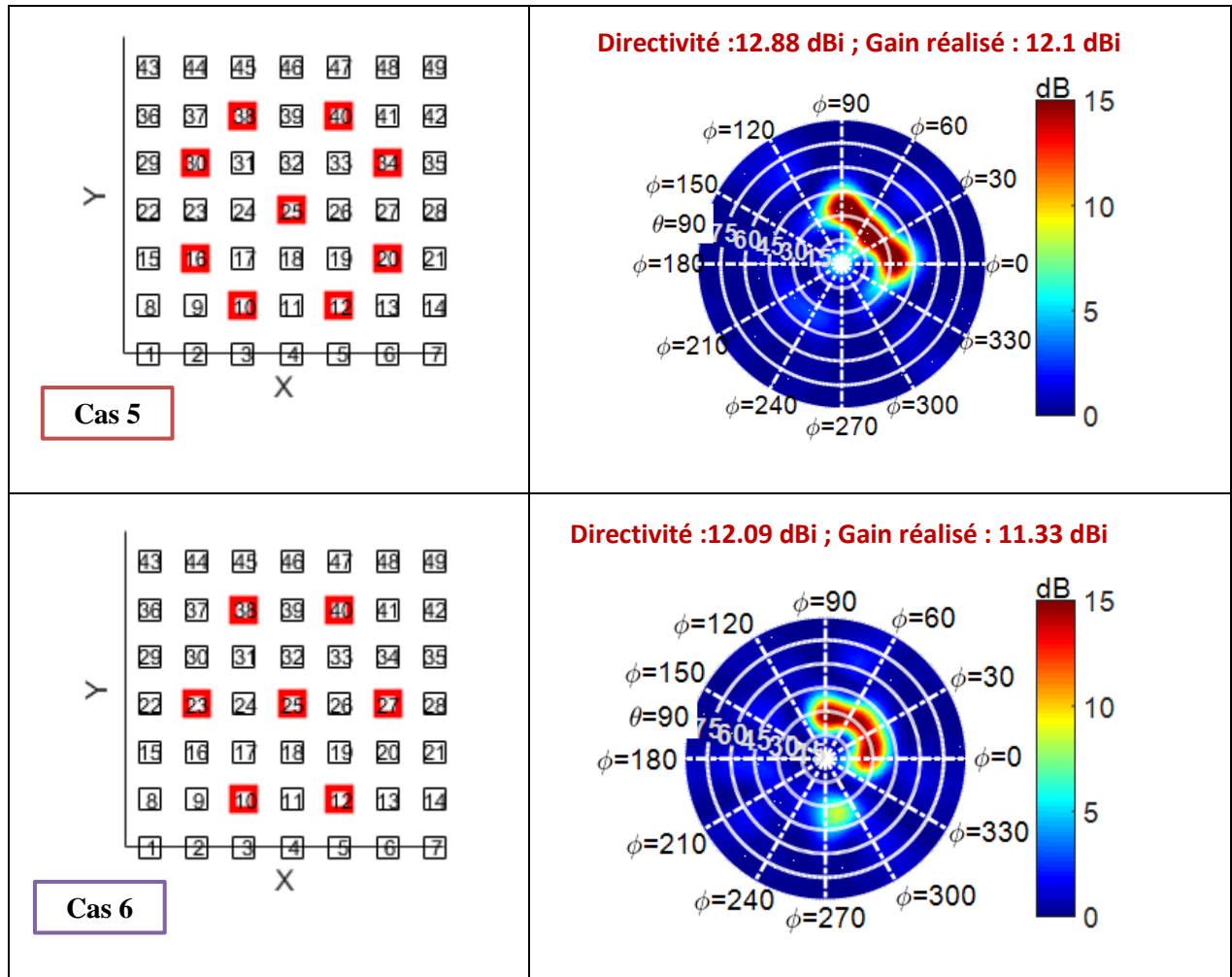
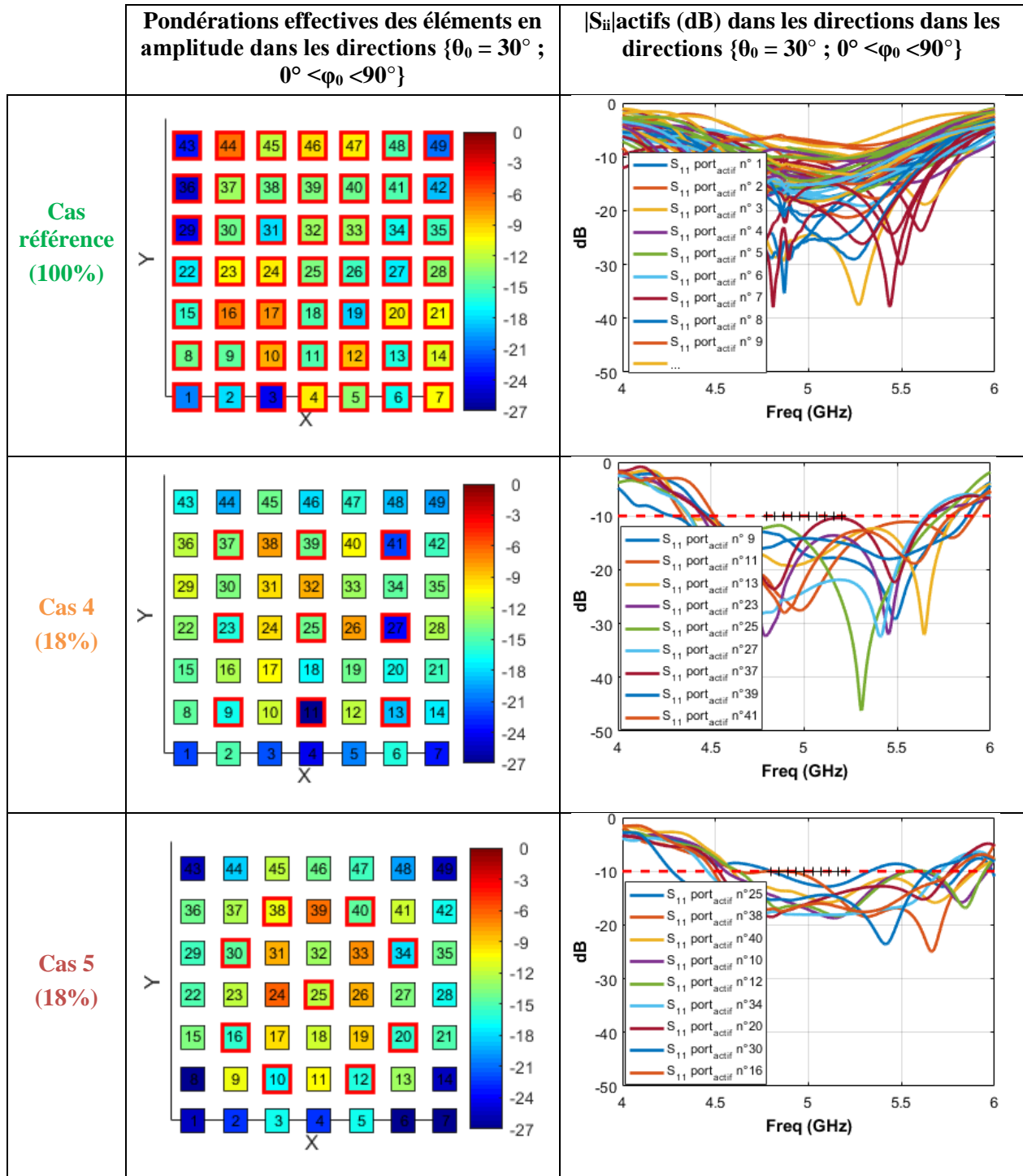


Figure II-21 : diagrammes de rayonnement sectoriels obtenus pour les 4 configurations

La figure ci-dessous montre que le couplage des ondes est fort sur une grande partie des éléments parasites pour les 3 cas traités et que le niveau de l'adaptation active obtenu satisfait la contrainte fixée ( $\leq -10$  dB) entre 4.8 et 5.2 GHz.

Ces résultats obtenus montrent une très bonne aptitude des éléments parasites à la réalisation de faisceaux sectoriels, tout en gérant l'adaptation active du réseau.







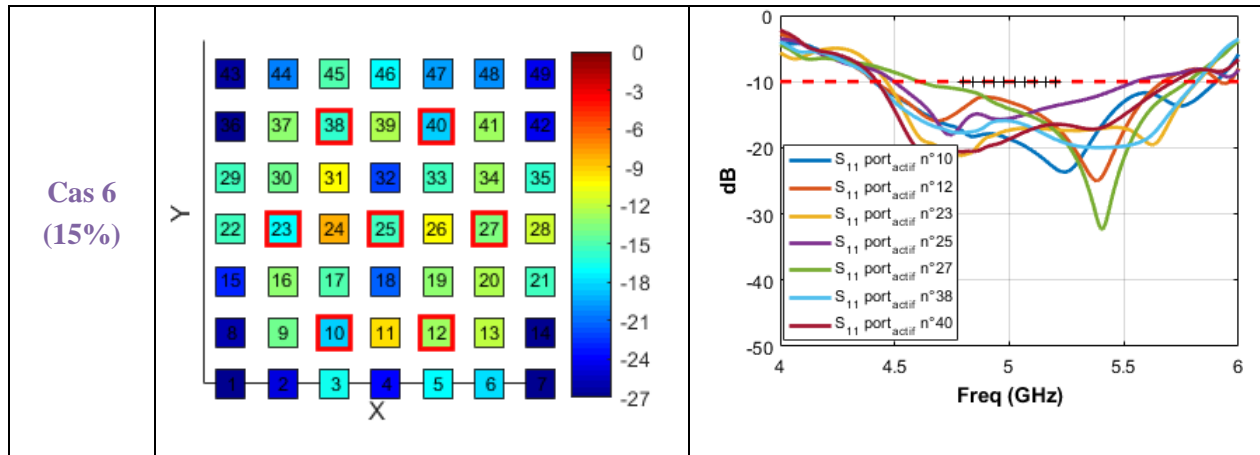


Figure II-22 : modules des ondes couplées sur les accès et adaptations actives pour la formation d'un faisceau sectoriel, pour les 4 configurations

## VII - Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre a porté sur l'ARFFR, qui a pour objectif de simplifier le circuit de formateur de faisceaux de l'antenne, en exploitant les couplages inter-éléments entre les éléments alimentés et les éléments parasites. Le but était de conclure sur les potentialités de ce nouveau concept vis-à-vis des autres solutions envisagées, en utilisant des patches en lieu et place de monopoles, dont les couplages sont naturellement plus élevés.

Ce chapitre a dans un premier temps décrit la méthodologie mise en œuvre pour étudier une ARFFR. La subtilité se situe au niveau de l'ajout de charges réactives à chaque élément parasite, afin d'optimiser le coefficient de réflexion et profiter ainsi de la diffusion des couplages sur le panneau. Il en ressort que la détermination précise des charges réactives passe par la connaissance fine des paramètres de couplages et des diagrammes de rayonnement environnés. Ces deux paramètres sont donc des entrées nécessaires (obtenues par simulations ou mesures) pour aboutir à la résolution précise du problème. Celles-ci sont obtenues dans ce chapitre à partir de la simulation Full-wave d'un réseau de 49 patches imprimés à double toit, sur une bande passante de l'ordre de 28% autour de 5 GHz, munie de ports électromagnétiques sur chaque élément rayonnant.

Ensuite, nous avons mis en avant les limitations des réseaux d'antennes classiques et leurs dérivés lacunaires, afin de pouvoir démontrer le potentiel de ce nouveau concept. A l'issue de cette étude, nous avons vu que le réseau de référence était fortement désadapté sur certains éléments rayonnants. Nous avons pu améliorer l'adaptation active de l'antenne en mettant des circuits



ouverts sur certains éléments rayonnants, mais en revanche, nous étions limités pour effectuer un dépointage de faisceau.

Après avoir vu les limites des architectures existantes, une étude sur la distribution des éléments excités a été menée, afin de faire ressortir les règles de dimensionnement nécessaires pour concevoir une ARFFR avec des performances satisfaisantes, tout en ayant le moins d'éléments excités possible. Ces règles ont aussi été généralisées à un réseau plus grand. Après plusieurs essais, nous avons trouvé 3 configurations qui semblent pertinentes. Les résultats obtenus montrent la possibilité de fortement réduire le nombre d'éléments excités (jusqu'à 85%) sans trop dégrader les performances.

Les performances de cette antenne en excitant seulement entre 7 et 9 éléments du réseau ont été présentées. Nous démontrons la capacité de ce concept d'antenne à former des faisceaux directifs et orientés dans diverses directions. De plus, cette architecture permet aussi de réaliser des diagrammes sectoriels tout en maintenant un niveau d'adaptation active suffisamment bas, en exploitant les couplages comme des degrés de liberté.

Les résultats obtenus sont donc très intéressants. Ils permettent néanmoins de souligner l'importance d'utiliser ce concept à formateur de faisceaux réduit pour obtenir des performances comparables, voire supérieures à des réseaux lacunaires tout en proposant un très bon compromis en termes de complexité et de généricité, grâce à la présence d'éléments parasites qui permettent de gérer la diffusion des couplages sur l'antenne.

Pour finir, les études menées dans ce chapitre ont permis de montrer les principaux avantages de ce concept par rapport aux solutions existantes. Ceux-ci sont résumés dans le *Tableau II-3*.





















	Réseau Classique	Réseau Lacunaire	ARFFR
Nombre de contrôle			
Degrés de liberté			
Complexité du BFN			
Gestion d'adaptation active			
Efficacité globale			
Coût			

Tableau II-3 : Avantages et inconvénients des différents types de réseaux

Maintenant que toutes les règles de dimensionnement à maîtriser pour concevoir une ARFFR ont été décrites pour aboutir à des performances satisfaisantes, nous allons les employer dans la suite pour valider expérimentalement les potentialités de ce concept à optimiser les performances globales, et notamment les niveaux de ROS actif. Cet objectif constitue l'enjeu du chapitre suivant.



## VIII - Bibliographie du chapitre 2

- [1] R. Harrington et J. Mautz, « Pattern synthesis for loaded N-port scatterers », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, n° 2, p. 184-190, mars 1974.
- [2] Y. Abdallah, C. Menudier, M. Thevenot, et T. Monediere, « Investigations of the Effects of Mutual Coupling in Reflectarray Antennas », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, n° 2, p. 49-61, avr. 2013.
- [3] F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot, E. Arnaud, et T. Monediere, « Reconfigurable Parasitic Element Antenna Using Reflection Phase Shifters », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, p. 775-778, 2015.
- [4] F. Fezai, « Synthèse d'architectures d'antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux : Application au projet Remote Wake Up (RWU) », thèse de doctorat, Limoges, 2013.
- [5] M. Thevenot *et al.*, « Synthesis of Antenna Arrays and Parasitic Antenna Arrays with Mutual Couplings », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, p. 1-22, 2012.
- [6] A. Oueslati, « Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride », thèse de doctorat, Limoges, 2015.
- [7] C. Menudier *et al.*, « Synthesis of a 2D reconfigurable parasitic element antenna », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, p. 878-881.
- [8] E. Schneider, R. Staraj, E. Cambiaggio, et O. Benevello, « Reduced time modeling of microstrip antenna arrays using equal-current sub-array decomposition », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, n° 3, p. 1606-1609, mai 1995.
- [9] R. Staraj, E. Cambiaggio, et A. Papiernik, « Infinite phased arrays of microstrip antennas with parasitic elements: application to bandwidth enhancement », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, n° 5, p. 742-746, mai 1994.
- [10] A. K. Skrivervic et J. R. Mosig, « Finite phased array of microstrip patch antennas: the infinite array approach », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, n° 5, p. 579-582, mai 1992.
- [11] « Système d'antenne réseau multifonctions », *entreprises.cnes.fr*. Disponible sur: <https://entreprises.cnes.fr/fr/le-transfert-de-technologies/nos-100-brevets-et-logiciels/telecommunications-navigation/systeme>.







# CHAPITRE III. GESTION DU ROS ACTIF DANS LES ARFFR

<b>I - Introduction</b> .....	<b>99</b>
<b>II - Voie1 : Gestion des problématiques de désadaptation liées aux couplages par ondes de surface</b> .....	<b>100</b>
<i>II.1 - Couplages par ondes de surface</i> .....	100
<i>II.2 - Présentation de la cellule unitaire</i> .....	104
II.2.1 - Description du formalisme périodique .....	106
II.2.2 - Application à l'analyse de la cellule .....	106
II.2.3 - Solutions limitant l'apparition des ondes de surface.....	109
<i>II.3 - Solution proposée</i> .....	112
II.3.1 - Présentation de la cellule unitaire en ajoutant une cavité d'air.....	112
<b>III - Voie2 : Gestion du ROS actif dans les réseaux d'antennes – application à une ARFFR</b> .....	<b>114</b>
<i>III.1 - Structure d'étude et problématique</i> .....	114
<i>III.2 - Evaluation de performances</i> .....	118
<i>III.3 - Validation expérimentale</i> .....	120
III.3.1 - Présentation du prototype.....	120
III.3.2 - Mesure du ROS actif.....	121
<b>IV - Conclusion</b> .....	<b>136</b>
<b>V - Bibliographie du chapitre 3</b> .....	<b>137</b>







## I - Introduction

Dans les réseaux d'antennes, les couplages mutuels inter-éléments ont un impact important sur les performances d'antennes et notamment sur le ROS actif. Ceux-ci sont dus aux effets simultanés du rayonnement en espace libre et de la propagation d'ondes de surface dans le cas des antennes imprimées. Ce phénomène est un critère fondamental qu'il faut donc considérer lors de la conception des réseaux d'antennes.

Dans les chapitres précédents, nous avons mis en évidence les problèmes liés aux couplages inter-éléments. Les interactions parasites qu'ils produisent peuvent nuire le fonctionnement du réseau : perturbation du rayonnement (apparition des zéros, gain) et problématiques du ROS actif. Pour contourner les problèmes de ce dernier, les solutions mises en jeu concourent à la complexification du circuit de formateur de faisceaux et par conséquent à l'augmentation du coût ce qui le rend incompatible avec les nouveaux besoins du marché.

Au cours de ce chapitre, nous allons étudier les effets du couplage par onde de surface et par onde d'espace et proposer des solutions qui pourront être utilisées dans le cas où les couplages entre éléments rayonnants constituent une problématique majeure.

Pour répondre à ces objectifs, les travaux présentés dans ce chapitre s'orientent autour de deux voies principales :

- Voie 1 : une étude détaillée sur les couplages liés à des ondes de surface et leurs effets. Cette étude est faite, de façon à montrer l'impact des ondes de surface dans la génération des directions aveugles. Pour limiter leur apparition, nous présenterons une solution permettant simultanément la suppression des directions aveugles et la gestion du ROS actif.
- Voie 2 : étude du ROS actif dans les réseaux d'antennes fortement couplés et application à une ARFFR. Les règles de dimensionnement fixées dans le chapitre II seront mises à profit. Notre objectif est de réaliser une démonstration pour valider expérimentalement la capacité de ce concept à gérer le ROS actif. Pour cela, nous utiliserons des circulateurs pour mesurer directement l'adaptation active de l'ARFFR. Nous effectuerons ensuite des comparaisons d'adaptation actives entre mesures et simulations pour différents angles de pointages.



## II - Voie1 : Gestion des problématiques de désadaptation liées aux couplages par ondes de surface

### II.1 - Couplages par ondes de surface

Les substrats diélectriques présents dans les réseaux imprimés peuvent entraîner la propagation d'ondes de surface indésirables générées par les couplages lorsque la permittivité relative du substrat augmente ( $\epsilon_r > 1$ ). Ces ondes de surface générées dans les structures en technologies imprimées sont des modes TE et TM (Transverses Electriques et Transverses Magnétiques). Ces modes sont caractérisés par une atténuation des ondes dans la direction transversale (normale au plan de l'antenne) et ont une constante de propagation réelle supérieure à la fréquence de coupure. Les ondes de surfaces de type TE et TM sont caractérisées par les équations suivantes [1]:

$$TE = k_1 \cos(k_1 h) \pm j k_2 \sin(k_1 h) \quad \text{Équation III-1}$$

$$TM = \epsilon_r k_2 \cos(k_1 h) \pm j k_1 \sin(k_1 h) \quad \text{Équation III-2}$$

$$\text{Avec } k_1 = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - \beta_{SW}^2}, k_2 = \sqrt{k_0^2 - \beta_{SW}^2}, k_0 = w \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Les fréquences de coupures pour chaque mode sont données par la relation suivante :

$$f_{cn} = \frac{nc}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad \text{Équation III-3}$$

Avec : c représente la vitesse de la lumière, h l'épaisseur du substrat et  $n = 0, 2, 4, \dots$  pour les modes  $TM_n$  et  $n = 1, 3, 5, \dots$  pour les modes  $TE_n$ . Le mode  $TM_0$  est le mode fondamental et indépendant de la fréquence de la coupure.

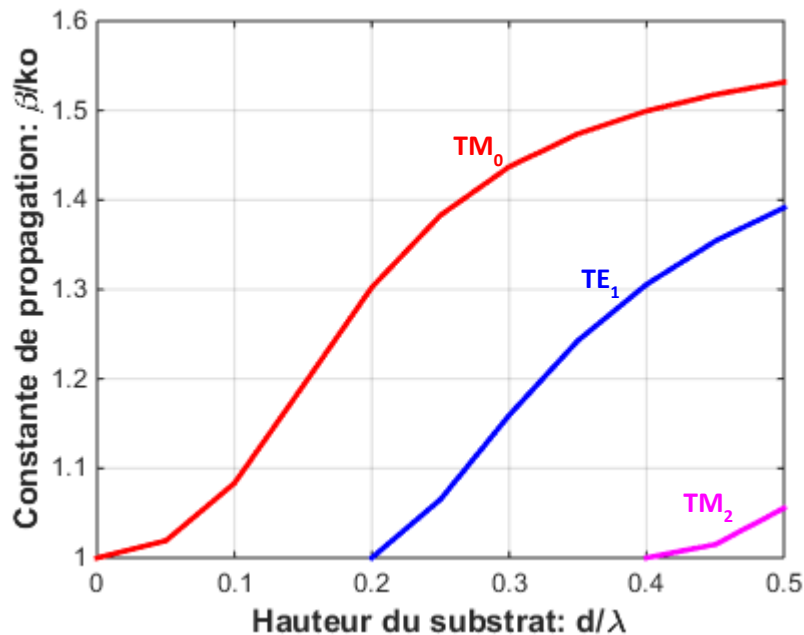
La tendance à la miniaturisation des antennes amène à utiliser des diélectriques plus épais (h) et de plus forte permittivité, ce qui augmente le nombre de modes de surfaces. Dans la pratique, pour éviter la propagation de modes parasites, de manière que seul le mode fondamental  $TM_0$  doit être



présenté dans le substrat, il faut alors choisir une épaisseur du substrat permettant de satisfaire la condition suivante [2]:

$$h \leq \frac{0.3\lambda_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation III-4}$$

A partir de ces équations, il est possible de déterminer la constante de propagation  $\beta_{SW}$ . La *Figure III-1*, représente les constantes de propagation normalisées des ondes de surface se propageant sur un diélectrique d'épaisseur  $d$  et de permittivité  $\epsilon_r = 2.55$  posé sur un plan de masse.



*Figure III-1 : Constante de propagation normalisée des ondes de surface se propageant sur un substrat d'épaisseur  $d$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.55$*

Lorsque la constante de propagation d'un mode de Floquet ( $\beta$ ) définie ci-dessous (Équation III-5) coïncide avec la constante de propagation  $\beta_{TE}$  ou  $\beta_{TM}$  d'une onde de surface transverse électrique ou transverse magnétique supportée par le substrat, l'énergie du réseau est transférée à cette onde de surface, ce qui entrainera en une réflexion totale à l'entrée du réseau. Pour un réseau infini, cette énergie ne peut pas s'échapper de l'interface air-diélectrique à cause des dimensions infinies de la structure. Cependant pour un réseau de dimensions finies, l'onde de surface peut se propager à l'extérieur du réseau et se diffracter sur les bords du diélectrique, ce qui contribue également à une dégradation des performances. Ceci se traduit par un coefficient de réflexion actif qui tend vers l'unité d'une part, provoquant une détérioration des chaînes actives associées aux

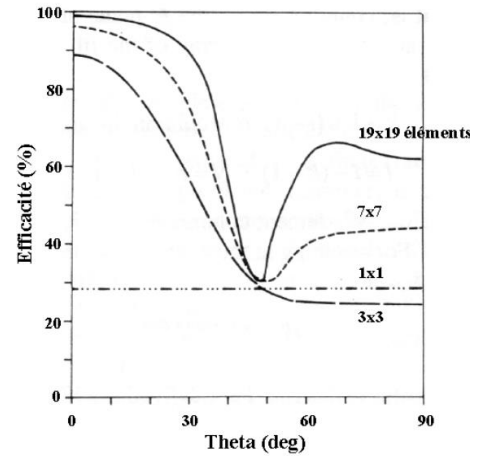
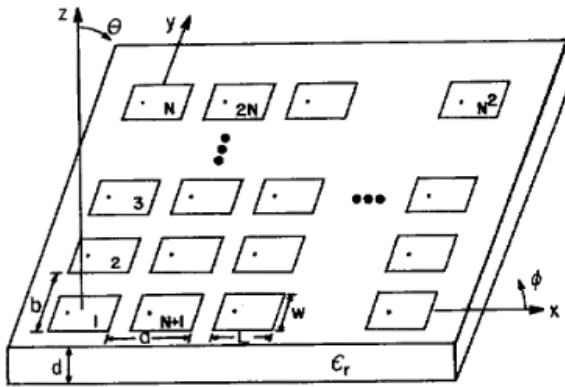


éléments rayonnants, et d'autre part par une annulation du rayonnement dans certaines directions dites « aveugles ». Ce mécanisme fut d'abord introduit par Pozar [1], [3], [4] pour le cas d'un réseau périodique infini de dipôles, puis étendu au cas des antennes micro-ruban rectangulaires de dimensions finies [5], [6].

$$\left(\frac{K_{xm}}{k_0}\right)^2 + \left(\frac{K_{yn}}{k_0}\right)^2 = \left(u + \frac{m\lambda}{d_x}\right)^2 + \left(v + \frac{n\lambda}{d_y}\right)^2 = \left(\frac{\beta_{SW}}{k_0}\right)^2 \quad \text{Équation III-5}$$

Où :  $u = \sin \theta \cos \varphi$ ,  $v = \sin \theta \sin \varphi$ ,  $d_x$  et  $d_y$  sont les distances entre les éléments dans les directions x et y respectivement.

Dans [5], Pozar a étudié l'impact du nombre d'éléments sur l'apparition des directions aveugles dues aux ondes de surface. Sur la *Figure III-2*, on voit clairement l'apparition des pics dus aux angles d'aveuglement à  $\theta = 46^\circ$  dans le cas du réseau infini. Ces pics se combrent et la courbe se lisse à mesure que le réseau devient plus petit, pour disparaître complètement dans le cas d'un petit réseau (3x3).



*Figure III-2 : Géométrie du réseau fini de patches imprimés (à gauche), évolution de l'efficacité d'un panneau en fonction de l'angle d'élévation pour plusieurs dimensions (à droite) [5]*

La localisation des directions aveugles peut être estimée en appliquant l'équation suivante :

$$\theta_{SW} = \sin^{-1} \left( \pm \frac{\lambda}{d} \pm \frac{\beta_{SW}}{k_0} \right) \quad \text{Équation III-6}$$

Où  $d$  est le pas de réseau et  $\beta_{SW}$  la constante de propagation de l'onde de surface

Une représentation sous forme de diagrammes de cercles permet également de déterminer graphiquement le lieu de ces directions aveugles [7]. La Figure III-3 présente des exemples de



diagrammes de cercles pour deux pas de réseaux différents. Dans les deux cas, les diagrammes sont représentés en considérant que seule la première onde de surface TM existe.

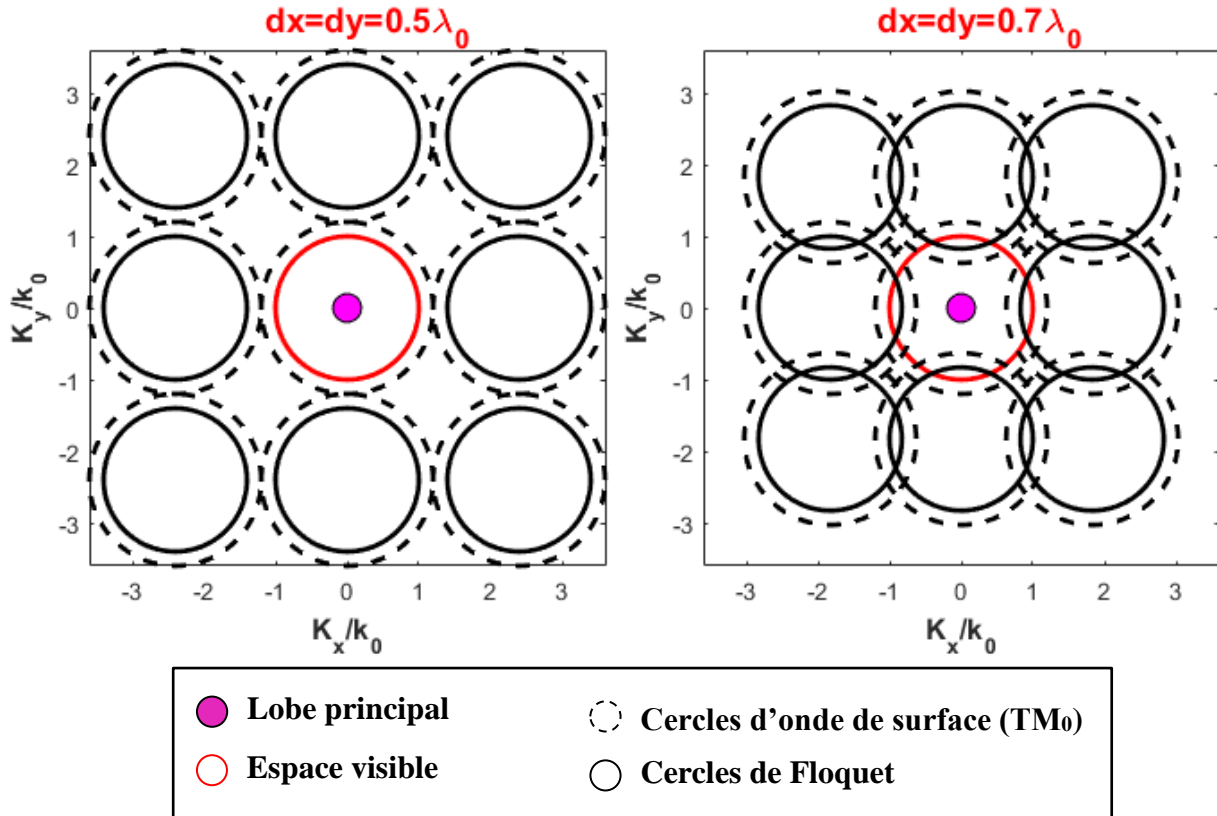


Figure III-3 : Cercles délimitant l'espace visible et les directions aveugles

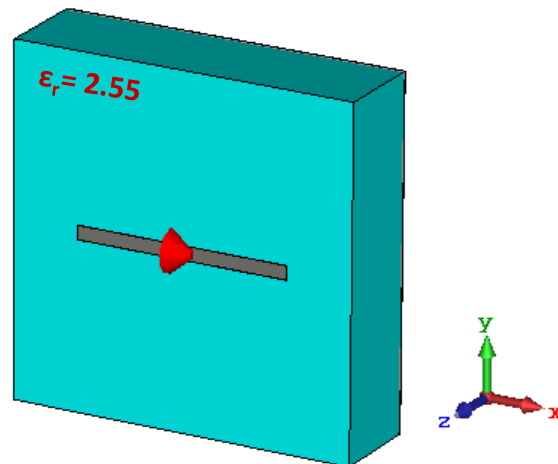
La zone à l'intérieur du cercle en rouge représente la région visible. En effet, tous les points se situant à l'intérieur de ce cercle correspondent à  $k_x^2 + k_y^2 < k_0^2$ . Les cercles des modes Floquet (cercles en noirs) et les cercles de propagation de l'onde de surface de rayon  $\beta_{SW}$  (cercles pointillés) représentent respectivement la position des lobes de réseau et des directions aveugles. Un mode d'ordre supérieur se manifeste comme un lobe de réseau ou une direction aveugle, si le cercle associé entre en intersection avec le cercle du mode fondamental. Dans le premier cas, la cellule élémentaire est égale à une demi-longueur d'onde, nous n'avons donc pas de lobes de réseaux ni de directions aveugles. On voit clairement qu'il y a au maximum un harmonique qui peut se propager et le réseau n'aura donc qu'un seul lobe de rayonnement dans tout le spectre visible. Cependant dans le cas où le pas a été augmenté ( $dx=dy=0.7\lambda_0$ ), l'intersection des cercles montre qu'il y a la possibilité d'avoir plusieurs harmoniques non évanescents et l'antenne produira alors des lobes de réseau et/ou des directions aveugles dans le spectre visible.



## II.2 - Présentation de la cellule unitaire

Afin d'étudier les conséquences d'une direction aveugle sur les performances d'un réseau et notamment sur le ROS actif, nous proposons dans un premier temps d'étudier une architecture présentant une direction aveugle due à une onde de surface.

La cellule unitaire utilisée pour cette analyse est donnée sur la *Figure III-4*. Elle est composée d'un dipôle imprimé sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 2,55$  et d'épaisseur  $d = 0,14\lambda$ . La cellule mesure une demi-longueur d'onde à la fréquence de travail (5 GHz). Étant donné qu'il est question ici d'une validation numérique, la simulation sera simplifiée en remplaçant la sonde coaxiale SMA par un port discret et le maillage retenu sera ici allégé de façon que le modèle soit correct pour une interprétation physique, mais sans objectif de fabrication.



*Figure III-4 : Cellule unitaire utilisée pour l'étude*

Le couplage par onde de surface fait naître de propagation des modes TM. Or, d'après la Figure III-1, seul le mode de type  $TM_0$  se propage dans le substrat considéré ( $d = 0,14\lambda$ ). Dans ce cas, la constante de propagation du mode  $TM_0$  vaut  $\beta_{SW}/k_0 = 1.17$  pour  $d = 0.14\lambda$  ce qui signifie que la direction aveugle va être situé à  $\theta_{SW} = \pm 56.1^\circ$ . Une représentation sous forme de diagrammes de cercles de cette géométrie est donnée sur la *Figure III-5*, permettant d'avoir un aperçu plus précis des valeurs obtenues. Les cercles des modes de Floquet (cercles en noirs) ne possèdent pas de point d'intersection, ce qui indique que cette antenne n'aura pas des lobes de réseau. Cependant, les cercles en pointillés correspondant à l'onde de surface du mode  $TM_0$ , tracés ici pour  $\beta_{SW}/k_0 = 1.17$ , pénètrent dans le domaine visible à  $\theta_{SW} = 56.1^\circ$ , conduisant à l'apparition d'une direction



aveugle, ce qui veut dire que l'onde de surface est fortement excitée lorsque le réseau pointe dans cette direction. Le couplage entre les éléments est donc plus fort pour cette direction de pointage, ce qui explique une dégradation du diagramme élémentaire aux environs de cet angle (nous allons le voir par la suite).

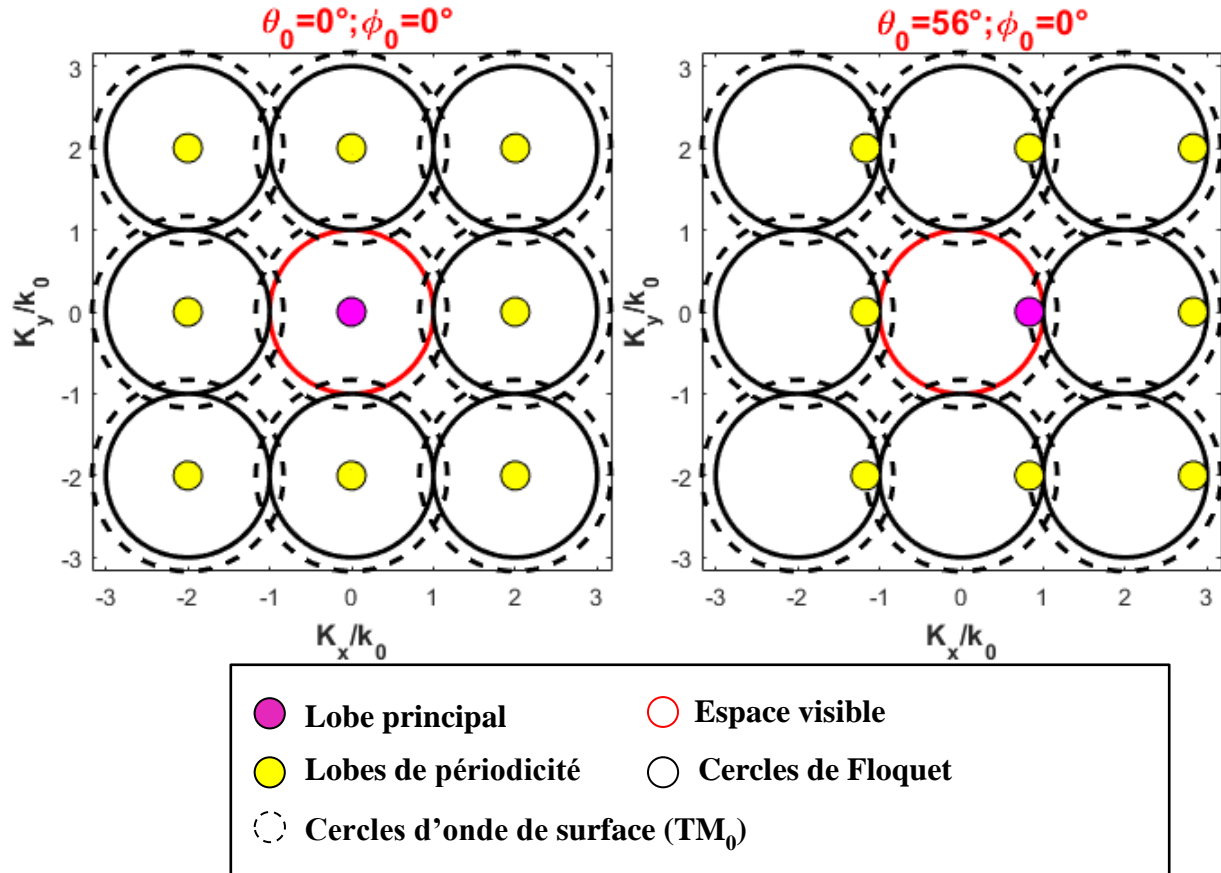


Figure III-5 : diagramme de cercle de la cellule étudiée

Pour interpréter les mécanismes d'apparition des zones aveugles de façon rigoureuse, il est nécessaire d'avoir recours à des approximations pour concevoir des antennes comprenant un nombre d'éléments importants. Nous pourrions donc nous baser sur l'approche périodique infinie. Récemment, le laboratoire XLIM a mis en œuvre une méthodologie de conception originale et adaptée aux grands réseaux périodiques d'antennes. Dans le paragraphe suivant, nous allons nous appuyer sur cette approche qui permet d'extraire la matrice [S] pour n'importe quelle taille de réseau à partir de volumes de simulations réduits [8], [9]. Nous allons l'appliquer à la cellule présentée à la Figure III-4 pour étudier son comportement lors de sa mise en réseau.



### II.2.1 - Description du formalisme périodique

Cette approche est dérivée de concepts bien connus de la littérature [7] afin de reconstruire une matrice [S] fiable, sur une large bande de fréquences. L'originalité de cette méthode consiste à évaluer grâce à un solveur électromagnétique présentant des conditions de périodicité (telles que CST MWS, HFSS ...), les ondes couplées, notées  $b(k_x, k_y)$ , au niveau du port d'alimentation de la cellule, pour l'ensemble conditions de phase  $\varphi_x$  et  $\varphi_y$ , entre 0 et  $2\pi$ , comme illustré sur la *Figure III-6*. Ces conditions de périodicités telles qu'elles sont implémentées dans les simulateurs EM, ne permettent que d'accéder au coefficient de réflexion actif en fonction d'une direction de pointage. Le couplage mutuel est donc implicitement pris en compte lors de l'analyse, mais n'apparaît pas à priori. Il est néanmoins possible de le caractériser explicitement à l'aide de l'analyse de Fourier.

La matrice [S] sera ensuite déterminée à partir des coefficients de réflexion actifs :

$$S_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} b_{k_x, k_y} e^{j(k_x \bar{u}_x + k_y \bar{u}_y) \cdot (\vec{S}_m - \vec{S}_n)} \cdot \partial_{\varphi_x} \cdot \partial_{\varphi_y} \quad \text{Équation III-7}$$

$b_{k_x, k_y}$  est le coefficient de réflexion actif de la cellule infiniment périodique et le couple  $(\vec{S}_m, \vec{S}_n)$  correspond à des indices entiers qui permettent d'identifier les positions des antennes m et n dans le réseau.

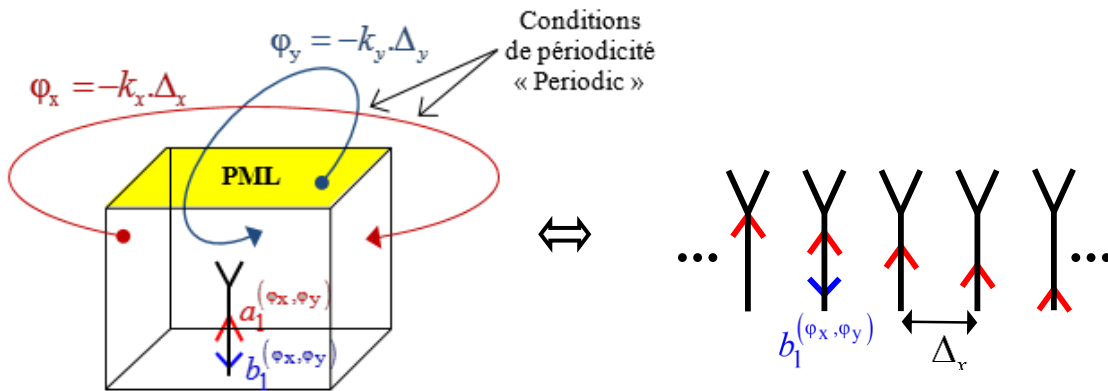


Figure III-6 : Conditions aux limites périodiques appliquées à la cellule unitaire

### II.2.2 - Application à l'analyse de la cellule

Dans cette section, nous avons appliqué les conditions aux limites de type « periodic » autour de la cellule de la *Figure III-4*, pour créer artificiellement le comportement d'un réseau périodique infini, ce qui permet d'étudier l'effet des couplages entre les cellules voisines. En raison de la

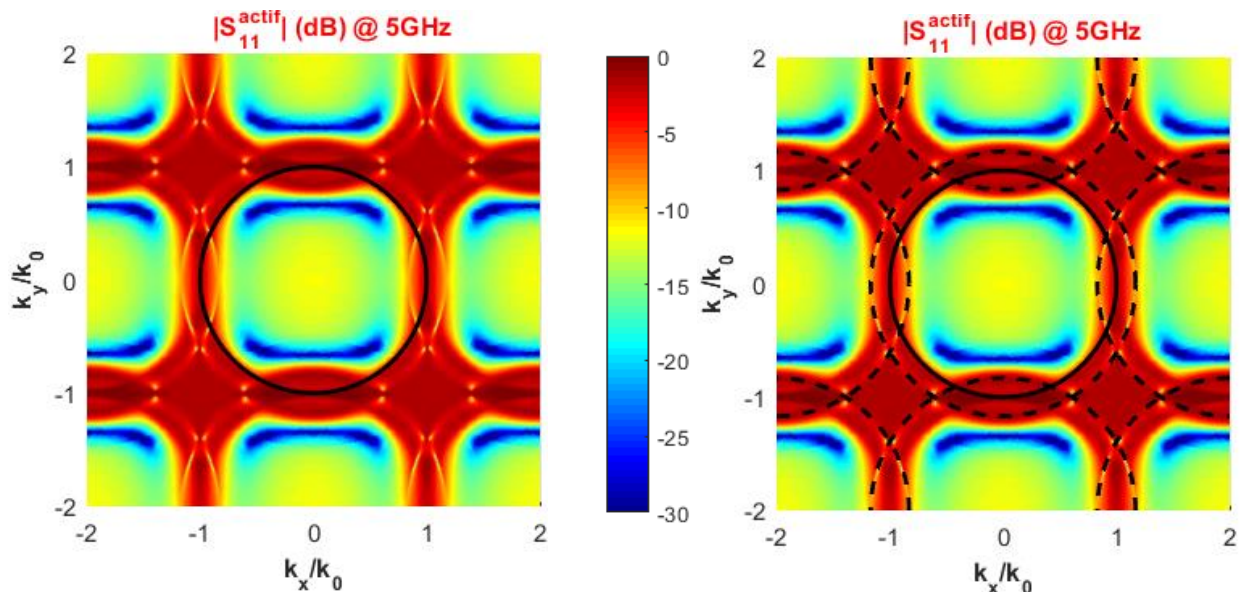




symétrie de la structure, nous avons limité le calcul à une période allant de 0 à  $\pi$  afin de gagner du temps de calcul. Les balayages sur  $\varphi_x$  et  $\varphi_y$  sont réalisés avec des pas d'échantillonnage  $\Delta\varphi_x = \Delta\varphi_y = 2^\circ$ . Une fois le balayage angulaire réalisé, nous pouvons construire les diagrammes de cercles associés à la cellule infiniment périodique. La *Figure III-7* présente ce diagramme de cercle à 5 GHz. Cette représentation permet également de remplir les cercles de coefficients de réflexion actifs en fonction du déphasage à chaque fréquence. De plus, il est utilisé pour prédire la position des directions aveugles et des lobes de réseau. L'intersection entre deux cercles, solutions harmoniques, correspond à l'apparition d'une direction aveugle dans la région visible. On observe donc une direction aveugle qui apparaît lorsque le faisceau est dépointé à  $\theta_0 = 58^\circ$  dans le plan E ( $\phi_x = 152^\circ$  ;  $\phi_y = 0^\circ$ ). Cela produira un coefficient de réflexion actif qui augmente fortement pour tendre vers l'unité dans le plan E ( $k_y = 0$ ), comme illustré sur la *Figure III-8*.

