



HAL
open science

Contribution à la calibration des antennes actives pour applications radar

Taguhi Chalumyan

► **To cite this version:**

Taguhi Chalumyan. Contribution à la calibration des antennes actives pour applications radar. Electromagnétisme. Télécom ParisTech, 2017. Français. NNT : 2017ENST0032 . tel-03421560

HAL Id: tel-03421560

<https://pastel.hal.science/tel-03421560v1>

Submitted on 9 Nov 2021

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.



Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

Télécom ParisTech

Spécialité “ **Electronique et Communications** ”

présentée et soutenue publiquement par

Taguhi CHALUMYAN

le 29 juin 2017

Contribution à la calibration des antennes actives pour applications radar

Directeur de thèse : **Xavier BEGAUD**

Directeur de thèse : **Bernard HUYART**

Jury

Mme. Habiba OUSLIMANI, Professeur, Université Paris Nanterre,

M. Thierry MONEDIERE, Professeur, Université de Limoges,

M. Jean-Marc LAHEURTE, Professeur, Université Paris-Est Marne-La-Vallée,

M. Olivier MAAS, Ingénieur, Thales Air Systems,

M. Bernard HUYART, Professeur, Télécom ParisTech,

M. Xavier BEGAUD, Professeur, Télécom ParisTech,

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Directeur de thèse

Directeur de thèse

Télécom ParisTech

école de l'Institut Mines Télécom – membre de ParisTech

46, rue Barrault – 75634 Paris Cedex 13 – Tél. + 33 (0)1 45 81 77 77 – www.telecom-paristech.fr

À la mémoire de mes Chers parents

A ma Chère fille, Ani

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au Thales Air Systems au sein du service Radars Structures et Antennes (SRA) et je remercie le chef de service M. Jean-Pierre MARCY, ainsi que tous les membres du service qui m'ont adopté et m'ont permis de travailler dans un cadre de travail très agréable.

Cette thèse a été également effectuée au Laboratoire de Traitement et Communication de l'Information (LTCI) de Télécom ParisTech dirigé par M. Talel ABDESSALEM à qui j'adresse ma gratitude pour m'avoir accueilli au sein de groupe Radiofréquences et micro-ondes et permis d'effectuer mes travaux de recherches dans de bonnes conditions.

Au nom de M. Alain SIBILLE, Directeur de l'Ecole Doctorale Informatique, Télécommunications et Electronique (EDIT), je tiens à remercier tous les membres de l'école doctorale pour m'avoir accompagné dans des démarches administratives jusqu'au jour de ma soutenance et ceci par une approche individuelle et adaptée.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers M. Xavier BEGAUD, Professeur à Telecom ParisTech, pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ces trois années de thèse et pour ses précieux conseils qui m'ont fait avancer dans mon travail. J'ai également bien apprécié son don précieux de toujours garder sa sérénité, et de faire ressortir d'abord les points positifs et de trouver des solutions dans toutes les épreuves inattendues.

J'exprime ma très vive reconnaissance envers M. Olivier MAAS, Ingénieur à Thales Air Systems, pour l'intérêt qu'il a accordé à ce sujet de thèse, pour son soutien constant et ses nombreux conseils qui m'ont permis de m'approprier le sujet de recherche et de mener à bien ce travail. Son précieux investissement, ses compétences, sa patience et ses encouragements ont joué un rôle déterminant dans l'aboutissement de ce travail.

J'adresse mes remerciements et ma gratitude à M. Bernard HUYART, Professeur à Telecom ParisTech, pour avoir accompagné mon travail avec une attention soutenue, une grande disponibilité et beaucoup d'encouragements. Je lui transmets ma reconnaissance pour sa volonté et sa ténacité pour me guider de manière discrète vers la réussite.

J'exprime ma profonde reconnaissance à M. Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'Université Paris-Est Marne-La-Vallée, pour avoir accepté de faire partie du jury de cette thèse. Mes remerciements vont également vers M. Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges et vers Mme. Habiba OUSLIMANI, Professeur à l'Université de Paris Nanterre, pour m'avoir fait l'honneur de faire partie du jury de ce travail et d'en être les

rapporteurs. Je remercie tous les membres du jury pour leur lecture attentive de mon manuscrit et leurs remarques constructives.

Je remercie M. Karim BEN KALAIA pour la réalisation de l'antenne et ceci dans les meilleurs délais et M. Antoine KHY pour m'avoir aidé dans la réalisation des mesures. Je remercie également les techniciens Jean-Jacques et Julien d'avoir trouvé et prêté les équipements dont j'avais besoin pour les mesures. J'adresse un grand merci à Rémi et à Jean Yves pour leurs conseils qui m'ont permis de prendre confiance en moi afin de manipuler des équipements très chers.

Je remercie très sincèrement Mme Chantal CADIAT et Mme Yvonne BANSIMBA pour leur sympathie et pour la facilitation de mon intégration à l'école, ainsi que pour l'aide dans les démarches administratives dès le début de ma thèse et jusqu'au jour de ma soutenance. Je remercie aussi Marie-Thérèse, Mélanie, Coralie pour m'avoir accompagnée dans de différentes démarches liées à ma thèse. Je tiens à associer à ces remerciements l'ensemble des salariés, des doctorants, des stagiaires et apprenties et évidemment des informaticiens de Thales et de Telecom ParisTech que j'ai pu côtoyer durant cette thèse.

Je remercie du fond de mon cœur ma chère sœur, Gohar, sans qui rien de toute cette aventure n'aurait été possible. Au nom de François, j'adresse ma reconnaissance à ma famille « d'adoption », la famille Voisine pour son soutien et pour son amour. Je ne souhaite pas oublier tous mes amis qui ont été toujours à mes côtés, malgré la distance qui nous sépare, et dont l'encouragement à aller de l'avant a été primordial ces dernières années.

Enfin, j'adresse mes remerciements à mes deux très chers. Antoine, merci pour ta présence et ton soutien pendant les moments de joie et les moments moins sereins. Tu étais et tu restes la personne avec qui je veux partager ma vie. Ani, ma chérie, j'espère que tu pourras être fière de ta maman. Je suis sûre, que c'est toi le thème de recherche inépuisable, le plus intéressant et très important pour moi.

Table des matières

Remerciements.....	v
Table des matières.....	vii
Table des figures	xiii
Liste des tableaux.....	xxi
Introduction générale	1
Contexte général et état de l'art	3
1.1. Introduction.....	3
1.2. Calibration d'antenne.....	3
1.3. Calibration en boucle fermée	5
1.3.1. <i>Calibration d'antenne en combinant quelques méthodes de calibration</i>	5
1.3.2. <i>Calibration en combinant quelques méthodes de calibration</i>	6
1.3.3. <i>Calibration d'antenne par une utilisation du couplage entre les éléments rayonnants du réseau</i> 7	
1.3.4. <i>Calibration par des éléments rayonnants dédiés à la calibration</i>	8
1.3.5. <i>Utilisation d'une antenne dédiée à la calibration</i>	9
1.3.6. <i>Correction de couplage entre les éléments rayonnants</i>	10
1.4. Calibration en boucle ouverte	11
1.4.1. <i>Calibration d'antenne en usine uniquement</i>	11
1.4.2. <i>Banc de calibration déployable de temps en temps</i>	12
1.5. Calibration d'antenne par des mesures en champ proche -base planaire : correction de phase uniquement.....	13
1.6. Calibration d'antenne par des mesures en champ proche - base planaire.....	14
1.7. Conclusion	14
Base théorique	15
2.1. Introduction.....	15
2.2. Présentation des réseaux d'antennes	16
2.2.1. <i>Rôle de l'antenne</i>	16
2.2.2. <i>Élément rayonnant utilisé</i>	17
2.2.3. <i>Réseau d'antennes modélisé 7x5</i>	19
2.2.4. <i>Réseau d'antennes modélisé 5x5</i>	20
2.2.5. <i>Réseau d'antennes 1x5</i>	21
2.3. Justification du choix des réseaux de patches modélisés.....	22
2.4. Rappels sur la mesure d'antenne réseau	25

2.4.1.	<i>Définition de 3 zones entourant l'antenne</i>	25
2.4.2.	<i>Mesure directe du champ lointain</i>	27
2.4.2.1.	Base longue.....	27
2.4.2.2.	Base compacte	28
2.4.3.	<i>Mesure en champ proche</i>	29
2.4.3.1.	Bases sphériques	30
2.4.3.2.	Bases cylindriques	30
2.4.3.3.	Bases planaire	31
2.5.	Simulation du champ proche dans la base planaire	32
2.5.1.	<i>Base planaire utilisée pour la simulation du champ proche, surface de simulation</i>	32
2.5.2.	<i>Définition de la surface de simulation</i>	33
2.5.2.1.	Définition des dimensions de la surface de simulation	33
2.5.2.2.	Définition de points d'acquisition.....	37
2.5.2.3.	Définition de la distance d de la localisation de la surface de simulation de champ proche	42
2.5.2.4.	Domaine de validité de simulation.....	44
2.6.	Transformation champ proche –champ lointain	45
2.6.1.	<i>Détermination de la composante k_z du vecteur d'onde dans la direction de propagation</i>	46
2.6.2.	<i>Calcul du champ lointain à partir du champ simulé en champ proche</i>	47
2.6.3.	<i>Composantes du champ électrique en coordonnées sphériques en fonction de celles de coordonnées cartésiennes</i>	49
2.6.4.	<i>Exemple numérique de calcul de diagramme de rayonnement à partir des composantes transverses simulées sur une surface en champ proche</i>	51
2.7.	Transformation champ lointain – champ proche	57
2.7.1.	<i>Calcul de la rétro-propagation</i>	58
2.7.2.	<i>Exemple numérique du calcul de rétro-propagation</i>	60
2.8.	Principe de superposition.....	64
2.9.	Conclusion	69
Méthode de calibration d'antenne active		71
3.1.	Introduction.....	71
3.2.	Matrice Sélargie	72
3.3.	Construction de la base des éclairements.....	74
3.3.1.	<i>Réseau rayonnant équivalent</i>	74
3.3.2.	<i>Détails sur l'éclairement</i>	76
3.3.3.	<i>Calcul des vecteurs de la base des éclairements</i>	77
3.3.4.	<i>Validation de la base des éclairements</i>	81
3.4.	Calibration d'antenne par optimisation avec ADS	85
3.4.1.	<i>Représentation de l'antenne par un circuit équivalent</i>	85
3.4.2.	<i>Processus d'optimisation</i>	87

3.5.	Calibration d'un réseau planaire	88
3.5.1.	<i>Calibration itérative d'une antenne</i>	88
3.5.1.1.	Description de la méthode.....	89
3.5.1.2.	Présentation des courants sur la surface d'antenne	89
3.5.1.3.	Méthode de correction	90
3.5.1.4.	Résultats.....	95
3.5.1.5.	Récapitulatif.....	97
3.5.2.	<i>Calibration d'antenne par une optimisation d'éclairement de N éléments rayonnants</i>	97
3.5.2.1.	Description de la méthode.....	98
3.5.2.2.	Méthodes de calibration	99
3.5.2.3.	Résultats.....	100
3.5.2.4.	Récapitulatif.....	108
3.5.3.	<i>Calibration par une optimisation de l'éclairement de toute la surface de l'antenne</i>	108
3.5.3.1.	Calibration par une optimisation d'éclairement de la surface d'antenne.....	109
3.5.3.2.	Résultats.....	110
3.5.3.3.	Récapitulatif.....	119
3.6.	Conclusion	119
Validation de la méthode de calibration		121
4.1.	Introduction.....	121
4.2.	Validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs inférieur au nombre de patches réels	122
4.2.1.	<i>Résultat de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface de l'antenne</i>	122
4.2.2.	<i>Comparaison entre les diagrammes issus de HFSS et ceux calculés à partir de la base des éclairagements</i>	125
4.2.3.	<i>Récapitulatif</i>	127
4.3.	Validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs supérieur au nombre de patches réels.....	127
4.3.1.	<i>Calibration par une optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et aussi des coefficients actifs de réflexion</i>	128
4.3.2.	<i>Influence des coefficients actifs de réflexion sur le fonctionnement du réseau d'antennes avant et après les calibrations</i>	129
4.3.3.	<i>Evolution des coefficients actifs de réflexion en fonction des signaux d'alimentation de l'antenne</i>	130
4.3.4.	<i>Résultat de calibration</i>	133
4.3.5.	<i>Concordance entre le diagramme issu de HFSS et celui calculé à partir de la base des éclairagements</i>	137
4.3.6.	<i>Effet des coefficients actifs de réflexion sur le rayonnement du réseau d'antennes - champ proche</i>	139
4.3.7.	<i>Récapitulatif</i>	143