Cependant, il faut noter que dans le plan H ( $k_x=0$ ), l'intersection de deux cercles ne provoque pas une augmentation d'adaptation active aussi importante (*Figure III-8*), Cela s'explique par le fait que l'onde de surface ne peut pas se propager dans le plan H.

Ce résultat montre que la localisation de la direction aveugle est en bon accord avec la valeur calculée théoriquement.



*Figure III-7 : Diagrammes de cercles de la cellule infiniment périodique à 5GHz*



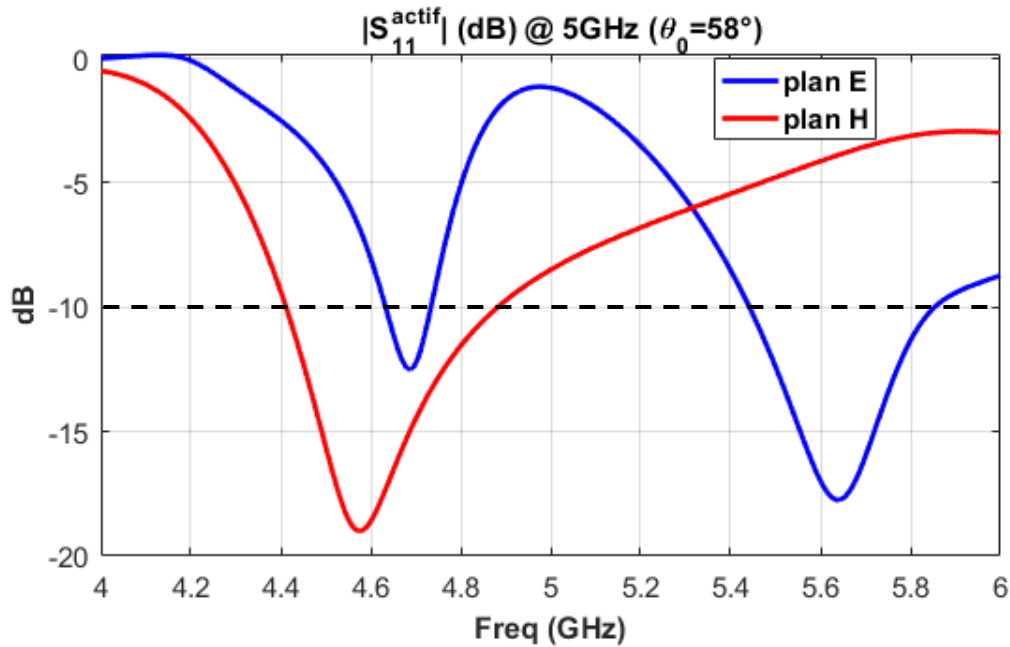


Figure III-8 : Coefficient de réflexion actif à 5GHz (réseau infini)

La méthode utilisée pour extraire la matrice [S] du panneau rayonnant ne permet pas d'aborder la problématique du rayonnement du réseau. Nous proposons d'estimer le rayonnement de ce réseau, sur un panneau rayonnant de taille finie. La Figure III-9 présente le diagramme environné de l'élément central du réseau 20x5 à 5GHz dans le plan E et H.

On constate tout d'abord que le diagramme dans le plan H est pratiquement indépendant de la dimension du réseau. Dans le plan E, par contre, on voit clairement les pics liés à l'angle d'aveuglement à  $\theta_0 = \pm 57^\circ$ , dûs à l'excitation de la première onde de surface ( $TM_0$ ).

Ces résultats montrent que la direction aveugle identifiée sur les diagrammes de cercles coïncide avec les zéros de rayonnement du diagramme élémentaire environné.



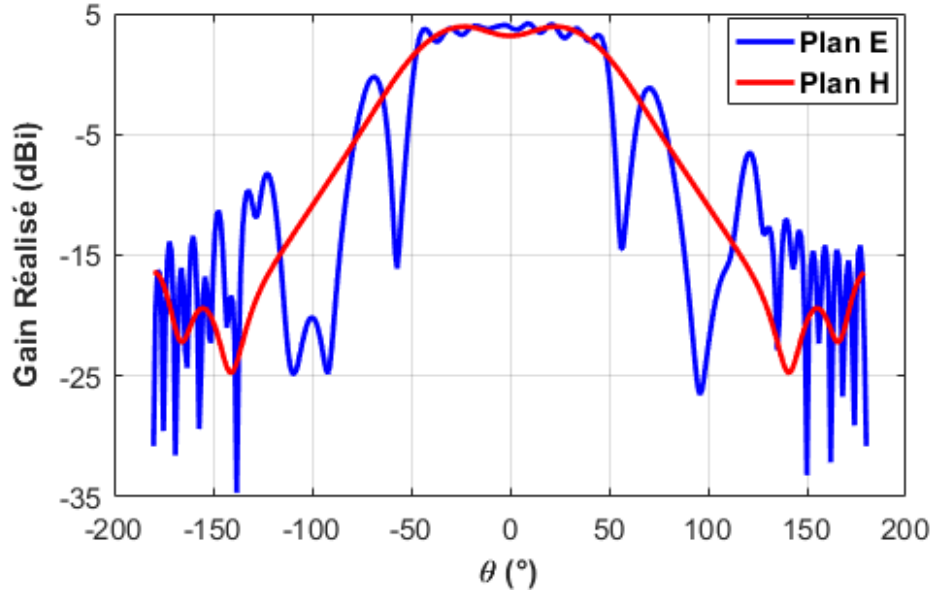


Figure III-9 : Diagramme de rayonnement d'un élément environné du réseau 20x5

### II.2.3 - Solutions limitant l'apparition des ondes de surface

Pour faire face à cette problématique, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature permettant de limiter la contribution de ces ondes de surface, et par conséquent, l'apparition des directions aveugles. Les méthodes les plus conventionnelles sont basées sur la réduction du couplage entre les éléments. Généralement l'introduction de structures de découplage entre les sources du réseau comme les EBGs (Electromagnetic Band Gap, ou structures à Bande Interdite Electromagnétique) permet d'interdire la propagation des ondes de surface. Plusieurs structures ont été développées à partir de matériaux à bande interdite électromagnétique [10]–[12]. La plus connue est la structure à BIE de type mushroom. [13] représentée sur la *Figure III-10*. Elles permettent d'augmenter le niveau d'isolation entre les éléments de 10 à 15 dB sur une large bande de fréquence (1.5 GHz) [14], [15]. Ces solutions présentent aujourd'hui un potentiel intéressant, mais elles souffrent d'une mise en place compliquée et coûteuse.



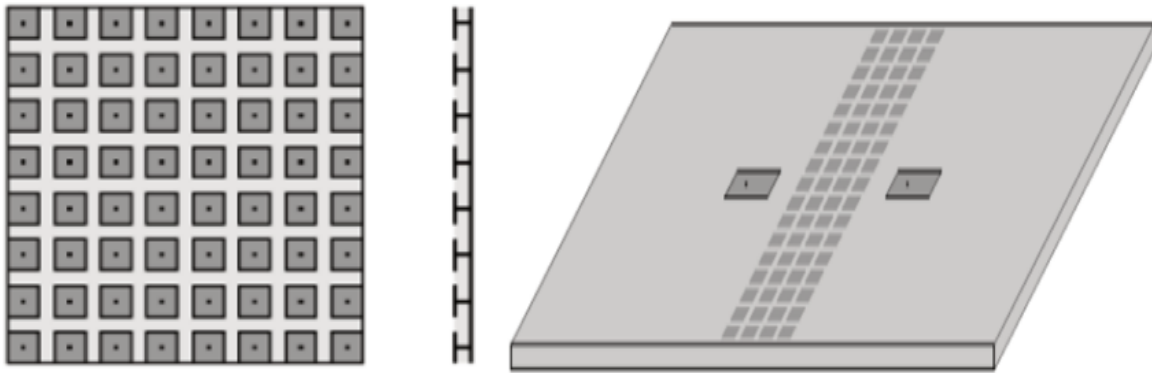


Figure III-10 : Structure M-EBG insérée dans le substrat entre les éléments[14]

Pour pallier certaines contraintes des structures à bande interdite électromagnétique, d'autres techniques ont été développées permettant de conserver les avantages de ces dernières en utilisant des structures DGS (Defected Ground Structures). La structure DGS consiste à créer des motifs (fente) dans les plans de masse de l'antenne pour limiter la propagation des ondes de surface. Basé sur ce principe, deux exemples de réalisations de structures DGS issues de [16], [17] sont présentées dans la Figure III-11. Cette technique a l'avantage d'être peu coûteuse, mais, en contrepartie, elle dégrade fortement le gain et le rayonnement arrière.

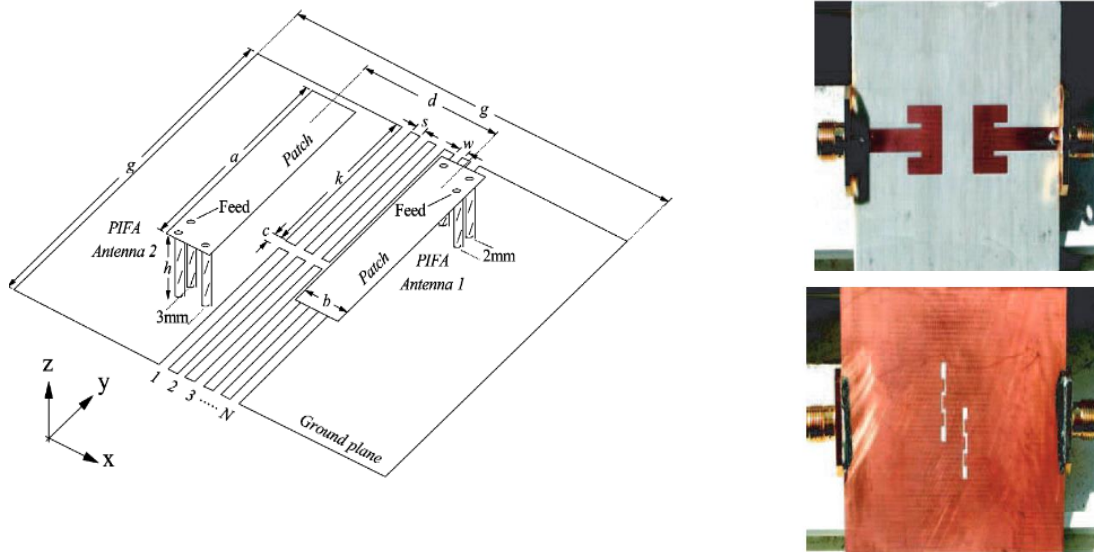
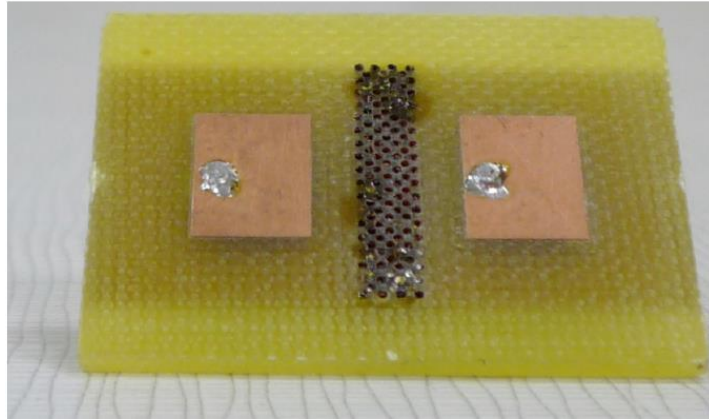


Figure III-11 : Réduction du couplage inter-éléments en utilisant des structures DGS : fentes rectilignes (à gauche), fentes méandrées (à droite)

Ainsi dans [18], [19] les auteurs ont isolé les éléments rayonnants à l'aide de barrières métalliques. En général, ces barrières stoppent la propagation des ondes de surface et permettent d'améliorer

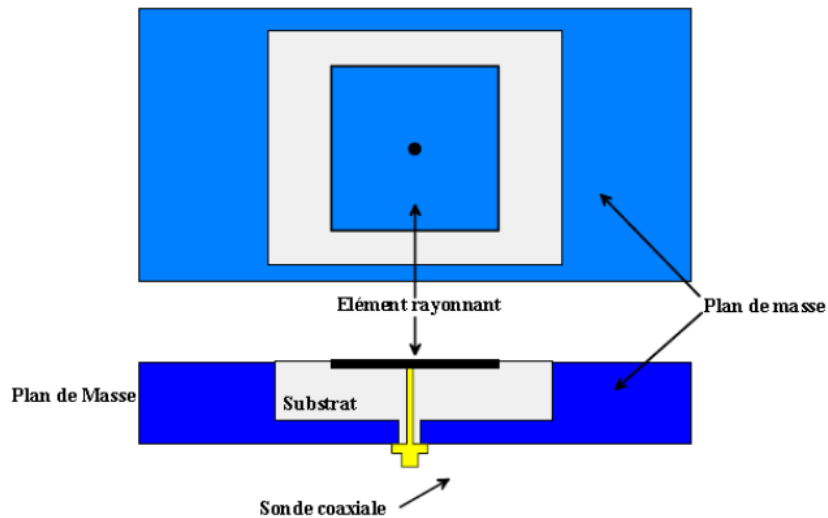


les niveaux de découplages. Cette technique s'avère intéressante, mais possède un coût de fabrication très élevé. Un tel exemple de réalisation est présenté sur la *Figure III-12* [20].



*Figure III-12 : Insertion d'une barrière métallique entre deux antennes*

Il existe aussi des solutions consistant en l'insertion d'une cavité d'air sous l'élément rayonnant. Cette technique permet de réduire la constante diélectrique du substrat [21] et donc d'augmenter l'efficacité ainsi que la bande passante de l'antenne, sans subir la problématique des ondes de surface (*Figure III-13*). Cette technique a été adaptée à toute forme de patches (carré, circulaire, elliptique). Dans la suite on se propose d'évaluer l'effet de cette technique pour éliminer les directions aveugles observées sur la *Figure III-9*.



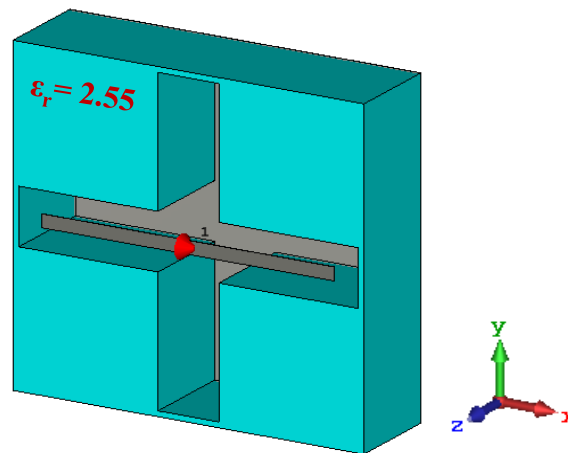
*Figure III-13 : Insertion d'une cavité dans l'antenne imprimée*



## II.3 - Solution proposée

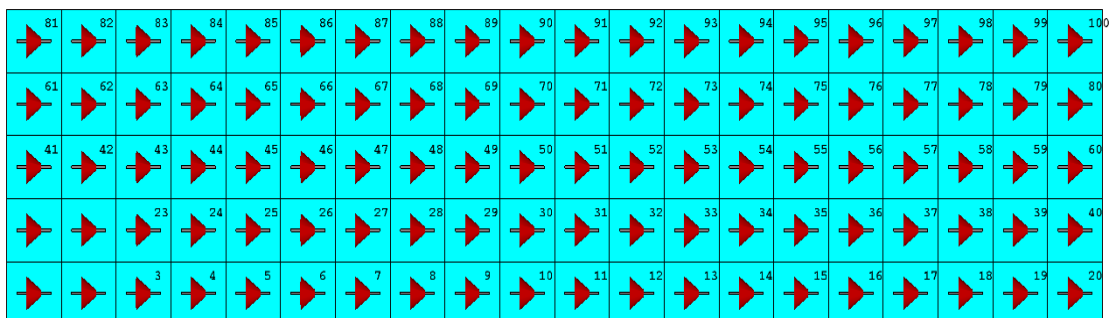
### II.3.1 - Présentation de la cellule unitaire en ajoutant une cavité d'air

Dans cette partie, nous avons étudié la possibilité de supprimer la direction aveugle due à une onde de surface en retirant une partie du substrat. La conception de l'antenne proposée est illustrée à la *Figure III-14*. Une partie en forme de croix est enlevée du substrat autour du dipôle et forme une cavité d'air afin d'empêcher les ondes de surface de se propager dans le substrat. L'approche présentée ici n'est pas forcément compatible d'une réalisation (sauf en faisant des inclusions de Rohacell). Ici, l'objectif est plutôt de montrer s'il est possible de limiter la direction aveugle par cette approche, uniquement sur un modèle numérique en simulation.



*Figure III-14 : dipôle imprimé en supprimant une partie du substrat*

Cette cellule est ensuite associée dans un réseau rectangulaire périodique de 20 x 5 éléments afin de comparer l'intérêt par rapport au réseau conventionnel de même taille (*Figure III-15*).



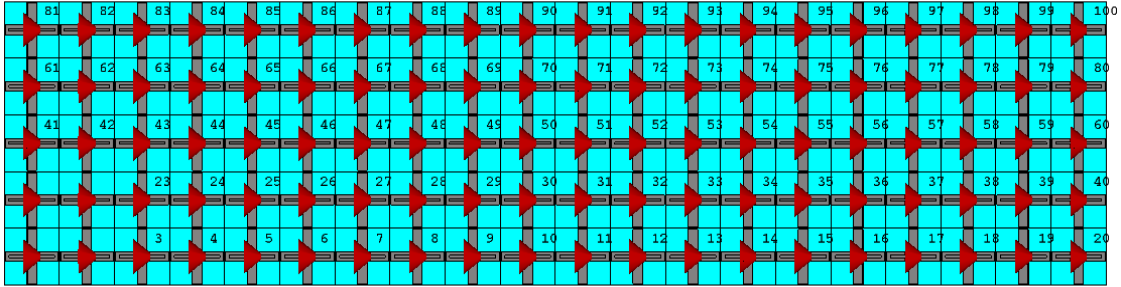


Figure III-15 : réseau de 20x5 dipôles imprimés : conventionnel (haut) et avec insertion d'une cavité d'air (bas)

Les Figure III-16 et Figure III-17 permettent de comparer les performances en termes de gain réalisé et d'adaptation active du réseau étudié avec un réseau classique (sans enlever une partie du substrat). Dans le cas du réseau classique, on distingue bien une direction aveugle qui apparaît avec une remontée de coefficient de réflexion actif dans la direction  $\{\theta_0 = 57^\circ | \varphi_0 = 0^\circ\}$  (courbe en bleue). L'utilisation d'éléments rayonnants de types dipôle à cavité à la place des dipôles classiques a efficacement rejeté la direction aveugle tout en gérant l'adaptation active du réseau lorsque le faisceau est dépointé à  $57^\circ$  (courbe en rouge).

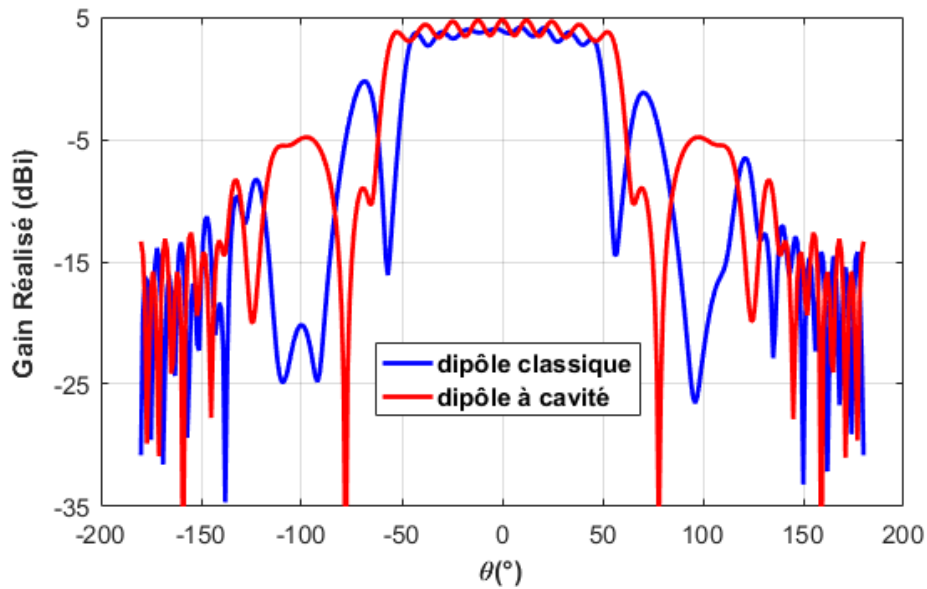


Figure III-16 : Comparaison du diagramme de rayonnement élémentaire du réseau 20 x 5 (élément central) dans le plan E à 5 GHz : (courbe bleue) dipôle classique, (courbe rouge) dipôle à cavité



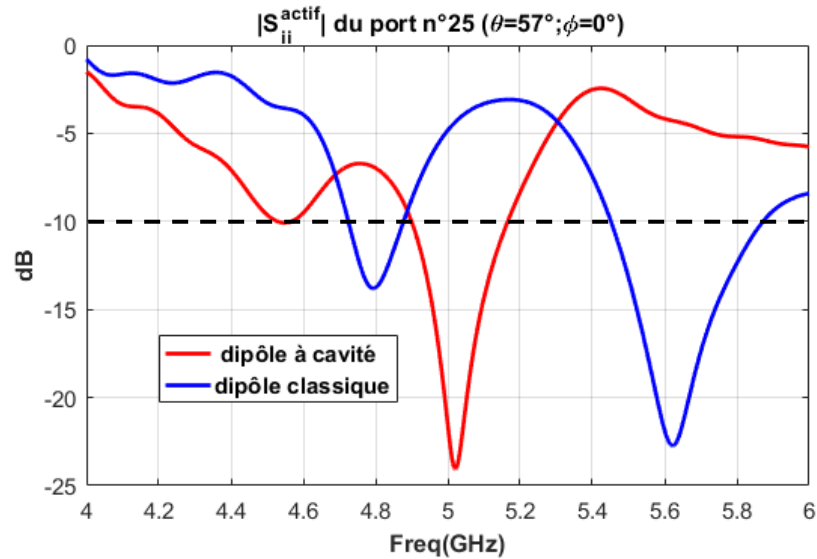


Figure III-17 : Comparaison du coefficient de réflexion actif du réseau 20 x 5 (élément central) dans le plan E à 5 GHz : (courbe bleue) dipôle classique, (courbe rouge) dipôle à cavité

Les directions aveugles sont une des causes de la dégradation du ROS actif dans les réseaux d'antennes, avec les couplages. Les résultats précédents montrent qu'une modification de la topologie de la cellule permettait de les limiter. Nous allons maintenant étudier la possibilité d'évaluer globalement l'aptitude de l'ARFFR à gérer le niveau d'adaptation active de l'antenne. Nous ne nous focaliserons pas sur la gestion d'une direction aveugle, mais sur l'aptitude à gérer dynamiquement le niveau des coefficients de réflexion actifs.

## III - Voie2 : Gestion du ROS actif dans les réseaux d'antennes – application à une ARFFR

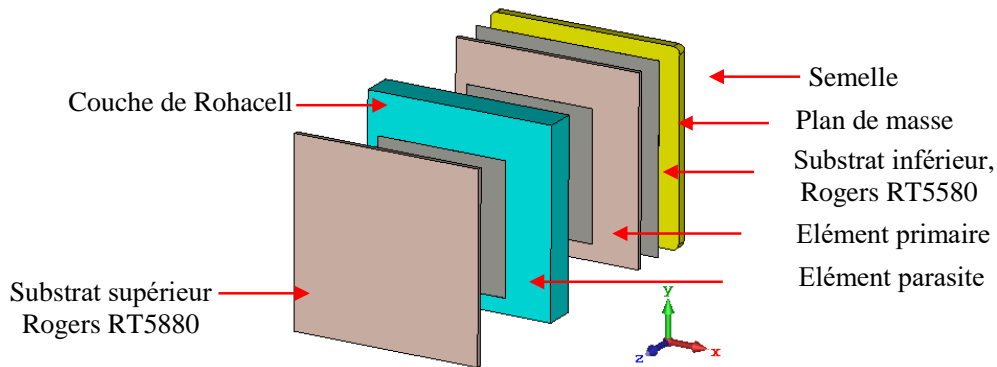
### III.1 - Structure d'étude et problématique

Dans cette partie, nous allons nous baser sur l'architecture d'antenne développée dans le cadre de la thèse de doctorat d'Amel Maati [9]. Cette architecture est basée sur une cellule élémentaire de type patch à double toit de façon à obtenir une antenne adaptée sur une bande passante de l'ordre de 13% autour de 2.45 GHz. Le choix de l'alimentation s'est porté vers une excitation par sonde





coaxiale, cette dernière est disposée dans le plan  $\varphi=0^\circ$ . La géométrie de cette cellule est donnée sur la *Figure III-18*. Ses dimensions sont reportées dans le *Tableau III-1*.

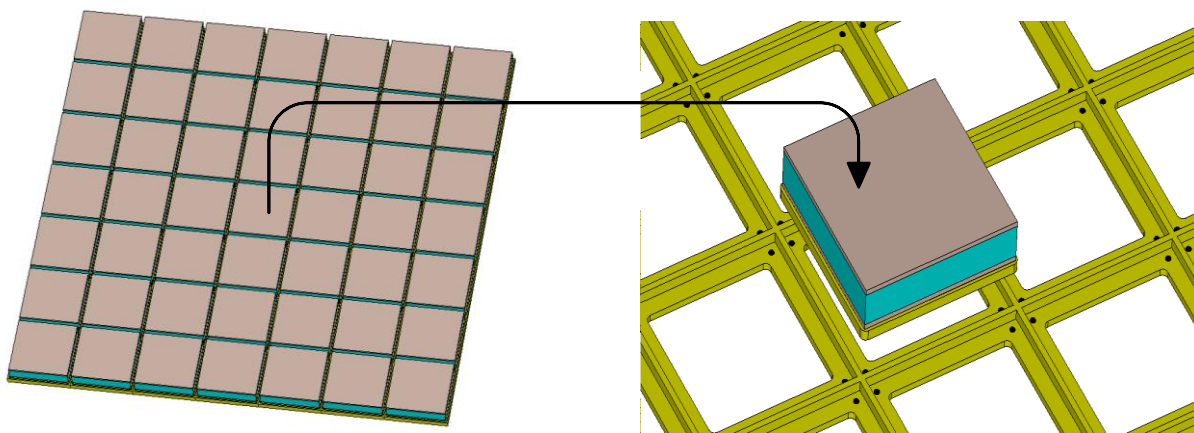


*Figure III-18 : Cellule unitaire utilisée pour l'étude*

Paramètre	Largeur toit supérieur	Largeur toit inférieur	Longueur toit supérieur	Longueur toit inférieur	Hauteur RT5880	Hauteur Rohacell
Valeur	41mm	40.5mm	41mm	40.5mm	1.524mm	10mm

*Tableau III-1 : Paramètres de conception de la cellule élémentaire utilisée*

Cette cellule est ensuite associée dans un réseau de 7 x 7 éléments répartis sur une grille carrée avec une taille de maille de 63mm. La représentation du réseau simulé est donnée sur la *Figure III-19* et les paramètres S obtenus sont donnés à titre indicatif sur la *Figure III-20*. Les paramètres S permettent de constater une adaptation de l'ordre de 13% et des niveaux de couplages pouvant remonter à des niveaux de l'ordre de -10 dB.



*Figure III-19 : réseau 7x7 : vue complète (à gauche), zoom (à droite)*



D'après ce que nous avons vu précédemment, l'architecture d'ARFFR permet de gérer l'adaptation active du réseau pour différentes directions de pointages. Avant de montrer l'apport des charges réactives pour la gestion du ROS actif, nous allons montrer les conséquences des couplages sur le ROS actif dans le cas où les éléments sont fortement couplés. Nous rappelons que l'antenne proposée possède un comportement fortement défini par des couplages mutuels. En effet, le fort couplage entraîne une désadaptation de l'antenne si le réseau est utilisé de façon classique. Cependant, par rapport au concept étudié, il faut privilégier des structures avec des forts niveaux de couplages pour tenter de les exploiter lors de la phase de synthèse.

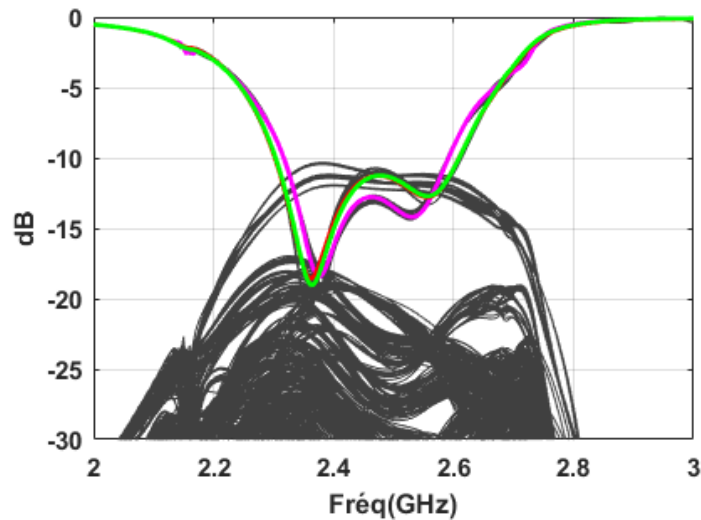


Figure III-20 : Paramètres S du réseau

Pour évaluer le comportement du ROS actif sur le réseau complet, nous allons l'étudier sous la forme d'un histogramme en 3D pour un ensemble de directions  $\theta$  comprises entre  $0$  et  $60^\circ$ , par pas de  $20^\circ$ . Par exemple, sur la Figure III-21, les barreaux bleu-foncé expriment le nombre de ports dont les ROS actifs sont inférieurs ou égaux à  $1.4$ , pour chaque fréquence entre  $2.35$  et  $2.5$  GHz (pas de  $0.05$  GHz). Les barreaux jaune-moutarde représentent le nombre de ports ayant leur ROS actif compris entre  $1.6 < \text{ROS actif} \leq 2$ . Le Tableau III-2 donne les coefficients de réflexions relatifs associés à chaque valeur de ROS.

Dans le cas d'un réseau entièrement excité, on observe que plusieurs éléments ont un ROS actif compris entre  $1.4$  et  $2$ , c'est-à-dire un coefficient de réflexion actif au-dessous de  $-10$  dB. Des niveaux supérieurs à  $2$  peuvent cependant être atteints, ce qui correspond à un coefficient de réflexion actif supérieur à  $-10$  dB. Cela peut poser des problèmes de fonctionnement lorsque des chaînes actives (amplificateurs de puissance ou LNA) sont connectées en amont des éléments



rayonnants. Par conséquent, sans ajouter des éléments de protection tels que des circulateurs ou des isolateurs, les performances de l'antenne peuvent se détériorer fortement.

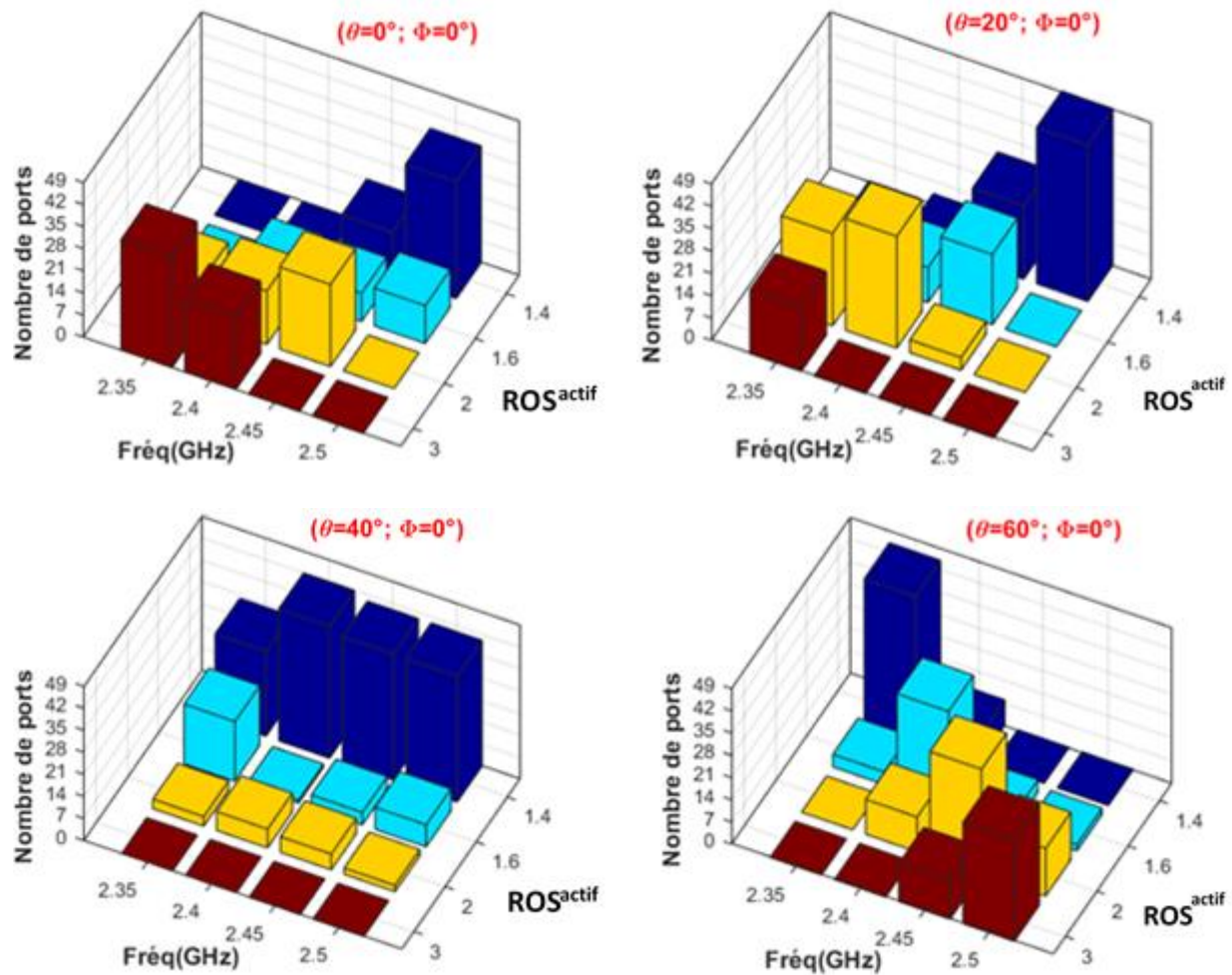


Figure III-21 : Nombre d'éléments en fonction du ROS actif et du dépointage en élévation dans le plan  $\varphi_0=0^\circ$  d'un réseau totalement excité

Pour les applications à faible coût, l'utilisation de circulateurs représente un coût et un encombrement supplémentaire, associé à une réduction de l'efficacité du système. L'objectif du réseau à formateur de faisceaux réduit est de gérer le ROS actif grâce à la présence des charges appliquées aux éléments parasites (RTPS- Reflection Type Phase Shifter) et les couplages, tout en évitant le recours à des circulateurs. Les RTPS ne sont pas considérés comme un surcoût car il existe également des déphaseurs en transmission (TTPS- Transmission Type Phase Shifter) dans le réseau classique pour la formation de faisceaux. De plus, l'intégration d'un déphaseur reste plus simple qu'un circulateur. L'avantage majeur reste cependant la possibilité de recombinaison de l'onde



ré-émission pour maintenir l'adaptation, ce qui est un atout majeur pour éviter une dégradation de l'efficacité du panneau rayonnant.

ROS	1	1.4	1.6	2	3
$ S_{ii} $	0	0.167	0.203	0.33	0.5
$ S_{ii} _{dB}$	$-\infty$	-15.5	-12.7	-9.54	-6

Tableau III-2 : Coefficients de réflexions relatifs à chaque valeur de ROS

### III.2 - Evaluation de performances

Nous poursuivons l'étude du panneau précédent, en le configurant pour un fonctionnement en tant qu'ARFFR. Pour cette partie, nous proposons d'effectuer des synthèses sur le cas le plus pertinent du chapitre II. Pour cela, nous choisissons de conserver la configuration 4 avec 18% d'éléments excités. Cette répartition est représentée sur la *Figure III-22*. La contrainte de l'adaptation active est fixée à -10 dB entre 2.35 et 2.5 GHz.

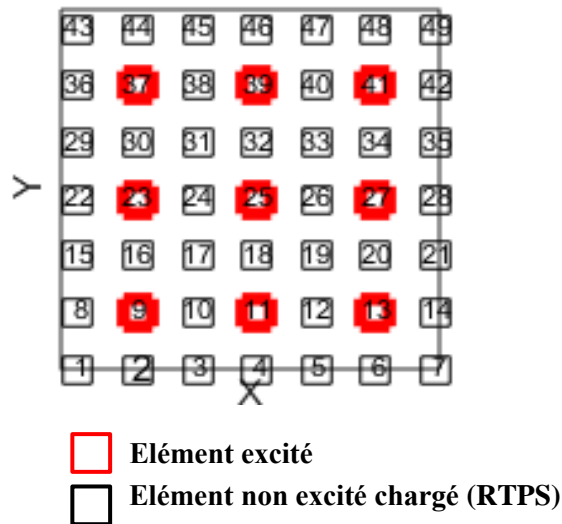


Figure III-22 : distribution des éléments excités

Sur la *Figure III-23*, le ROS actif est considérablement amélioré et se situe autour de 1.6 dans les pires cas, ce qui correspond à un coefficient de réflexion actif inférieur à -12 dB sur toute la bande. Ce qui implique que la contrainte fixée à -10 dB a bien été respectée et que le réseau reste toujours adapté quelle que soit la direction de pointage. Physiquement, cette représentation nous permet



d'illustrer le rôle des charges réactives matérialisées par des déphaseurs en réflexion, qui agissent comme des degrés de liberté, sur la gestion de l'adaptation active et la formation du faisceau. Il est intéressant de noter que dans le cas d'un réseau totalement excité, le processus de synthèse ne pouvait pas satisfaire la même contrainte fixée sur le niveau d'adaptation active.

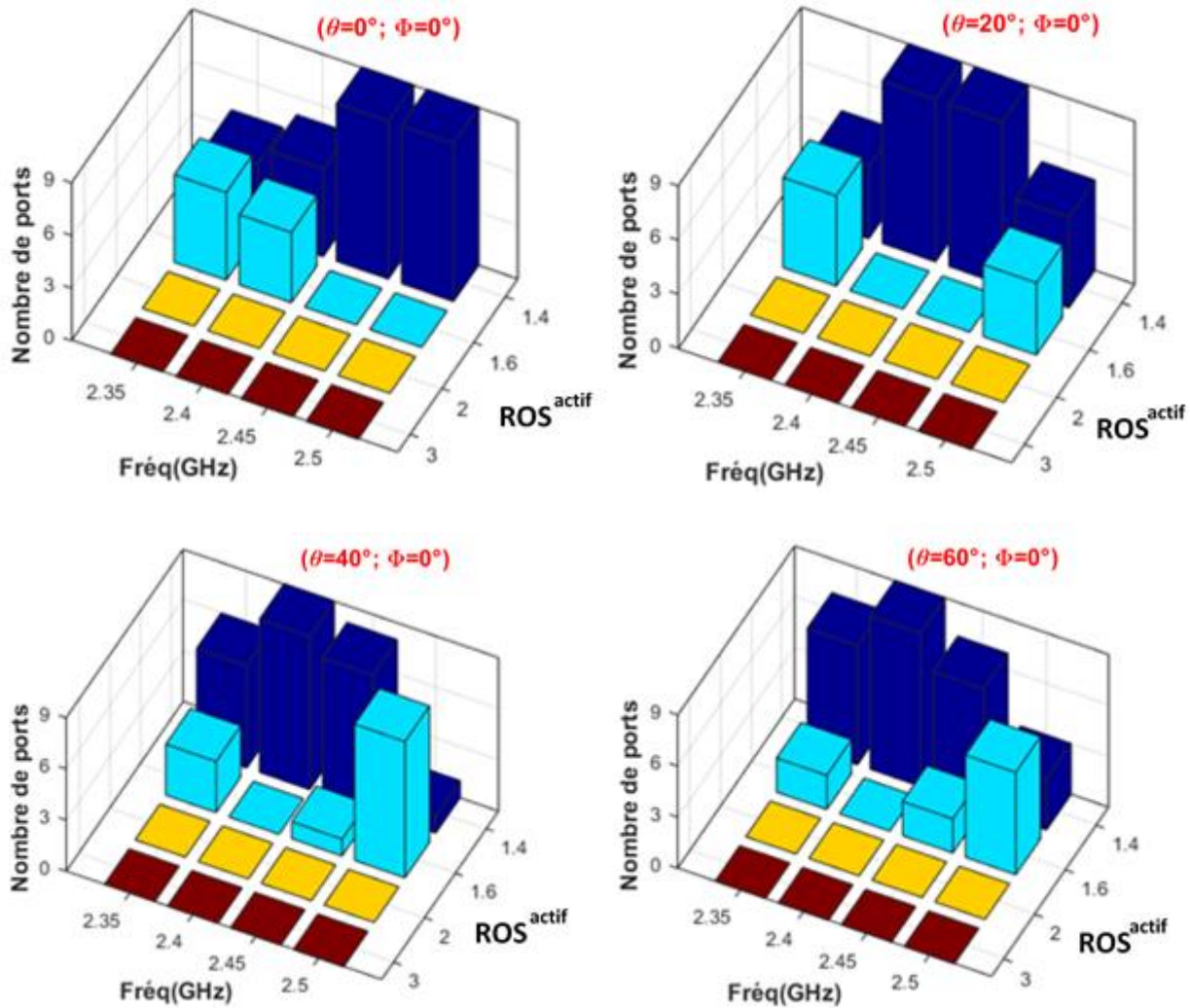


Figure III-23 : Nombre d'éléments en fonction du ROS actif et du dépointage en élévation pour un pointage en  $\varphi_0=0^\circ$ , cas avec 9 éléments excités

Nous avons comparé le diagramme de directivité du panneau de 49 patches à double toit entièrement alimenté avec l'ARFFR dont seulement 9 éléments sont excités. Ceci est présenté sur la Figure III-24. Nous pouvons voir qu'en supprimant 82% d'éléments excités, un écart de directivité inférieur en moyenne à 2 dB pour différents angles de pointage est obtenu par rapport au réseau de référence totalement excité. Ce résultat est très intéressant en considérant que seulement 18% des éléments sont alimentés directement et que le système reste adapté. Il faut toutefois le pondérer en



rappelant que dans cet exemple, les phases à la réflexion sont réalisées par des dispositifs considérés sans pertes, ce qui ne sera pas le cas dans la pratique. Nous devons donc conforter ce résultat.

Cette étude montre néanmoins qu'il est possible d'obtenir un compromis entre l'optimisation du ROS actif et la directivité, grâce à la présence des charges appliquées aux éléments parasites.

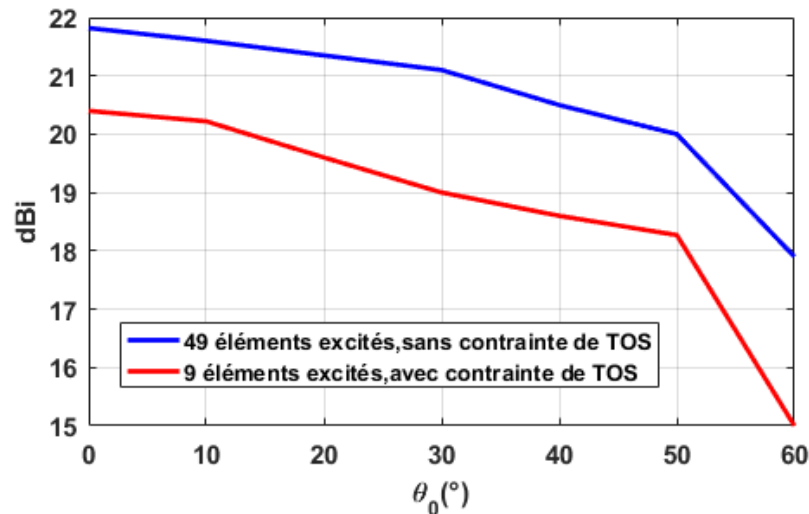


Figure III-24 : Comparaison de directivité à 2.45 GHz du réseau 7x7 obtenus avec 49 éléments excités (courbe bleue), avec 9 éléments excités (courbe rouge)

La prochaine étape consiste à mettre en œuvre expérimentalement ce concept.