4.4.	Validation de la méthode de calibration pour un réseau d’antennes ayant un nombre de patchs fictifs supérieur au nombre de patchs réels (toute la surface d’antenne+ S_{ii}^{actfs})	143
4.4.1.	<i>Calibration d’antenne pour un diagramme pointé à $U = 0, V = 0.49$ et pondéré</i>	144
4.4.2.	<i>Banc de mesures en chambre anéchoïque de Telecom ParisTech</i>	147
4.4.2.1.	Orientation du réseau d’antennes sur le support monté sur le tour	148
4.4.2.2.	Traitement des diagrammes de rayonnement mesurés	149
4.4.2.3.	Alimentation du réseau d’antennes	150
4.4.2.4.	Mesures de gain du réseau	151
4.4.3.	<i>Concordance entre les diagrammes issus de HFSS, calculés à partir de la base des éclairissements et mesurés</i>	152
4.4.4.	<i>Validation de la méthode de calibration par la mesure</i>	156
4.4.5.	<i>Récapitulatif</i>	157
4.5.	Conclusion	158
	Conclusion générale et perspectives	159
	Liste des publications personnelles	163
Annexe A		165
A.	Définition de la distance d de la localisation de la surface de simulation de champ proche	165
A.1.	<i>Elément rayonnant utilisé</i>	165
A.2.	<i>Etude de la densité de puissance en fonction de la distance d’observation</i>	166
A.2.1.	Définition du réseau de 70x50 dipôle courts	166
A.2.2.	Zone réactive de réseau	167
A.2.3.	Région de rayonnement en champ proche du réseau	168
A.2.4.	Région de rayonnement du champ lointain du réseau	169
A.2.5.	Application à la simulation en champ proche ($d = 3\lambda$)	170
A.3.	<i>Evolution du champ d’un réseau dans l’espace entourant l’antenne</i>	172
A.3.1.	Définition du réseau de 7x5 dipôles courts	172
A.3.2.	Définition du plan de calcul du champ électrique	172
A.3.3.	Résultat de calculs	173
A.3.4.	Influence de la distance d de la localisation du plan de calcul sur le diagramme de rayonnement	180
A.3.5.	La distance à laquelle on placera la surface de simulation	182
Annexe B		185
B.	Limite de fonctionnement de la méthode de calibration itérative	185
B.1.	<i>Calcul du diagramme à partir du champ proche prélevé sur la surface de simulation</i>	185
B.2.	<i>Ajustements appliqués</i>	186
B.3.	<i>Résultats</i>	188
B.4.	<i>Récapitulatif</i>	190

Annexe C	191
C. Informations complémentaires pour les différents paragraphes du chapitre 4	191
<i>C.1. Réseau de 5x5 patches</i>	191
C.1.1. Evolution de coefficients actifs de réflexion en fonction des signaux d'alimentation de l'antenne.....	191
C.1.2. Effet des coefficients actifs de réflexion sur le rayonnement du réseau d'antennes - champ proche.....	192
<i>C.2. Réseau 1x5</i>	194
C.2.1 Evolution de coefficients actifs de réflexion en fonction des signaux d'alimentation de l'antenne.....	194
C.2.2 Adaptation de l'antenne.....	197
C.2.3. Couplage entre les éléments rayonnants du réseau	201
Bibliographie.....	205
Résumé.....	213
Abstract.....	213

Table des figures

Figure 1.2.1 : Diagrammes de rayonnement d'une antenne avant et après dérives.	4
Figure 1.3.1 : Circuit de calibration d'ASAR.	6
Figure 1.3.2 : Schéma de la calibration de l'antenne par le couplage entre les éléments rayonnants [8].	7
Figure 1.3.3 : Schéma de la méthode de calibration d'antenne qui utilise des éléments rayonnants passifs.	8
Figure 1.3.4 : Le schéma de mesure du réseau d'antennes en mode réception.	9
Figure 1.3.5 : Présentation du réseau d'antennes par une matrice de dispersion équivalente.	10
Figure 1.4.1 : Configuration de méthode de calibration proposée.	11
Figure 1.4.2 : Signal de référence.	12
Figure 1.4.3 : Schéma de la méthode de calibration mobile.	13
Figure 2.1.1 : Les étapes de la reconstruction de l'éclairage de la surface de l'antenne.	15
Figure 2.2.1 : Évolution de la puissance dans l'environnement de l'antenne.	17
Figure 2.2.2 : Présentation d'un patch utilisé.	18
Figure 2.2.3 : Présentation des composantes principale (couleur bleue) et croisée (couleur rouge) de la polarisation du patch.	19
Figure 2.2.4 : Description du réseau 7x5.	20
Figure 2.2.5 : Description du réseau 5x5.	20
Figure 2.2.6. Description du réseau 1x5.	21
Figure 2.3.1 : Présentation du couplage en mode réception entre $i^{\text{ième}}$ élément du réseau et les autres éléments de son environnement.	22
Figure 2.3.2 : Géométrie d'un réseau rectangulaire plan.	23
Figure 2.3.3 : Coefficient de réflexion passif et actif du port N°1 du réseau 1x5 (§2.2.5). Tous les ports sont alimentés.	25
Figure 2.4.1 : Définition des trois zones entourant l'antenne.	26
Figure 2.4.2 : Configuration en pente de mesures d'antenne dans la base longue.	27
Figure 2.4.3 : Configuration en hauteur de mesures d'antenne dans la base longue.	28
Figure 2.4.4 : Configuration de mesures d'antenne dans la base compacte.	28
Figure 2.4.5 : Surface virtuelle (S) en champ proche.	29
Figure 2.4.6 : Géométrie pour l'acquisition sphérique du champ proche.	30
Figure 2.4.7 : Géométrie cylindrique d'acquisition du champ proche.	30
Figure 2.4.8 : Géométrie planaire d'acquisition du champ proche.	31
Figure 2.5.1 : Configuration de simulation en champ proche avec une base planaire.	32
Figure 2.5.2. Définition de dimensions de la surface de simulation en champ proche de l'antenne.	33
Figure 2.5.3. Fonction porte avec décroissance progressive tronquée à différents niveaux.	34
Figure 2.5.4. Diagrammes de rayonnement correspondant à des fonctions portes avec une décroissance progressive et tronquée à niveaux différents.	35
Figure 2.5.5 : Zoom sur les diagrammes de rayonnement correspondant aux fonctions portes avec décroissance progressive et tronquée à niveaux différents.	35
Figure 2.5.6 : Surface de simulation champ proche avec les points d'acquisition du champ.	37

<i>Figure 2.5.7. Loi d'éclairage de type d'une fonction cosinus.....</i>	<i>39</i>
<i>Figure 2.5.8 : Diagrammes de rayonnement correspondant à un éclairage de type d'une fonction cosinus échantillonné avec des pas différents.</i>	<i>39</i>
<i>Figure 2.5.9. Loi d'éclairage de type d'une fonction cosinus obtenue par une rétro-propagation avec des pas de calculs différents.</i>	<i>41</i>
<i>Figure 2.5.10 : Comparaison des diagrammes calculés à partir du plan de calcul placé à $d=3\lambda$, 4λ, 5λ distance et de celui obtenu directement en champ lointain dans CST.</i>	<i>43</i>
<i>Figure 2.5.11 : Définition du domaine de validité de simulation en champ proche en fonction de dimension de la surface de simulation.....</i>	<i>44</i>
<i>Figure 2.6.1 : Séparation des ondes progressives et évanescentes sur le plan des cosinus directeurs.</i>	<i>46</i>
<i>Figure 2.6.2 : Distribution de la composante croisée du champ électrique (E_x) sur la surface de simulation champ proche de HFSS.</i>	<i>52</i>
<i>Figure 2.6.3 : Distribution de la composante principale du champ électrique (E_y) sur la surface de simulation champ proche de HFSS.</i>	<i>53</i>
<i>Figure 2.6.4 : Diagramme de rayonnement de la composante croisée (E_x).</i>	<i>54</i>
<i>Figure 2.6.5 : Diagramme de rayonnement de la composante principale (E_y).....</i>	<i>54</i>
<i>Figure 2.6.6 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.....</i>	<i>55</i>
<i>Figure 2.6.7 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.....</i>	<i>55</i>
<i>Figure 2.6.8 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.....</i>	<i>56</i>
<i>Figure 2.6.9 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.....</i>	<i>57</i>
<i>Figure 2.7.1 : Illustration de l'approche par rétro-propagation.....</i>	<i>58</i>
<i>Figure 2.7.2 : Diagramme de rayonnement de la composante croisée (E_x).</i>	<i>61</i>
<i>Figure 2.7.3 : Diagramme de rayonnement de la composante principale (E_y).....</i>	<i>61</i>
<i>Figure 2.7.4 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_x ($E_y / E_x \approx 4$) sur la surface d'antenne (réseau 5×5).</i>	<i>62</i>
<i>Figure 2.7.5 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y ($E_y / E_x \approx 4$) sur la surface d'antenne (réseau 5×5).</i>	<i>63</i>
<i>Figure 2.8.1 : Schéma du réseau d'antennes.....</i>	<i>64</i>
<i>Figure 2.8.2 : Schéma du réseau d'antennes. Seul l'accès N°1 du réseau est alimenté.....</i>	<i>65</i>
<i>Figure 2.8.3 : Distribution de la composante principale du champ électrique (E_y) sur la surface de simulation champ proche de HFSS lorsque l'accès N°1 est alimenté (réseau 5×5).</i>	<i>66</i>
<i>Figure 2.8.4 : Diagramme de rayonnement de la composante principale (E_y) lorsque l'accès N°1 est alimenté (réseau 5×5).</i>	<i>66</i>
<i>Figure 2.8.5 : Distribution du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès N°1 est alimenté (réseau 5×5).</i>	<i>67</i>
<i>Figure 2.8.6 : Schéma du réseau d'antennes. Toutes les voies du réseau sont alimentées.</i>	<i>68</i>

<i>Figure 2.8.7 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes : (a) Calculé à partir de simulation de champ proche de HFSS, (b) Calculé par une superposition des vecteurs des éclairissements (réseau 5x5).</i>	69
<i>Figure 3.2.1. Représentation de la décomposition de l'antenne en partie circuit RF et en partie rayonnante.</i>	72
<i>Figure 3.2.2. Représentation du modèle équivalent du réseau d'antennes par un multi-pôle de $N+M$ ports.</i>	72
<i>Figure 3.2.3 Représentation de la matrice S élargie.</i>	73
<i>Figure 3.3.1 Réseau d'antennes 5x5. La rangée de patches alimentés est entourée par une ligne rouge.</i>	74
<i>Figure 3.3.2 Diagramme rayonné par la ligne centrale du réseau et restitution par un réseau 5x5.</i>	75
<i>Figure 3.3.3 Réseau rayonnant équivalent: réseau de 7x7 patches. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches réels. 7x7-5x5 patches fictifs sont montrés avec la couleur bleue.</i>	77
<i>Figure 3.3.4. Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès $N^{\circ}1$ est alimenté.</i>	78
<i>Figure 3.3.5. Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès $N^{\circ}2$ est alimenté.</i>	80
<i>Figure 3.3.6. Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès $N^{\circ}N$ est alimenté.</i>	80
<i>Figure 3.3.7. Principe de la validation de la base des éclairissements.</i>	81
<i>Figure 3.3.8 : Eclairissement équivalent du réseau pour une pondération uniforme en amplitude et en phase.</i>	82
<i>Figure 3.3.9. Distribution de l'E_y en champ lointain.</i>	83
<i>Figure 3.3.10. Distribution de l'E_y en champ lointain.</i>	83
<i>Figure 3.3.11. Distribution de la composante y champ sur la surface de simulation en champ proche. Pondération uniforme en amplitude et en phase (réseau 5x5 à 3.1GHz).</i>	84
<i>Figure 3.4.1. Représentation de l'antenne par un circuit équivalent dans ADS.</i>	85
<i>Figure 3.4.2 : Zoom sur les boîtes noires.</i>	86
<i>Figure 3.4.3: Schéma de déroulement du processus de l'optimisation dans ADS.</i>	87
<i>Figure 3.5.1: Schéma de la méthode.</i>	89
<i>Figure 3.5.2 : Module de la densité de courant surfacique (A/m) sur les patches.</i>	90
<i>Figure 3.5.3 : Distribution du champ E_y sur la surface de simulation champ proche.</i>	91
<i>Figure 3.5.4 : Valeur absolue, normalisée du champ électrique en champ lointain.</i>	91
<i>Figure 3.5.5 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E sur la surface d'antenne.</i>	91
<i>Figure 3.5.6 : Diagramme de rayonnement dans le plan xOz.</i>	95
<i>Figure 3.5.7 : Diagramme de rayonnement dans le plan yOz.</i>	96
<i>Figure 3.5.8: Schéma de la méthode.</i>	98
<i>Figure 3.5.9 : Réseau rayonnant équivalent: réseau de 7x7 patches. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches réels. 7x7-5x5 patches fictifs sont montrés avec la couleur bleue.</i>	100
<i>Figure 3.5.10 : Ecart – type des diagrammes (E_y en linéaire) après la calibration par une optimisation de l'éclairissement des éléments rayonnants et celle par inversion de la matrice des éclairissements.</i>	100
<i>Figure 3.5.11 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.</i>	101