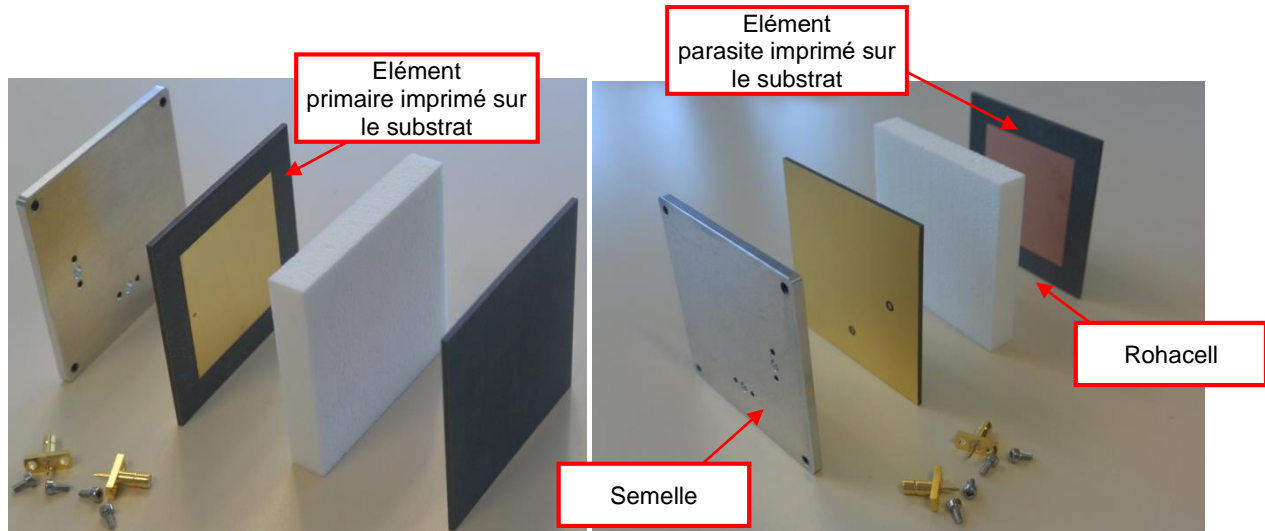
### III.3 - Validation expérimentale

#### III.3.1 - Présentation du prototype

De façon à proposer une validation des résultats précédents, nous proposons de présenter des résultats expérimentaux obtenus sur un démonstrateur fabriqué au laboratoire, composé de 49 éléments fonctionnant autour de 2.45 GHz. Le but de ce paragraphe est de valider expérimentalement la capacité du concept à gérer le ROS actif avec seulement une partie des éléments rayonnants alimentés par voie directe. Si nous parvenons à gérer le ROS actif expérimentalement à la fréquence de 2.45 GHz, pour cette démonstration de principe, nous serons assurés qu'il fonctionne aussi pour les fréquences explorées pour la 5G, en transposant le système.



Le prototype a été réalisé lors d'une thèse précédente [9] et correspond aux illustrations des *Figure III-18* et *Figure III-19*. La *Figure III-25* présente la cellule unitaire fabriquée et la *Figure III-26* montre le réseau de 49 éléments assemblé.



*Figure III-25 : Cellule unitaire fabriquée*



*Figure III-26 : Réseau de 49 éléments*

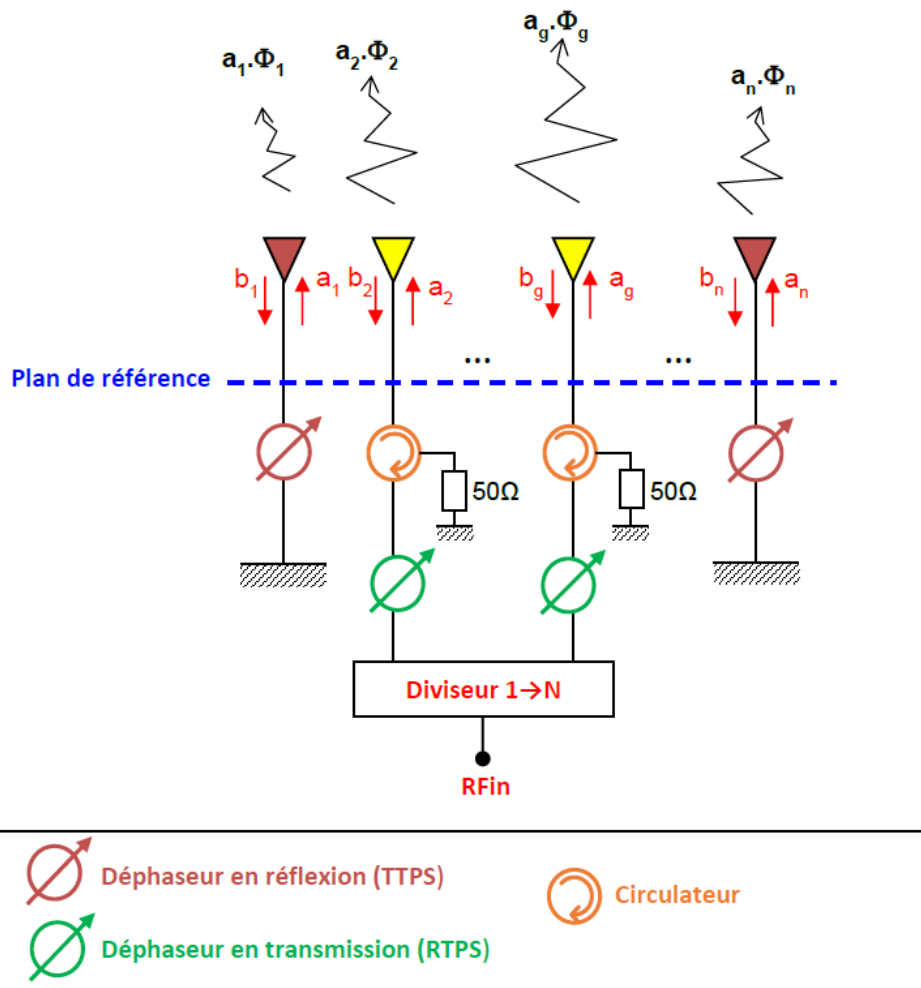
### **III.3.2 - Mesure du ROS actif**

#### **III.3.2.1 - Procédure de mesure**

Dans cette partie, nous allons aborder les différents éléments nécessaires à la mise en œuvre et à la réalisation du concept à formateur de faisceaux réduit en configuration multi-excitations. Le



schéma de la *Figure III-27* résume les briques de bases nécessaires pour mettre en œuvre cette antenne.



*Figure III-27 : Schéma pour la mise en œuvre du concept d'ARFFR*

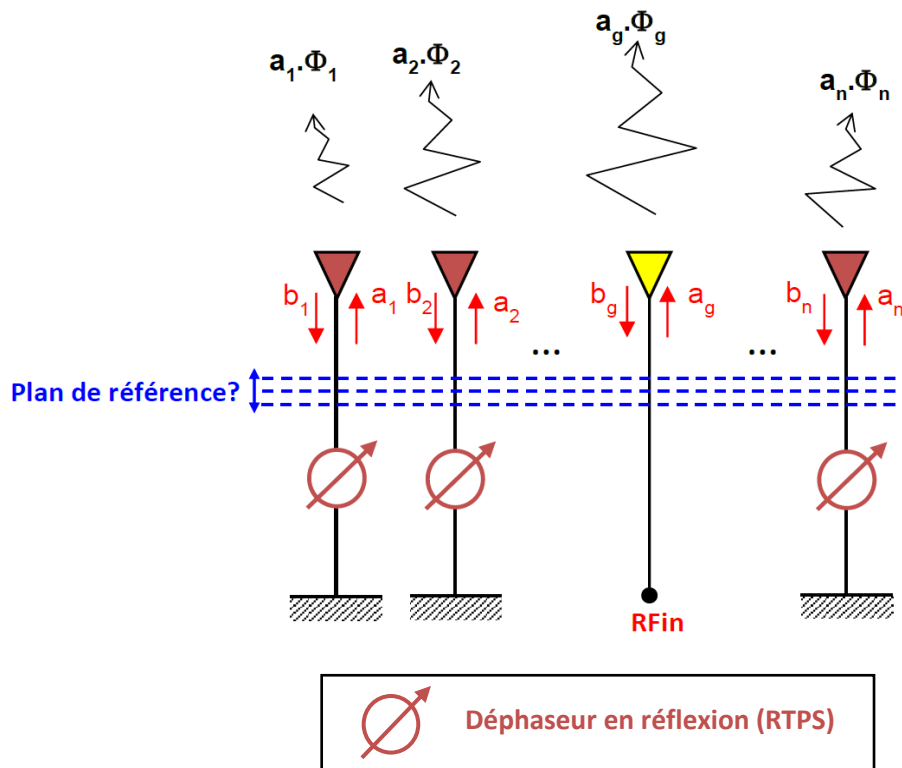
La mise en œuvre de ce type d'antenne nécessite alors l'utilisation des déphaseurs en réflexion (RTPS) qui permettent de synthétiser les charges réactives à connecter aux éléments parasites, un déphaseur en transmission (TTPS) sur chaque port excité, un diviseur de puissance pour alimenter les éléments excités d'ARFFR et des circulateurs pour mesurer directement l'adaptation active. Dans ce dernier cas, la charge 50 ohms de l'accès considéré sera remplacée par une connexion à un analyseur de réseau vectoriel (ARV). Les spécifications de ces éléments sont données dans l'Annexe 1. Ces éléments ont été développés à faible coût pour répondre aux exigences d'une architecture reconfigurable la plus générique possible.





Afin de mesurer le ROS actif sur une bande passante donnée, la première étape consiste à définir le plan de référence expérimental afin d'être au plus proche de celui estimé en simulation. Il peut en effet y avoir une incertitude au niveau de celui-ci, car nous utilisons des connecteurs SMB, et que nous faisons un calibrage de l'ARV avec un kit SMA et des transitions. La détermination de la position exacte du plan de référence permet de calculer les phases exactes à injecter dans chaque port du panneau rayonnant pour des objectifs de rayonnement et d'adaptation donnés.

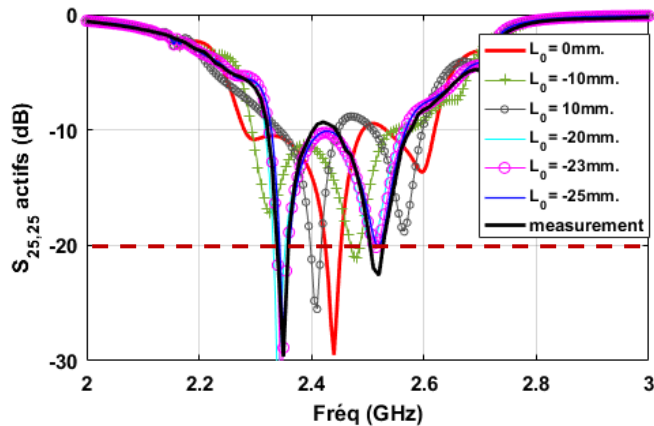
Pour mettre au point la manipulation, nous partons d'une configuration simple, monoexcitation. Seul le port central (n°25) est alimenté, sans adjoindre de déphaseurs en transmission et de circulateurs, et les autres éléments sont considérés comme parasites et sont donc connectés à des déphaseurs en réflexion (48 RTPS), comme illustré sur la *Figure III-28*. Cette manipulation permettra de vérifier si le niveau  $S_{25,25}$  simulé est proche de la mesure. Si on ne retrouve pas exactement le même niveau, il sera nécessaire d'appliquer un offset sur la phase de chaque élément rayonnant. Celui-ci peut être défini analytiquement jusqu'à obtenir une convergence avec la mesure. Une fois le plan de référence corrigé, il est conservé pour toute la suite de la manipulation. Les déphaseurs en réflexion sont réglés pour contribuer à un rayonnement axial.



*Figure III-28 : Etalonnage de la manipulation*



Pour illustrer les résultats du calibrage présenté ci-dessus, la *Figure III-29* compare le paramètre S mesuré de l'élément central du panneau (n°25) avec la simulation pour plusieurs positions du plan de référence, afin de choisir la position optimale. Nous pouvons constater que les courbes les plus proches de celle du  $S_{25,25}$  mesuré (courbe en noir) sont celles qui ont été placées à des positions autour de -20mm.



*Figure III-29 : Comparaison simulation - mesure de l'adaptation  $S_{ii}$  pour le port 25, en fonction de la position du plan de référence*

Afin d'affiner la position, nous effectuons d'autres synthèses (autres jeux de valeurs pour les déphaseurs en réflexion), en faisant varier la contrainte sur le niveau d'adaptation active (-18 dB à 2.45 GHz), toujours pour obtenir un rayonnement axial. Nous présentons les résultats sur la *Figure III-30*, pour 2 valeurs de corrections.

En répétant la même procédure sur quelques synthèses, nous choisissons d'appliquer une correction de  $L_0 = -23$  mm sur le plan de référence. Cette position sera donc conservée pour les différents cas présentés dans la suite. Elle traduit la compensation à effectuer par rapport aux transitions utilisées avec le kit de calibrage.

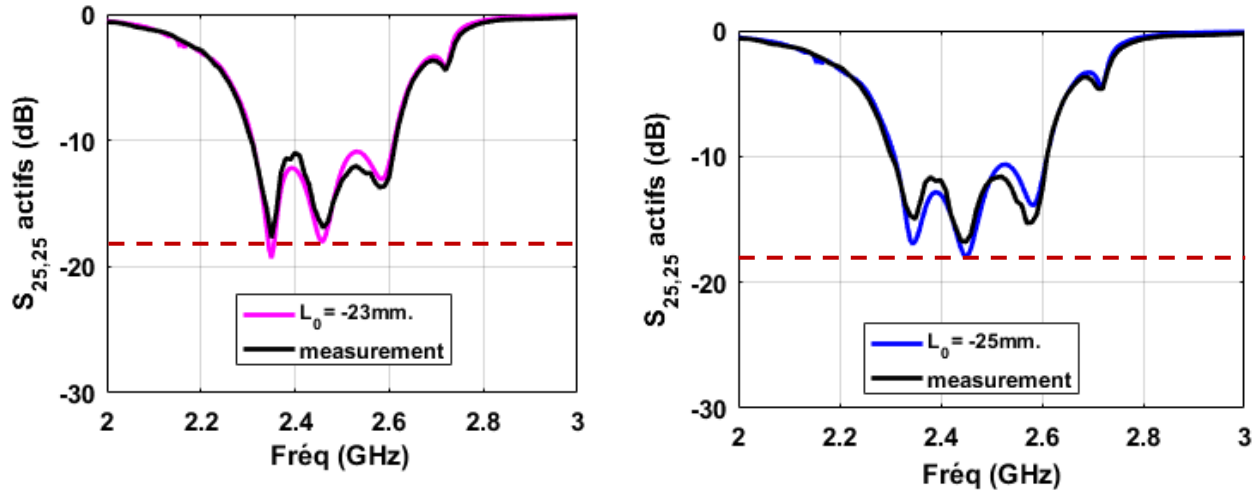


Figure III-30 : Comparaison simulation - mesure de l'adaptation active pour le port 25, pour  $L_0 = -23$  mm et  $L_0 = -25$  mm. La contrainte de l'adaptation active est fixée à -18 dB à 2.45 GHz dans le plan ( $\theta = 0^\circ$  ;  $\Phi = 0^\circ$ )

La deuxième étape consiste à placer sur table le diviseur avec les déphaseurs en transmission et les circulateurs sans les éléments rayonnants, comme le montre la *Figure III-31*, afin de mesurer les pertes en transmission sur chaque voie. Ce schéma permet d'intégrer les pertes des déphaseurs en transmission ( $\sim 3.5$  dB), les pertes d'insertions du diviseur ( $\sim 0.7$  dB), les pertes des circulateurs et les câbles utilisés pour relier ces briques de base. Ce sont les déphaseurs en transmission qui influencent le plus sur ce niveau de pertes.

Afin de mesurer les coefficients de transmissions  $S_j$  ( $j = 2, \dots, N$ ), au niveau des éléments rayonnants, on a préparé des scénarios de synthèse à mesurer en intégrant une contrainte sur le niveau de  $|S_{ii}|$  dB pour régler les déphasages qu'il faut appliquer sur les déphaseurs en transmission (TTPS). Nous notons que la voie de retour du circulateur est associée en premier temps à une charge adaptée.

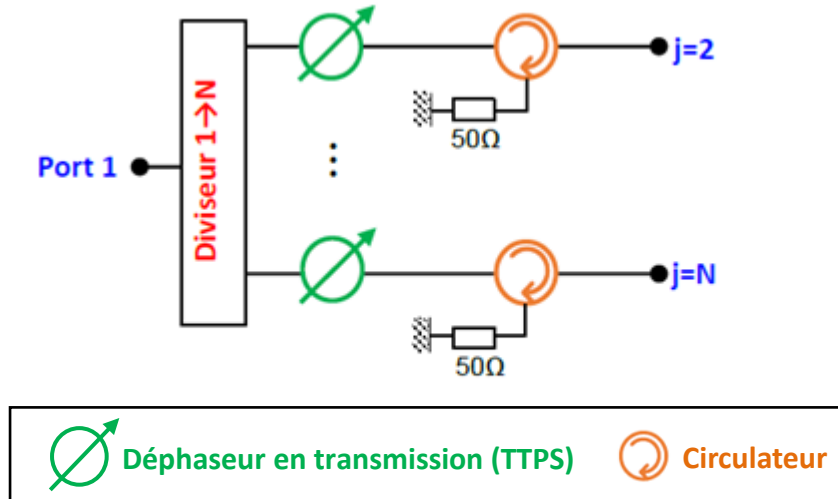


Figure III-31 : Schéma pour mesurer les pertes en transmission

On a mesuré les pertes en transmission de l'ARFFR avec seulement 7 éléments excités. Cette répartition peut donner une bonne idée sur le comportement expérimental du prototype final. Celle-ci est illustrée sur la Figure III-32.

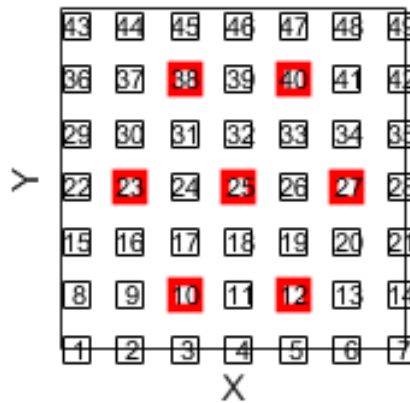


Figure III-32 : Configuration des ports excités (en rouge)

La mesure des pertes en transmission des 7 voies est représentée sur la Figure III-33. Ces pertes sont comprises entre -16 dB et -16,6 dB autour 2,45 GHz. A l'issue de cette mesure, nous avons considéré que le niveau des pertes en transmission est quasiment identique sur toutes les voies ( $S_{10,1}=S_{12,1}=S_{23,1}=S_{25,1}=S_{27,1}=S_{38,1}=S_{40,1}$ ). Cette étape est nécessaire pour pouvoir faire les mesures en rayonnement car elle doit ensuite permettre de remonter au gain du panneau rayonnant. La valeur de perte retenue pour la suite est de l'ordre -17 dB par voie.



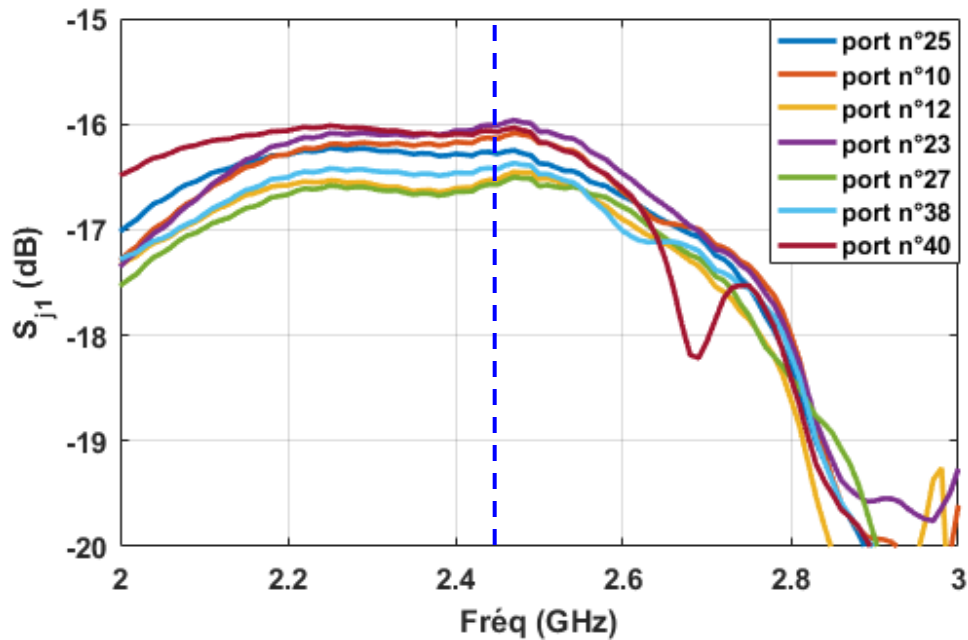


Figure III-33 : Mesure des pertes en transmission pour les 7 voies d'excitations

Nous possédons ainsi toutes les données nécessaires pour la réalisation de mesures en termes de rayonnement et adaptation active. Dans ce chapitre nous ne présenterons que les mesures des coefficients de réflexion actifs. Les rayonnements seront étudiés dans le dernier chapitre.

Afin de mesurer successivement l'adaptation active sur chaque élément excité, nous avons configuré les déphaseurs en réflexion et les déphaseurs en transmission pour un cas de synthèse donné, puis nous utilisons un ARV, successivement connecté sur la voie de retour de chaque circulateur (voir la Figure III-34). Cette puissance mesurée va nous permettre de remonter à l'adaptation active sur chaque port excité.



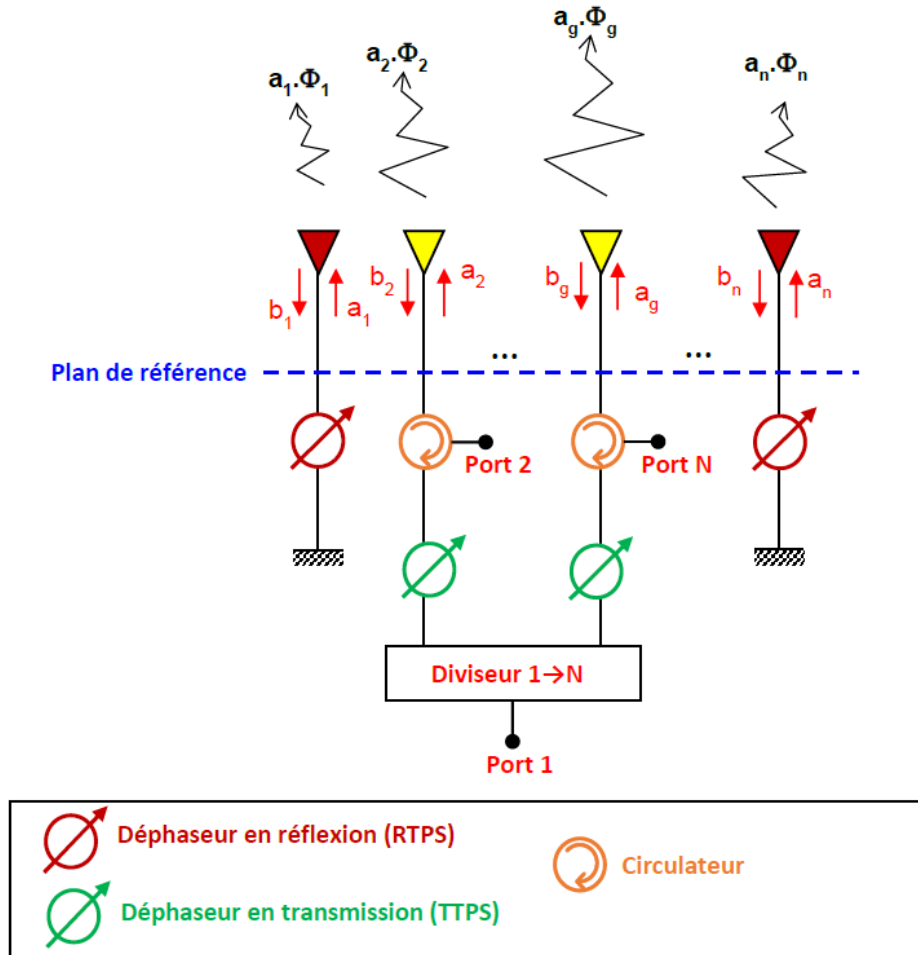


Figure III-34 : Schéma pour mesurer le ROS actif de l'ARFFR à l'aide des circulateurs. Les voies de retour des circulateurs non connectées à l'ARV sont chargées sur 50 ohms

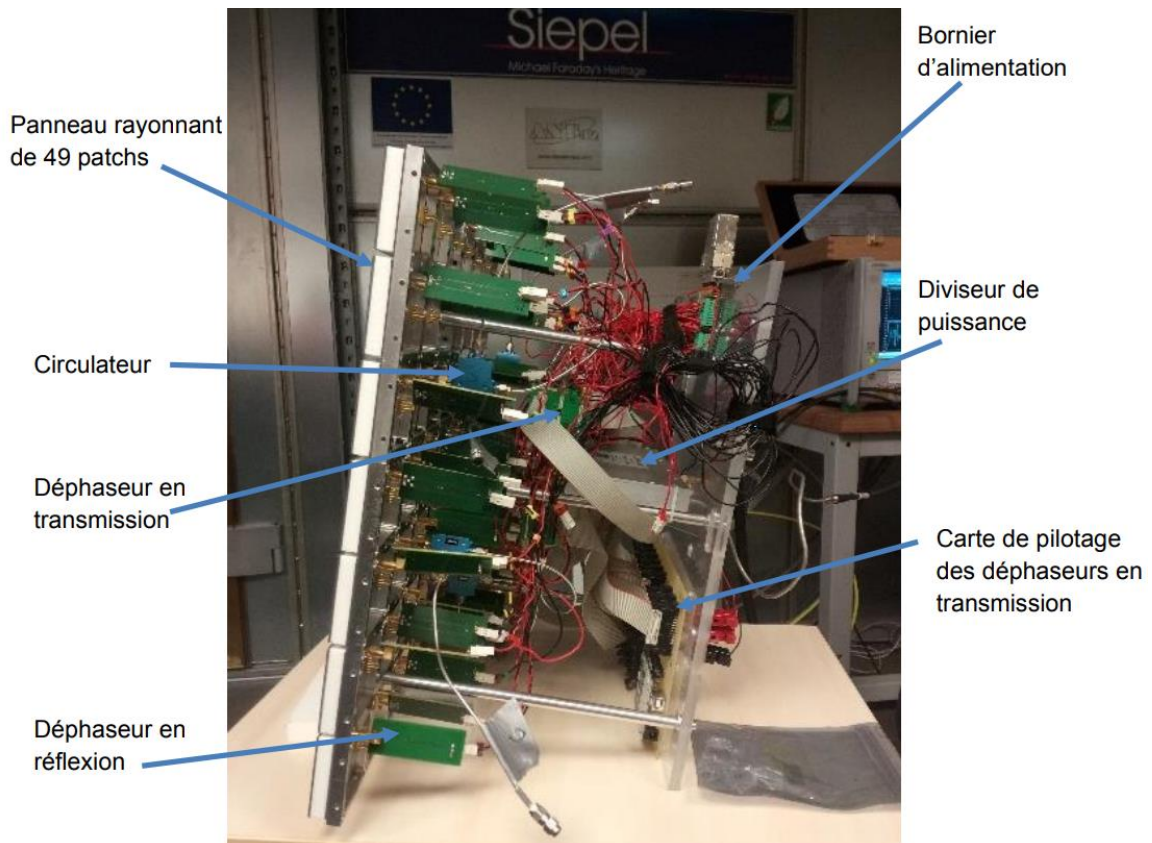
### III.3.2.2 - Présentation de la maquette

La maquette finale pour mesurer le ROS actif est présentée sur la Figure III-35. Elle comprend :

- Un réseau de 7x7 éléments rayonnants ;
- 42 déphaseurs en réflexion, qui permettent de synthétiser les charges réactives à connecter aux éléments parasites ;
- 7 déphaseurs en transmission, connectés aux ports actifs ;
- Un diviseur de puissance pour alimenter les éléments excités du panneau ;
- 7 circulateurs connectés en amont des ports actifs pour déterminer directement l'adaptation active ;



- Un système de pilotage des déphaseurs en transmission, est représenté sur la *Figure III-36*. Ce système, réalisé par le CRT CISTEME, permet de piloter les déphaseurs en transmission, via l'interface SPI (Serial Peripheral Interface) d'un microcontrôleur Arduino. Des nappes permettent de connecter les déphaseurs en transmission au contrôleur ;
- Un bornier utilisé pour relier le banc de pilotage DC multivoies aux déphaseurs en réflexion.



*Figure III-35 : Photo du prototype final de l'antenne*



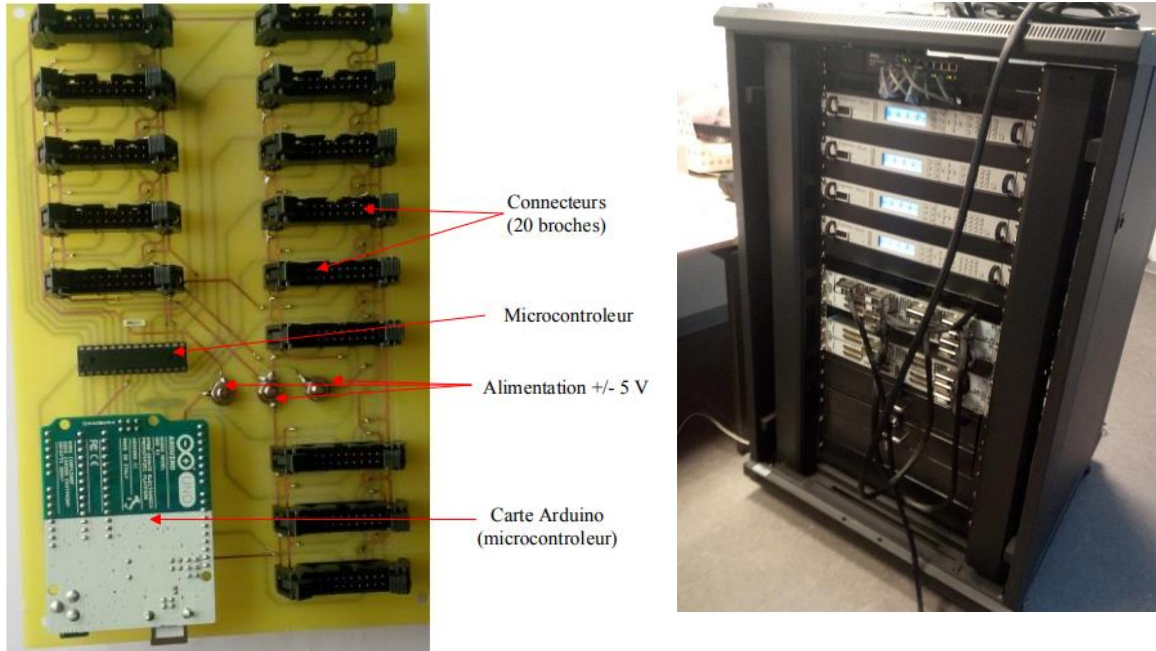


Figure III-36 : Carte de pilotage des déphaseurs en transmission (à gauche) et banc de pilotage DC multivoies (à droite)

### III.3.2.3 - Présentation des scénarios étudiés

L'objectif consiste ici à valider expérimentalement que le concept à formateur de faisceaux réduit est capable de gérer le ROS actif du réseau tout en minimisant le nombre d'éléments connectés au BFN.

Nous présentons ici quatre scénarios assez simples :

- Scénario 1 : Génération d'un faisceau directif dans la direction  $\{\theta_0 = 0^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ .
- Scénario 2 : Génération d'un faisceau directif dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ .
- Scénario 3 : Génération d'un faisceau directif dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 45^\circ\}$ .
- Scénario 4 : Génération d'un faisceau directif dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 90^\circ\}$ .

Pour chacun de ces scénarios, nous choisissons d'exciter 7 éléments sur le panneau et nous fixons une contrainte de  $|S_{ii}^{actif}| \leq -10$  dB entre 2.4 et 2.5 GHz. Le but de ces scénarios est de contrôler le ROS actif des éléments excités, quelle que soit la direction de pointage dans le panneau directement par les déphaseurs en réflexion, qui devront contribuer à la fois à la gestion de l'adaptation et des diagrammes.





**Remarques :**

Il faut noter que pour chaque configuration, les synthèses sont effectuées en utilisant :

- Le modèle des déphaseurs en réflexion réels, c'est-à-dire que les synthèses réalisées prennent en compte les pertes des déphaseurs contrairement aux synthèses réalisées précédemment (voir l'annexe1) ;
- La matrice [S] du panneau issue d'un calcul « full-wave » à l'aide du logiciel CST MWS ;
- Les diagrammes de rayonnements des éléments environnés issus d'un calcul « full-wave » à l'aide du logiciel CST MWS.

### III.3.2.4 - Résultats obtenus

Des comparaisons de l'adaptation active des éléments excités pour les scénarios 2 et 4 sont données sur la *Figure III-37* et *Figure III-38* respectivement. Ces comparaisons montrent que les niveaux de l'adaptation active mesurés sont très proches de la simulation dans leurs variations. On observe une très bonne corrélation entre les  $|S_{ii}^{actif}|$  mesurés et simulés. Ces résultats montrent également une très bonne aptitude des éléments parasites à la gestion d'adaptation quelle que soit la direction de pointage dans le panneau, le coefficient de réflexion actif est inférieur à -10 dB entre 2.4 et 2.5 GHz. Les résultats pour les autres scénarios sont donnés dans les annexes 2 et 3.



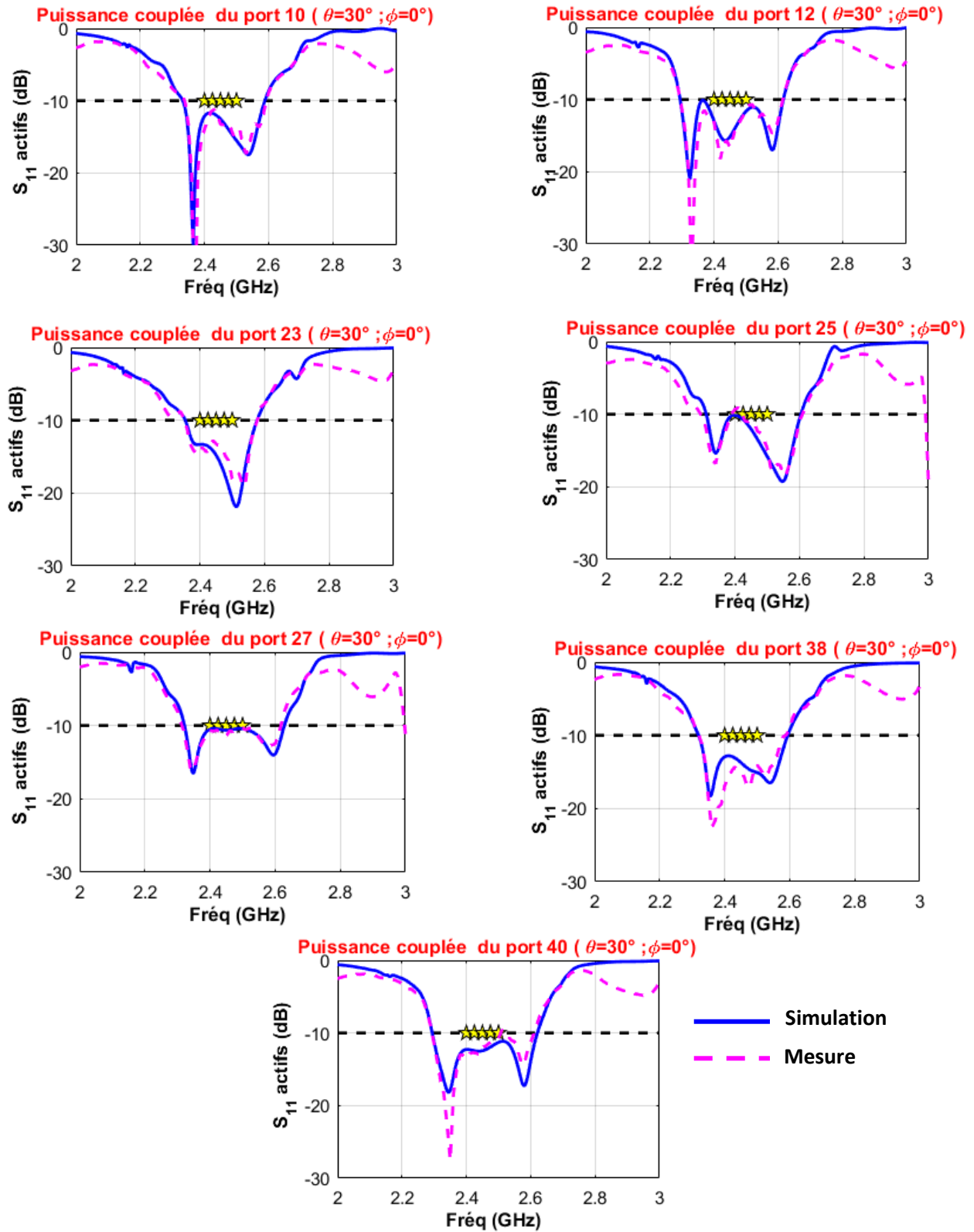


Figure III-37 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 2

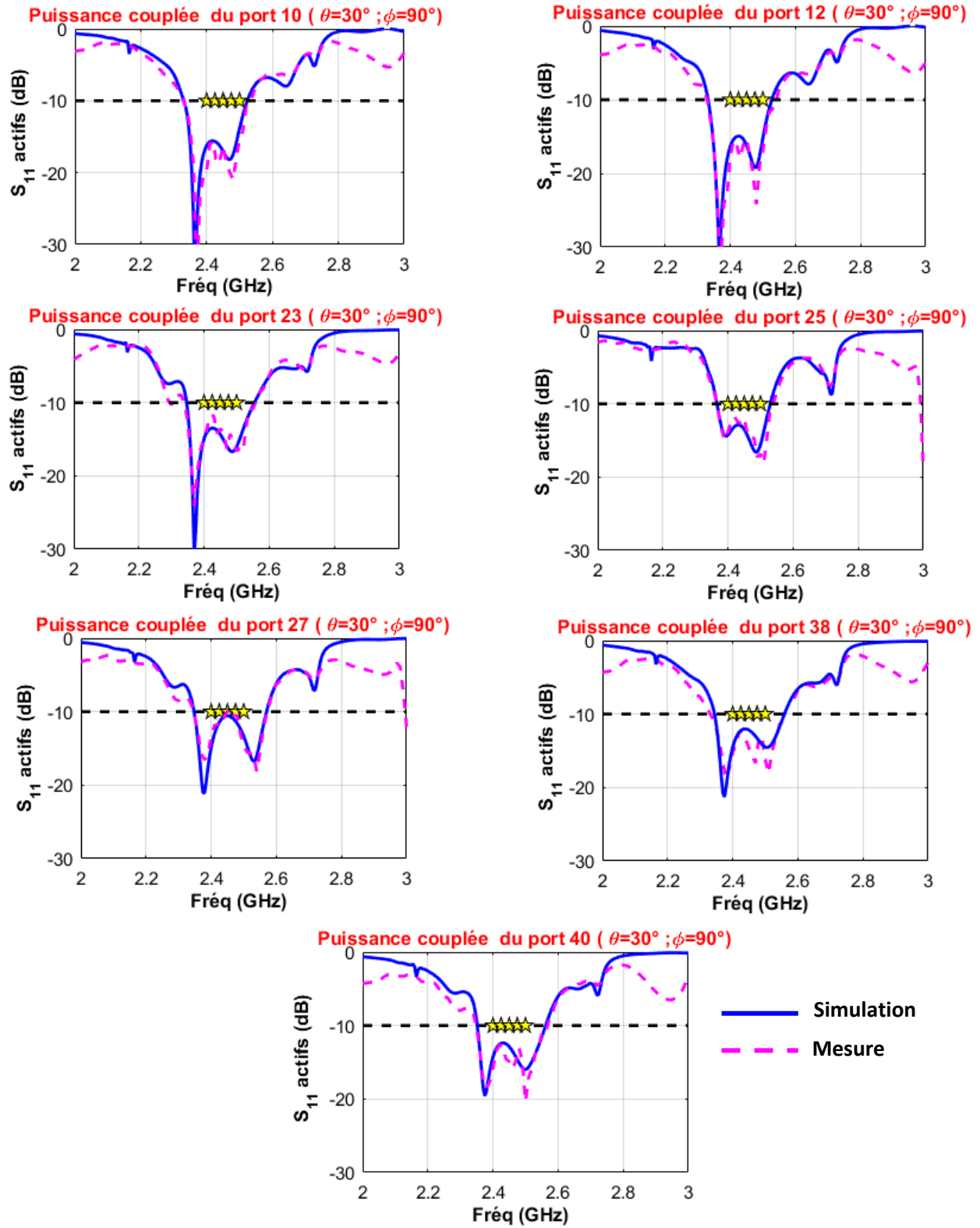
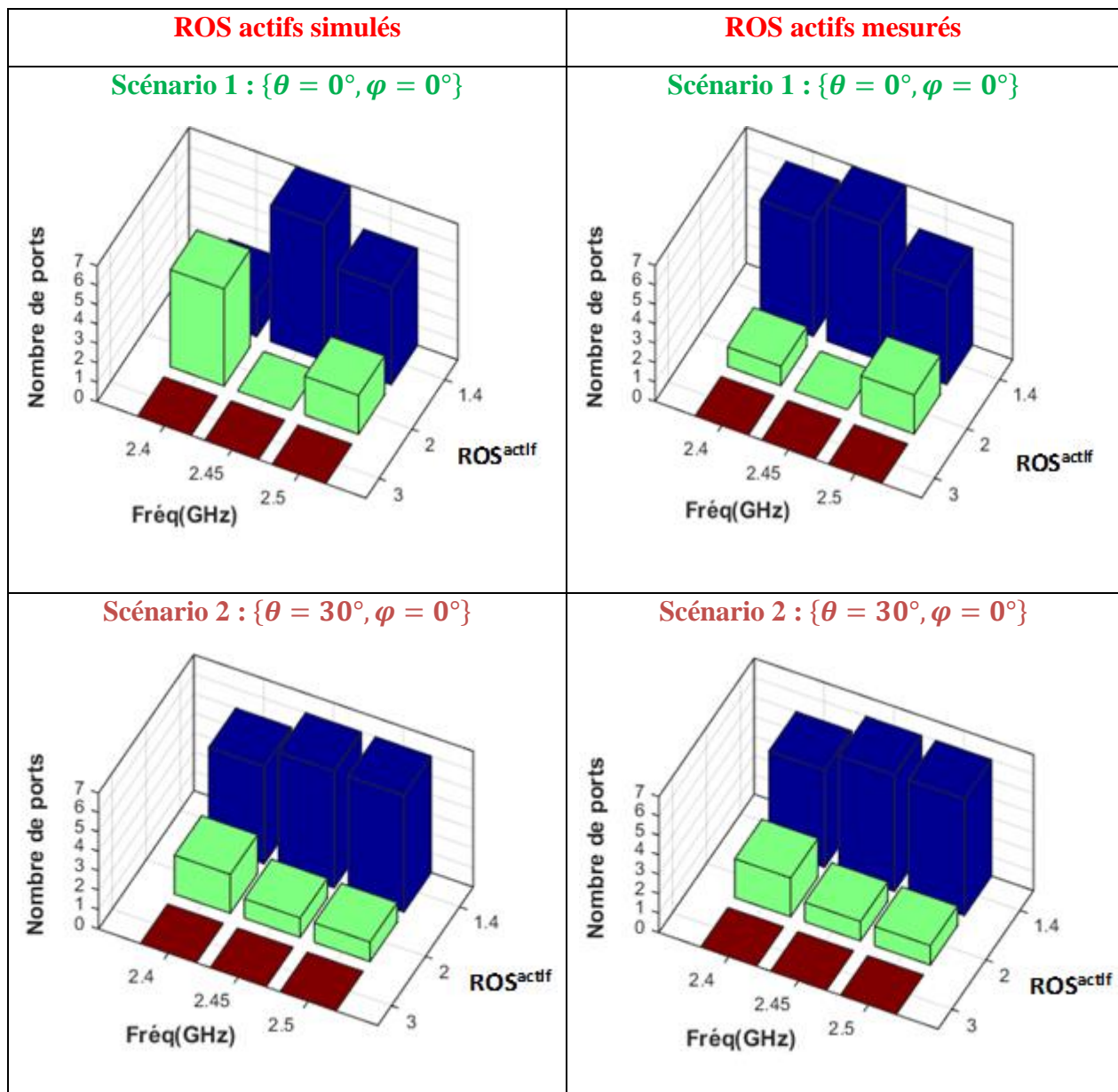


Figure III-38 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 4



Pour mieux évaluer les résultats mesurés, nous avons également représenté sous forme d'un histogramme en 3D le comportement du ROS actif sur le réseau. Les comparaisons sont montrées sur la *Figure III-39* pour les différents scénarios. Ces représentations permettent aussi de vérifier le bon accord obtenu entre ROS actif simulé et mesuré. Le ROS actif reste toujours inférieur ou égal à 2 pour différents scénarios sur une bande passante allant de 2.4 GHz à 2.5 GHz.