Figure 3.5.12 : Diagramme de rayonnement après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase. 102

Figure 3.5.13 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase. 102

Figure 3.5.14 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase. 103

Figure 3.5.15: Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage à $U=0, V=0.52$ 104

Figure 3.5.16 : Diagramme de rayonnement après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage à $U=0, V=0.52$ 105

Figure 3.5.17 : Diagramme de rayonnement après la calibration spécifique. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage à $U=0, V=0.52$ 105

Figure 3.5.18 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0 et spécifique. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase: pointage à $U=0, V=0.52$ 106

Figure 3.5.19 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0 et spécifique. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase: pointage à $U=0, V=0.52$ 106

Figure 3.5.20 : Eclairage du réseau rayonnant équivalent: réseau de 7x7 patchs. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patchs réels. 7x7-5x5 patchs fictifs sont montrés avec la couleur bleue..... 109

Figure 3.5.21: Diagramme de rayonnement avant la calibration Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27, V=0.27$ 111

Figure 3.5.22: Diagramme de rayonnement après la calibration N éléments rayonnants. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27, V=0.27$ 111

Figure 3.5.23 : Diagramme de rayonnement après la calibration qui prend en compte le rayonnement du bord. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27, V=0.27$ 112

Figure 3.5.24 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27, V=0.27$ 113

Figure 3.5.25 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27, V=0.27$ 113

Figure 3.5.26: Diagramme de rayonnement avant la calibration Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$ 115

Figure 3.5.27 : Diagramme de rayonnement après la calibration N éléments rayonnants. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$ 115

Figure 3.5.28 : Diagramme de rayonnement après la calibration qui prend en compte le rayonnement du bord. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$ 116

Figure 3.5.29 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$ 117

Figure 3.5.30 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$ 117

Figure 4.2.1 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$ 123

<i>Figure 4.2.2 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$.....</i>	<i>123</i>
<i>Figure 4.2.3 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$.....</i>	<i>124</i>
<i>Figure 4.2.4 : Diagramme de rayonnement après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$.....</i>	<i>125</i>
<i>Figure 4.3.1 : Coefficients actifs de réflexion à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse. Cas des signaux d'alimentation uniforme en amplitude et en phase.....</i>	<i>128</i>
<i>Figure 4.3.2 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>131</i>
<i>Figure 4.3.3 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute surface d'antenne. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>131</i>
<i>Figure 4.3.4 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse.) après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>132</i>
<i>Figure 4.3.5 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>134</i>
<i>Figure 4.3.6 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>134</i>
<i>Figure 4.3.7 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>135</i>
<i>Figure 4.3.8 : Diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>135</i>
<i>Figure 4.3.9 : Diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>137</i>
<i>Figure 4.3.10 : Distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>140</i>
<i>Figure 4.3.11 : Distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>140</i>
<i>Figure 4.3.12 : Distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>141</i>
<i>Figure 4.4.1 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>144</i>
<i>Figure 4.4.2 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>145</i>
<i>Figure 4.4.3 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.....</i>	<i>145</i>

<i>Figure 4.4.4 : Diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.</i>	146
<i>Figure 4.4.5 : Configuration de mesures d'antenne dans la base longue en chambre anéchoïque .</i>	147
<i>Figure 4.4.6 : Cornet de mesure de face et de profil.</i>	148
<i>Figure 4.4.7 : L'orientation du réseau d'antennes dans la chambre anéchoïque.</i>	148
<i>Figure 4.4.8 : Définition de l'orientation du réseau d'antennes.</i>	149
<i>Figure 4.4.9 : Configuration de l'alimentation du réseau d'antennes.</i>	150
<i>Figure 4.4.10 : Présentation du réseau d'antennes avec son circuit d'alimentation.</i>	150
<i>Figure 4.4.11 : Configuration de mesures d'antenne dans la base longue en chambre anéchoïque .</i>	151
<i>Figure 4.4.12 : Mesure de la puissance disponible à l'entrée des patchs.</i>	151
<i>Figure 4.4.13 : Diagrammes de rayonnement avant les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.</i>	152
<i>Figure 4.4.14 : Diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.</i>	154
<i>Figure 4.4.15 : Diagrammes de rayonnement après les calibrations par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.</i>	155
<i>Figure 4.4.16 : Diagrammes mesurés de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.</i>	156
<i>Figure A.1 : Configuration d'un dipôle infiniment petit et les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques.</i>	165
<i>Figure A.2 : Géométrie du réseau de 70×50 dipôle courts.</i>	167
<i>Figure A.3 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région réactive.</i>	168
<i>Figure A.4 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région champ proche.</i>	169
<i>Figure A.5 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région champ lointain.</i>	170
<i>Figure A.6 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région champ proche.</i>	171
<i>Figure A.7 : Orientation de l'antenne et du plan de calcul dans l'espace.</i>	173
<i>Figure A.8 : Plan de calcul avec des points de calculs.</i>	173
<i>Figure A.9 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.01m$.</i>	174
<i>Figure A.10 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.01m$.</i>	174
<i>Figure A.11 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.3m$.</i>	175
<i>Figure A.12 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.3m$.</i>	175
<i>Figure A.13 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.4m$.</i>	176
<i>Figure A.14 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.4m$.</i>	176
<i>Figure A.15 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.65m$.</i>	177
<i>Figure A.16 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.65m$.</i>	177

Figure A.17 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 1m$	178
Figure A.18 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 1m$	178
Figure A.19 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 10m$	179
Figure A.20 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 10m$	179
Figure A.21 : Comparaison des diagrammes calculés à partir du plan de calcul placé à une distance y_m et celui obtenu directement en champ lointain dans CST.	181
Figure A.22 : Comparaison des diagrammes de rayonnement calculés à partir du plan de calcul placé à $d=3\lambda, 4\lambda, 5\lambda$ distance et celui obtenu directement en champ lointain dans CST.	183
Figure B.1 : Distribution de composante y du champ E sur la surface de simulation champ proche. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.....	185
Figure B.2 : Diagramme de rayonnement avant les corrections. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.....	186
Figure B.3 : Diagramme de rayonnement dans le plan xOz.	188
Figure B.4 : Diagramme de rayonnement dans le plan yOz.	189
Figure C.1 : Distribution du champ E (avant la calibration) sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$	193
Figure C.2 : Distribution du champ E (après la calibration) sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$	193
Figure C.3 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$	194
Figure C.4 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$	195
Figure C.5 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$	195
Figure C.6 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°1.....	197
Figure C.7 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°2.....	197
Figure C.8 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°3.....	198
Figure C.9 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°4.....	198
Figure C.10 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°5.....	198
Figure C.11 : Comparaison de coefficients de réflexion simulés et mesurés des ports N°1 et N°5.....	200
Figure C.12 : Comparaison de coefficients de réflexion simulés et mesurés des ports N°2 et N°4.....	200
Figure C.13 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°1.....	201
Figure C.14 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°2.....	202
Figure C.15 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°4.....	202
Figure C.16 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°5.....	202