Nous pouvons voir que dans la simulation le nombre d'éléments qui ont un ROS actif  $\leq 2$  est plus important que la mesure. Ceci est dû uniquement à la façon où les limites du ROS actif sont bornées sur la représentation, qui traduit des intervalles. La possibilité de gérer l'adaptation active par l'ARFFR est donc démontrée.



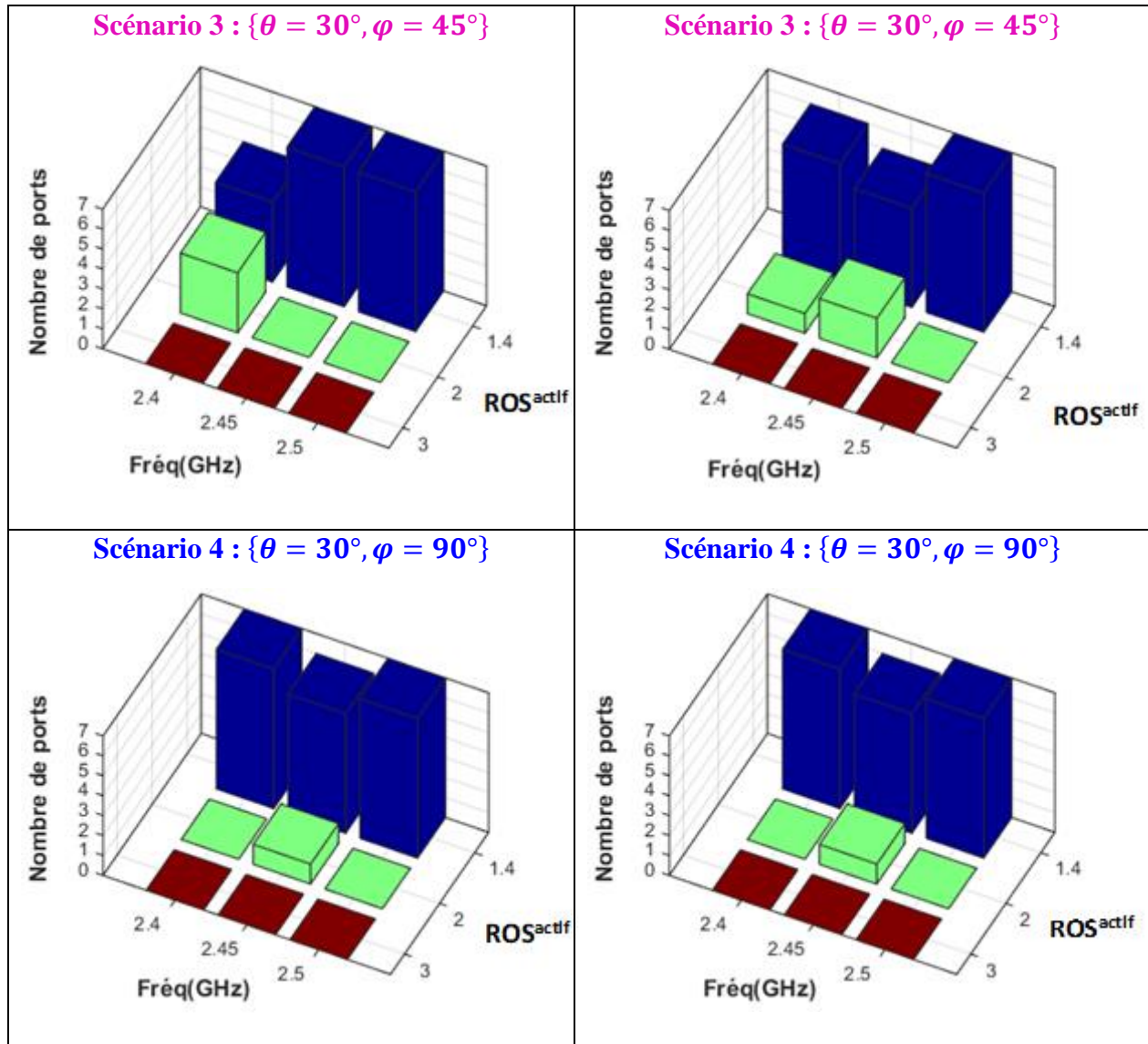


Figure III-39 : ROS actifs simulés (à gauche) et mesurés (à droite) pour différents scénarios, contrainte de  $|S_{ii}^{actif}|$  fixée à -10 dB entre 2.4 et 2.5 GHz



## IV - Conclusion

Le but de la première partie du chapitre était de traiter la problématique des couplages par ondes de surface. Après avoir introduit une description des origines du couplage par onde de surface, nous avons pu montrer sur une structure d'étude les conséquences des ondes de surface lors de la conception de réseau. Celles-ci contribuent fortement à la génération de "directions aveugles", directions pour lesquelles le réseau d'antennes ne peut pas rayonner, ce qui revient à avoir un coefficient de réflexion qui tend vers l'unité pouvant engendrer une détérioration des éléments en amont de l'antenne. Nous avons vu que des solutions existent pour limiter la contribution de ces ondes de surface, et par conséquent, l'apparition des directions aveugles. Néanmoins, les différentes solutions rencontrées sont coûteuses à mettre en place. Une solution consiste en l'insertion des éléments rayonnants dans des cavités d'air a été proposée. Les résultats obtenus avec cette solution ont été comparés à des résultats issus d'un réseau conventionnel. Cette comparaison montre l'avantage de cette solution à éliminer la direction aveugle pour maintenir l'adaptation active du réseau.

Dans la seconde partie du chapitre, l'accent a été mis sur l'influence des couplages sur la gestion du ROS actif dans les réseaux d'antennes. Les études effectuées ont permis de montrer que dans le cas d'un réseau fortement couplé et entièrement excité, une dégradation du ROS actif est observée sur certains éléments rayonnants, ce qui peut poser des problèmes de fonctionnement lorsque des chaînes actives seront connectées en amont des éléments rayonnants, en raison de l'existence d'un ROS actif lié aux couplages. Cependant, pour l'ARFFR, les résultats obtenus ont montré qu'il est possible de gérer l'adaptation active, pour différents objectifs de rayonnement, en exploitant les couplages comme des degrés de liberté.

Ces résultats ont été validés expérimentalement sur un démonstrateur développé lors d'une thèse précédente [9] et réutilisé ici. La bonne concordance entre la mesure et la simulation pour différents dépointages nous a permis de valider expérimentalement la capacité de ce concept à gérer le ROS actif en excitant un faible nombre d'éléments excités (14%) tout en s'affranchissant des circulateurs.

Dans le chapitre suivant, nous allons montrer la pertinence de ce concept à optimiser les caractéristiques de rayonnement (lobes de réseau, lobes secondaires).



## V - Bibliographie du chapitre 3

- [1] D. Pozar et D. Schaubert, « Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, n° 10, p. 1101-1107, oct. 1984.
- [2] G. Kumar, K. P. Ray, et K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House, 2003.
- [3] D. Pozar, « General relations for a phased array of printed antennas derived from infinite current sheets », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, n° 5, p. 498-504, mai 1985.
- [4] D. Pozar et D. Schaubert, « Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, n° 6, p. 602-610, juin 1984.
- [5] D. Pozar, « Finite phased arrays of rectangular microstrip patches », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, n° 5, p. 658-665, mai 1986.
- [6] D. Pozar, « Analysis of finite phased arrays of printed dipoles », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, n° 10, p. 1045-1053, oct. 1985.
- [7] ARUN K. BHATTACHARYYA, *Phased Array Antennas Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems*.
- [8] B. Lesur, « Validations de modèles numériques de grands réseaux pour l'optimisation d'antennes à pointage électronique en bande Ka », thèse de doctorat, Limoges, 2017.
- [9] A. Maati, « Mise en œuvre de formalismes pour la modélisation de grands réseaux périodiques d'antennes », thèse de doctorat, Limoges, 2018.
- [10] Li Yang, Mingyan Fan, et Zhenghe Feng, « A spiral electromagnetic bandgap (EBG) structure and its application in microstrip antenna arrays », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 3, p. 4 pp.
- [11] Yuan Yao, Xin Wang, et Zhenghe Feng, « A novel dual-band compact electromagnetic bandgap (EBG) structure and its application in multi-antennas », in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, p. 1943-1946.
- [12] Yunqi Fu et Naichang Yuan, « Elimination of scan blindness in phased array of microstrip patches using electromagnetic bandgap materials », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 3, p. 63-65, 2004.
- [13] Sievenpiper, « High-Impedance Electromagnetic Surfaces », thesis in Electrical Engineering, California, 1999.
- [14] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, « Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, n° 10, p. 2936-2946, oct. 2003.
- [15] M. Coulombe, S. F. Koodiani, et C. Caloz, « Compact Elongated Mushroom (EM)-EBG Structure for Enhancement of Patch Antenna Array Performances », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 4, p. 1076-1086, avr. 2010.
- [16] C. Chiu, C. Cheng, R. D. Murch, et C. R. Rowell, « Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 6, p. 1732-1738, juin 2007.
- [17] A. Abdel-Rahman, « COUPLING REDUCTION OF ANTENNA ARRAY ELEMENTS USING SMALL INTERDIGITAL CAPACITOR LOADED SLOTS », *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 27, p. 15-26, 2012.
- [18] R. Mailloux, « Surface waves and anomalous wave radiation nulls on phased arrays of TEM waveguides with fences », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20, n° 2, p. 160-166, mars 1972.



- [19] S. Edelberg et A. Oliner, « Mutual coupling effects in large antenna arrays: Part 1–Slot arrays », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 8, n° 3, p. 286-297, mai 1960.
- [20] F. Linot, « Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d’antennes réseaux compactes et d’antennes réseaux à très large bande passante », p. 148.
- [21] G. P. Gauthier, A. Courtay, et G. M. Rebeiz, « Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, n° 8, p. 1310-1314, août 1997.









# **CHAPITRE IV. OPTIMISATION DES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT (LOBES SECONDAIRES, LOBES DE RESEAU)**

---

<b>I - Introduction</b> .....	<b>143</b>
<b>II - Voie1 : Réduction des lobes secondaires dans les réseaux d’antennes</b> .....	<b>144</b>
<i>II.1 - Application d’une pondération en amplitude dans un réseau régulier</i> .....	144
<i>II.2 - Réseau non régulier</i> .....	147
<i>II.3 - Réseau circulaire concentrique</i> .....	151
<b>III - Voie2 : diffusion des lobes de réseau dans l’ARFFR</b> .....	<b>158</b>
<i>III.1 - Potentialités de l’ARFFR à diffuser l’énergie des lobes de réseau</i> .....	158
III.1.1 - Présentation de la structure étudiée .....	158
III.1.2 - Introduction des contraintes sur les lobes latéraux .....	165
<i>III.2 - Caractérisation du panneau de 49 éléments avec 9 ports excités</i> .....	169
III.2.1 - Résultats obtenus pour le scénario 1 : $\{\theta_0 = 30^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $ S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10$ dB .....	172
III.2.2 - Résultats obtenus pour le scénario 2 : $\{\theta_0 = 40^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $ S_{11} _{\text{actifs}} \leq -10$ dB .....	179
<b>IV - Conclusion</b> .....	<b>187</b>
<b>V - Bibliographie du chapitre 4</b> .....	<b>188</b>





## I - Introduction

Le chapitre précédent a permis de démontrer qu'il était possible de réduire la complexité du circuit de formation des faisceaux par la réduction du nombre d'éléments rayonnants alimentés et l'utilisation des couplages, tout en gérant les problématiques de ROS actif au niveau du panneau. Ceci nous permet de nous affranchir de circulateurs, si l'antenne est utilisée avec des chaînes actives, par une connexion directe sur les chaînes amont, ce qui contribue à l'obtention d'un bon compromis en termes de complexité/ performances/ coût/ consommation énergétique.

Dans ce chapitre nous allons focaliser sur d'autres problématiques connues sur les réseaux d'antennes classiques telles que les lobes secondaires et l'apparition de lobes de réseau. En effet, la taille et le pas du réseau peuvent entraîner une remontée de lobes secondaires et l'apparition des lobes de réseaux indésirables qui peuvent avoir des conséquences "dramatiques" sur les performances. Pour cela, il faut donc chercher à éviter leurs apparitions, où seule la direction du lobe principal  $\theta_0$  doit être dépointée avec une grande amplitude.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps présenter les méthodes utilisées dans la littérature pour diminuer le niveau de lobes secondaires de façon à mettre en avant les avantages et les inconvénients de chacune. L'objectif sera de trouver une solution viable qui permettrait de réduire le niveau d'énergie dans les directions latérales tout en offrant le meilleur compromis complexité/ surface effective.

Nous avons vu dans les chapitres précédents que l'ARFFR était potentiellement une solution capable de répondre aux exigences d'une architecture moderne, générique et reconfigurable. Néanmoins, il est nécessaire d'approfondir son étude en analysant les performances d'un tel système pour conclure sur son intérêt à diffuser l'énergie des lobes de réseau indésirables qui sont dus essentiellement aux grands espacements entre éléments excités. Pour cela la deuxième partie de ce chapitre va permettre d'étudier les performances attendues par l'ARFFR en termes d'adaptation active et rayonnement pour différents dépointages, en intégrant des gabarits de rayonnement dans l'outil de synthèse. Nous comparerons ensuite l'ensemble de ces résultats obtenus à ceux issus des mesures.



## II - Voie1 : Réduction des lobes secondaires dans les réseaux d'antennes

### II.1 - Application d'une pondération en amplitude dans un réseau régulier

Pour un réseau d'antennes à maille régulière, l'apodisation consiste à faire varier l'amplitude appliquée aux éléments rayonnants d'un réseau, afin d'optimiser la directivité pour un niveau de lobes secondaires donné. Dans la littérature, plusieurs distributions existent pour que le diagramme de rayonnement obtenu possède de bonnes propriétés. Les plus connues sont celles de type Dolph-Chebyshev et Taylor [1], [2]. Il faut évidemment s'attendre à ce que cette apodisation engendre une diminution de l'efficacité, mais en contrepartie, elle permet de modifier le niveau des lobes secondaires.

De manière à illustrer les capacités de cette solution, nous allons prendre comme exemple un panneau 7x7, dont l'espacement interéléments est fixé à  $0,5\lambda$ . Ce réseau est représenté sur la *Figure IV-1*. La synthèse est effectuée en appliquant uniquement une pondération d'amplitudes de type de Dolph-Chebyshev aux éléments rayonnants.

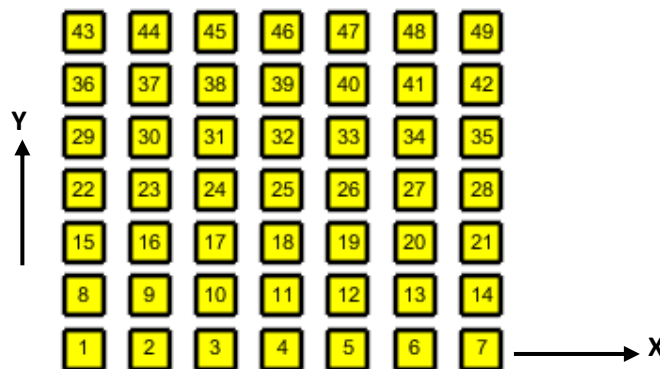


Figure IV-1 : Géométrie du réseau 7x7

Un exemple de résultats obtenus est donné sur la Figure IV-2. Dans cet exemple, les pondérations sont réalisées avec un objectif de contraste entre le lobe principal et les lobes secondaires de 25 dB. On constate que le niveau des lobes secondaires que l'on pouvait observer



sur la maille régulière à excitation uniforme a été réduit à moins de -13.4 dB. Ceci montre que la pondération en amplitude a bien porté ses fruits.

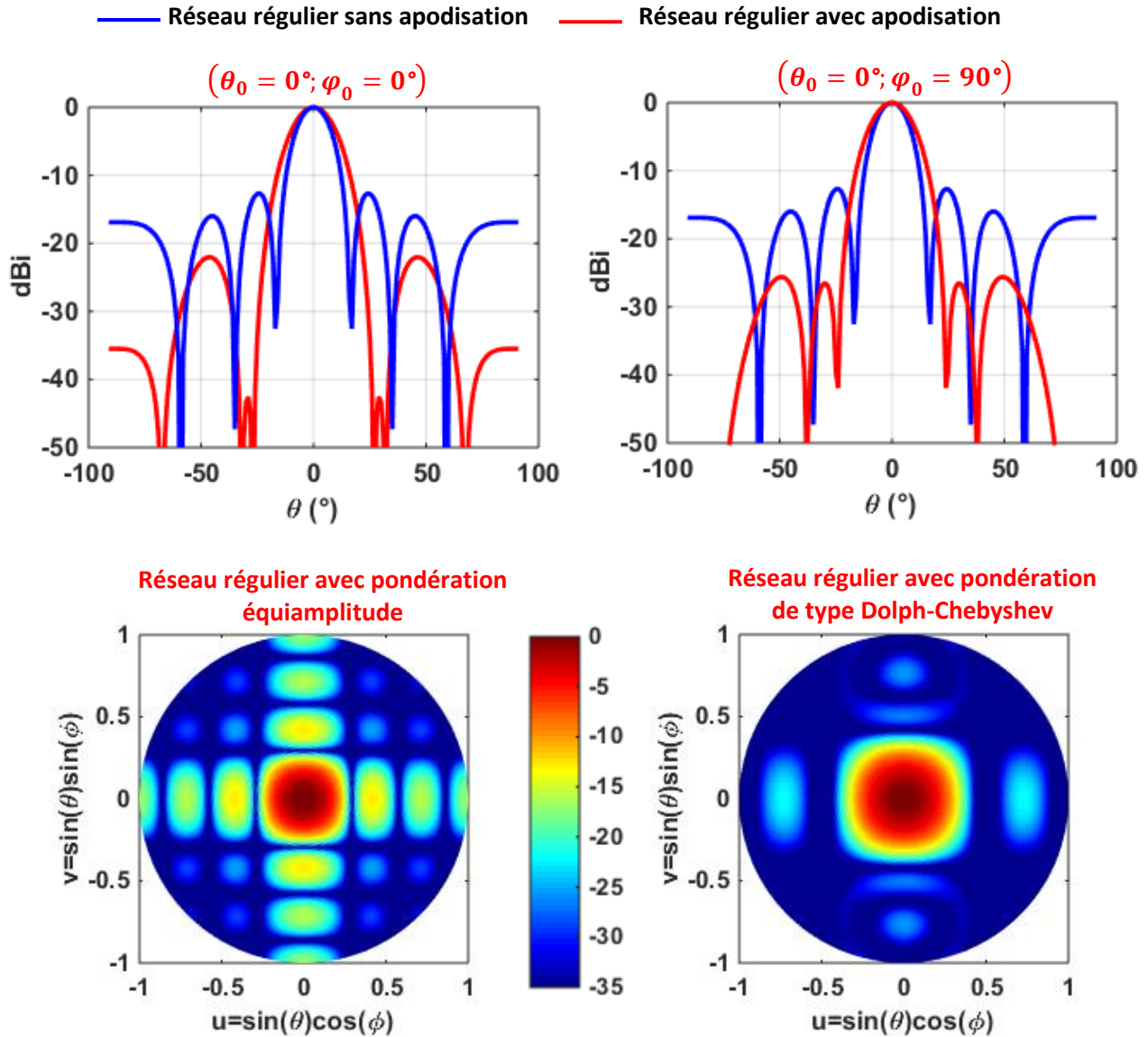


Figure IV-2 : Réseau régulier à maille carrée, sans apodisation et avec apodisation de type Dolph-Chebyshev

Reprenons les mêmes conditions que l'exemple précédent, mais sur un réseau à maille triangulaire ( $d_x = 0.5\lambda$  et  $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d_x$ ), comme le montre la Figure IV-3. En observant le résultat de la Figure IV-4, nous retrouvons là aussi un résultat attendu, à savoir que la pondération en amplitude donne de bons résultats, y compris sur un réseau dont la maille de départ (triangulaire) permettait de réduire le niveau des lobes secondaires.



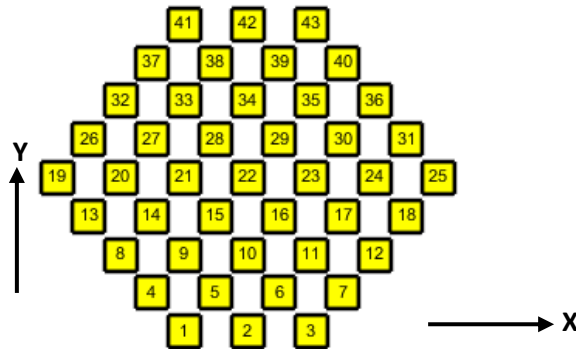


Figure IV-3 : Réseau régulier à maille triangulaire

La mise en pratique d'une pondération en amplitude possède néanmoins des inconvénients :

- La nécessité d'utiliser des atténuateurs dans les chaînes de contrôles (ou des VGA, Variable Gain Amplifier)
- Un surcroît de complexité du circuit d'alimentation, y compris s'il n'y a pas de reconfiguration du faisceau (création des pondérations par variation de l'impédance caractéristique des lignes par exemple),
- La diminution de la directivité du réseau et l'augmentation de la largeur du lobe principal qui en découle.

Il est manifeste que l'apodisation des excitations apporte un surcroît de complexité de l'antenne et à son BFN. Cependant, notre but étant de réduire le nombre d'éléments connectés au circuit de formation de faisceaux, nous allons donc détailler à présent quelques solutions qui vont dans ce sens.





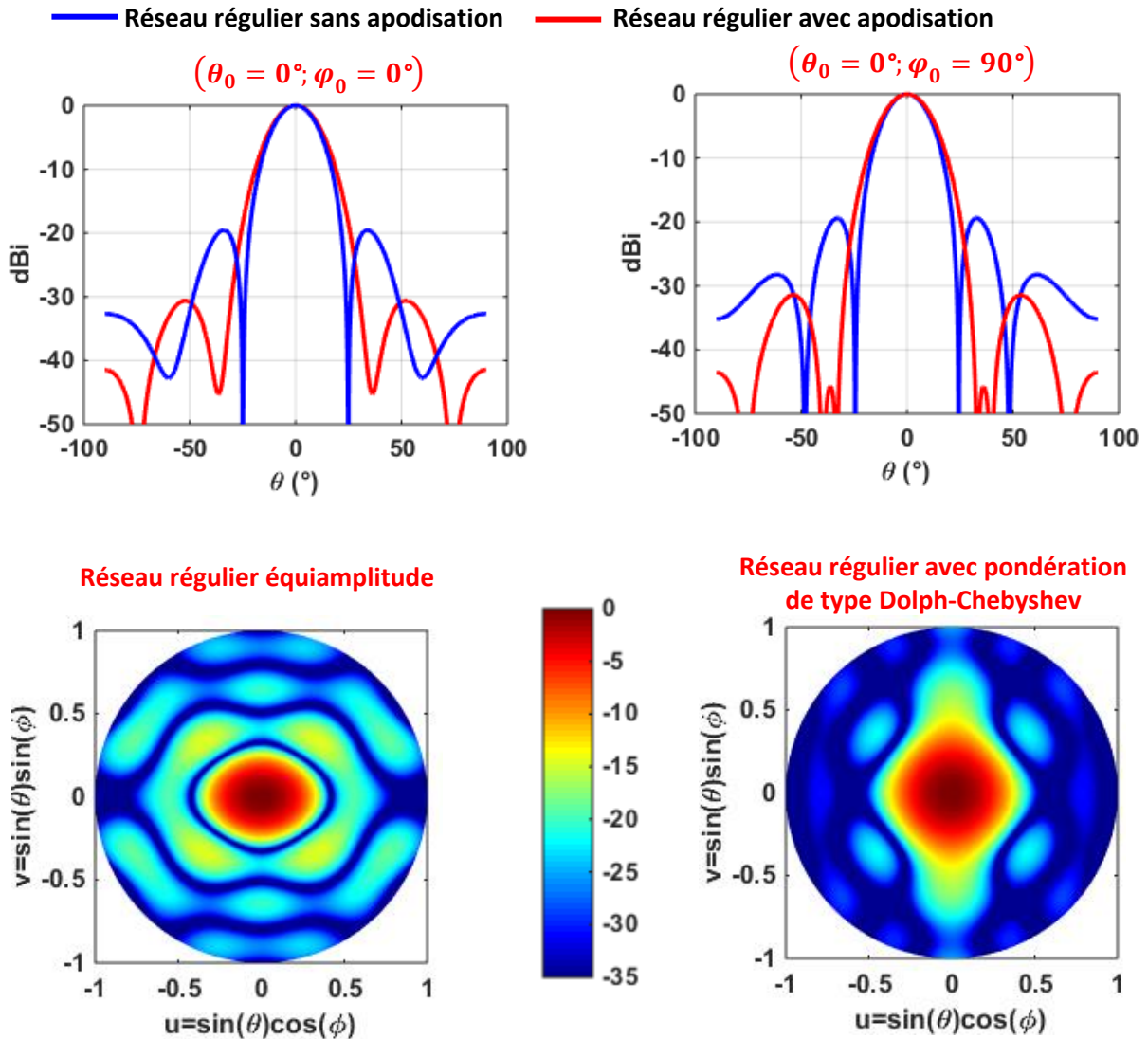


Figure IV-4 : Réseau régulier à maille triangulaire, sans apodisation (à gauche), avec apodisation de type Dolph-Chebyshev (à droite)

## II.2 - Réseau non régulier

Le réseau à maille non régulière (thinned array) est présenté comme une solution alternative à l'apodisation en amplitude. Ce type de réseau rend possible le contrôle des lobes secondaires par apodisation, non pas en amplitude, mais en jouant sur la densité des éléments à la surface de l'antenne (space-tapering). Ceci permet de diminuer le nombre d'accès alimentés et les lobes secondaires par rapport à un réseau classique, tout en alimentant le réseau avec une amplitude identique. Pour trouver des distributions d'éléments optimales, plusieurs méthodes d'optimisation



ont été proposées dans la littérature comme les algorithmes génétiques (AG) [3]–[6], le recuit simulé [7] , l'optimisation par essaim de particules (PSO) [8] etc... Ces approches, bien que complexes, montrent les potentialités de ces architectures à atteindre un objectif de rayonnement voulu, avec un nombre d'éléments et un niveau de lobes secondaires réduits. Un exemple issu de [9], utilise les algorithmes GWO (grey wolf optimizer) et ICA (Imperialist Competitive Algorithm) pour la conception d'un réseau d'antennes linéaire non uniforme, afin d'améliorer les caractéristiques du diagramme de rayonnement, c'est-à-dire l'ouverture du lobe principal et le niveau de lobes secondaires. Les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus avec d'autres algorithmes d'optimisation. Ceux-ci sont reproduits dans le *Tableau IV-1*. Par rapport au cas de référence, il apparaît que, quel que soit l'algorithme utilisé, plus de 20 % d'éléments peuvent être désactivés avec une réduction significative du niveau de lobes secondaires. Il s'avère que dans ce cas, l'algorithme proposé par les auteurs est plus performant que certains autres algorithmes d'optimisation de la littérature, cités précédemment.

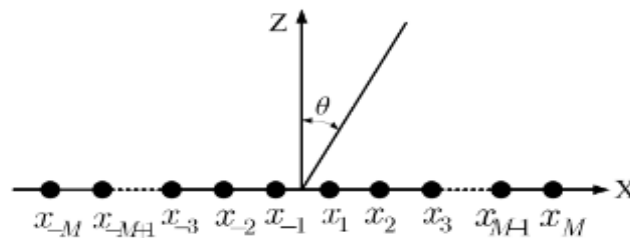


Figure IV-5 : Géométrie de réseau linéaire de 100 éléments à distribution uniforme

	Niveau de lobes secondaires (dB)	Nombre d'éléments excités (%)	Nombre d'éléments désactivés (%)
Cas conventionnel	-13.5	100	0
PSO	-16.21	68	32
GA	-17.7	66	34
ICA	-18.2	76	24
GWO	-19.31	76	24

Tableau IV-1 : Comparaison des performances obtenues par les différents algorithmes [10]



A l'issue de cette étude, il ressort que la synthèse des réseaux apériodiques ou lacunaires devient plus complexe en utilisant des méthodes d'optimisation spécifiques, qui sont consommatrices de ressources pour trouver des distributions d'éléments optimales. De plus, nous rappelons que les travaux de cette thèse ne s'inscrivent pas dans la définition d'une méthode d'optimisation s'appliquant à de tels cas. Notre objectif est de proposer un concept d'antenne simple sur lequel nous allons tenter d'optimiser l'adaptation active, mais aussi le rayonnement, qui fait l'objet de ce chapitre.

Pour cela, nous allons tester quelques configurations lacunaires puis concentriques, en nous basant sur de simples critères d'apodisation spatiale, afin de réduire le niveau des lobes secondaires tout en minimisant le nombre de contrôles par rapport à des architectures classiques de même taille d'ouverture.

Nous avons choisi de partir d'une maille triangulaire qui présente des lobes secondaires moins élevés qu'un réseau à maille carrée de mêmes dimensions. Nous avons ensuite enlevé quelques couronnes proches du bord du réseau régulier de la Figure IV-6, à l'exception de la couronne périphérique pour garder la même surface effective entre les réseaux. Dans les configurations testées, il s'agit de supprimer certaines couronnes, de façon à contrarier les effets cumulatifs qui conduisent à l'augmentation des lobes secondaires.

Après plusieurs tentatives pour minimiser les lobes secondaires (sans utiliser d'algorithme particulier), nous avons finalement obtenu un compromis entre performances/complexité en supprimant deux couronnes (voir *Tableau IV-2*). Ce choix a été fait suite à l'observation de meilleurs résultats par rapport à des distributions uniformes. Les performances obtenues sont données dans le *Tableau IV-3*.

Après avoir retiré 34% d'éléments, une diminution très nette du niveau des lobes secondaires est obtenue, avec une dégradation modérée des performances (3 dB d'écart sur la directivité, ce qui constitue le critère maximum au-delà duquel nous ne voulions pas aller).



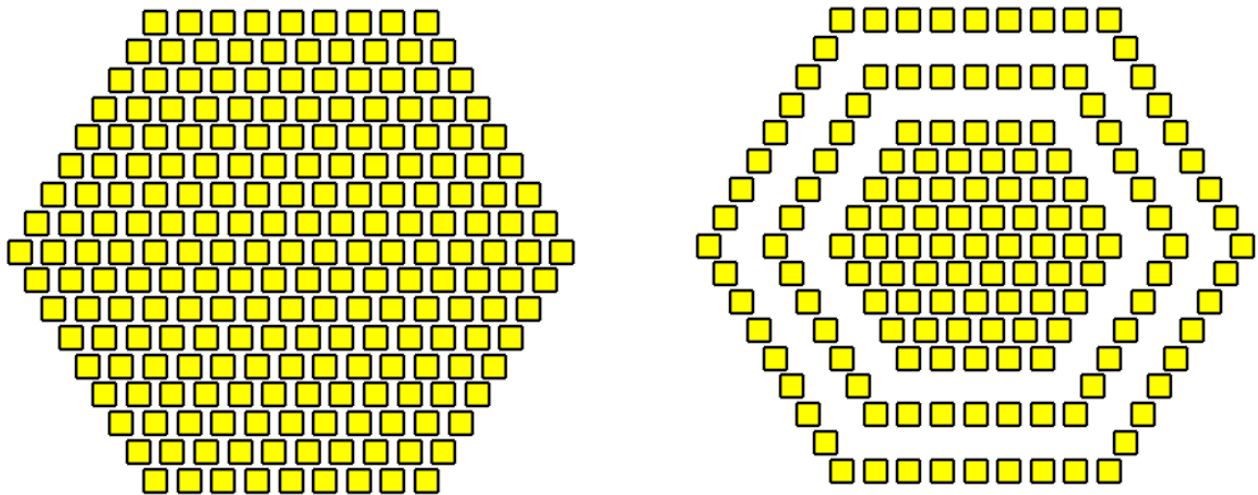
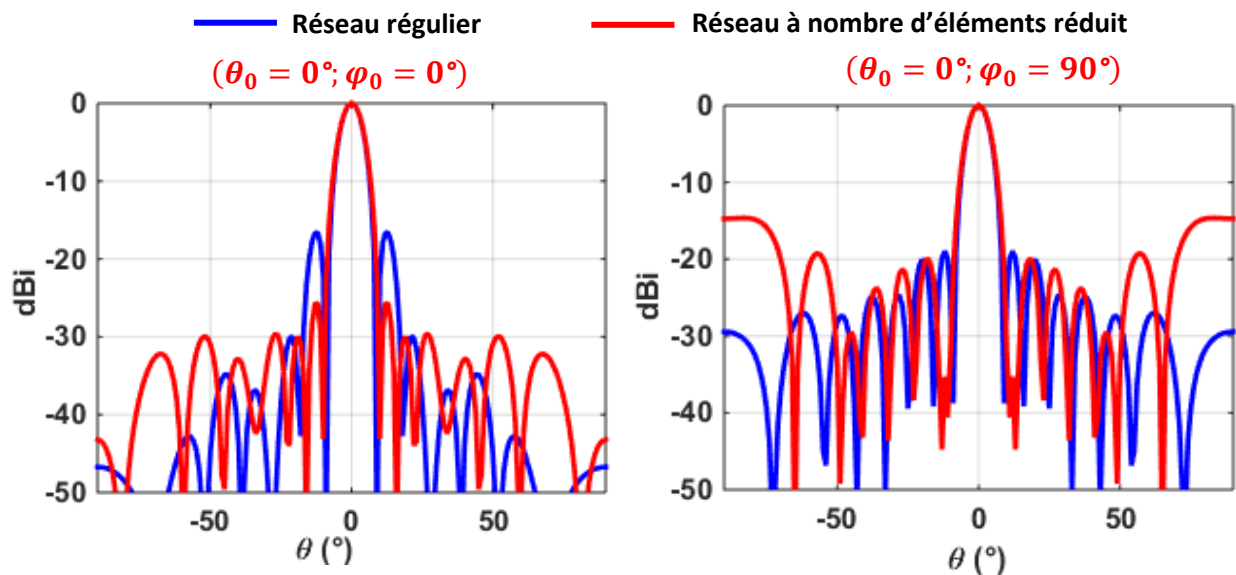


Figure IV-6 : Configuration des éléments, cas avec 217 éléments (à gauche, réseau classique) et 145 éléments (à droite)

	Réseau régulier à maille hexagonale (cas de référence)									Réseau à maille hexagonale avec un nombre d'éléments réduits								
Couronne	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Pas ( $\lambda$ )	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4
Nombre d'éléments	1	6	12	18	24	30	36	42	48	1	6	12	18	24	0	36	0	48
Nombre total	217 (100%)									145 (67%)								

Tableau IV-2 : Paramètres de configuration des éléments dans les réseaux



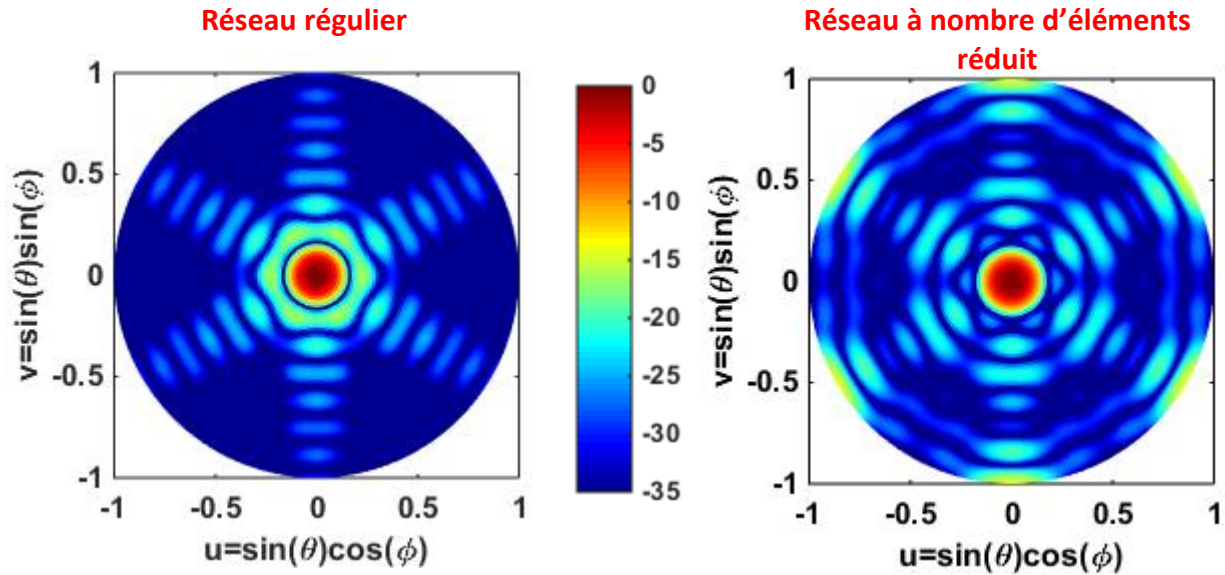


Figure IV-7 : Diagramme de rayonnement du réseau à maille triangulaire classique et à nombre d'éléments réduit

	Réseau régulier	Réseau à nombre d'éléments réduits
Niveau du premier lobe secondaire (dB)	-16,6	-25,8
Nombre d'éléments excités (%)	100	67
Directivité (dBi)	27,6	24,6

Tableau IV-3 : Comparaison des performances obtenues

Malgré la potentialité de ces antennes à simplifier la stratégie de contrôle, i. e, le BFN, tout en minimisant la détérioration des performances radioélectriques, leur principale limite se situe au niveau de la modélisation, qui ne répond pas au formalisme périodique pour estimer les couplages.

### II.3 - Réseau circulaire concentrique

Le choix de la distribution des éléments sur la grille du réseau a une influence très importante sur le diagramme de rayonnement. Par exemple, dans le cas d'une ouverture rectangulaire à distribution uniforme, la transformée de Fourier donnera un diagramme avec une allure proche d'un sinus cardinal. Ceci explique la forte remontée des lobes secondaires sur les diagrammes de



rayonnement (de l'ordre de 13.3 dB). En revanche, dans le cas où les éléments sont répartis sur des rayons réguliers, on retrouve que la répartition de champ dépend d'une fonction de Bessel dont la transformée de Fourier se rapprochera d'une gaussienne, ce qui permet d'avoir des lobes secondaires beaucoup moins élevés qu'un réseau à maille rectangulaire. Pour cela, nous allons nous baser dans cette partie sur le réseau concentrique, où les éléments rayonnants sont disposés selon un arrangement circulaire. Ce type de maille a tendance à diffuser naturellement l'énergie des lobes de réseau au lieu de les concentrer dans des directions parfaitement déterministes. Cette architecture devrait en plus être capable de produire des diagrammes de rayonnement qui possèdent quasiment une symétrie de révolution. C'est un avantage par rapport à des réseaux d'antennes classiques à maille rectangulaire ou triangulaire, où nous n'avons jamais les mêmes diagrammes de rayonnement en fonction des plans  $\varphi$ .

Des travaux significatifs ont été menés par [8], [10]–[14] qui ont proposé des approches intéressantes pour la conception de réseaux d'antennes non uniformes, en cercles concentriques. A titre d'exemple dans [10]. Les auteurs utilisent un réseau concentrique contenant 440 éléments, espacés de  $0.5 \lambda$ , tel qu'illustré sur la *Figure IV-8*. L'objectif est de réduire le niveau des lobes secondaires en transformant le réseau d'antennes périodique en réseau lacunaire en utilisant l'algorithme IBIWO (Improved Binary Invasive Weed Optimization). Pour prouver l'efficacité de cet algorithme proposé par les auteurs, les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus avec d'autres algorithmes d'optimisation tels que MPSO (Modified Particle Swarm Optimization), DEGL (Differential Evolution with Global and Local neighborhoods), BBO (Biogeography-Based Optimization), BIWO (Binary Invasive Weed Optimization) et à ceux du réseau uniforme (pris comme référence). Les résultats de cette étude sont reproduits dans le *Tableau IV-4*. Il ressort que l'algorithme de type IBIWO, apparaît comme le mieux adapté pour minimiser le niveau des lobes secondaires.



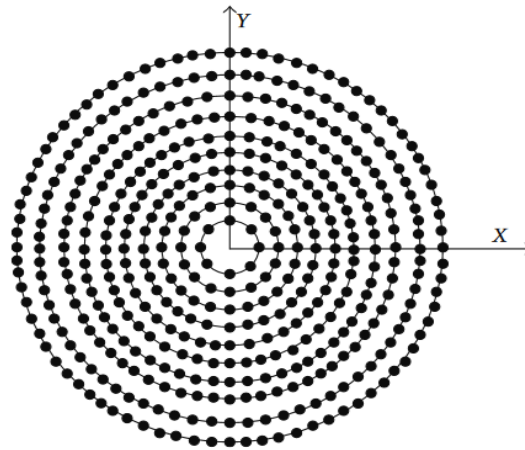


Figure IV-8 : Géométrie de réseau concentrique de 440 éléments avec un pas régulier de  $0,5 \lambda$

	Pas ( $\lambda$ )	Niveau des lobes secondaires (dB)	Largeur de lobe ( $^{\circ}$ )	Nombre d'éléments désactivés (%)
Cas conventionnel	0,5	-17,37	4.5	0
MPSO [12]	0,5	-23,22	4.6	52,5
DEGL[13]	0,5	-21,91	4.6	50
BBO[11]	0,5	-26,55	4.6	51
BIWO	0,5	-28,59	4.67	51,6
<b>IBIWO</b>	<b>0,5</b>	<b>-30,18</b>	<b>4.67</b>	<b>52,5</b>

Tableau IV-4 : Comparaison des performances obtenues par les différents algorithmes [10]

Les inconvénients de cette architecture sont les mêmes que la précédente : il est difficile d'estimer précisément les couplages interéléments qui vont impacter la conception et l'adressage du BFN.

La plupart des travaux rencontrés se concentrent sur des réseaux concentriques contenant un grand nombre d'éléments rayonnants de façon à ne pas trop dégrader la surface du panneau rayonnant, ce qui empêche l'utilisation des approches rigoureuses de type « full-wave » en raison de la trop grande complexité du volume de calcul. Des approximations sont donc nécessaires et par conséquent, peu de réalisations exploitent cette approche. Pour remédier à ces limitations dans la suite de cette partie, nous allons travailler sur des réseaux concentriques avec un nombre d'éléments modérés pour que les méthodes « full-wave » puissent être utilisées afin d'évaluer les performances sur des autres que ceux de la littérature.



Nous allons nous intéresser dans un premier temps à diminuer le niveau des lobes secondaires en utilisant des réseaux concentriques alignés, c'est-à-dire que tous les éléments sont alignés sur des cercles concentriques équidistants du centre du réseau. Dans un second temps, nous testerons l'impact du nombre de couronnes sur les lobes secondaires.

De façon à vérifier les potentialités de cette géométrie, nous considérons un premier réseau où toutes les sources sont alignées sur des rayons identiques pour le comparer à un réseau non aligné. Dans les deux cas, les éléments rayonnants sont répartis sur 4 anneaux concentriques espacés chacun d'une demi-longueur d'onde, comme montré sur la *Figure IV-9*. Les paramètres de répartitions des éléments sont donnés dans le *Tableau IV-5*. Ses diagrammes de rayonnement sont représentés sur la *Figure IV-10*. L'ensemble des niveaux obtenus est résumé dans le *Tableau IV-6*.

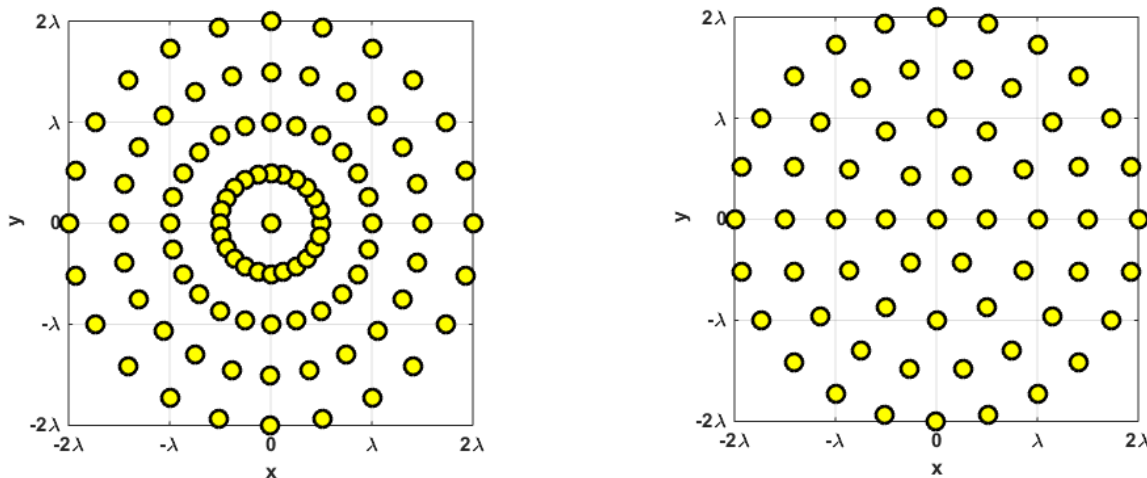


Figure IV-9 : Géométrie du réseau circulaire concentrique centrée sur une source :de 97 éléments répartis sur 4 couronnes alignées (à gauche) et de 61 éléments répartis sur 4 couronnes non alignées (à droite)

	Disposition des éléments sur des cercles concentriques non alignés					Disposition des éléments sur des cercles concentriques alignés				
Couronne	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
Pas ( $\lambda$ )	0	0.5	1	1.5	2	0	0.5	1	1.5	2
Nombre d'éléments	1	6	12	18	24	1	24	24	24	24
Nombre total	61					97				

Tableau IV-5 : Paramètres de configurations des couronnes dans les réseaux.





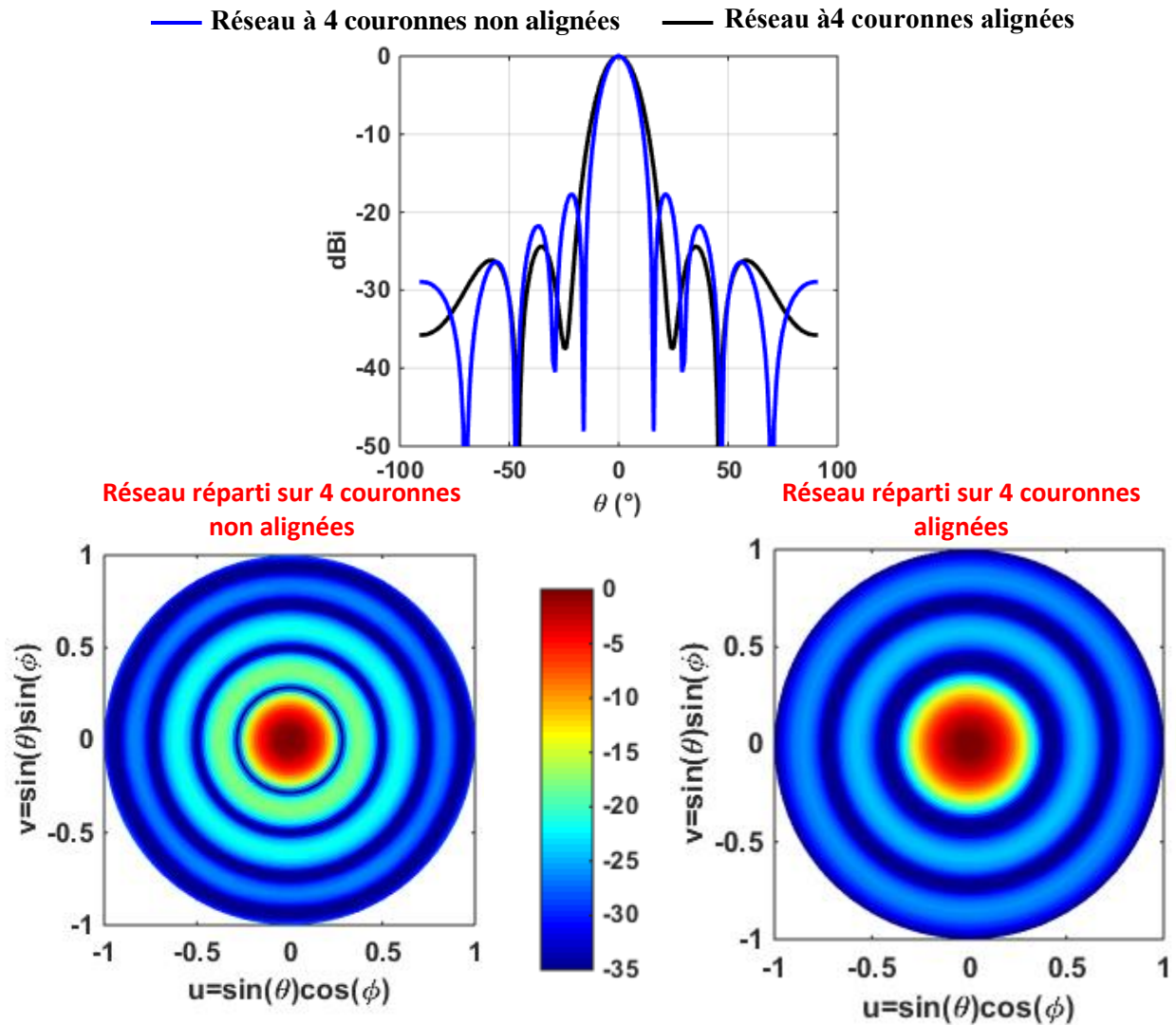


Figure IV-10 : Diagrammes de rayonnement du réseau concentrique réparti sur 4 couronnes non alignées et alignées

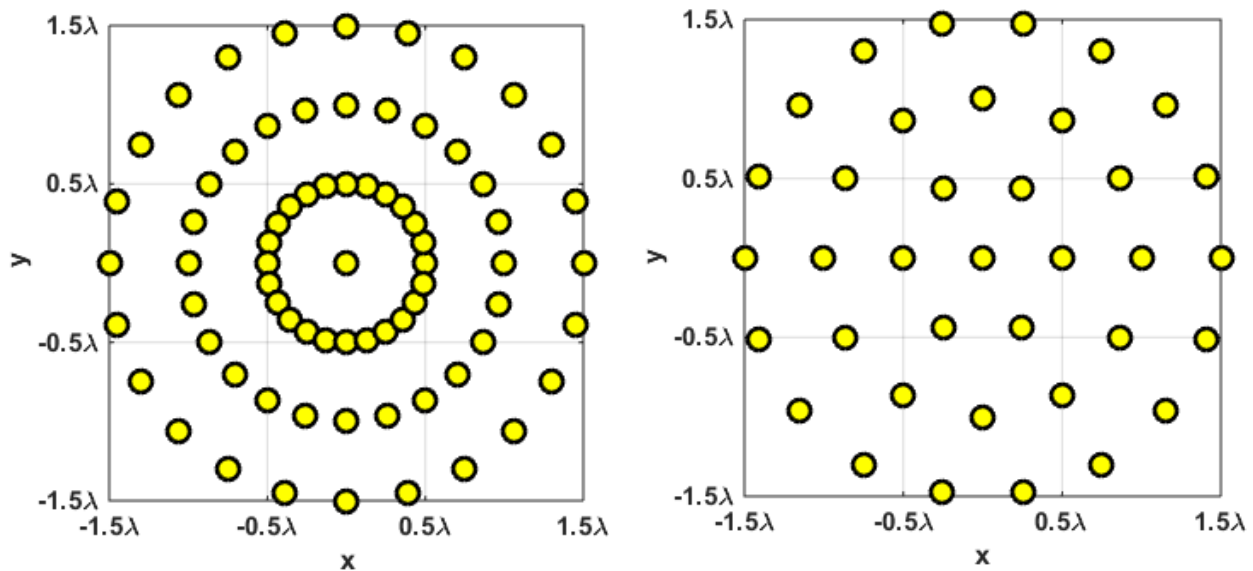
	61 éléments répartis sur 4 couronnes non alignées	97 éléments répartis sur 4 couronnes alignées
Surface (mm)	45.2	45.2
Niveau du premier lobe secondaire (dB)	-17,66	-25
Directivité (dBi)	22.7	21.68

Tableau IV-6 : Comparaison des performances obtenues du réseau concentrique à 4 couronnes non alignées et non alignées



A dimension d'ouverture équivalente entre le réseau, nous pouvons voir qu'en regroupant les éléments sur des cercles alignés, une réduction significative du niveau du premier lobe secondaire est obtenue, avec seulement 1 dB d'écart sur la directivité maximale. La présence d'un plus grand nombre d'éléments dans l'ouverture apporte des degrés de liberté permettant d'obtenir un bon compromis. En revanche, l'intégration du BFN peut être compliquée en raison de la forte densité d'éléments au centre du réseau.

Après avoir baissé le niveau de lobes secondaires en regroupant les éléments sur des rayons alignés nous avons tenté à diminuer le nombre des anneaux à 3, comme illustré sur la *Figure IV-11*.



*Figure IV-11 : Géométrie du réseau circulaire concentrique centrée sur une source : de 73 éléments répartis sur 3 couronnes alignées (à gauche) et de 37 éléments répartis sur 3 couronnes non alignées (à droite)*

	37 éléments répartis sur 3 couronnes non alignées	73 éléments répartis sur 3 couronnes alignées
Surface (mm)	25.4	25.4
Niveau du premier lobe secondaire (dB)	-17,66	-33
Directivité (dBi)	20.44	19.66

*Tableau IV-7 : Comparaison des performances obtenues du réseau concentrique à 3 couronnes non alignées et non alignées*



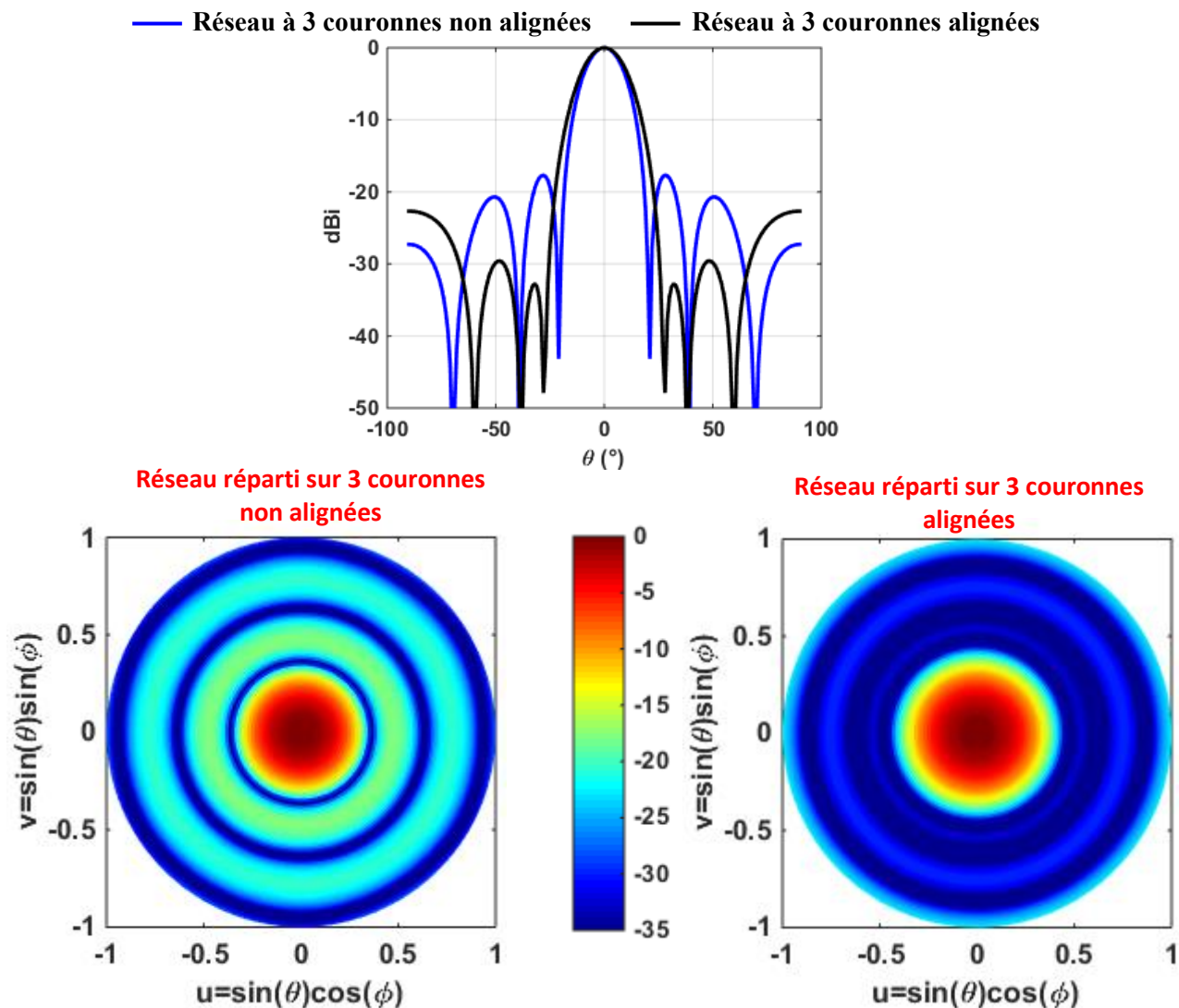


Figure IV-12 : Diagrammes de rayonnement du réseau concentrique réparti sur 3 couronnes non alignées et alignées

Les résultats présentés sur la *Figure IV-12* montrent que dans le cas d'un réseau concentrique à distribution non alignée, le niveau du premier lobe secondaire reste à -17.66 dB quel que soit le nombre de couronnes. Cependant, dans le cas où les éléments sont alignés sur des cercles, une diminution très nette du niveau des lobes secondaires est obtenue dans tous les plans (inférieure à -30 dB), y compris avec un nombre de couronnes réduit. Dans le cas à 3 couronnes étudié, une chute de seulement 0.78 dB est obtenue, tout en maintenant un niveau de lobes secondaires très bas.

On constate alors que le fait de distribuer les éléments rayonnants sur des cercles alignés de petites dimensions permet d'abaisser le niveau des lobes secondaires sans trop dégrader les performances.



Cette approche reste donc intéressante pour des réseaux de taille modérée, moyennant la difficulté à intégrer le BFN pour la première couronne.

Après avoir contrôlé le niveau des lobes secondaires dans les réseaux d'antennes issus de la littérature, nous allons revenir aux architectures périodiques de type ARFFR, pour soulever une autre problématique, celle des lobes de réseaux.

## **III - Voie2 : diffusion des lobes de réseau dans l'ARFFR**

La présence de lobes de réseaux est uniquement due à la périodicité du réseau. L'apparition et les positions déterministes de ces lobes de réseau s'appuient donc sur le calcul du facteur de réseau. Ces lobes peuvent aussi être associés à l'apparition d'une direction aveugle, qui apparaît généralement juste avant l'entrée du lobe de réseau dans l'espace visible. Pour éviter ces lobes dus à la périodicité, il faut alors choisir un espacement entre éléments inférieur à  $\frac{\lambda}{2}$  pour rejeter les directions correspondantes en dehors de l'espace visible. Si la distance interéléments est supérieure à  $\frac{\lambda}{2}$ , il en résulte des lobes de réseaux préjudiciables lors du dépointage.

Dans cette partie, nous allons améliorer les caractéristiques de rayonnement de l'ARFFR obtenues dans le chapitre III, en termes de lobes secondaires et de lobes de réseau, en introduisant un gabarit de gain plus complet dans l'outil de synthèse.

### **III.1 - Potentialités de l'ARFFR à diffuser l'énergie des lobes de réseau**

#### ***III.1.1 - Présentation de la structure étudiée***

Dans cette partie, l'objectif consiste à réaliser un dépointage en élévation dans le plan  $\Phi=0^\circ$ , pour différentes directions d'optimisation, tout en évitant l'apparition de lobes de réseaux dans l'espace visible. Le panneau proposé ici est basé sur celui du chapitre III (*Figure IV-13*), contenant 49 éléments répartis sur une grille carrée, avec un espacement régulier de 63mm, soit  $0.515\lambda$  à 2.45 GHz



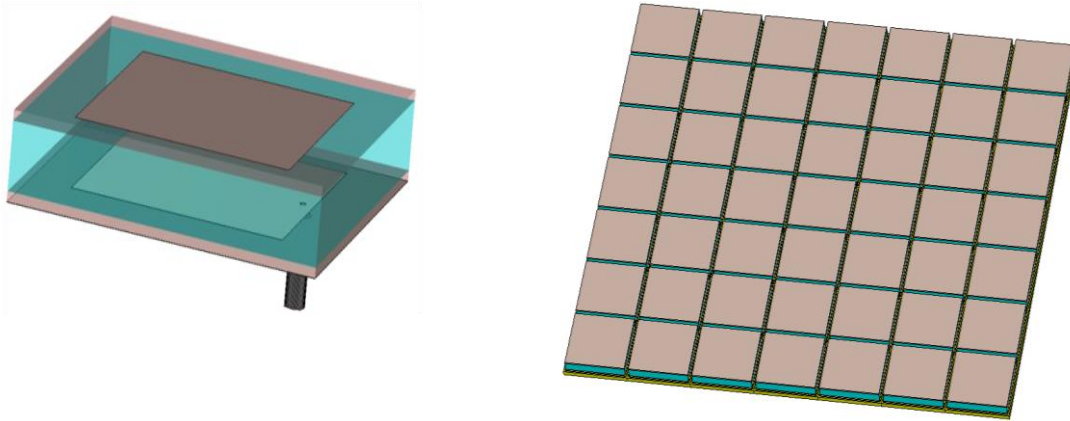


Figure IV-13 : Cellule élémentaire utilisée pour l'étude (à gauche), réseau simulé avec CST (à droite)

Pour cette étude, nous choisissons de retenir la configuration la plus performante du chapitre II, qui est la configuration à 9 éléments excités. Cette répartition permet d'obtenir le meilleur compromis entre nombre d'accès alimentés et rendement de surface. La distribution des éléments actifs est représentée sur la Figure IV-14.

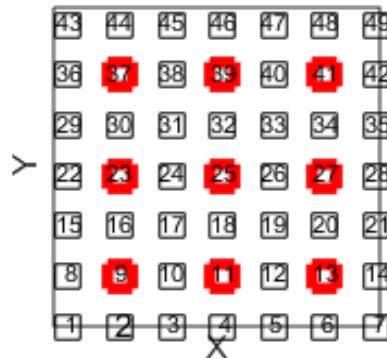


Figure IV-14 : Configuration des ports excités (en rouge)

Il faut noter que les 9 éléments excités sont repartis sur une grille carrée avec un espacement interéléments ( $d=1.03 \lambda$ , soit 126 mm), ce qui provoque l'apparition de lobes de réseaux. La position des lobes de réseaux du panneau 3x3, avec un pas de  $1.03\lambda$ , est représenté sur la Figure IV-15 pour différentes directions de pointages. Le petit cercle noir correspond au lobe principal et les étoiles correspondent aux lobes de réseau. La limite de l'espace visible est représentée par le cercle rouge. Ces lobes deviennent visibles dès lors qu'ils sont situés à l'intérieur du cercle rouge.



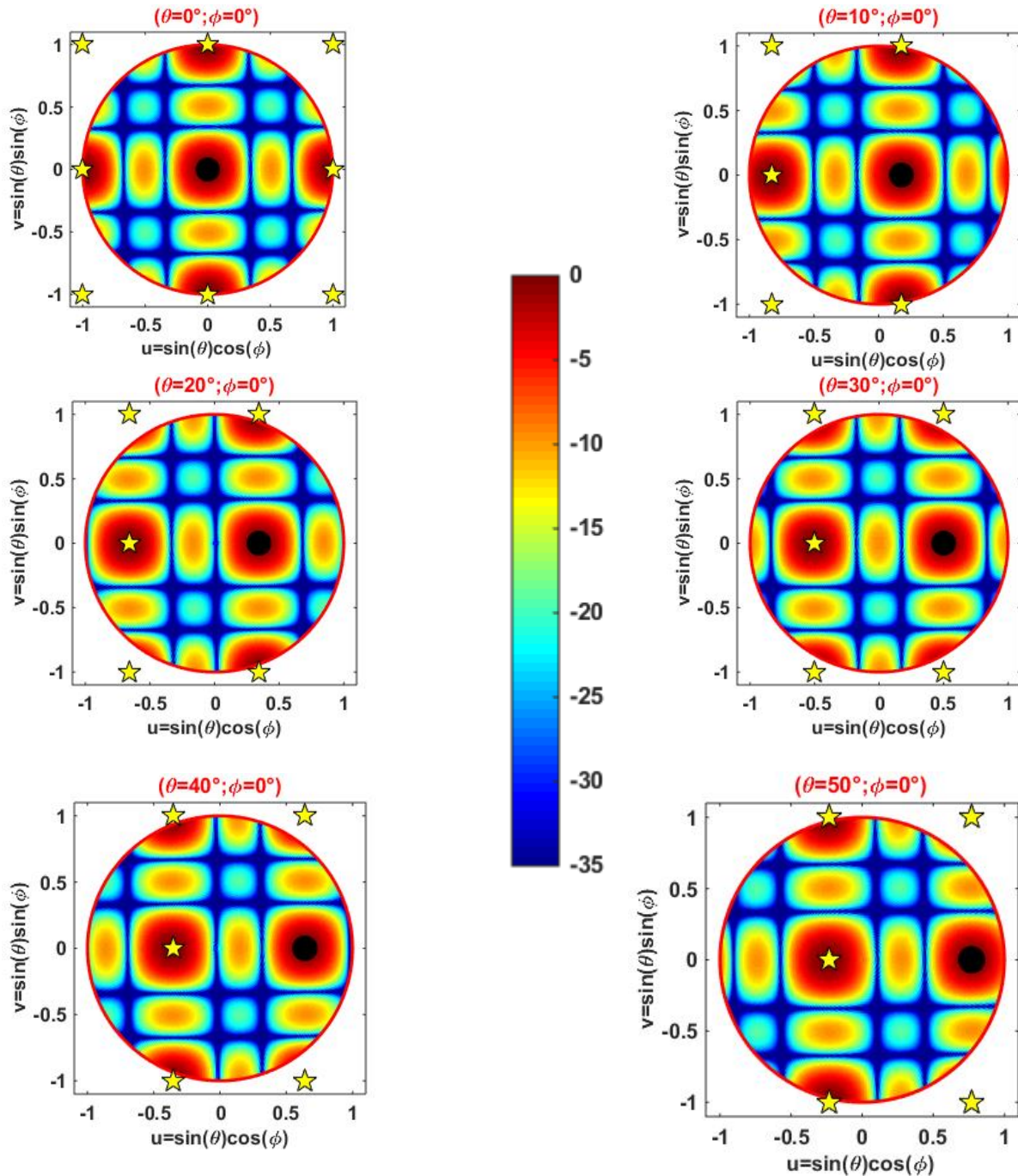


Figure IV-15 : Position des lobes de réseau du réseau de 3x3 répartis sur une grille carrée, la distance interéléments est fixée à  $1.03 \lambda$ , pour un balayage en élévation jusqu'à  $50^\circ$  dans le plan  $\Phi=0^\circ$



L'étude consiste à montrer la possibilité de l'ARFFR à diffuser l'énergie des lobes de réseaux qui apparaissent dans les diagrammes de rayonnement, tout en fixant des contraintes de gain dans certaines directions en dehors du lobe principal.

Pour valider le fonctionnement de l'antenne, nous proposons de présenter les résultats en termes d'adaptation active et de rayonnement pour les scénarios suivants :

- **Scénario 1** : rayonnement dans la direction  $\{\theta_0 = 30^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ , contrainte sur l'adaptation active fixée à -10 dB entre 2.35 et 2.4 GHz,
- **Scénario 2** : rayonnement dans la direction  $\{\theta_0 = 40^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ , contrainte sur l'adaptation active fixée à -10 dB entre 2.35 et 2.4 GHz,
- **Scénario 3** : rayonnement dans la direction  $\{\theta_0 = 50^\circ, \varphi_0 = 0^\circ\}$ , contrainte sur l'adaptation active fixée à -10 dB entre 2.35 et 2.4 GHz,

Les synthèses proposées dans ce chapitre consistent à utiliser les diagrammes environnés et la matrice S des couplages issus de la simulation « full-wave » ainsi que le modèle réel des charges réactives afin de prendre en compte les pertes dues aux déphaseurs dans l'optimisation.

Dans un premier temps, nous allons étudier les performances du réseau sans intégrer de contraintes sur les niveaux de lobes latéraux.

Les *Figure IV-16*, *Figure IV-17* et *Figure IV-18* représentent les performances en termes de rayonnement et adaptations actives dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , pour les 3 scénarios respectivement  $\theta_0 = 30^\circ$ ,  $\theta_0 = 40^\circ$  et  $\theta_0 = 50^\circ$ .



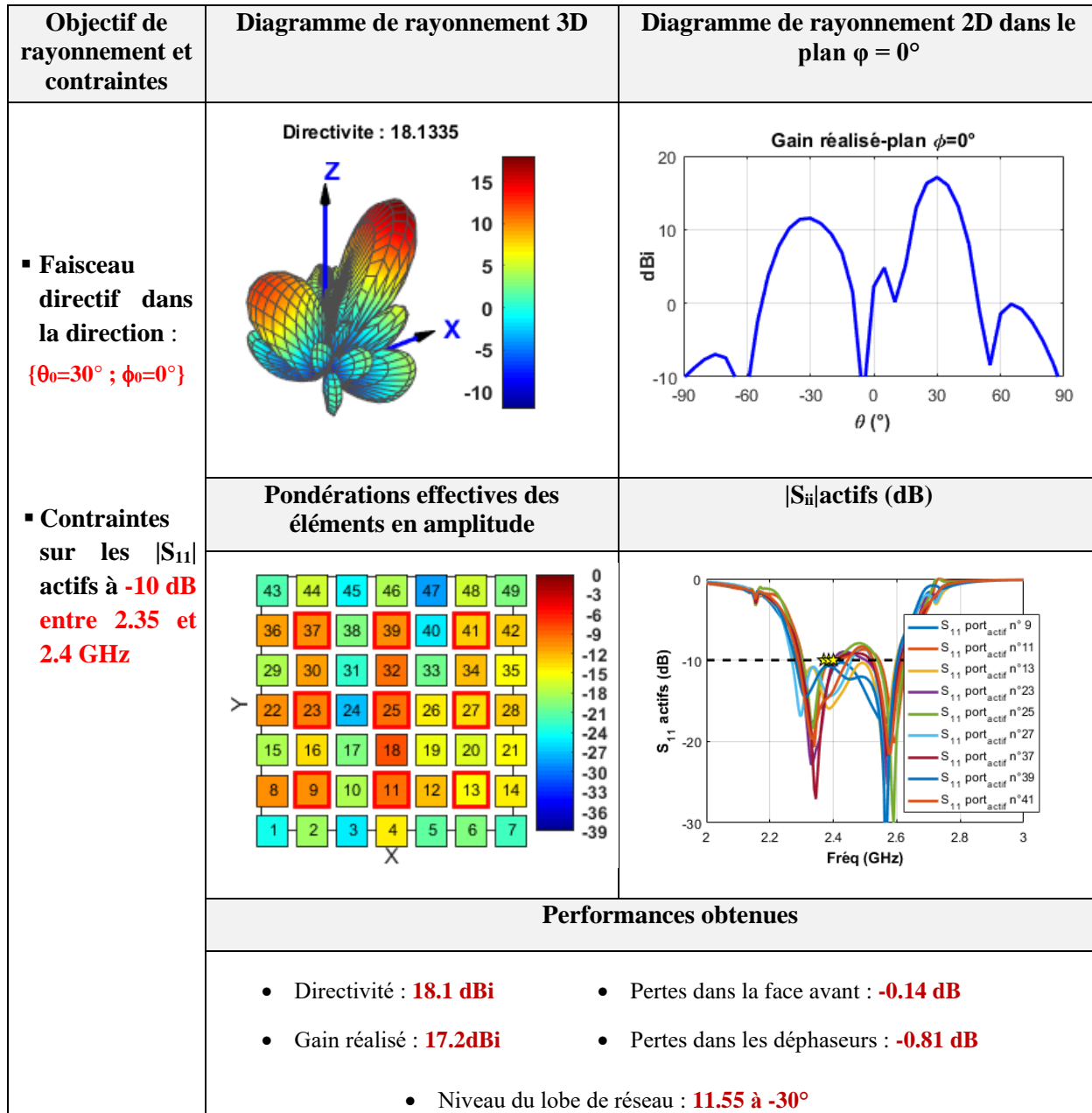


Figure IV-16 : Performances obtenues pour le scénario 1, sans contraintes sur le gabarit





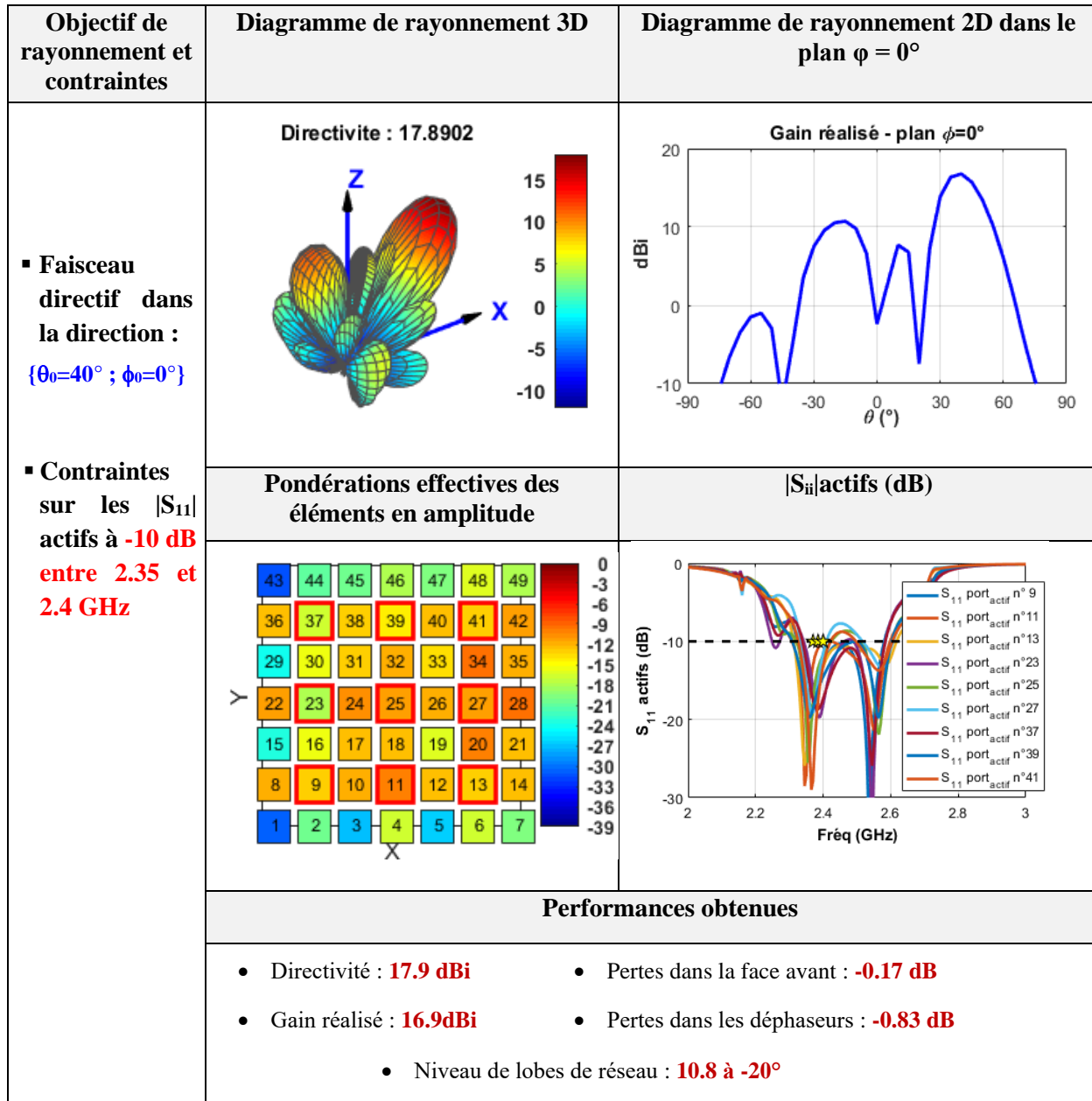


Figure IV-17 : Performances obtenues pour le scénario 2, sans contraintes sur le gabarit



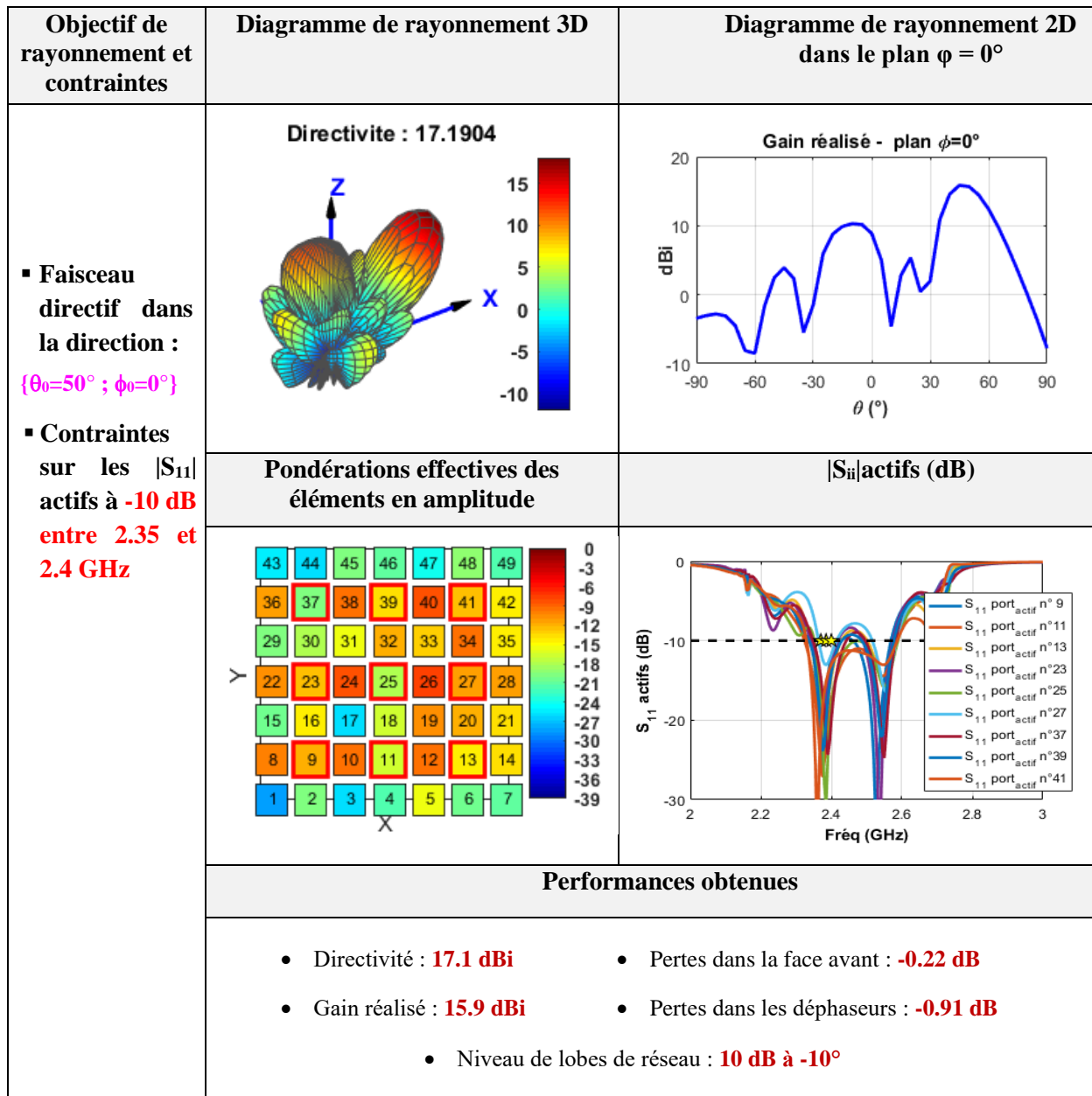


Figure IV-18: Performances obtenues pour le scénario 3, sans contraintes sur le gabarit

Le Tableau IV-8, résume les performances obtenues pour les 3 scénarios. A l'issue de ces synthèses, nous constatons que le niveau de pertes de la face avant de l'antenne pour les différents scénarios est compris entre -0.13 et -0.22 dB. Les pertes dues aux déphaseurs sont très faibles, elles sont de l'ordre de -0.8 dB pour les scénarios 1 et 2 et de -0.91 dB pour le scénario 3. Ainsi, nous pouvons démontrer l'aptitude de ce concept à générer un faisceau répondant à un objectif de rayonnement respectant les contraintes définies pour l'adaptation. Il faut noter néanmoins l'apparition des lobes de réseaux importants lors d'un dépointage en raison du pas de réseau entre



les 9 éléments excités, il est respectivement à -5.64 dB à -6.1 dB et à -5.92 dB par rapport au gain maximal obtenu dans les directions :  $\theta_0 = 30^\circ$ ;  $\theta_0 = 40^\circ$  et  $\theta_0 = 50^\circ$ . Notons également que dans cette partie l'optimisation est faite uniquement sur le niveau de gain intrinsèque dans la direction objectif. Ces diagrammes vont être optimisés par la suite en définissant un gabarit complet dans l'outil de synthèse.

	Scénario 1	Scénario 2	Scénario 3
$\theta$ (°)	30	40	50
Position des lobes de réseau (°)	~30	~20	~10
Directivité (dBi)	18.13	17.89	17.05
Pertes dans la face avant (dB)	-0.136	-0.165	-0.22
Pertes dans les déphaseurs (dB)	-0.8	-0.83	-0.91
Gain réalisé (dBi)	17.192	16.895	15.92
Niveau de lobes de réseau (dB)	11.55	10.77	10

Tableau IV-8 : Performances du réseau 7x7 à 18% des éléments excités pour les 3 scénarios. Sans contraintes sur le gabarit

### III.1.2 - Introduction des contraintes sur les lobes latéraux

Dans cette partie nous cherchons à minimiser le niveau des lobes de réseaux qui sont dus aux grands espacements entre les éléments rayonnants, comme nous l'avons vu précédemment, tout en limitant les remontées des lobes secondaires. L'utilisation de gabarits spécifiques lors de la synthèse semble pouvoir limiter ces effets en consommant des degrés de liberté.

Pour cela, nous allons introduire dans l'outil de synthèse des objectifs de gain dans plusieurs directions où le gain est important, pour diminuer les lobes secondaires et aussi les lobes de réseaux. Nous gardons les mêmes objectifs de rayonnement et les mêmes contraintes que ceux des synthèses précédentes.

Les performances obtenues pour les 3 scénarios sont présentées dans les Figure IV-19 à Figure IV-21. Ces performances sont comparées à celles de la partie précédente et sont résumées dans le Tableau IV-9, afin de valider la capacité de ce concept à diffuser les lobes de réseaux.