Liste des tableaux

Tableau 2.4.1 : Définition des limites de trois zones qui entourent l'antenne (p. 31 [42]).	26
Tableau 2.5.1 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.	36
Tableau 2.5.2 : Domaine de la validité des calculs en champ proche pour le réseau de 7x5 dipôles courts.	44
Tableau 2.5.3 : Domaine de la validité des simulations en champ proche pour les réseaux étudiés.	45
Tableau 3.5.1. Ajustements apportés à l'alimentation des éléments rayonnants.	92
Tableau 3.5.2 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne avant les corrections obtenue par rétro-propagation.	93
Tableau 3.5.3 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne après la première correction (C1) obtenue par rétro-propagation.	93
Tableau 3.5.4 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne après la deuxième correction (C2) obtenue par rétro-propagation.	94
Tableau 3.5.5 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne après la troisième correction (C3) obtenue par rétro-propagation.	94
Tableau 3.5.6 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.	96
Tableau 3.5.7 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.	103
Tableau 3.5.8 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage de 0.52 en vertical.	107
Tableau 3.5.9 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27$, $V=0.27$.	114
Tableau 3.5.10 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51$, $V=0.51$.	118
Tableau 4.2.1 : Signaux d'alimentation de l'antenne. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches. La puissance normalisée par rapport à la valeur maximale est montrée avec la couleur noire.	122
Tableau 4.2.2 : Signaux d'alimentation de l'antenne. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches. La phase en degré est montrée avec la couleur noire.	122
Tableau 4.2.3 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.	124
Tableau 4.2.4 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.	126
Tableau 4.3.1 : Coefficients actifs de réflexion des ports d'antenne à 3GHz. Ces valeurs sont issues de HFSS.	129
Tableau 4.3.2 : Signaux d'alimentation de l'antenne avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.	130
Tableau 4.3.3 : Coefficients actifs de réflexion à 3GHz. Ces valeurs sont issues de HFSS.	132

<i>Tableau 4.3.4 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	136
<i>Tableau 4.3.5 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	138
<i>Tableau 4.3.6 : Ecart entre la valeur maximale du champ et celle du bord de la surface de simulation dans le plan vertical ($x=0m$). Ces valeurs sont issues de HFSS.</i>	141
<i>Tableau 4.4.1 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	146
<i>Tableau 4.4.2 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement avant la calibration. Cas de signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	153
<i>Tableau 4.4.3 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairage de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	154
<i>Tableau 4.4.4 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairage de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	155
<i>Tableau 4.4.5 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement mesurés. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.</i>	157
<i>Tableau A.1 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.</i>	181
<i>Tableau B.1 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne obtenue par rétro-propagation.</i>	187
<i>Tableau B.2 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.</i>	189
<i>Tableau C.1 : Coefficients actifs de réflexion à 3.1GHz. Cas des signaux d'alimentation uniforme (1^{ère} colonne) et pondérée en amplitude et en phase (2^{ème} et 3^{ème} colonnes): pointage à $U=0$, $V=0.54$. Ces valeurs sont issues de HFSS.</i>	191
<i>Tableau C.2 : Coefficients actifs de réflexion. Ces valeurs sont issues de HFSS.</i>	196
<i>Tableau C.3 : Comparaison des données simulées et mesurées des ports du réseau d'antennes.</i>	199

Introduction générale

Thales Air Systems est spécialisé dans les radars de surface. Ses radars de surveillance sont constitués d'antennes actives, qui sont formées d'un très grand nombre de modules de transmission et de réception. Les modules transmission/réception contiennent des fonctions actives qui sont sensibles à la température, à l'humidité ou à la pollution de l'air. Lors de la vie de l'antenne les éléments actifs de l'antenne peuvent dériver en causant des dégradations des performances de l'antenne.

Pour garantir un bon fonctionnement d'une antenne radar, un procédé de calibration est appliqué à l'antenne au moment de l'assemblage de l'antenne en usine et aussi régulièrement, en mode opérationnel.

L'objectif de ce travail de thèse est de proposer des nouveaux procédés de calibration qui prendront en compte les effets de bord et des couplages entre éléments rayonnants du réseau d'antennes. Pour ce faire, la modélisation de l'antenne avec ses défauts ainsi que du banc de mesure champ proche mis en œuvre dans les phases de calibration est nécessaire.

Une méthode de calibration par une optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne est proposée dans ce mémoire de thèse. Elle se base sur l'analyse du champ proche des antennes. Lors de la calibration, le champ électrique dans l'ouverture du réseau est calculé par rétro-propagation. Cela permet d'avoir le champ proche produit par chaque élément du réseau et de le comparer avec le champ idéal permettant de former le diagramme de rayonnement souhaité. Les amplitudes et les phases corrigées qui sont issues de cette comparaison constituent les signaux d'alimentation du réseau d'antennes.

L'application de cette méthode de correction aux antennes qui présentent de forts effets de bord et de couplages permettra de démontrer l'efficacité du processus de calibration.

Ce travail a été effectué dans le cadre d'une thèse Cifre entre Thales Air Systems et Télécom ParisTech.

Ce mémoire de thèse se divise en quatre chapitres, qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche.

Le premier chapitre introduit les principales techniques de calibration actuelles pour situer notre étude par rapport au contexte.

Le deuxième chapitre pose le cadre théorique sur lequel se base la méthode de calibration développée lors de la thèse. Les détails du modèle numérique (HFSS et Matlab) sont donnés parallèlement aux informations théoriques et générales, afin d'éviter tout type de répétition dans le manuscrit et de relier la théorie au concret.

Le troisième chapitre porte sur le développement de la méthode de calibration utilisant des données de simulations de champ proche dans un plan parallèle au réseau d'antennes. Ce chapitre contient les points originaux du travail de cette thèse. Par un regroupement des informations de la partie rayonnement et de la partie circuit de l'antenne, on obtient une modélisation plus complète de l'antenne. La définition des coefficients de transmission entre les éléments rayonnants du réseau par rétro-propagation du champ lointain de chaque élément du réseau permet de prendre en compte les effets de bord et de couplage dans la procédure de la calibration. Selon le nombre d'éléments rayonnants dans le réseau, l'obtention des coefficients de calibration s'effectue par un processus d'optimisation de l'éclairage de la surface d'antenne et/ou des coefficients actifs de réflexion.