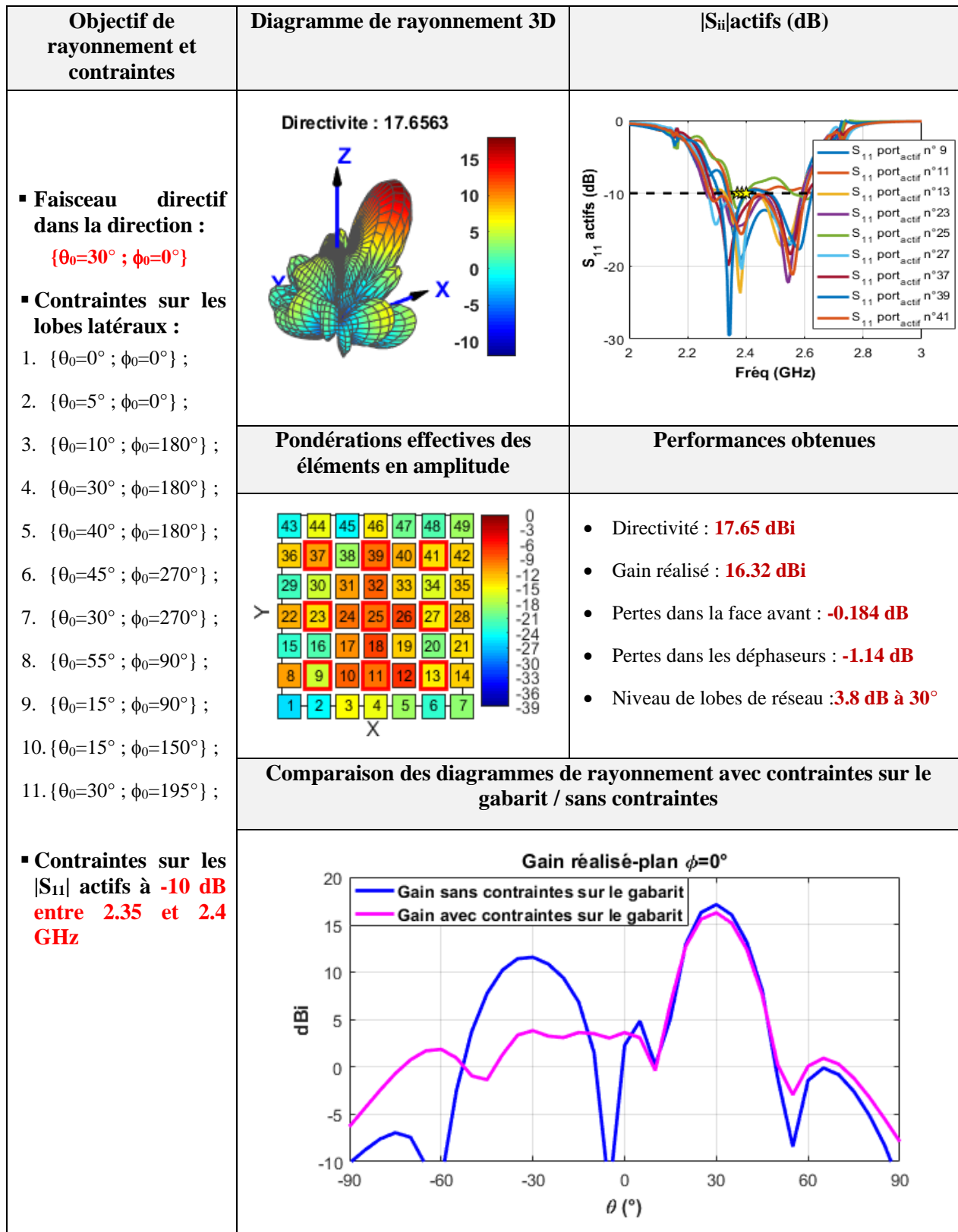


Figure IV-19: Performances obtenues pour le scénario 1



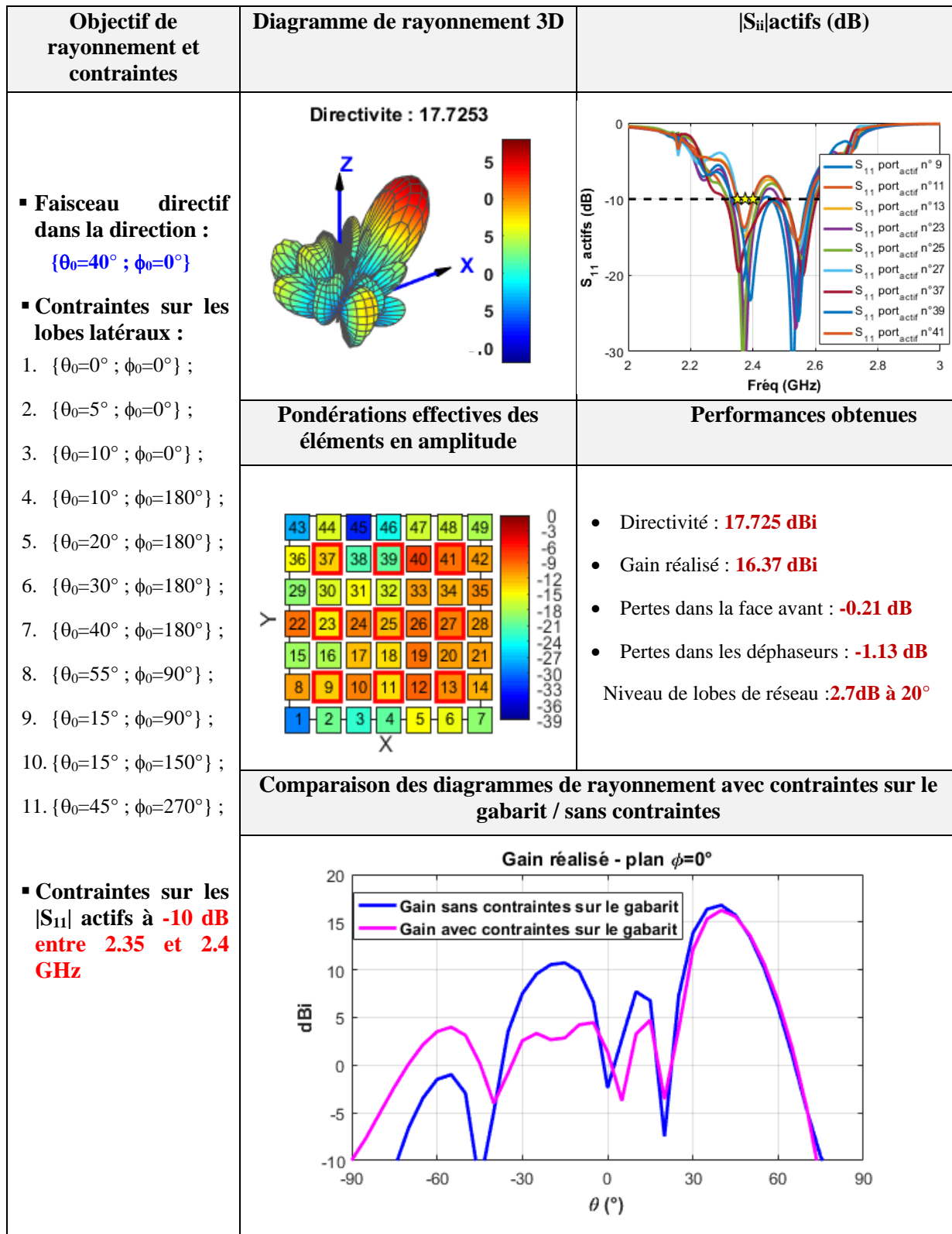


Figure IV-20: Performances obtenues pour le scénario 2



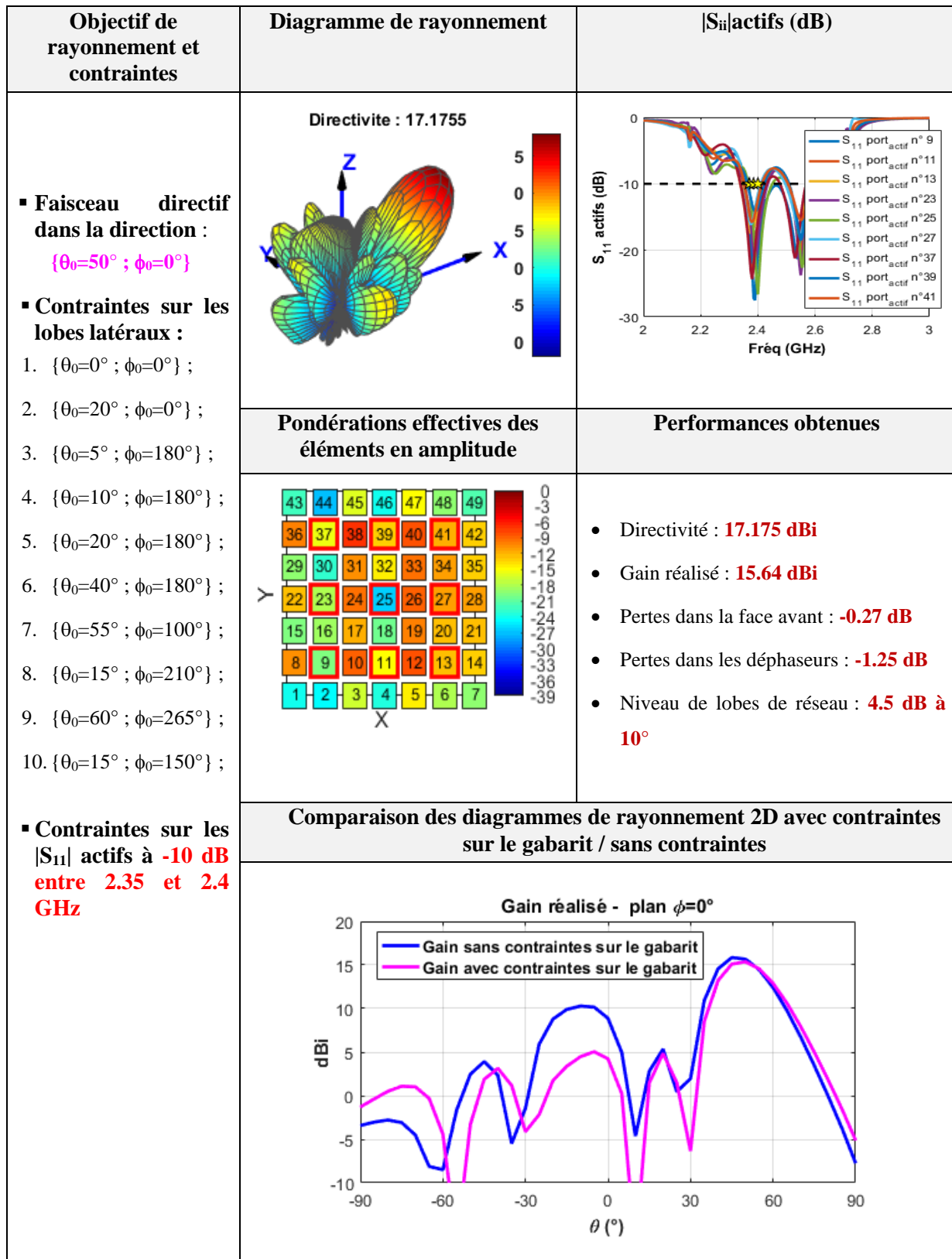


Figure IV-21: Performances obtenues pour le scénario 3



	Sans contraintes sur le gabarit			Avec contraintes sur le gabarit		
	Scénario 1	Scénario 2	Scénario 3	Scénario 1	Scénario 2	Scénario 3
$\theta(^{\circ})$	30	40	50	30	40	50
Position des lobes de réseau ( $^{\circ}$ )	~30	~20	~10	~30	~20	~10
Directivité (dBi)	18.13	17.89	17.05	17.65	17.73	17.18
Pertes dans la face avant (dB)	-0.14	-0.17	-0.22	-0.18	-0.21	-0.27
Pertes dans les déphaseurs (dB)	-0.8	-0.83	-0.91	-1.14	-1.13	-1.25
Gain réalisé (dBi)	17.19	16.9	15.92	16.32	16.37	15.64
Niveau lobes de réseau (dB)	11.55	10.77	10	3.8	2.7	4.5

Tableau IV-9 : Comparaison entre les performances du panneau à 9 éléments excités pour les 3 scénarios, obtenues lors de la synthèse sans et avec contraintes de rayonnement

L'amélioration par rapport au cas précédent (sans contraintes sur le gabarit) est visible. Le niveau des lobes de réseau est réduit pour différentes directions de pointage. Il est respectivement à -12.52 dB, à -13.67 dB et à -11.14 dB par rapport au gain maximal pour un pointage de 30°, 40° et 50°. Nous observons une légère augmentation des pertes d'environ 0.2 dB par rapport aux synthèses précédentes, en raison de l'ajout de nouvelles contraintes de rayonnement dans la synthèse pour diminuer les lobes de réseaux et aussi les lobes secondaires.

Ces résultats obtenus sont très encourageants et permettent de conclure sur le potentiel du concept à diminuer les lobes de réseaux, qui pourraient rendre le système inutilisable. Ceci est permis grâce à la présence d'éléments parasites qui agissent comme des degrés de liberté.

Dans le paragraphe suivant, nous présenterons les résultats des mesures du rayonnement et de l'adaptation active de l'ARFFR pour divers objectifs de rayonnement.

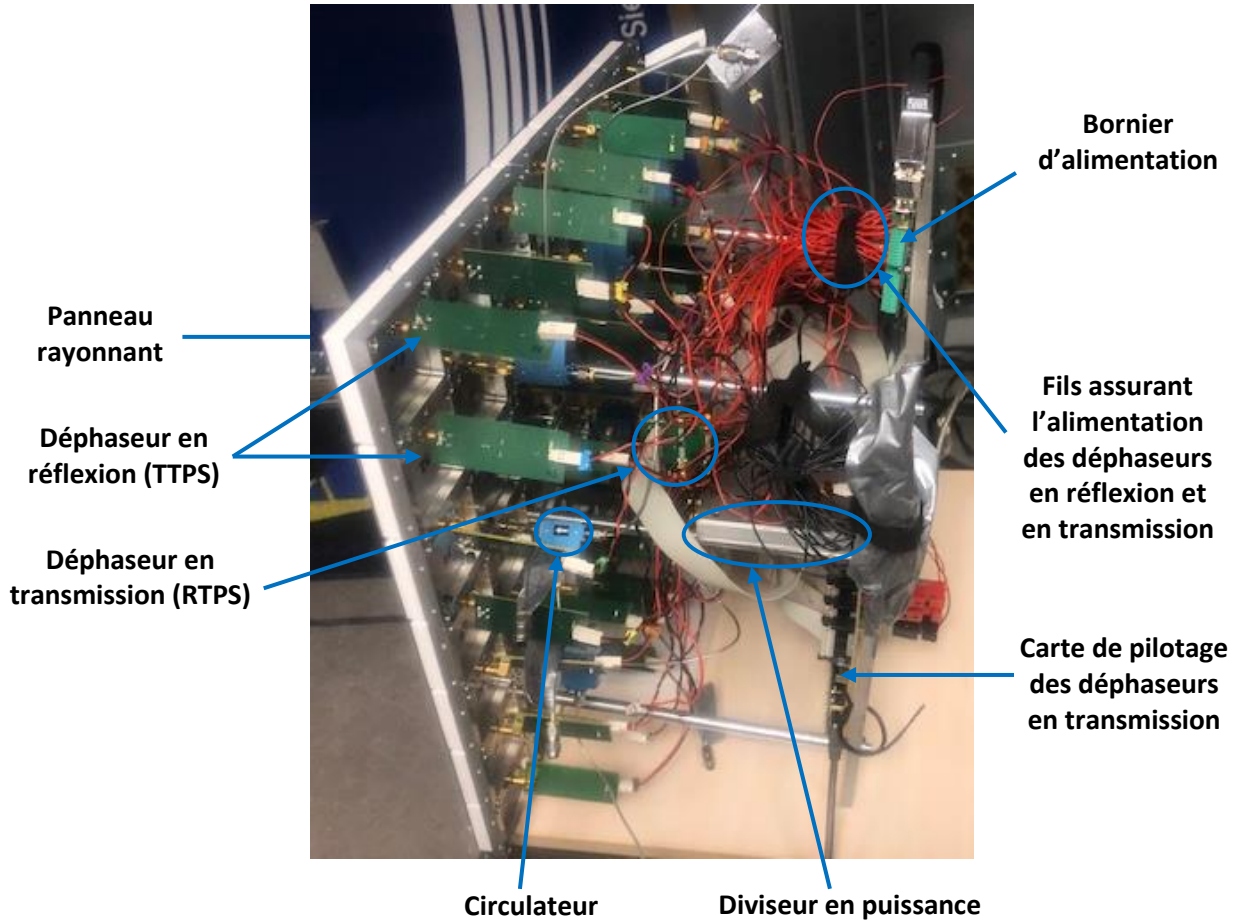
### **III.2 - Caractérisation du panneau de 49 éléments avec 9 ports excités**

Dans cette partie, nous allons valider expérimentalement l'aptitude l'ARFFR à diminuer l'impact des lobes de réseaux et des lobes secondaires, en se basant sur les 3 scénarios définis précédemment. Nous relevons pour chaque scénario, la mesure de l'adaptation active de l'antenne



et les cartographies des pondérations effectives ( $\beta$ ) en module, ainsi que les pertes globales du système. Puis, nous présenterons les résultats des mesures du rayonnement. Nous comparerons l'ensemble de ces résultats mesurés aux résultats obtenus en simulation.

La maquette réalisée avec 9 éléments excités est présentée sur la *Figure IV-22*. Elle est constituée de 9 déphaseurs en transmission, 9 circulateurs et 40 déphaseurs en réflexion.



*Figure IV-22: Photo du prototype final de l'ARFFR avec 9 éléments excités*

La *Figure IV-23* reprend, pour rappel, la procédure de mesure des coefficients de réflexion actifs abordée dans le chapitre III.





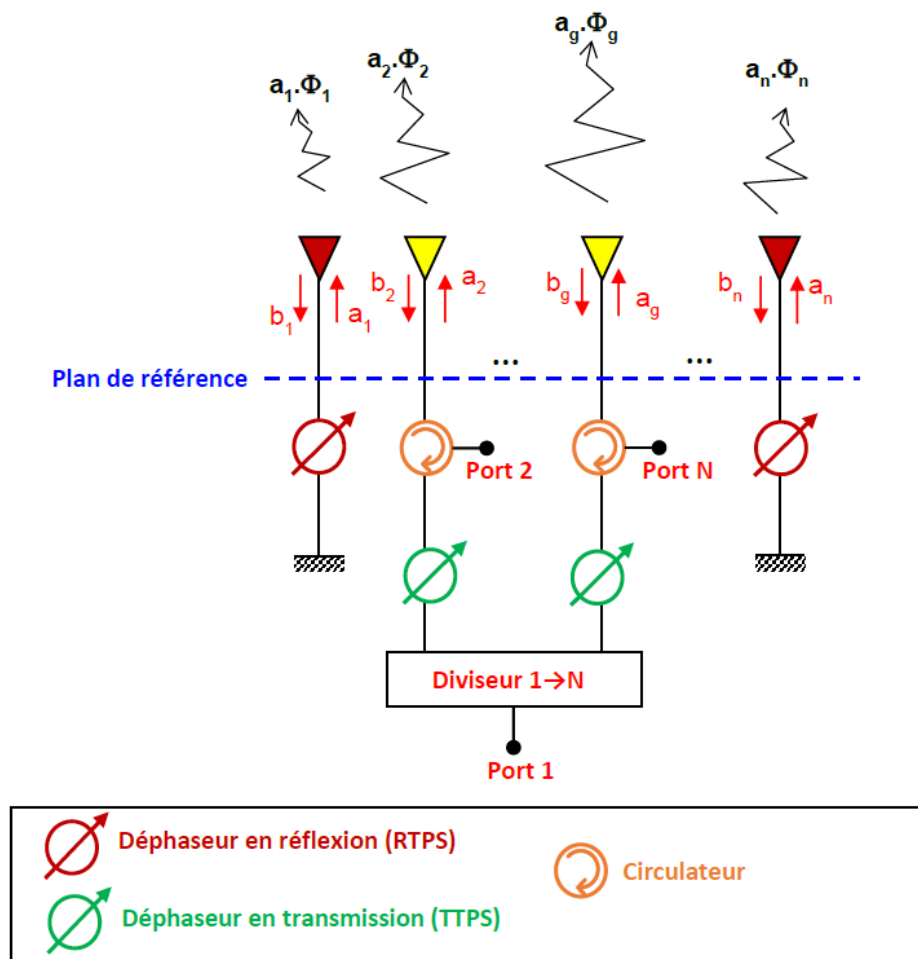


Figure IV-23 : Mesure de l'adaptation active de l'ARFFR à l'aide des circulateurs

L'ARFFR dans sa configuration de mesure est présentée sur la Figure IV-24 dans la chambre anéchoïque d'XLIM. Nous devons néanmoins noter que dans la manipulation en rayonnement, nous avons laissé les circulateurs, qui n'ont aucune influence sur les résultats. Nous les gardons ici uniquement pour avoir la même chaîne de calibrage que celle caractérisée sur table (Figure IV-22). Avant de comparer les diagrammes de gain simulés et mesurés pour différents scénarios, il semble primordial de connaître les pertes induites par le diviseur de puissance et les déphaseurs en transmission sur chaque voie excitée. Pour cela, il faut se baser sur la mesure des pertes en transmission du chapitre III. A l'issue de ces mesures, nous avons pu estimer que les pertes d'insertions sont de l'ordre de -17dB par voie. Donc, les pertes dans l'utilisation de seulement 9 ports du diviseur 16 voies et les 9 déphaseurs en transmission sont estimées à 7.45dB (correspondant à  $-17 + 10\log_{10}(9)$ ). Cela veut dire qu'on va ajouter 7.45 dB aux gains mesurés.



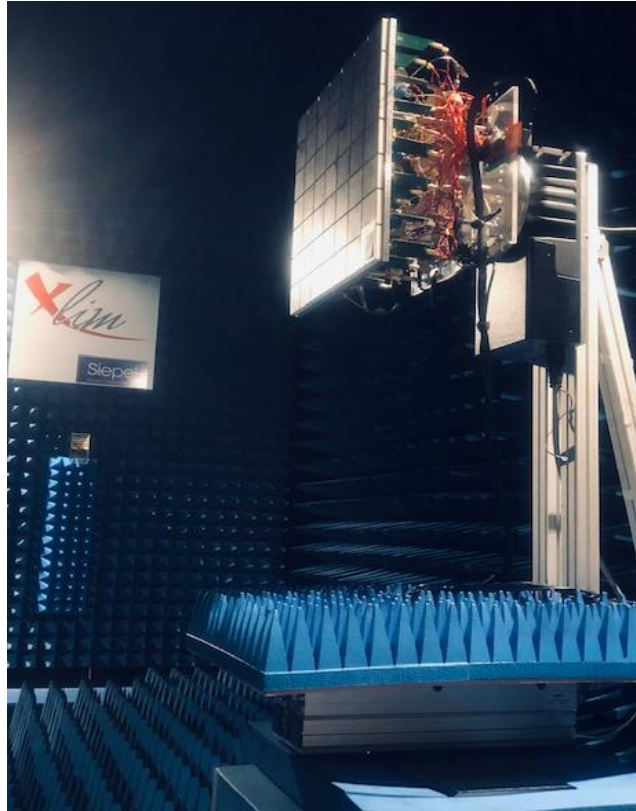
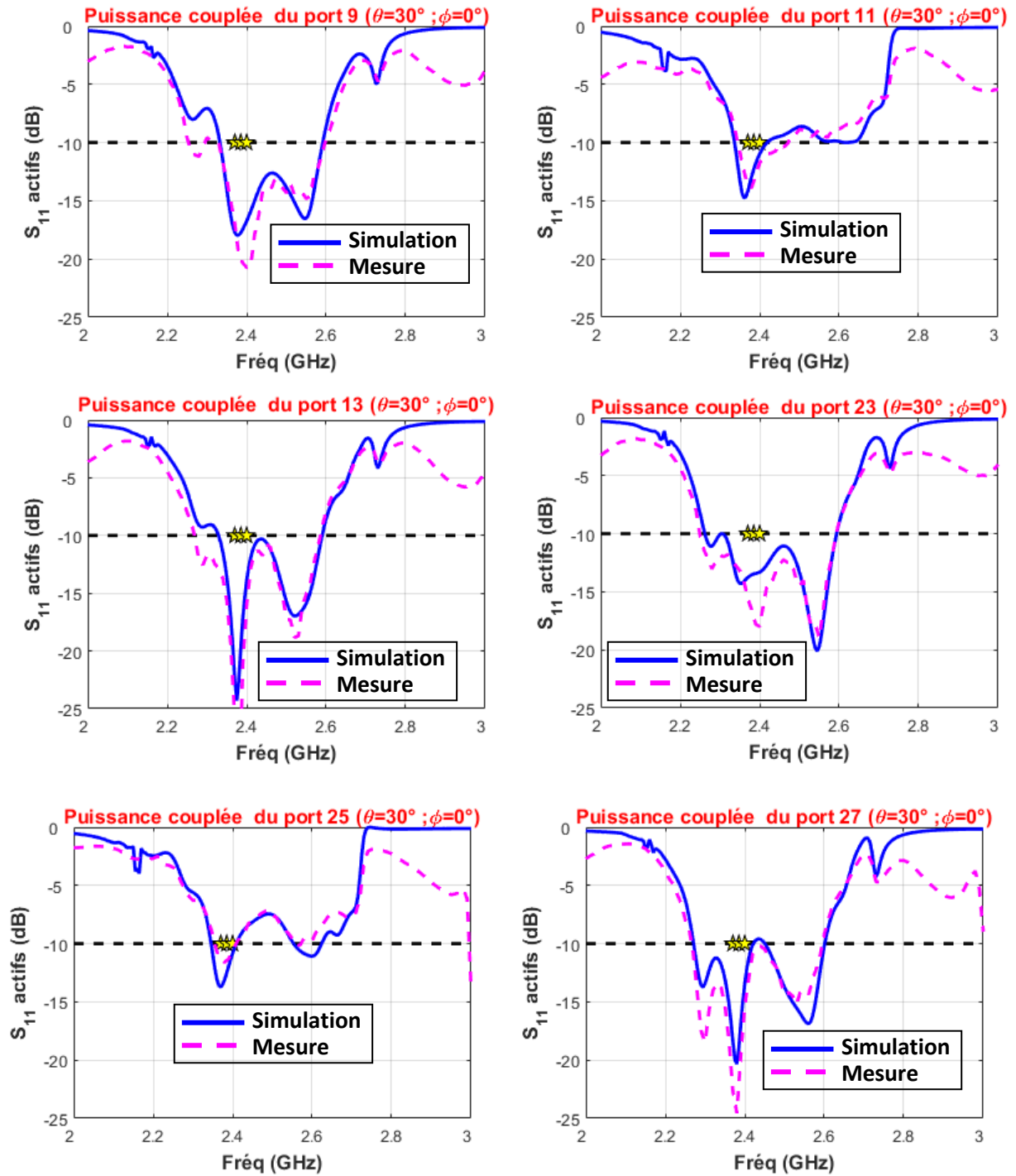


Figure IV-24 : Antenne sous test dans la chambre anéchoïque d'XLIM

### **III.2.1 - Résultats obtenus pour le scénario 1 : $\{\theta_0 = 30^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $|S_{11}|_{\text{actifs}} \leq -10 \text{ dB}$**

Nous allons dans un premier temps comparer les résultats en termes d'adaptation active. La comparaison entre les coefficients de réflexion actifs mesurés et simulés des 9 ports excités du scénario 1 est donnée sur la *Figure IV-25*. Nous pouvons constater que les niveaux de l'adaptation active sont très proches de la simulation dans leurs variations. On constate que la contrainte fixée à -10 dB a bien été respectée. Ceci permet de confirmer une nouvelle fois la bonne gestion du ROS actif par l'ARFFR.





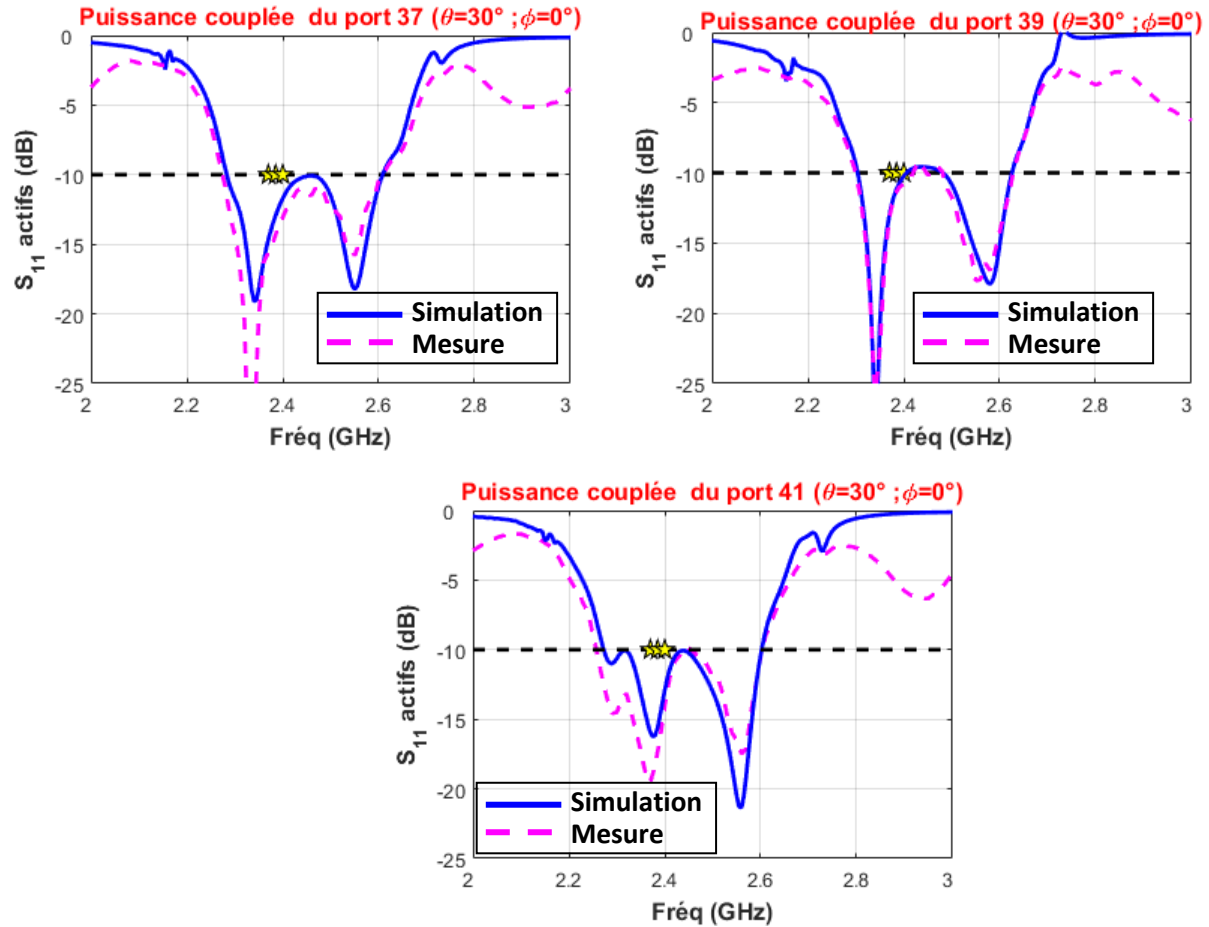


Figure IV-25 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 1

De façon à montrer l'impact des contraintes de rayonnement sur les éléments parasites, la *Figure IV-26* permet de comparer la cartographie des ondes couplées sur chaque port du panneau rayonnant pour le scénario 1, à celle obtenue suite à une même synthèse en enlevant les contraintes. Dans cet exemple, on voit bien que dans le cas où l'optimisation est faite sans fixer des contraintes de rayonnement lors de la phase de synthèse, la contribution des éléments parasites au voisinage de l'élément central (port 25) est bien moindre par rapport au cas avec contraintes (les ports : 12,26,33,10,17,24,31). Ceci permet de montrer la forte participation des éléments parasites à la formation de faisceaux lorsque les contraintes de rayonnement sont intégrées dans la synthèse.



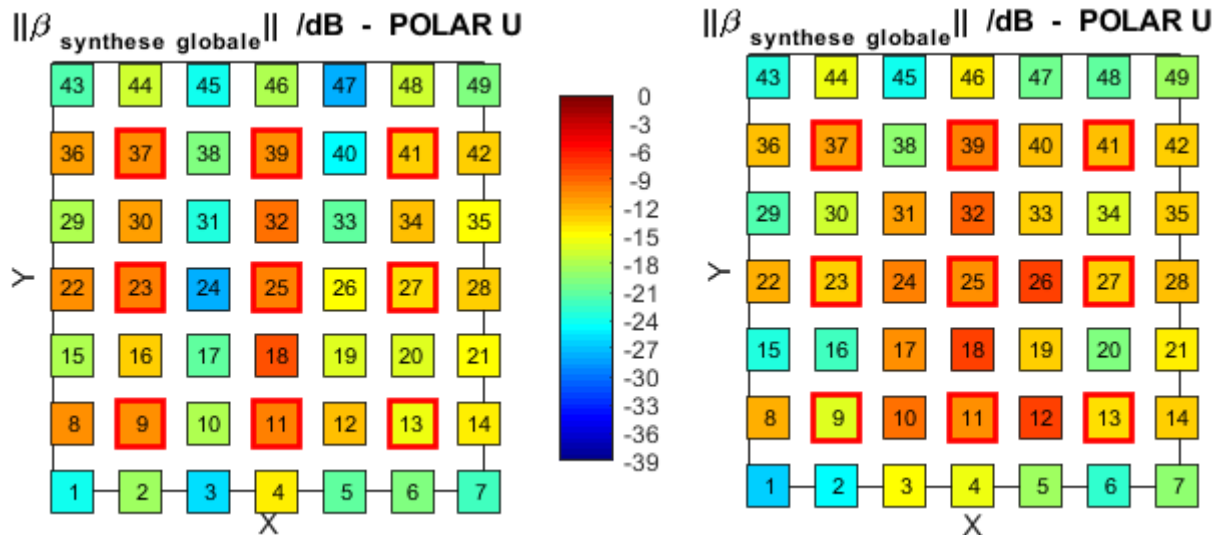


Figure IV-26 : Cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour le scénario 1 : sans contraintes sur les rayonnements (à gauche) et avec contraintes sur les rayonnements (à droite)

Afin de poursuivre l'étude, il faut rappeler que l'outil a été modifié pendant ces travaux de façon à pouvoir intégrer les pertes des charges dans les synthèses.

L'évolution de l'outil produit maintenant des nouvelles représentations sur le niveau des pertes dans les déphaseurs en réflexion pour pouvoir conclure sur l'efficacité globale de l'ARFFR. Celles-ci sont données sur les Figure IV-27 et Figure IV-28. Nous rappelons que les pertes dans les déphaseurs pour ce scénario sont de l'ordre de -1.14 dB (voir

Tableau IV-9).

Les résultats présentés sur la Figure IV-27 montrent que pour certains déphaseurs, les coefficients de réflexion sont inférieurs à -4 dB, ce qui peut engendrer des pertes relativement élevées. Ce phénomène est remarquable sur les déphaseurs connectés aux ports 2,6, 20, 30,45 et 48 du panneau. Par ailleurs, nous pouvons constater sur la cartographie de la Figure IV-26 (cas avec contraintes sur le rayonnement) que la puissance couplée sur ces ports est très faible, i.e. inférieure à -20 dB. C'est pour cette raison, que les pertes dues à ces charges sont négligeables, de l'ordre de 0.2% de la puissance totale injectée, comme le montre la Figure IV-28.

En contrepartie, dans le cas où les éléments parasites sont fortement couplés comme c'est le cas pour les ports 18 et 32, les pertes engendrées aux charges 18 et 32 sont supérieures à - 1 dB.



Ces résultats montrent que le processus de synthèse utilisé ici a permis de minimiser les pertes totales du système, -1.14 dB pour cette configuration, bien que les pertes des déphaseurs puissent atteindre des niveaux plus élevés pour certaines valeurs de la polarisation DC.

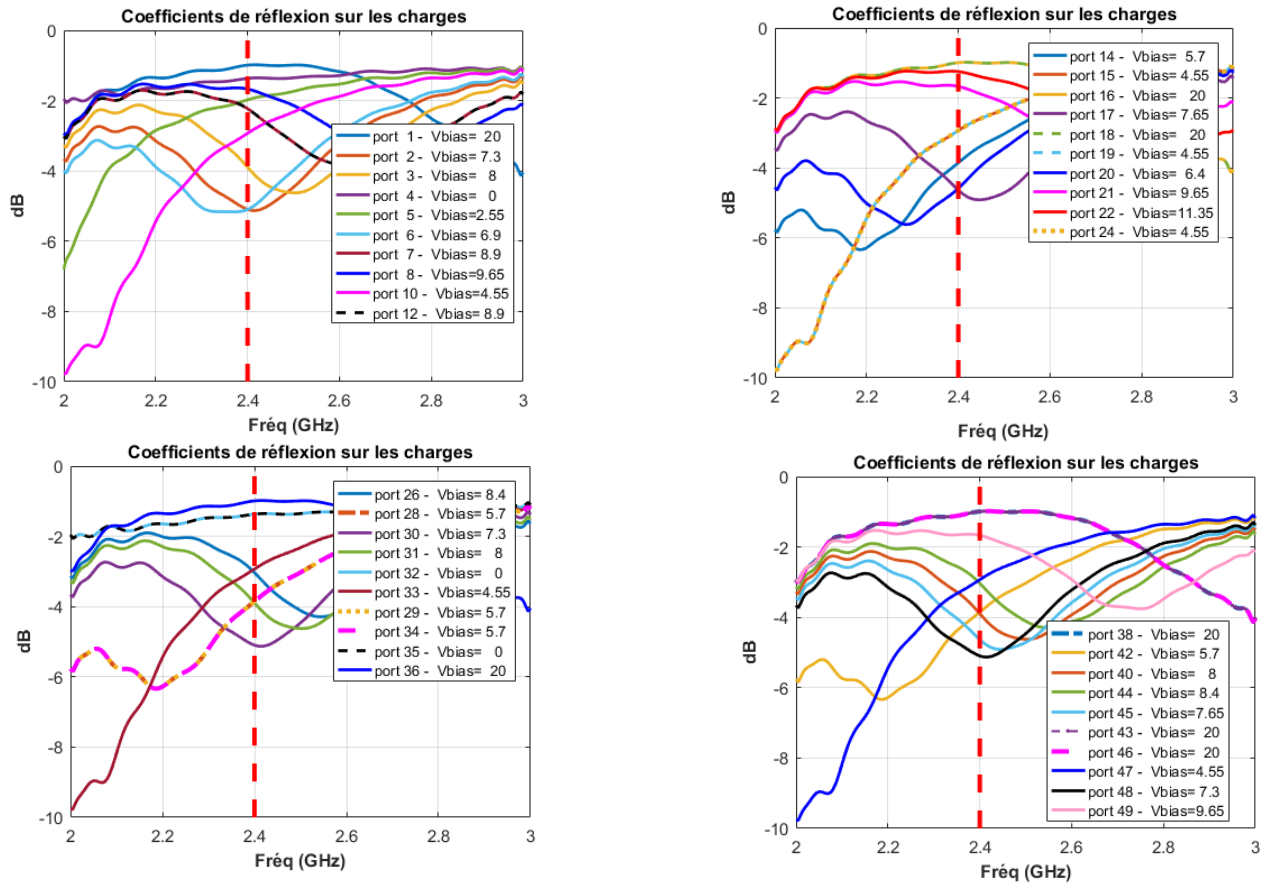


Figure IV-27 : Coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion pour le scénario 1



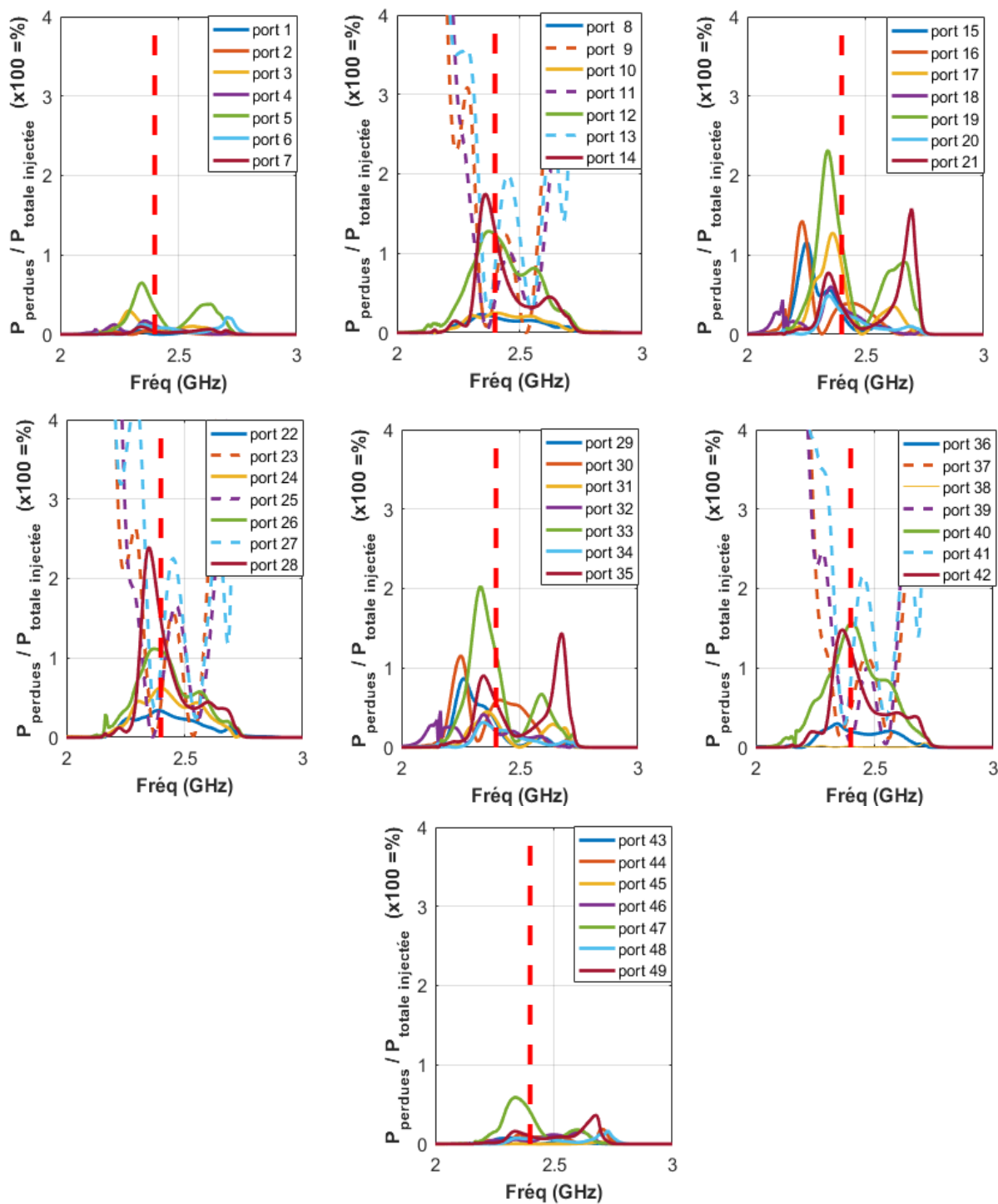
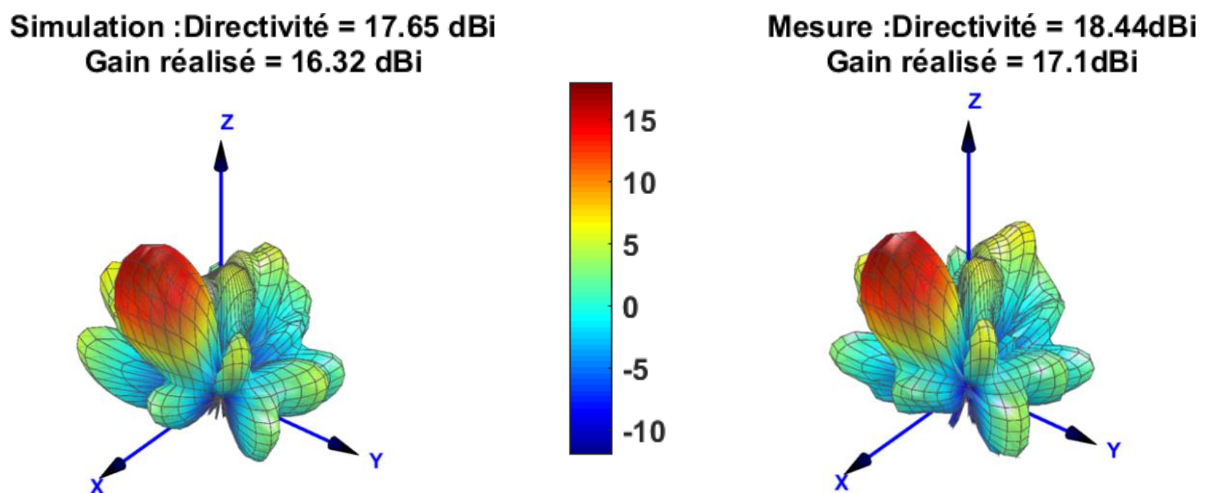


Figure IV-28 : Pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion pour le scénario 1



Pour compléter l'étude sur l'apport de l'utilisation des gabarits de rayonnement sur la gestion des lobes de réseau, les diagrammes de rayonnement 3D simulés et mesurés sont comparés sur la *Figure IV-29*, pour le scénario 1. Un très bon accord est observé, la directivité simulée atteint une valeur de 17.65 dBi en simulation et de 18.44 dBi en mesure à 2.4 GHz. Le niveau du gain réalisé simulé est 16.32 dBi alors que le gain mesuré est estimé à 17.1dBi. L'écart entre la directivité et le gain mesuré (1.34 dB) est le même que celui en simulation (1.33 dB). Cette antenne affiche donc une efficacité totale du panneau de 73% à 2.4 GHz.



*Figure IV-29 : Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D, simulés avec l'outil (à gauche) et mesurés (à droite) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 1*

Pour avoir une observation plus précise sur le niveau des lobes de réseau, la *Figure IV-30* montre, une comparaison entre le gain simulé et mesuré dans le plan de coupe  $\varphi=0^\circ$ . Le gain réalisé mesuré est semblable à celui de la simulation. Le niveau de lobes de réseau mesuré est à -11.5 dB par rapport au gain maximal contre -12.4 dB pour la simulation. Ceci permet de valider expérimentalement la bonne gestion des lobes de réseaux par l'ARFFR lorsque les gabarits de gains sont intégrés dans la synthèse. Des optimisations paraissent encore possibles, étant donné que le gabarit est actuellement défini comme un objectif et non une contrainte. Néanmoins, le résultat obtenu permet d'espérer une amélioration si l'outil de synthèse du laboratoire intègre par la suite cette évolution.