Le quatrième chapitre présente la validation de la méthode de calibration par simulations et par la mesure. La première section concerne la validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches réels supérieur au nombre de patches fictifs. La deuxième section est dédiée à la démonstration de la nécessité de prendre en compte les coefficients actifs de réflexion dans la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs supérieur à celui des patches réels. Ceci améliore les caractéristiques de l'antenne et élargit la validité de la méthode de calibration. La méthode est enfin validée par des mesures et est présentée dans la troisième section de ce chapitre.

Le manuscrit est clôturé par une conclusion qui synthétise le travail effectué pendant cette thèse, en y reprenant les étapes importantes du développement de la méthode de calibration et les principaux résultats originaux. Egalement, des perspectives de ce travail sont données dans cette partie.

Chapitre 1

Contexte général et état de l'art

1.1. Introduction

Avec le développement technologique, de plus en plus d'antennes actives de dimensions différentes sont demandées pour des applications variées. Dans les antennes actives, chaque élément rayonnant est contrôlé de manière individuelle par un module actif transmetteur /récepteur. La performance des antennes actives se dégrade au fil du temps en raison des changements dans les caractéristiques de leurs dispositifs actifs. Il devient nécessaire d'effectuer régulièrement une calibration d'antenne afin de garantir un bon fonctionnement de l'antenne [1].

Le chapitre est composé de trois parties. La première partie donne des informations sur les sources des perturbations de l'antenne ainsi que le but du processus de calibration. La deuxième partie donne un bref état de l'art des principales techniques de calibration des antennes radar. Établir le panorama des méthodes de calibration d'antenne est un aspect extrêmement important pour mieux situer le contexte de travail et pour identifier les besoins de développement d'une méthode de calibration destinée aux antennes radars de surveillance. La troisième partie présente des méthodes de calibration d'antenne qui sont plus au moins ressemblantes à la méthode de calibration développée dans le cadre de cette thèse. Ceci permettra de mettre en évidence les points de convergence et de divergence avec ces méthodes.

1.2. Calibration d'antenne

Grâce à leurs performances les antennes actives à balayage électronique sont largement utilisées dans les systèmes radar. Cependant, au cours du temps ou à cause de la température et de l'environnement du radar, les modules actifs de l'antenne dérivent. Ces dérives dégradent la qualité des diagrammes et réduisent la performance du système. Les dégradations des performances du radar affectent par exemple sa capacité de filtrage spatial, sa précision du pointage et de discrimination entre des cibles. Les dérives se localisent tout au long des chaînes d'émission – réception : dans les éléments rayonnants, les connecteurs, les liaisons hyperfréquences, les composants actifs et passifs hyperfréquences (amplificateurs, commutateurs, limiteurs, filtres, déphaseurs, atténuateurs,...), dans les distributeurs du signal

émission ou des signaux d'oscillateur local, dans les fonctions du récepteur (mélangeurs, amplificateurs, convertisseur analogique-numérique).

Afin de garantir un bon fonctionnement du système radar, des procédés de calibration sont souvent mis en œuvre au moment de l'assemblage de l'antenne et aussi régulièrement en mode opérationnel.

Les procédés de calibration visent à corriger les irrégularités d'amplitude et de phase apportées par les fonctions électroniques de l'antenne.

La figure 1.2.1 illustre un diagramme de rayonnement d'une antenne qui dérive (courbe bleue pointillée) et un diagramme de rayonnement d'une antenne qui a un fonctionnement normal (courbe rouge).

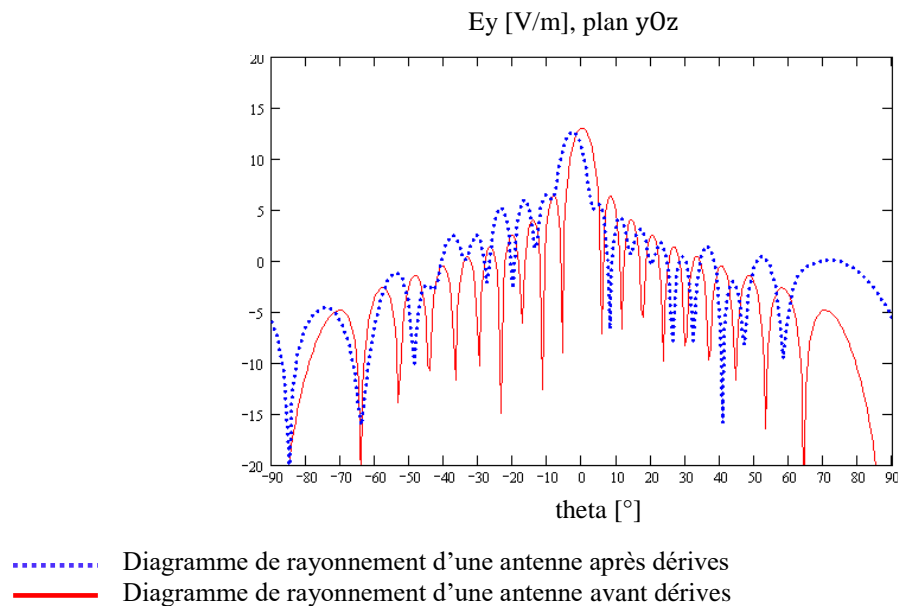


Figure 1.2.1 : Diagrammes de rayonnement d'une antenne avant et après dérives.

Les principes et les moyens employés dans les processus de calibration varient selon la taille, le type et l'utilisation de l'antenne. Les solutions existantes de calibration peuvent être regroupées sous deux grandes familles : en boucle fermée et en boucle ouverte (au sens de l'automatisme).

1.3. Calibration en boucle fermée

La première famille regroupe les processus de calibration pour lesquels le signal de calibration circule dans une boucle fermée composée du circuit de calibration et de l'antenne ou des voies d'antenne concernées. Lors de la calibration, l'amplitude et la phase des voies de l'antenne sont connues. Il y a différentes possibilités de réalisation de ce type de calibration :

- a. le radar se focalise sur une cible d'opportunité ou un objet connu (§1.3.1 et §1.3.2)
- b. utilisation d'une balise extérieure Tx/Rx (§1.3.1 et §1.3.2)
- c. une petite antenne déployable devant le radar (§1.3.5)
- d. éléments rayonnants spécifiques dédiés à la calibration (§1.3.3, §1.3.4, §1.3.5 et §1.3.6),
- e. coupleur de calibration interne (§1.3.2)

Les procédés de calibration de cette famille s'effectuent par des mesures de l'amplitude et de la phase des voies d'antenne et garantit une maîtrise de la performance du radar à tout moment.