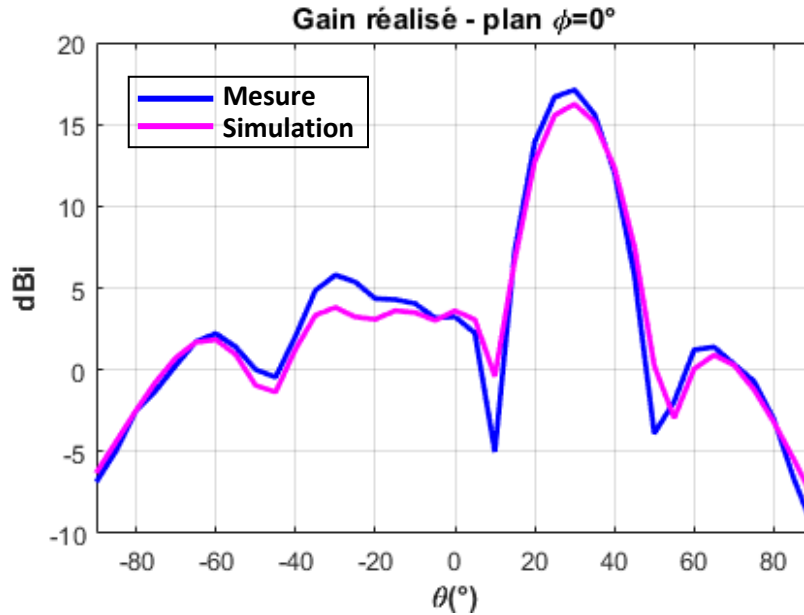
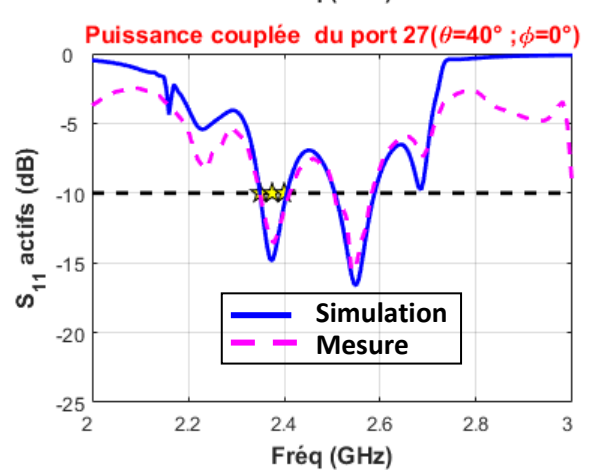
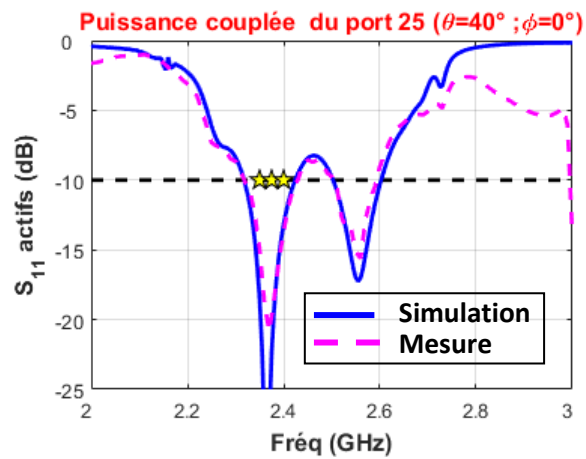
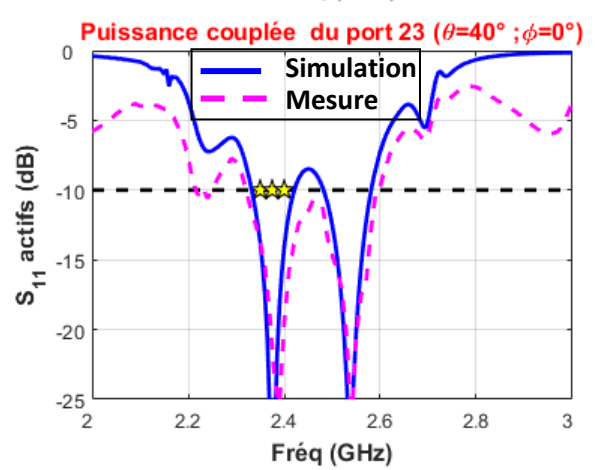
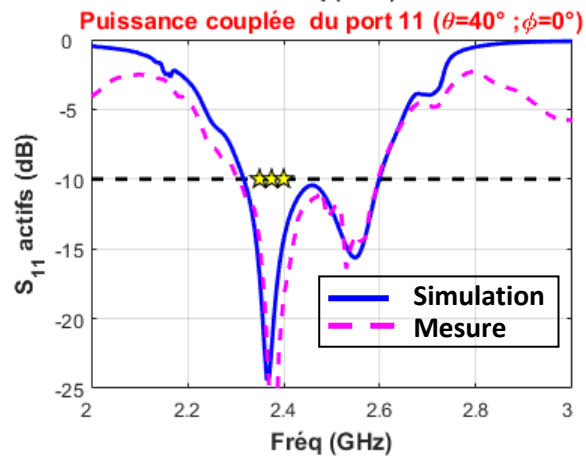
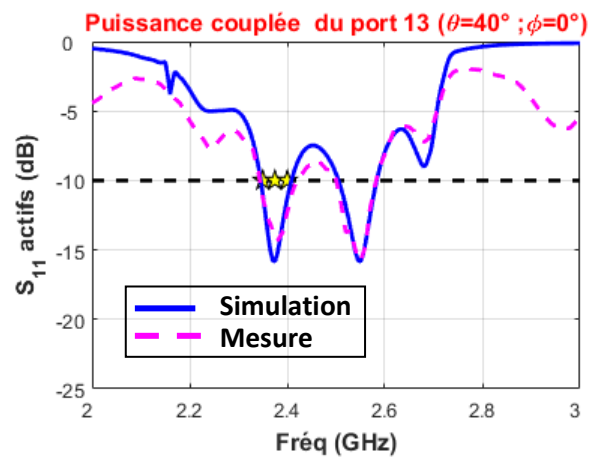
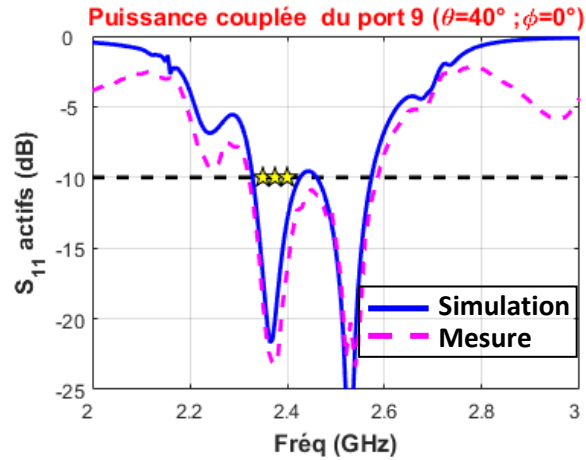


Figure IV-30 : Comparaison des diagrammes du gain, mesurés (en bleu) et simulés (en rose) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 1

### III.2.2 - Résultats obtenus pour le scénario 2 : $\{\theta_0 = 40^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $|S_{11}|_{\text{actifs}} \leq -10 \text{ dB}$

Les adaptations actives simulées et mesurées des 9 éléments excités de l'ARFFR du scénario 2 sont illustrées sur la Figure IV-31. Les adaptations actives simulées au niveau de chaque port sont en bon accord avec les mesures et sont également conformes aux contraintes fixées, i.e., les coefficients de réflexions actifs pour tous les ports actifs sont inférieurs à -10 dB entre 2.35 et 2.4 GHz. Si ces derniers ne sont pas intégrés comme contrainte dans la synthèse, les niveaux d'adaptation des éléments excités pourraient être plus élevés pour certains cas et surtout pour les dépointages élevés. Ceci permet de démontrer l'aptitude de ce concept à gérer l'adaptation active du panneau, quelle que soit la direction de pointage, en définissant une contrainte d'adaptation dans la synthèse.





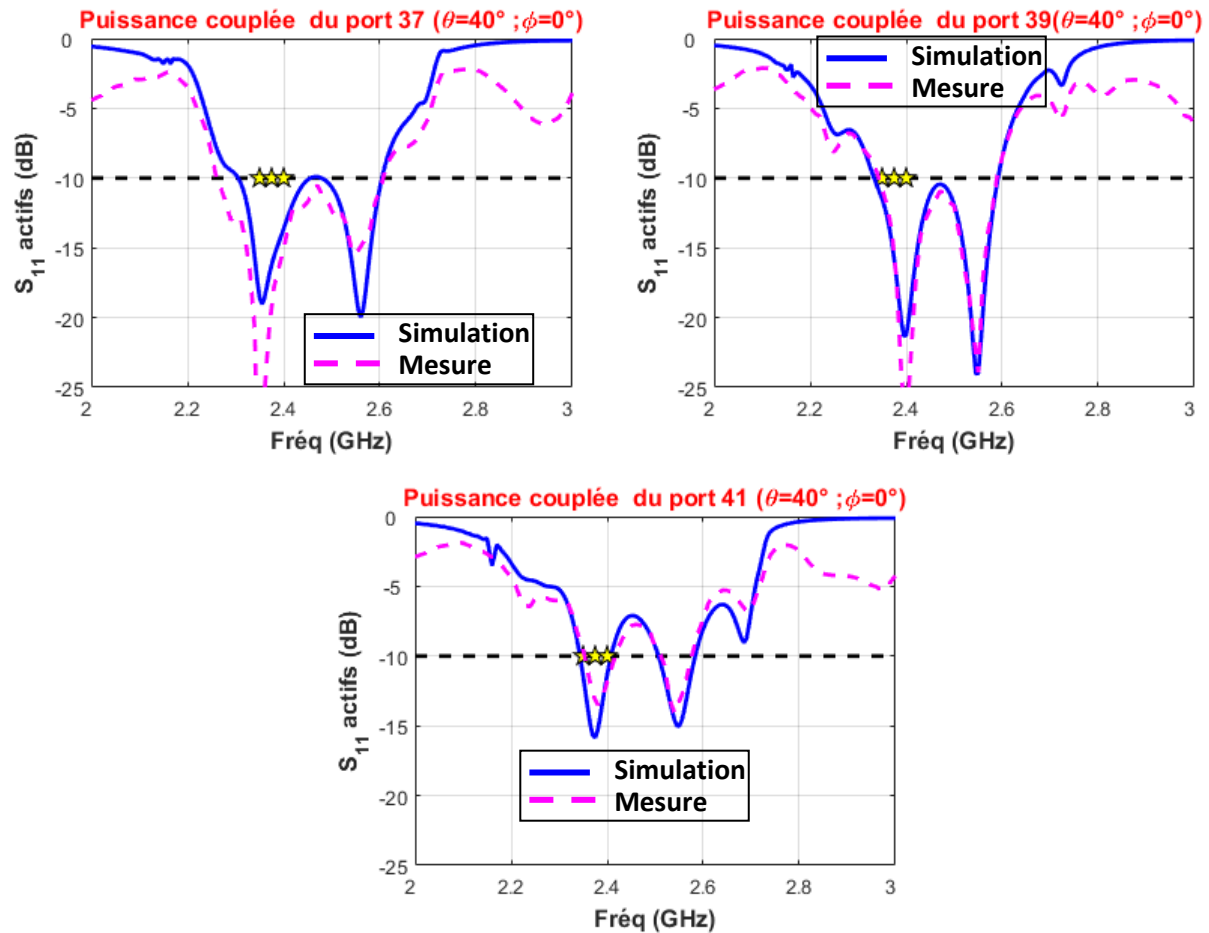


Figure IV-31 : Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 2

La Figure IV-32 compare les cartographies des ondes couplées dans chaque port (sans et avec gabarits de rayonnement). Nous pouvons voir que les couplages sont plus forts sur une grande partie des éléments parasites, lorsque les contraintes d'adaptation sont intégrées dans la synthèse. C'est le cas par exemple des ports 19,33,17,14,21,28,35,45. Ceci permet d'apporter un degré de liberté supplémentaire pour optimiser le rayonnement de l'antenne, son adaptation et son efficacité énergétique.



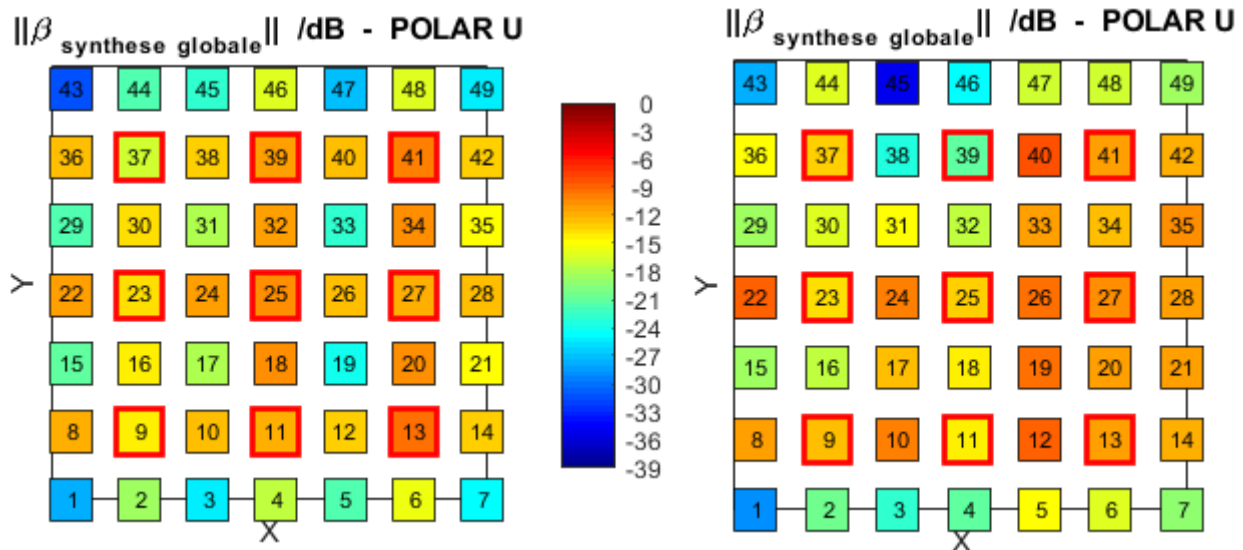


Figure IV-32 : Cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour le scénario 2 : sans contraintes sur les rayonnements (à gauche) et avec contraintes sur les rayonnements (à droite)

Pour ce scénario, les pertes dans la face avant du panneau rayonnant restent très faibles : environ -0,2 dB et dans les déphaseurs, elles sont de l'ordre de -1.14 dB. Afin de montrer la capacité de l'ARFFR à minimiser les pertes dans les déphaseurs appliqués aux éléments parasites, les Figure IV-33 et Figure IV-34 permettent d'illustrer les niveaux de pertes sur chaque déphaseur.

Au regard de ces résultats, nous constatons que dans la plupart des cas où les déphaseurs présentent un coefficient de réflexion inférieur à -4 dB, comme c'est le cas par exemple pour les ports 3,29,47, la puissance couplée sur ces ports est très faible (voir la cartographie de la Figure IV-32 avec contraintes), ce qui nous permet de valider la capacité de ce concept à minimiser les pertes totales du système.



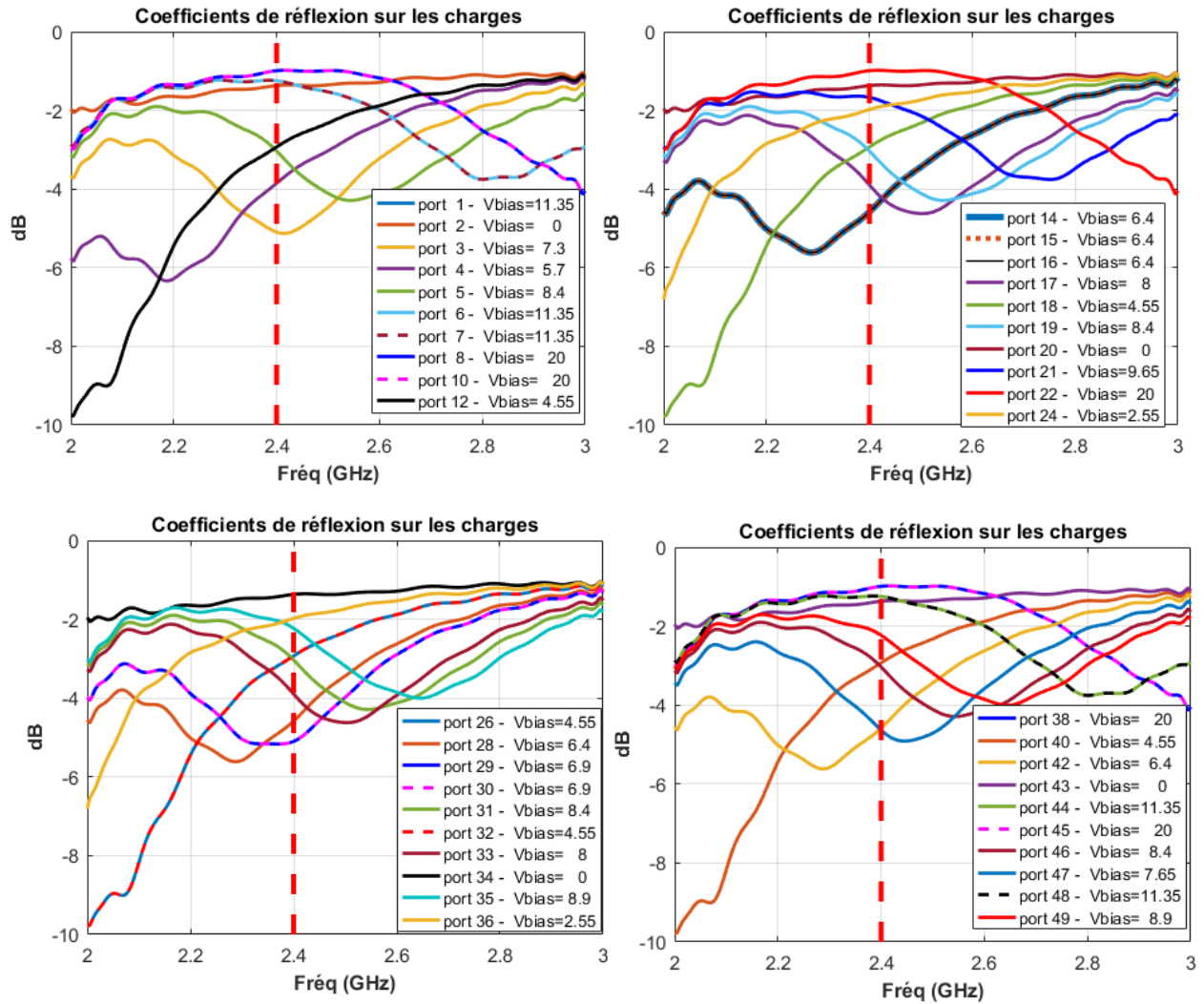


Figure IV-33 : Coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion pour le scénario 2



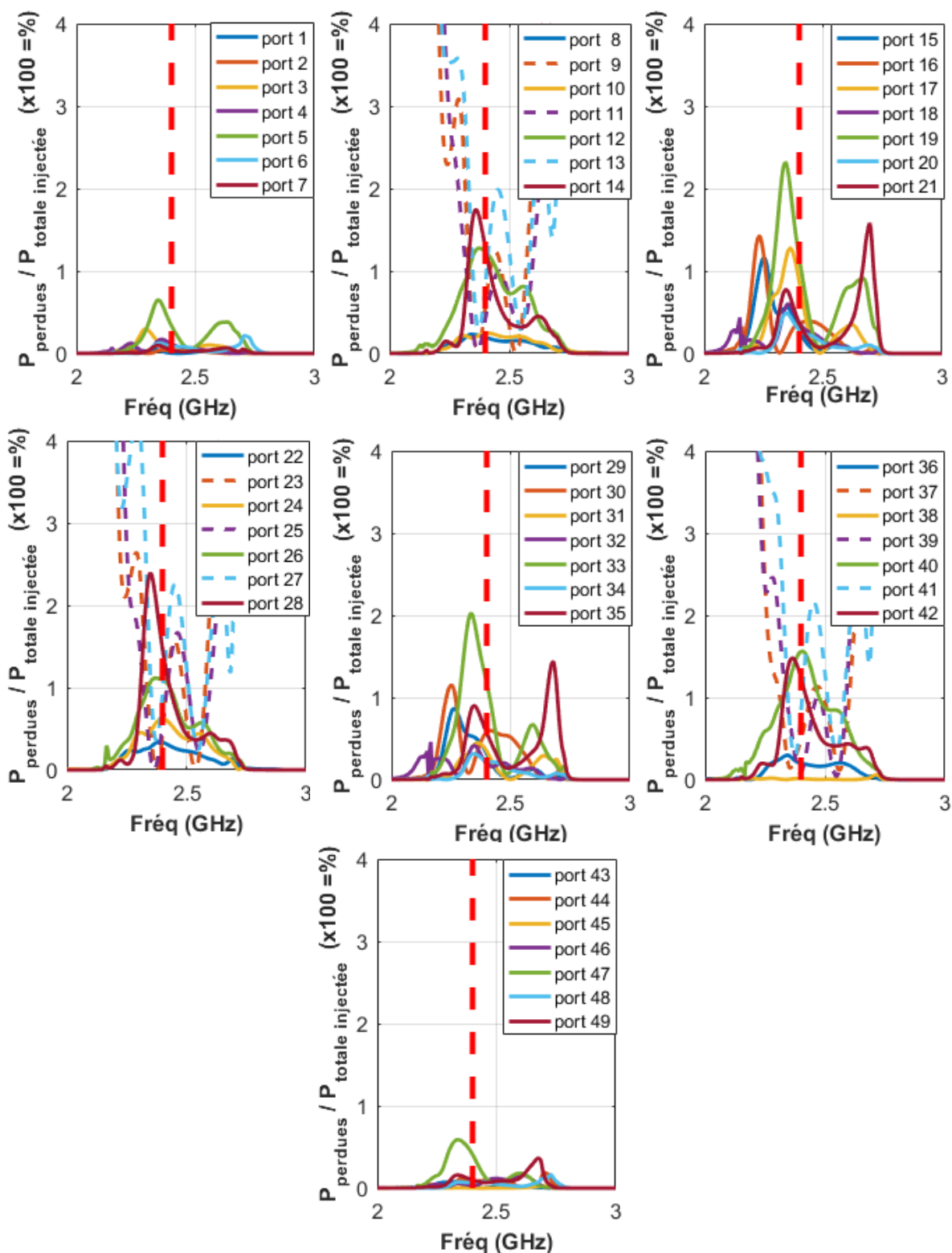
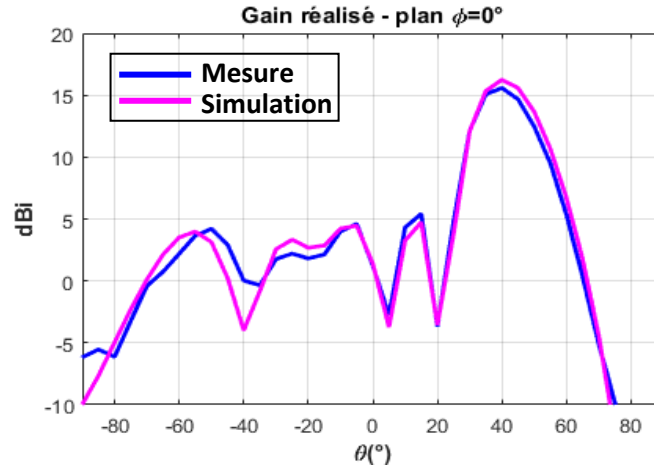


Figure IV-34 : Pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion pour le scénario 2



La *Figure IV-35* présente une comparaison du gain réalisé simulé et mesuré dans le plan de coupe  $\phi=0^\circ$ . Un très bon accord est observé sur l'allure des diagrammes de rayonnement avec un niveau de lobe de réseau quasiment identique à celui donné par l'outil.



*Figure IV-35 : Comparaison des diagrammes du gain, mesurés (en bleu) et simulés (en rose) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 2*

De façon à avoir une vision plus globale, les diagrammes 3D mesurés et simulés à 2.4 GHz sont visualisés sur la *Figure IV-36*. On note que la forme du diagramme mesuré correspond pour tous les plans à la simulation. Le gain réalisé simulé pour ce scénario est de 16.3 dBi dans la direction maximale et de 15.58 dBi en mesure. Un écart de l'ordre de 0.7 dB est obtenu entre le gain mesuré et le gain simulé, mais ceci reste dans la tolérance de la chambre anéchoïque ( $\pm 0.5$  dB), combinée à l'incertitude sur la mesure de la chaîne de transmission (estimée à  $\pm 0.5$  dB).



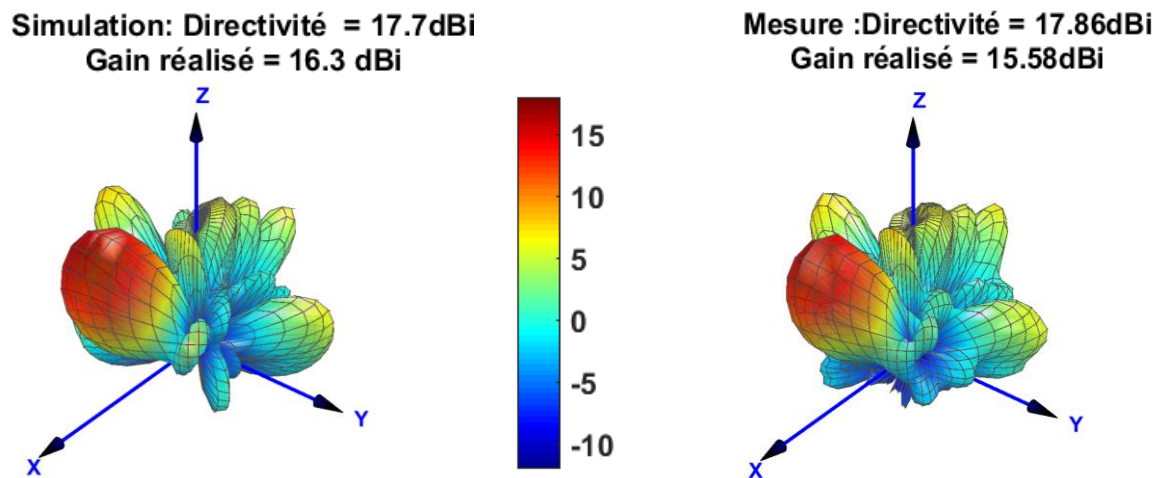


Figure IV-36 : Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D, simulés avec l'outil (à gauche) et mesurés (à droite) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 2

Les mêmes conclusions sont tirées pour le scénario 3. Les résultats de ce scénario sont présentés en Annexe 3.





## IV - Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes focalisés dans un premier temps sur les approches permettant de réduire le niveau de lobes secondaires dans les réseaux d'antennes. La méthode la plus simple consiste à appliquer des pondérations en amplitude des signaux sur chaque antenne, mais cela augmenterait la complexité du système (usage de VGA ou atténuateurs). Des alternatives, telles que les réseaux aperiodiques ou les réseaux lacunaires ont été étudiées afin de simplifier la stratégie de contrôle, i. e, le BFN, tout en minimisant le niveau des lobes secondaires. Cependant, les architectures présentées dans l'état de l'art souffrent de problèmes de modélisation importants. Pour palier à ces problèmes, nous nous sommes intéressés à des réseaux concentriques de petites dimensions où tous les éléments sont alignés sur des rayons réguliers. Les études menées nous ont permis de montrer l'intérêt de cette solution pour diminuer le niveau des lobes secondaires, sans trop introduire de difficultés de mise en œuvre par rapport aux réseaux d'antennes rencontrés dans la littérature.

La seconde partie du chapitre a été consacrée à évaluer la possibilité de l'ARFFR à réduire ses lobes de réseaux tout en limitant les remontées de lobes secondaires. Les résultats obtenus ont permis de montrer l'importance d'introduire des contraintes de rayonnement dans l'algorithme de synthèse pour éliminer les lobes de réseau indésirables. Nous avons également constaté que les pertes dans les déphaseurs en réflexion étaient limitées lors de la synthèse. Ses performances ont été validées expérimentalement sur un prototype de  $7 \times 7$  pour différents angles de dépointages, en excitant seulement 18% d'éléments. Les résultats obtenus sont encourageants et démontrent la capacité de ce concept à gérer la fois le diagramme de rayonnement, l'adaptation active et les lobes de réseaux tout en minimisant les pertes totales du système



## V - Bibliographie du chapitre 4

- [1] Robert S. Elliott, *Antenna Theory & Design*, Prentice-Hall. 1981.
- [2] A. Abed Sahab, « Study of Radiation Properties in Taylor Distribution Uniform Spaced Backfire Antenna Arrays », *Am. J. Electromagn. Appl.*, vol. 2, p. 23, janv. 2014.
- [3] R. L. Haupt, « Thinned arrays using genetic algorithms », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, n° 7, p. 993-999, juill. 1994.
- [4] G. P. Junker, S. S. Kuo, et C. H. Chen, « Genetic algorithm optimization of antenna arrays with variable interelement spacings », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1998 Digest. Antennas: Gateways to the Global Network. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.98CH36)*, 1998, vol. 1, p. 50-53 vol.1.
- [5] Ling Cen, Wee Ser, Zhu Liang Yu, et Susanto Rahardja, « An improved genetic algorithm for aperiodic array synthesis », in *2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2008, p. 2465-2468.
- [6] M. Ridwan, M. Abdo, et E. Jorswieck, « Design of non-uniform antenna arrays using genetic algorithm », in *13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2011)*, 2011, p. 422-427.
- [7] C. A. Meijer, « Simulated annealing in the design of thinned arrays having low sidelobe levels », in *Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing-COMSIG '98 (Cat. No. 98EX214)*, 1998, p. 361-366.
- [8] A. Chatterjee, G. K. Mahanti, and N. N. Pathak, “Comparative performance of gravitational search algorithm and modified particle Swarm optimization algorithm for synthesis of thinned scanned concentric ring array antenna”, *Progress in Electromagnetics Research B*, vol.25, pp.331–348, 2010 ».
- [9] H. Rezagholizadeh et D. Gharavian, « A thinning method of linear and planar array antennas to reduce SLL of radiation pattern by GWO and ICA algorithms », *AUT J. Electr. Eng.*, n° Online First, août 2018.
- [10] H. Wu, C. Liu, et X. Xie, « Thinning of Concentric Circular Antenna Arrays Using Improved Binary Invasive Weed Optimization Algorithm », *Math. Probl. Eng.*, vol. 2015, p. 1-8, mars 2015. »
- [11] U. Singh and T. S. Kamal, “Synthesis of thinned planar concentric circular antenna arrays using biogeography-based optimisation”, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol.6, no. 7, pp. 822–829, 2012. »
- [12] N. Pathak, G. K. Mahanti, S. K. Singh, J. K. Mishra, and A. Chakraborty, “Synthesis of thinned planar circular array antennas using modified particle swarm optimization”, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol.12, pp.87–97, 2009. »
- [13] P. Ghosh and S. Das, “Synthesis of thinned planar concentric circular antenna arrays-a differential evolutionary approach”, *Progress In Electromagnetics Research B*, no. 29, pp. 63–82, 2011. »
- [14] S. H. Sedighy, A. R. Mallahzadeh, M. Soleimani, and J. Rashed-Mohassel, “Optimization of printed yagi antenna using invasive weed optimization (IWO)”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.9, pp.1275–1278, 2010 ».



- [15] A. Oueslati, « Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride », thèse de doctorat, Limoges, 2015.





# Conclusion générale





Le couplage électromagnétique entre chaque élément d'un réseau peut poser des problématiques majeures dans le cas de réseaux périodiques de plusieurs dizaines d'éléments rayonnants. Pour minimiser cet effet, il faut ajouter des circulateurs ou des isolateurs derrière chaque élément rayonnant, ce qui rend l'architecture de plus en plus complexe et coûteuse. Pour faire face à ces problèmes, le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur les Antennes Reconfigurables à Formateur de Faisceaux Réduit (ARFFR). L'objectif était de déterminer quelles étaient les potentialités de ce nouveau concept vis-à-vis des autres solutions de la littérature.

Tout d'abord, le premier chapitre a mis en avant les contraintes des réseaux d'antennes périodiques afin de comprendre le principe de fonctionnement d'un réseau réel. La problématique majeure de ces systèmes est liée à la complexité de leur circuit de formation de faisceaux (BFN). Il est aussi connu que les interactions de couplages dans ces structures peuvent entraîner une dégradation du niveau de ROS actif. Ce problème se traduit par une puissance réfléchie importante sur certains accès rayonnants. Celle-ci peut alors entraîner une dégradation des performances, par la perturbation des éléments connectés en amont, comme les amplificateurs, lorsqu'il s'agit d'antennes actives. La solution retenue consiste à mettre un circulateur derrière chaque élément rayonnant, afin de protéger les circuits en amont. Bien que justifiés sur certaines applications, ces dispositifs rendent le système plus encombrant, plus complexe, et posent le problème de la consommation énergétique pour des applications de type « mass market ». Les réseaux non périodiques ont été identifiés comme un bon candidat pour réduire le nombre de contrôles sans pour autant sacrifier les performances. Ces approches, telles qu'elles sont utilisées dans la littérature, souffrent cependant d'une mise au point complexe en utilisant des algorithmes d'optimisation compliqués. Prolongeant et généralisant des travaux antérieurs sur l'étude des antennes à éléments parasites, nous avons également mis en évidence l'intérêt du concept à formateur de faisceaux réduit proposé par XLIM pour optimiser la surface effective de l'antenne tout en minimisant le nombre d'éléments connectés au circuit de formation de faisceaux.

Le second chapitre était consacré à la conception d'une antenne reconfigurable à formateur de faisceaux possédant un nombre réduit de contrôles. Un bref rappel sur le principe de fonctionnement de ce concept a été présenté. Pour estimer les performances d'un tel concept, nous nous sommes appuyés sur un outil développé au sein de notre laboratoire. Dans un premier temps, une étude sur la distribution spatiale des éléments actifs sur le panneau a été menée. Celle-ci a permis de faire ressortir les principales règles de dimensionnement nécessaires pour concevoir une



ARFFR. Nous avons également pu montrer que pour un bon **compromis** entre performances et simplification il est intéressant d'exciter entre **10 à 20 %** des éléments du réseau. Ensuite, nous avons démontré la capacité de ce concept d'antenne à former des faisceaux directifs et orientés dans diverses directions et à former de faisceaux complexes comme des faisceaux sectoriels tout en maintenant un niveau d'adaptation active suffisamment bas. Les résultats obtenus avec cette approche ont été comparés à des réseaux d'antennes classiques de mêmes dimensions. Les performances ont été estimées numériquement sur un réseau de 49 patches imprimés à double toit sur une bande passante de l'ordre de 28% autour de 5 GHz.

Dans le chapitre III, l'objectif était de gérer le ROS actif lié aux couplages. Après avoir introduit une nouvelle structure d'étude, au sein de laquelle une direction aveugle est apparue due à une onde de surface, la première partie de ce chapitre a visée à atténuer ces effets par l'introduction d'une cavité d'air entre les éléments rayonnants. Nous avons démontré l'intérêt de cette solution à gérer l'adaptation active du réseau, tout en limitant la présence des directions aveugles. Ensuite, la seconde partie du chapitre III a été consacrée à valider expérimentalement l'aptitude de l'ARFFR à gérer l'adaptation active du panneau complet tout en s'affranchissant de circulateurs, en excitant seulement 7 éléments.

Finalement, dans le dernier chapitre, nous avons pu diminuer les lobes secondaires en disposant les éléments sur des cercles concentriques alignés. En plus nous avons exploité les propriétés du concept d'ARFFR pour limiter les lobes de réseau indésirables, en définissant un gabarit complet dans l'outil de synthèse. Ces résultats ont été validés expérimentalement. Le bon accord des résultats a montré que l'approche proposée constitue une alternative très intéressante par rapport aux solutions existantes.

Les différents travaux présentés dans ce manuscrit sont encourageants et démontrent la capacité de ce concept à répondre aux nouveaux besoins du marché. Cependant, de nombreuses perspectives peuvent être envisagées pour la poursuite de ce travail :

- Une première perspective consiste à apporter une modification de l'outil pour optimiser les diagrammes sur une bande de fréquence choisie par l'utilisateur.
- Une deuxième perspective consiste à maîtriser le ROS actif au sein d'un grand réseau d'éléments rayonnants à balayage électronique sans utiliser le concept à formateur de faisceaux réduit. Des études en cours visent à réduire le ROS actif du réseau en lui adjoignant une superstructure à proximité des éléments rayonnants afin de faire évoluer le





diagramme de l'élément rayonnant unitaire dont la forme est en grande partie responsable de l'évolution du ROS actif. Un autre point intéressant consiste à introduire des perturbations périodiques à l'échelle d'une macro-cellule au sein de laquelle les positions et/ou les géométries des sources pourront apporter quelques degrés de liberté pour réduire le ROS actif.





# Annexes





## Annexe 1. Mise en œuvre d'une ARFFR

Le but de cette annexe est de définir l'ensemble des briques de base qui vont être utilisées pour réaliser le prototype afin de valider les performances du concept d'ARFFR. Cette annexe est basée sur les travaux qui ont été développés dans le cadre d'une thèse précédente (2012-2015) pour démontrer la faisabilité d'un tel concept.

### I - Déphaseur en réflexion

Nous avons vu que la subtilité de ce concept repose sur l'ajout de charges réactives à chaque élément parasite, afin de gérer les problématiques liées au ROS actif sur les éléments excités tout en exploitant la diffusion des couplages sur l'antenne. Elles se matérialisent dans la pratique par des déphaseurs en réflexion. Dans la pratique, les phases à la réflexion sont réalisées par des dispositifs considérés avec pertes, ce qui ne sera pas le cas dans la théorie. Ces charges sont développées dans le cadre de la thèse de doctorat d'Aymen en 2015. Elles ont été réalisées par un tronçon de guide coplanaire chargé des diodes varactors SMV2202-040LF (Skyworks) à très faible coût, imprimé sur un substrat FR4 ( $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan \delta=0.025$ ) d'épaisseur 1.6 mm, tel qu'illustré sur la Fig.1. 1. L'idée était de placer tous les composants montés en surface (CMS) sur la même face, afin de diminuer le coût de fabrication.

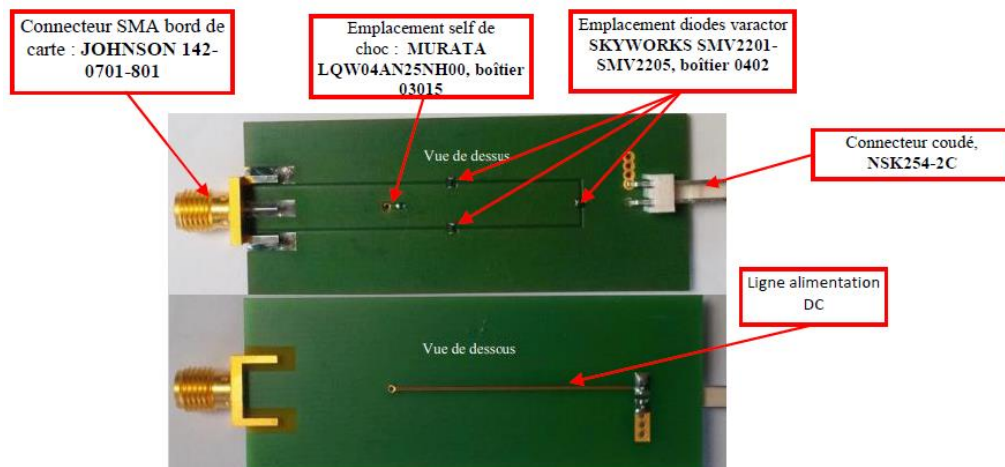
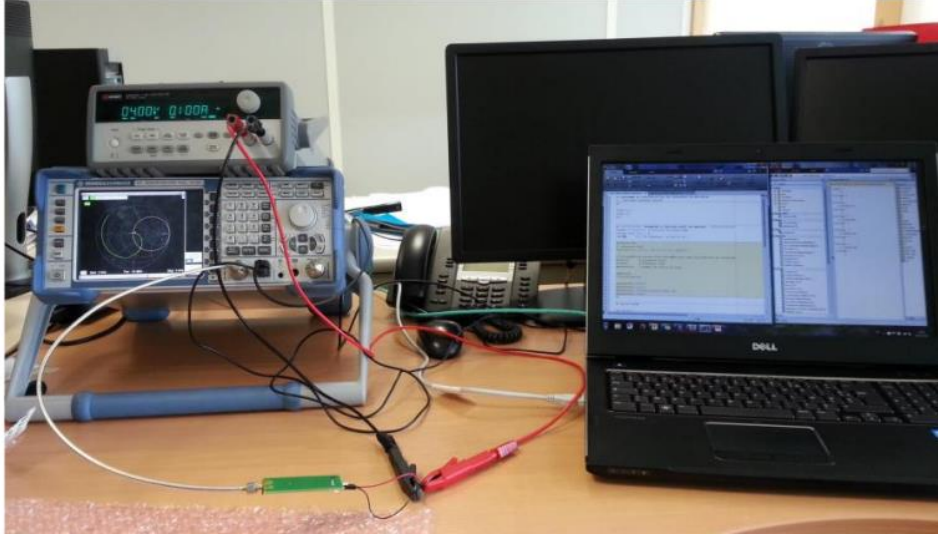


Fig.1. 1: Déphaseur en réflexion fabriqué

La procédure de mesure de ces déphaseurs est présentée sur la Fig.1. 2. Le déphaseur a été connecté à une alimentation continue Keysight. Le connecteur SMA du déphaseur a été branché à un ARV Rhode & Schwarz ZVL13 pour mesurer le coefficient de réflexion en module et phase pour chaque tension de polarisation comprise entre 0 et 20 V. Dans cet exemple l'ARV et le générateur sont commandés par Matlab pour extraire des fichiers touchstone contenant les mesures des paramètres S correspondant à chaque déphaseur.



*Fig.1. 2: Caractérisation du déphaseur en réflexion*

A partir des mesures, nous avons extrait un modèle comportemental moyen, basé sur la mesure de 30 déphaseurs en fonction de la tension de polarisation ( $V_{bias}$ ) et de la fréquence, afin de prendre en compte les pertes des déphaseurs dans l'outil de synthèse. Les résultats de ce modèle extrait des mesures sont illustrés sur la Fig.1. 3.



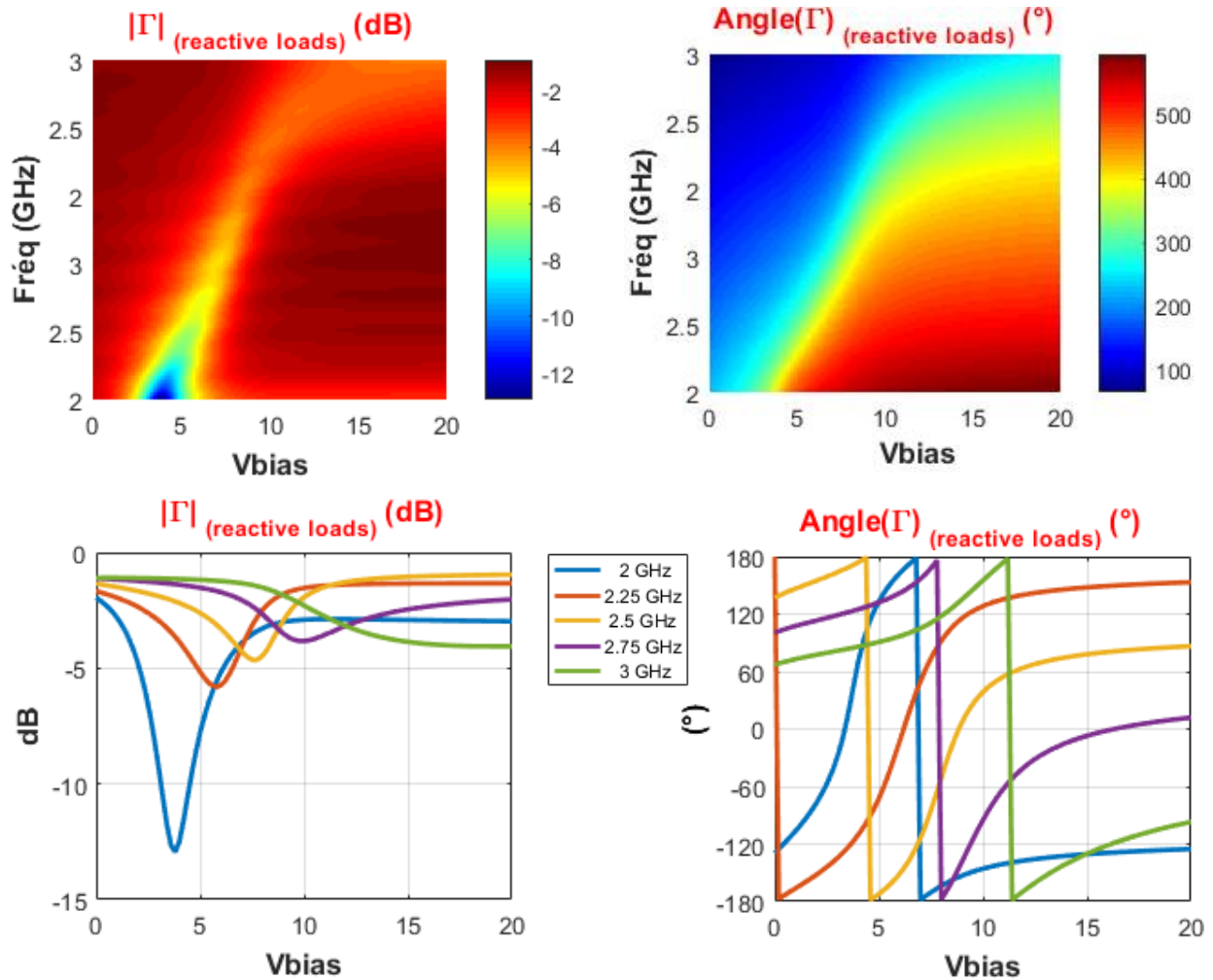
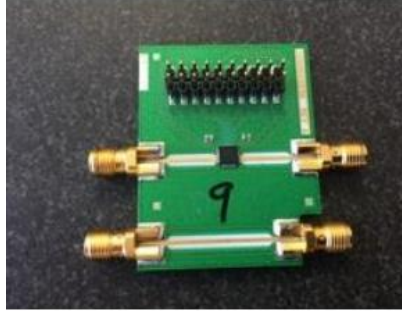


Fig.1. 3: Mesure du coefficient de réflexion en amplitude (à gauche) et en phase (à droite) du déphaseur en réflexion en fonction de la fréquence (mesures moyennes basées sur un échantillon de 30 déphaseurs, ayant permis d'établir un modèle numérique)

## II - Déphaseur en transmission

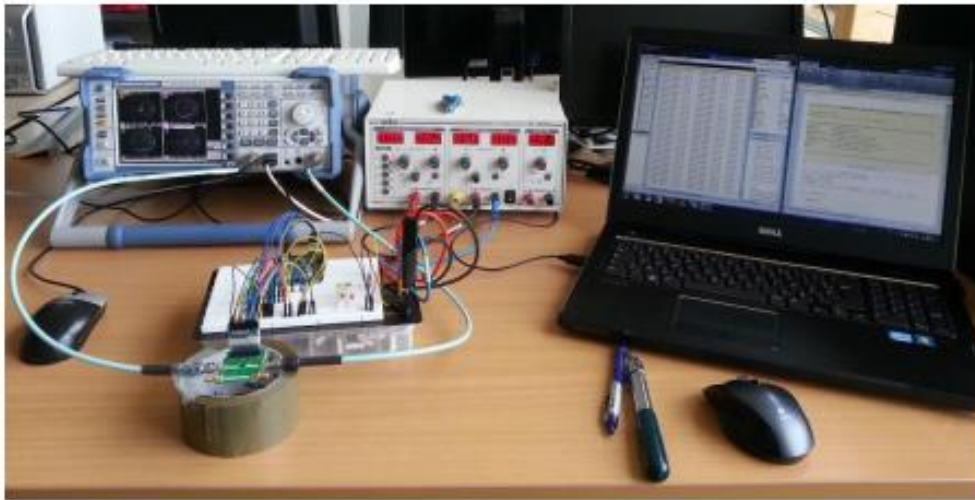
Pour le déphaseur en transmission, il existe beaucoup de solutions fonctionnant dans la bande de fréquence qui nous intéresse. Pour des raisons de coût et de performances, le laboratoire XLIM a décidé de choisir les déphaseurs proposés par MACOM (MAPS-010164- 001SMB), présenté sur la Fig.1. 4. Les MAPS sont des déphaseurs numériques à 6 bits (à base GaAs) commandés par un système de pilotage (CMOS). Ces déphaseurs assurent  $360^\circ$  d'excursion de phase avec une résolution de phase de  $5.6^\circ$ . Ils présentent des pertes d'insertion comprises entre 3.2 et 4.5 dB dans la bande de fréquence allant de 2.3 à 3.7 GHz.





*Fig.1. 4: Déphaseur MACOM MAPS 010164 001SMB sur sa carte d'évaluation, intégrant une ligne de transmission pour effectuer un de-embedding au niveau de la puce*

Des tests ont été faits par le laboratoire XLIM pendant la thèse d'Aymen en 2015 avec un seul déphaseur à l'aide d'un analyseur de réseau (Fig.1. 5) afin d'évaluer les valeurs de déphasages mesurés et les comparer à celles indiquées dans la documentation technique. Le pilotage des déphaseurs en mode parallèle a été effectué à l'aide d'une carte Arduino 'Uno', associée à une alimentation DC +/-5V et une "breadboard" pour les connexions.



*Fig.1. 5 : Banc de mesure basé sur une carte Arduino, un PC de commande et d'un ARV Rhode & Schwarz ZVL-13 pour tester les performances de la carte de commande sur un seul déphaseur*

La Fig.1. 6 montre les erreurs de phases mesurées par rapport à la valeur théorique de référence. On constate que l'erreur maximale entre les valeurs données par le fournisseur et mesurés ne dépasse pas +/-2.5°. Les résultats des paramètres S mesurés sont également présentés sur la Fig.1. 7. Ils permettent de montrer que tous les coefficients d'adaptation sont inférieurs à -10 dB entre 2 et 3 GHz, quel que soit l'état de phase quantifié considéré. Les pertes d'insertions sont également





conformes aux spécifications du constructeur entre 2.2 et 3.8 GHz, elles ne dépassent pas les 4.5 dB.

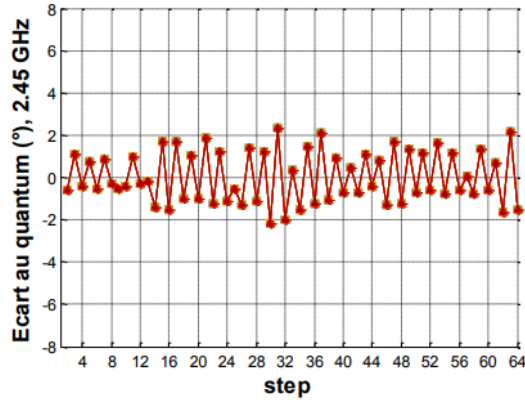


Fig.1. 6 : Niveau de l'erreur entre le déphasage idéal (fournisseur) et celui mesuré pour un seul déphaseur en fonction de l'état sélectionné à 2.45 GHz

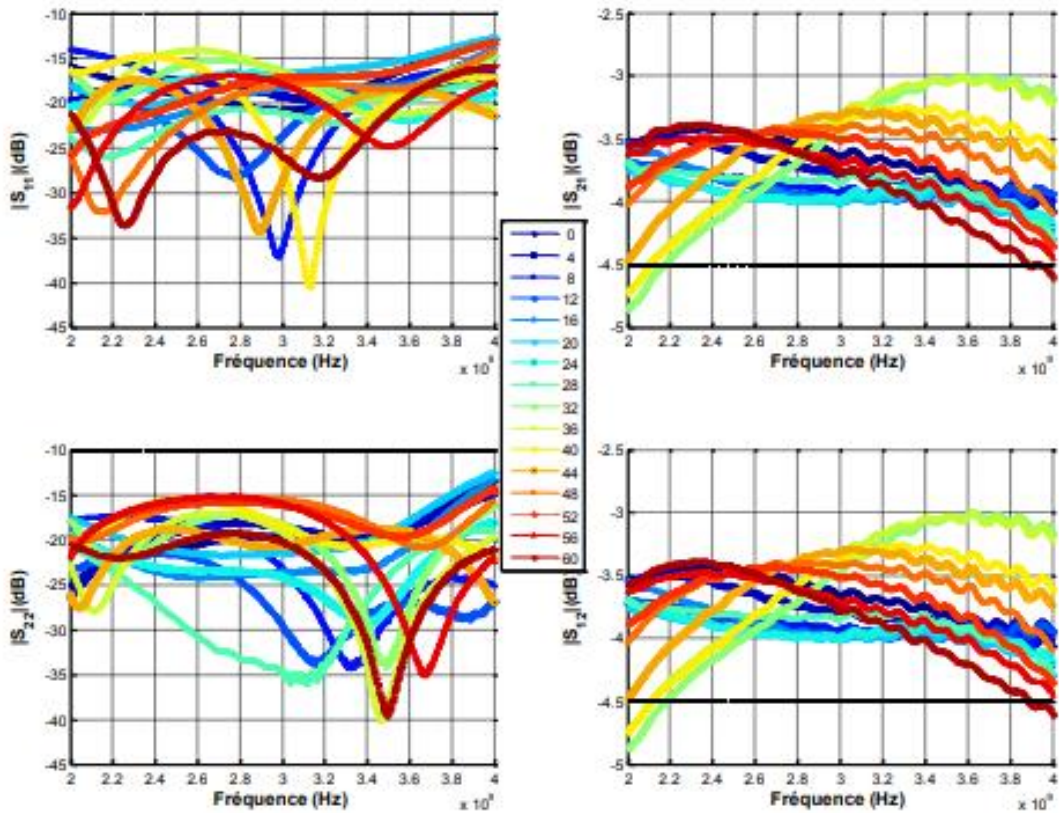


Fig.1. 7: Modules des paramètres S mesurés du déphaseur



### III - Diviseur de puissance

Etant donné que le cas étudié ici est multi-excitations, il semble indispensable de placer un diviseur de puissance en amont de l'architecture. Le choix s'est porté sur un diviseur 1 voie vers 16 fonctionnant entre 1.8 et 2.6 GHz (voir la Fig.1. 8). Les performances mesurées pour ce diviseur sont données sur les Fig.1. 9 et Fig.1. 10.



*Fig.1. 8:* Diviseur de puissance 1 voie vers 16 (Mini-Circuits, ZC16PD-2185)

Ce diviseur présente une adaptation inférieure à -15 dB sur la bande d'utilisation et le niveau de pertes d'insertion est de l'ordre de 0.5 dB qui correspond à la différence entre la valeur théorique de -12.04 dB d'un diviseur parfait (correspondant à  $10 \times \log_{10}(1/16)$ ) et les modules des paramètres S mesurés en sorties qui sont de l'ordre de -12.54 dB sur la bande utile.



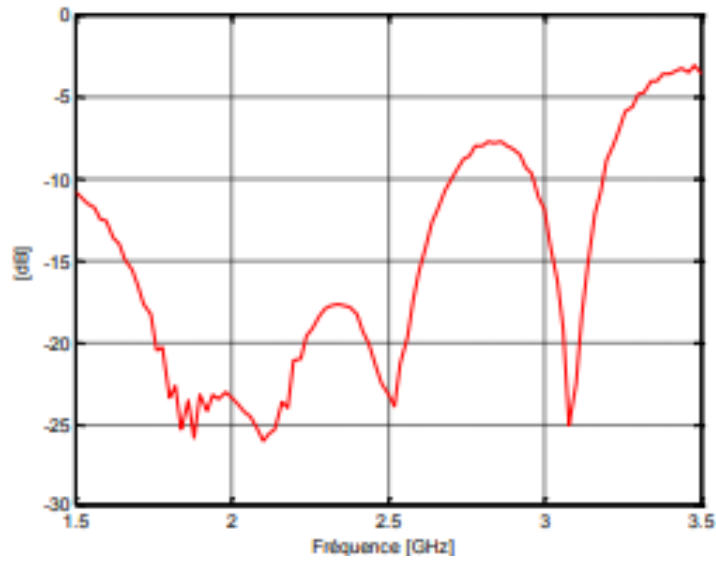


Fig.1. 9: Adaptation mesurée à l'entrée du diviseur de puissance 1 voie vers 16

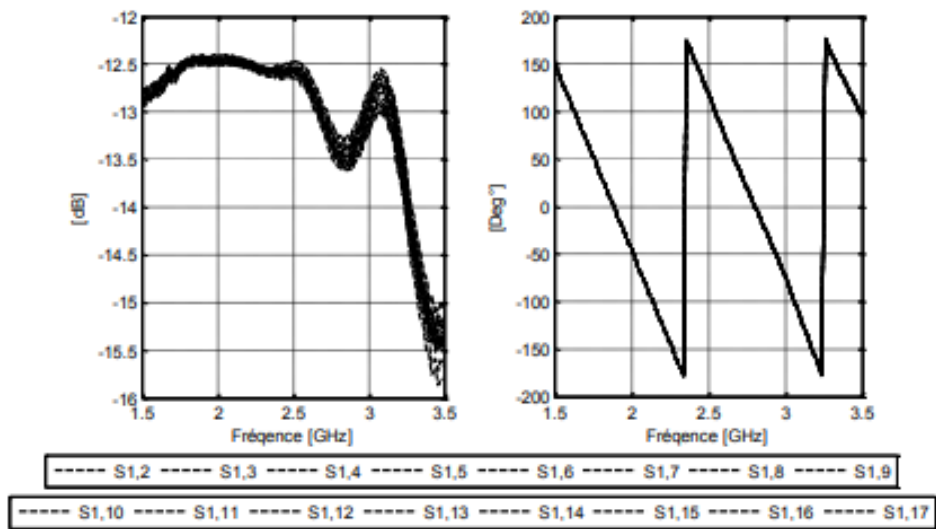


Fig.1. 10: Les coefficients de transmission  $S_{j,1}$  mesurés aux sorties du diviseur de puissance en module (à gauche) et en phase (à droite)



## IV - Circulateur

Des circulateurs sont connectés en amont des éléments rayonnants afin d'estimer l'onde réfléchie sur les accès radioélectriques, c'est-à-dire les  $|S_{ii}|_{dB}$  actifs de l'antenne lorsque les éléments rayonnants sont excités simultanément. Ces circulateurs sont conçus et fabriqués par la société INOVEOS (*Fig.1. 11*).



*Fig.1. 11 : Circulateur connectorisé SMA fabriqué par Inoveos*



## Annexe 2. Validation expérimentale de l'ARFFR à gérer l'adaptation active avec seulement 7 éléments excités : scénario 1 : $\{\theta_0 = 0^\circ ; \varphi_0 = 0^\circ\}$ , $|S_{11}|_{\text{actifs}} \leq -10$ dB

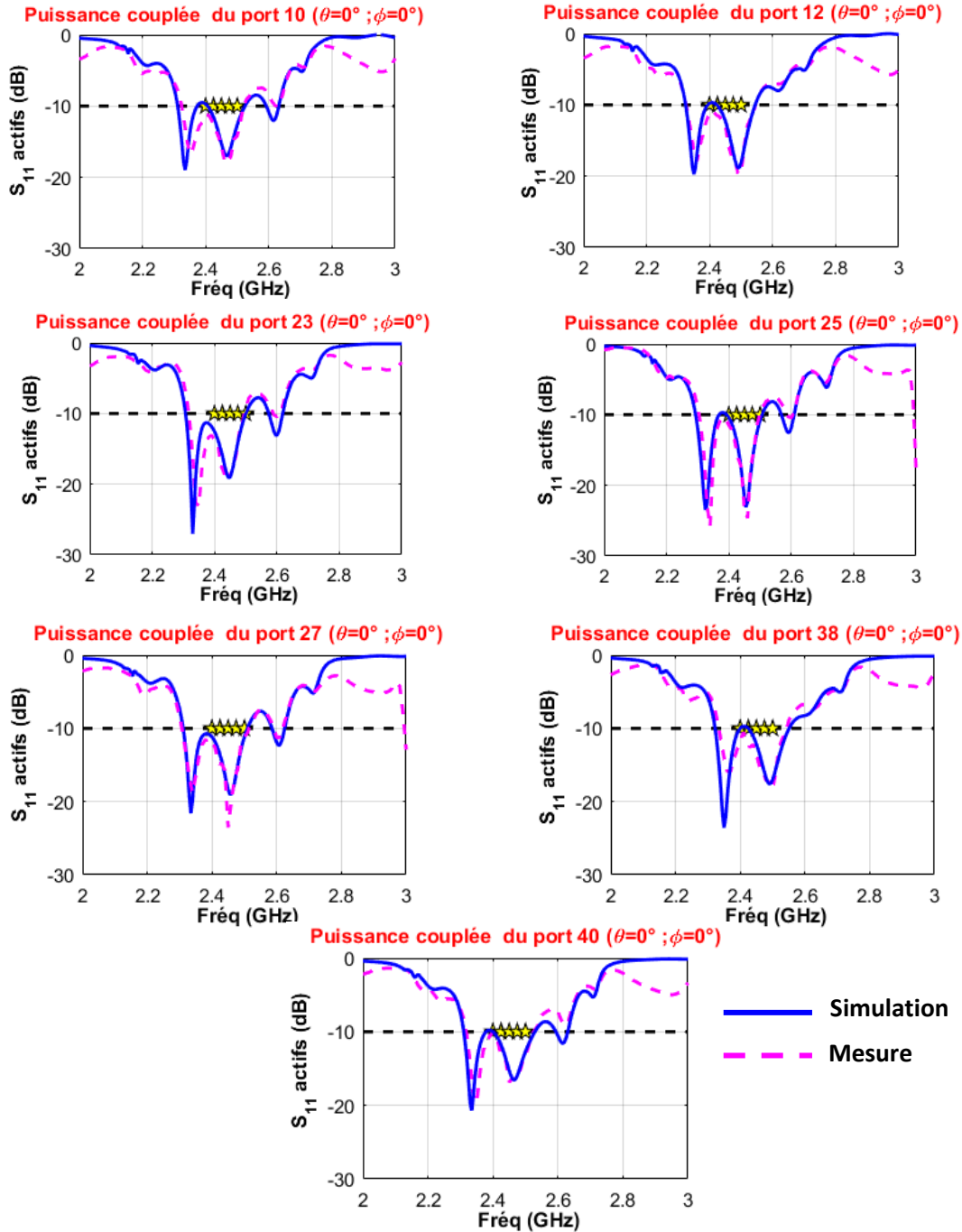


Fig.2. 1: Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 1

## Annexe 3. Validation expérimentale de l'ARFFR à gérer l'adaptation active avec seulement 7 éléments excités : scénario 1 : $\{\theta_0 = 30^\circ ; \phi_0 = 45^\circ\}$ , $|S_{11}|_{\text{actifs}} \leq -10$ dB

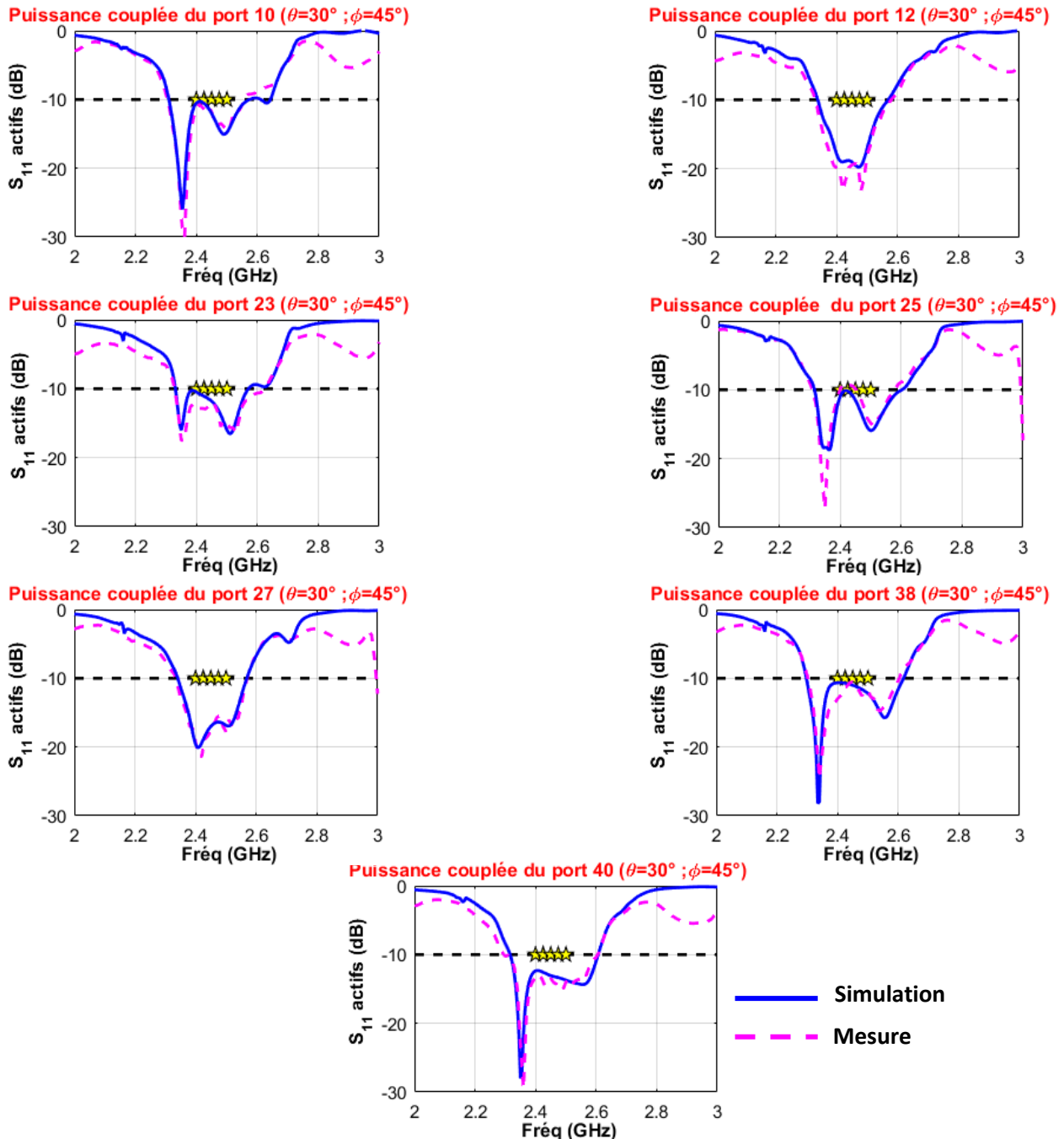
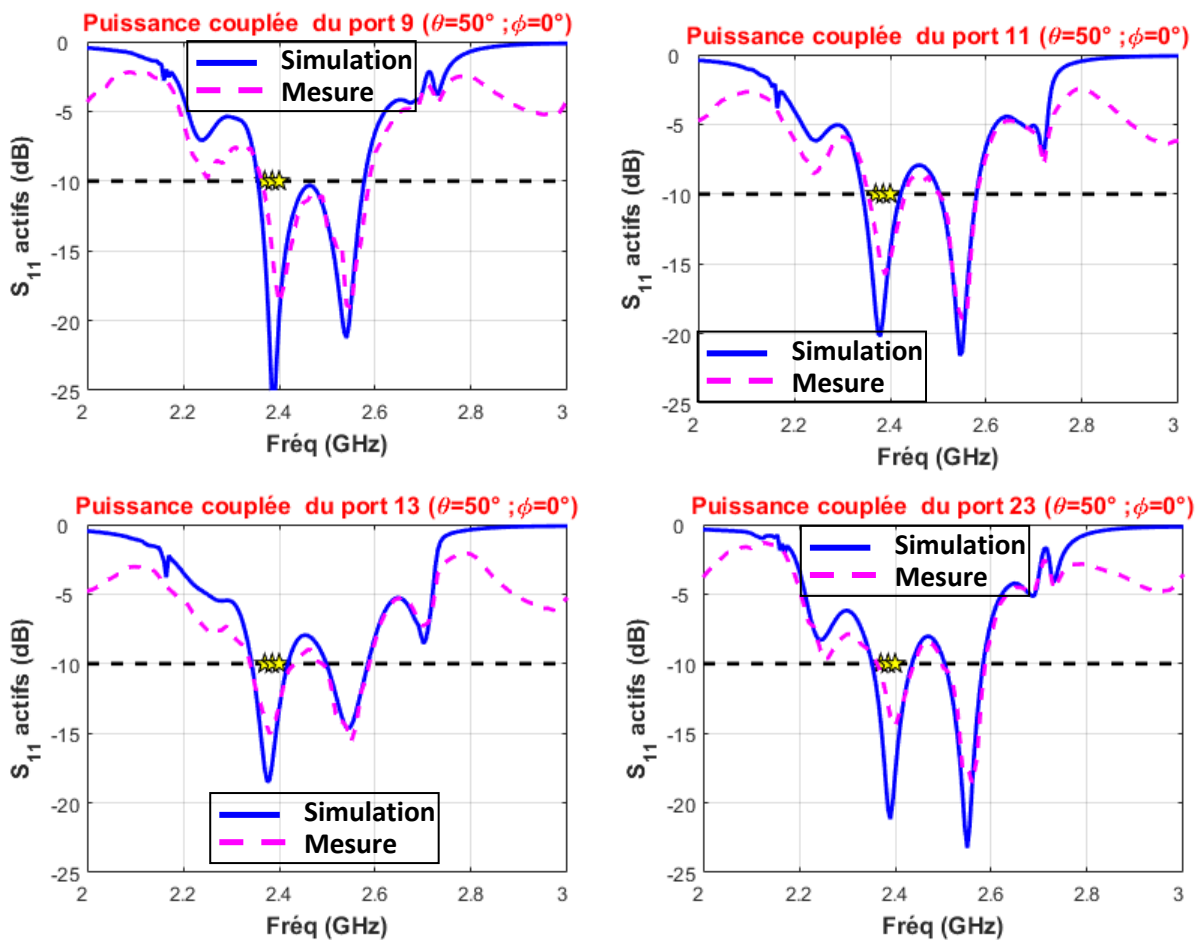


Fig.3. 1: Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 3

## Annexe 4. Validation expérimentale de l'ARFFR à éliminer les lobes de réseau avec 9 éléments excités : scénario 3 : $\{\theta_0 = 50^\circ ; \phi_0 = 0^\circ\}$ , $|S_{11}|_{\text{actifs}} \leq -10$ dB

L'adaptation active des 9 éléments excités de l'ARFFR mesurée est comparée à la simulation sur la Fig.4. 1. L'antenne mesurée reste toujours adaptée  $\leq -10$  dB, en fixant une contrainte d'adaptation à -10 dB entre 2.35 et 2.4 GHz. Ces résultats mesurés ont présenté un haut degré de similitude avec les résultats simulés.



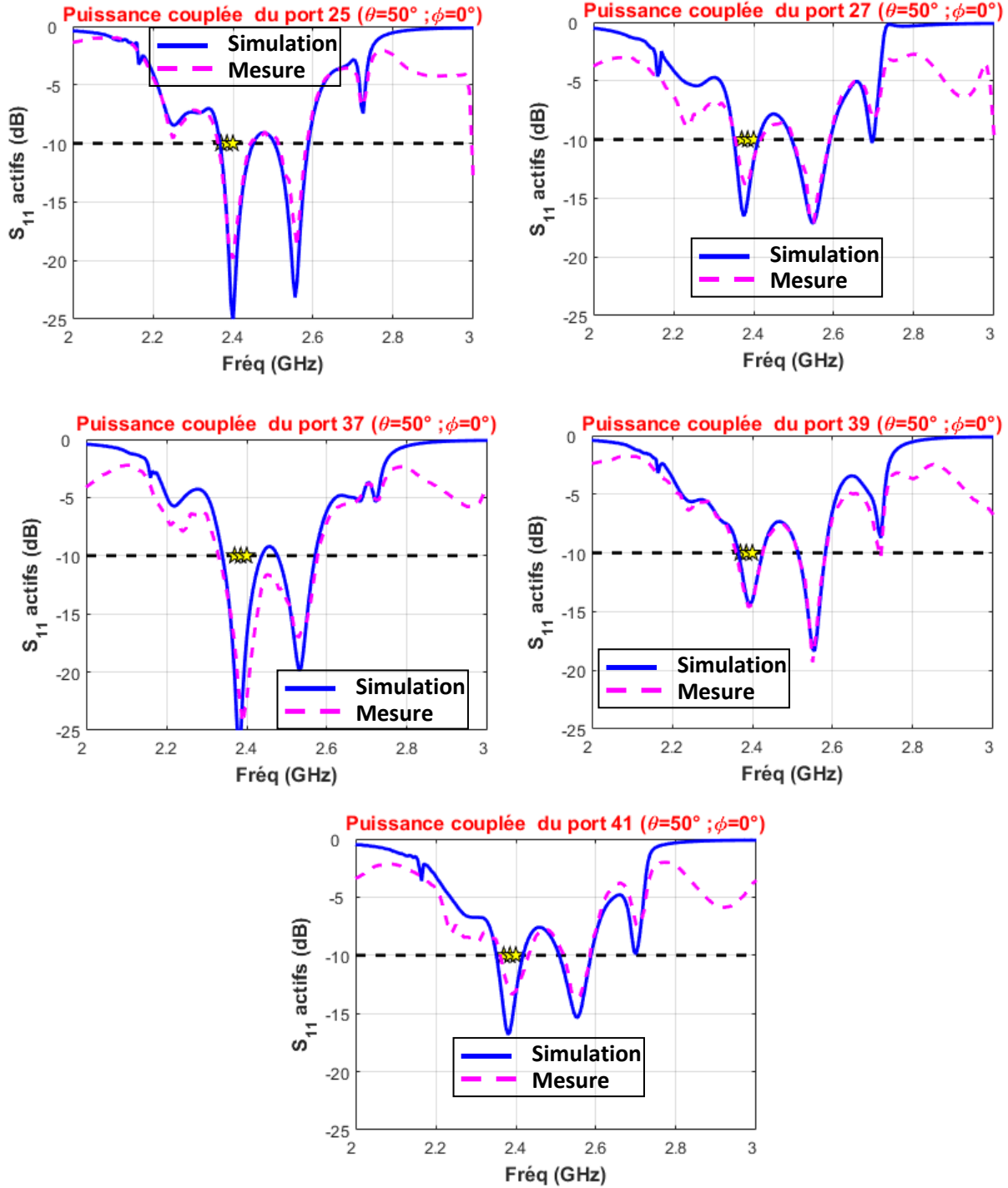


Fig.4. 1: Comparaisons des adaptations actives des éléments excités pour le scénario 3



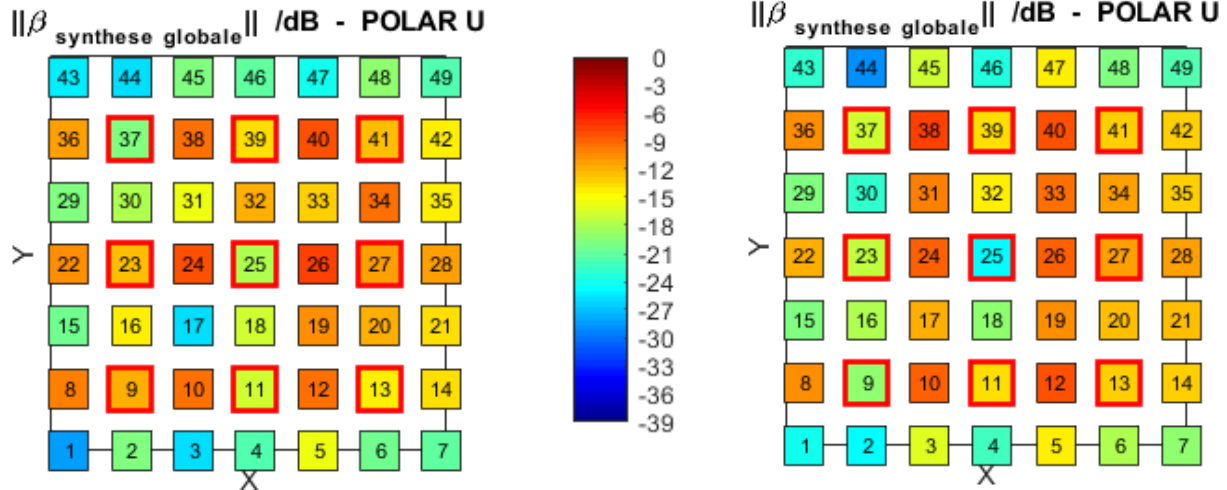


Fig.4. 2: Cartographie de l'intensité des ondes couplées sur chaque port pour le scénario 3 : sans contraintes sur les rayonnements (à gauche) et avec contraintes sur les rayonnements (à droite)

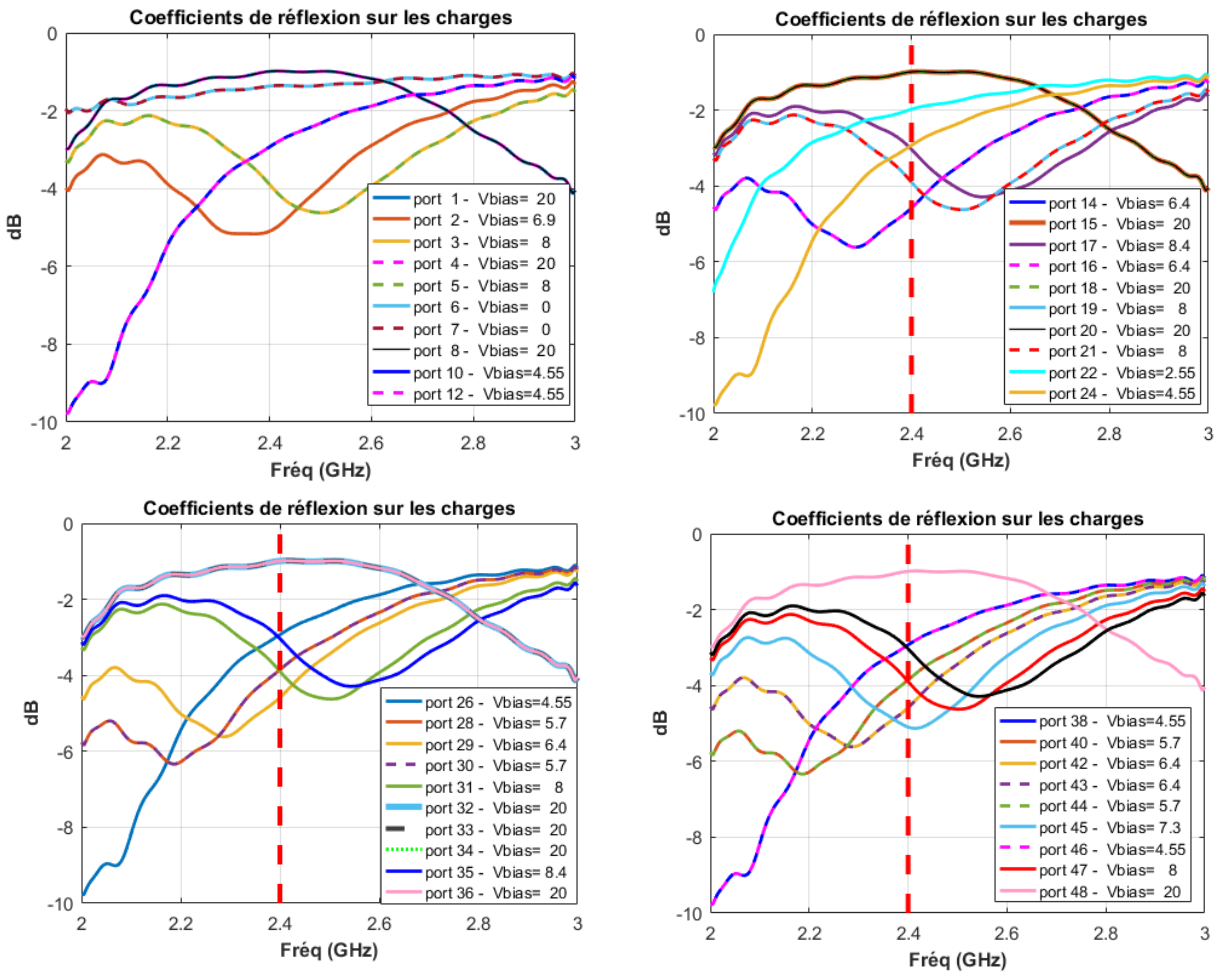


Fig.4. 3: Coefficients de réflexion de chaque déphaseur en réflexion pour le scénario 3



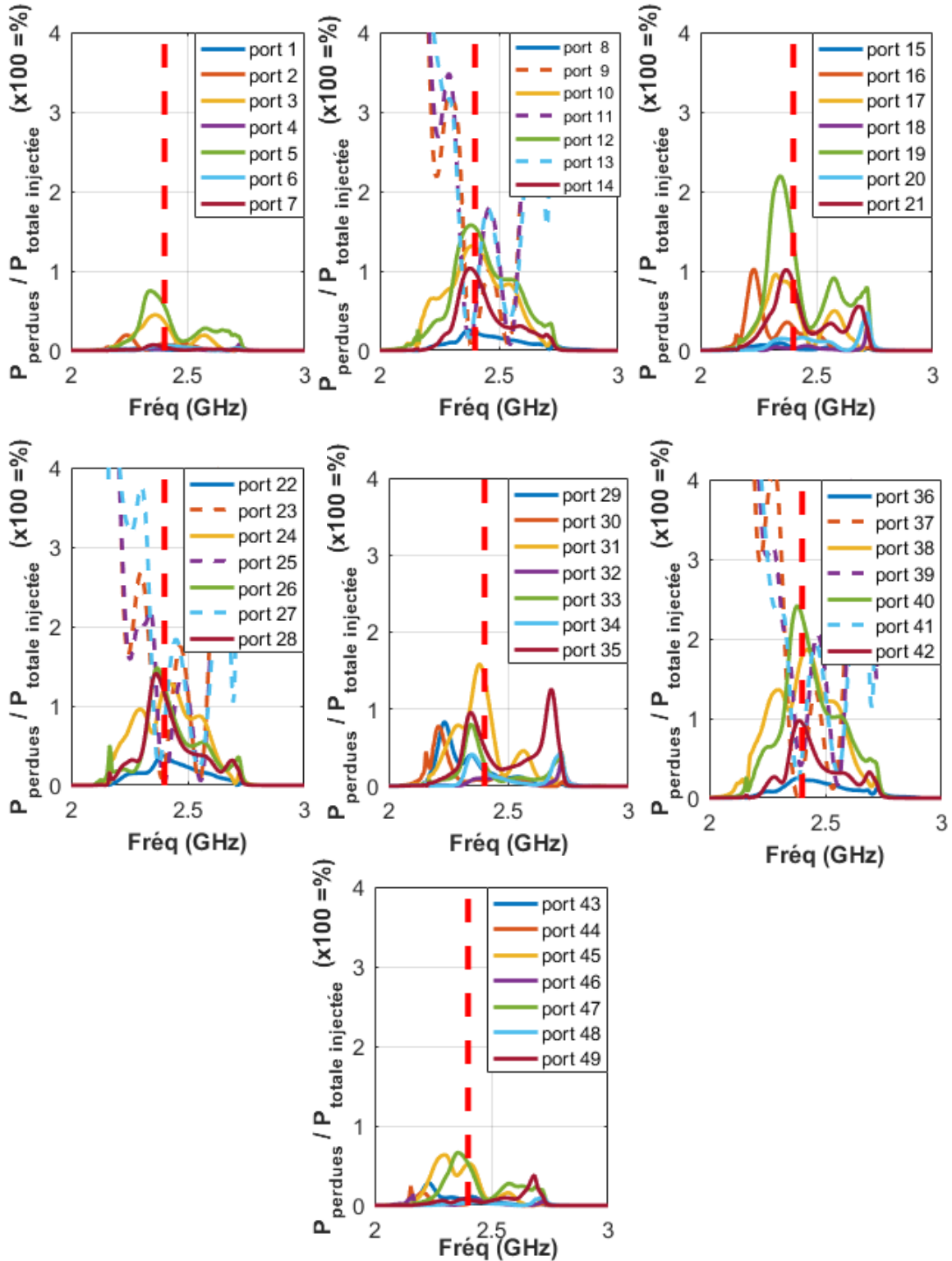


Fig.4. 4 : Pourcentage de puissance perdue dans les déphaseurs en réflexion par rapport à la puissance totale injectée dans les déphaseurs en réflexion pour le scénario 3



Les pertes dans la face avant sont de  $-0,27$  dB et dans les déphaseurs de  $-1.25$  dB. D'après la Fig.4. 3, nous constatons que les déphaseurs présentant un coefficient de réflexion inférieur à  $-4$  dB sont associées aux ports les moins couplés (voir la Fig.4. 2), ce qui explique que les pertes dues à ces déphaseurs sont relativement faibles (Fig.4. 4).

Le gain mesuré est comparé à la simulation sur la Fig.4. 5 . On constate un très bon accord entre la mesure et la simulation, avec une très faible remontée du niveau de lobe de réseau à (de  $1$  dB à  $-10^\circ$ ).

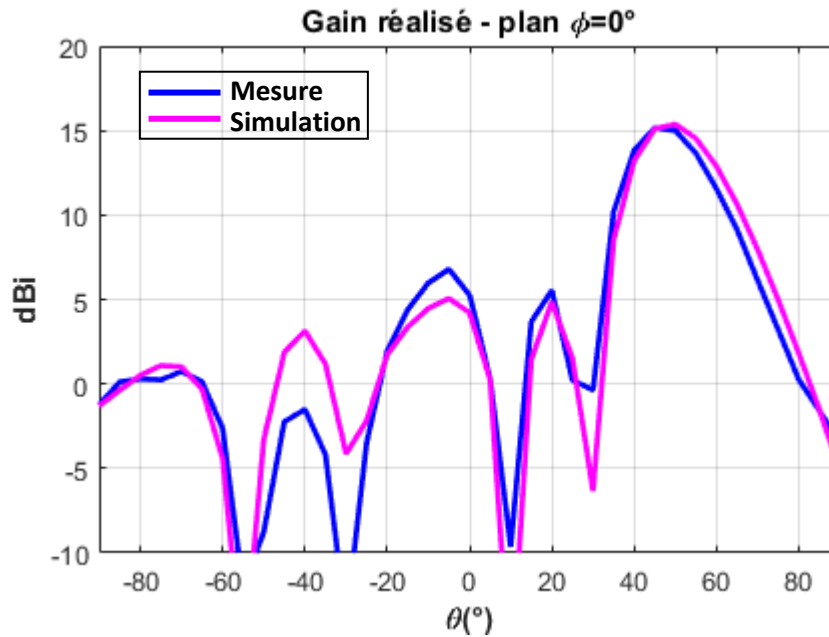
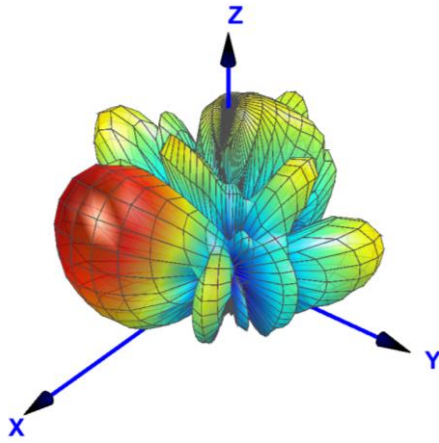


Fig.4. 5 : Comparaison des diagrammes du gain, mesurés (en bleu) et simulés (en rose) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 3

Les diagrammes 3D mesurés et simulés à 2.4 GHz sont visualisés sur la Fig.4. 6. Le gain réalisé simulé pour ce scénario est de 15.6 dBi dans la direction maximale et de 15.15 dBi en mesure. En effet, un écart de l'ordre de 0.9 dB est obtenu entre l'efficacité mesurée et celle obtenue par l'outil de synthèse. Cela est dû à la limitation et la tolérance de la base ( $\pm 1$  dB).

Simulation: Directivité = 17.17dB  
Gain réalisé = 15.6dBi



Mesure: Directivité = 17.62dBi  
Gain réalisé = 15.15dBi

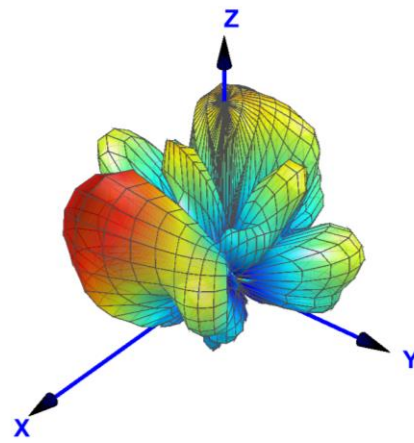


Fig.4. 6 : Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D, simulés avec l'outil (à gauche) et mesurés (à droite) à la fréquence de 2.4 GHz pour le scénario 3







## Publications et communications relatives à ce travail

---

### *Conférences internationales à comité de lecture*

- **H. Alzein**, J. Milbrandt, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, « Optimization of the VSWR of reconfigurable antennas with a coupled multielement concept », EUCAP, London, 2018.
- J. Milbrandt, **H. Alzein**, A. S. Kaddour, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, M. Romier, « Potentiality of reduced BFN antennas for managing beamforming in Ku », workshop ISL, 2018.
- **H. Alzein**, J. Milbrandt, A. S. Kaddour, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, « Study of Active VSWR in a Reduced BFN Antenna Array », APS, Atlanta, 2019.
- A. S. Kaddour, J. Milbrandt, **H. Alzein**, C. Menudier, M. Thevenot, P. Pouliguen, P. Potier, « Potentialities of Reduced Beamforming Antennas using Magneto-Electric Dipoles », APS, Atlanta, 2019.

### *Conférences nationales à comité de lecture*

- **H. Alzein**, J. Milbrandt, A. S. Kaddour, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, « Etude du TOS actif dans les réseaux d'antennes – application à une antenne à formateur de faisceaux réduit », JNM 2019, Caen.
- J. Milbrandt, **H. Alzein**, A. S. Kaddour, C. Menudier, M. Thevenot, P. Potier, P. Pouliguen, M. Romier « Formation de faisceaux complexes à partir d'une antenne reconfigurable à circuit d'alimentation simplifié », JNM 2019, Caen.
- A. S. Kaddour, J. Milbrandt, **H. Alzein**, C. Menudier, M. Thevenot, P. Pouliguen, P. Potier, M. Romier, « Optimisation des performances d'antennes à formateur de faisceaux réduits à l'aide de dipôles Magneto-Electriques », JNM 2019, Caen.



## **Développements de nouvelles architectures d'antennes reconfigurables pour les applications de télécommunications de 5ème génération**

---

**Résumé :** l'évolution rapide des communications sans fil et reconfigurables demande des systèmes antennaires avancés qui sont capables de satisfaire des besoins en termes d'agilité des diagrammes, un fort gain et un fonctionnement large bande. Afin de répondre à ces nouveaux besoins, la solution proposée dans cette thèse est basée sur l'ARFFR proposée par le laboratoire XLIM pour obtenir un compromis très intéressant en termes de performances / consommation énergétique / coût. Ces travaux ont notamment été utilisés dans le cadre d'une thèse (2012-2015) pour démontrer la faisabilité sur un premier démonstrateur à base de monopoles à 2.45 GHz en simple polarisation. Dans cette thèse, nous avons visé à introduire ce concept d'ARFFR pour gérer les problématiques des réseaux d'antennes périodiques. Deux axes principaux ont été développés au cours de ces travaux. Le premier axe consiste à montrer l'intérêt de ce concept à gérer la problématique de ROS actif du panneau tout en minimisant le nombre d'accès alimentés au BFN grâce à la présence des charges appliquées aux éléments parasites, sans avoir à rajouter des circulateurs derrière chaque élément rayonnant. La deuxième partie de ces travaux s'intéresse à exploiter les propriétés de ce concept d'ARFFR pour diffuser l'énergie des lobes de réseau en définissant des contraintes sur le niveau de lobes secondaires. Un prototype a été étudié et réalisé permettant de valider expérimentalement les potentialités de ce concept.

---

**Mots-clés :** Antenne à formateur de faisceaux réduit, Couplages mutuels, ROS actif, Antenne à Eléments Parasites, Réseaux d'antennes

## **Development of new architectures of reconfigurable antenna arrays for 5G applications**

---

**Abstract:** the fast development of wireless communication led to an increasing demand for new developments on antennas. These developments were backed by an urgent need for more complex architectures due to the need of reconfigurability in terms of frequency, reliability, radiation pattern and power consumption. In order to cover those needs, this work is based on an original reconfigurable antenna with a simplified feed network developed by XLIM laboratory, to offer an attractive tradeoff in terms of performances, complexity and cost. This new architecture is based on previous works from the laboratory (2012-2015) and a first proof of concept working at 2.45 GHz. The work proposed for this PhD is based on the development of this new architecture to manage the problems of periodic antenna arrays. Two main axes were developed during this work. The first axis consists to demonstrate the interest of this concept to manage the active VSWR of each excited element using loads connected to the parasitic elements, avoiding the need for circulators, while reducing the complexity of feed network. The second part of our work is dedicated to illustrating the potentialities of these antennas to reduce the grating lobes, while defining a constraint on the level of sidelobes. A manufactured prototype is presented in order to experimentally validate the potentialities of these antennas.

---

**Keywords:** Reconfigurable antenna with a simplified feed network, Mutual coupling, Active VSWR, Parasitic Element Antennas, Antenna arrays