1.3.1. Calibration d'antenne en combinant quelques méthodes de calibration

Dans notre étude, la méthode de calibration s'inspire du procédé de calibration de pré lancement de satellite présenté dans la référence [2]. Dans leur procédé de calibration, les auteurs combinent quelques méthodes de calibration. Afin de réaliser des mesures précises, des calibrations en usine et en mode opérationnel sont effectuées. La calibration en usine est effectuée par la technique de mesure champ proche [3]. Le champ lointain est calculé à partir des données mesurées en champ proche. La calibration s'effectue par un câble dédié à la calibration. Le modèle d'antenne a été développé en parallèle avec les étapes du processus de développement d'antenne [4]. Cela donne une approche originale à cette méthode. Les résultats de mesures sont intégrés dans le modèle d'antenne. De ce fait, une cohérence est trouvée dans le processus de développement entre le modèle d'antenne et les mesures [5]. En opérationnel, l'antenne se focalise sur une cible d'opportunité (forêt tropicale) pour une calibration en élévation, et utilise une balise extérieure (récepteur au sol) afin de calibrer en azimut.

Malgré des résultats satisfaisants de cette méthode de calibration, la technique de focalisation sur un objet connu ou d'utilisation d'une balise extérieure n'est pas acceptable pour les antennes radar de notre étude pour lesquels une discrétion est primordiale.

1.3.2. Calibration en combinant quelques méthodes de calibration

Lors de la calibration en usine (terrestre) d'ASAR (Radar à synthèse d'ouverture) [6] à bord d'ENVISAT (satellite d'observation de la Terre), les auteurs utilisent les mesures d'antenne en champ proche à base planaire. Les antennes de satellites contiennent des circuits internes dédiés à la calibration. Il y a une voie de calibration individuelle pour chacun des modules de transmission/réception (figure 1.3.1). Lors de la calibration en usine, des signaux spéciaux prédestinés à la calibration sont injectés dans toutes les voies du réseau, à l'aide des commutateurs actifs et de manière indépendante.

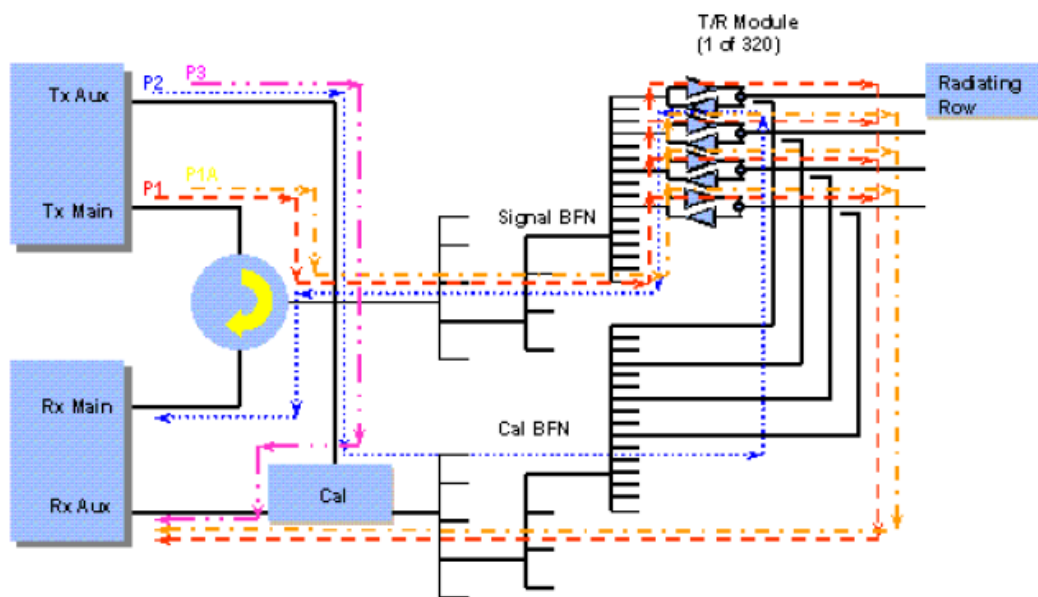


Figure 1.3.1 : Circuit de calibration d'ASAR.

Les trames d'impulsions contiennent les signaux réels et ceux de calibration ce qui permet de contrôler les variations de gain d'instrument même pendant les acquisitions de données. Les circuits dédiés à la calibration nécessitent une qualité excellente, leur utilisation peut ainsi augmenter le coût de l'antenne. De plus, ils ne permettent pas de prendre en compte les effets perturbateurs de la surface d'antenne. Alors il devient nécessaire de compléter le procédé de calibration avec la caractérisation des défauts qui peuvent se produire sur la partie rayonnante de l'antenne. Pour une caractéristique exacte de rayonnement de l'antenne, les auteurs de [6] combinent quelques méthodes de calibration.

Afin de réaliser des mesures précises, des calibrations en usine et en mode opérationnel sont effectuées. La calibration en usine est effectuée par la technique de mesure champ proche ; en opérationnel l'antenne se focalise sur une cible d'opportunité (forêt

tropicale humide) pour une calibration en azimut et en élévation. La calibration en vol s'effectue aussi à l'aide des signaux envoyés par l'antenne ASAR à un récepteur déployé au sol. Ces signaux sont également transmis par des circuits internes de calibration, et une comparaison de ces données permet de caractériser l'antenne.

Bien que cette méthode de calibration garantisse un bon fonctionnement de l'antenne, cette méthode ne peut pas être appliquée aux antennes auxquelles on s'intéresse. Ceci, par ce que l'antenne n'est pas autonome dans son fonctionnement.

1.3.3. Calibration d'antenne par une utilisation du couplage entre les éléments rayonnants du réseau

Dans [7], les auteurs utilisent l'effet de couplage entre les éléments rayonnants du réseau d'antennes. Dans la procédure de calibration, un élément rayonnant émet le signal, un élément voisin reçoit ce signal, les autres éléments dans le réseau sont fermés sur leurs charges respectives. Cette procédure est répétée jusqu'à ce que tous les éléments du réseau d'antennes émettent et reçoivent du signal (figure 1.3.2).

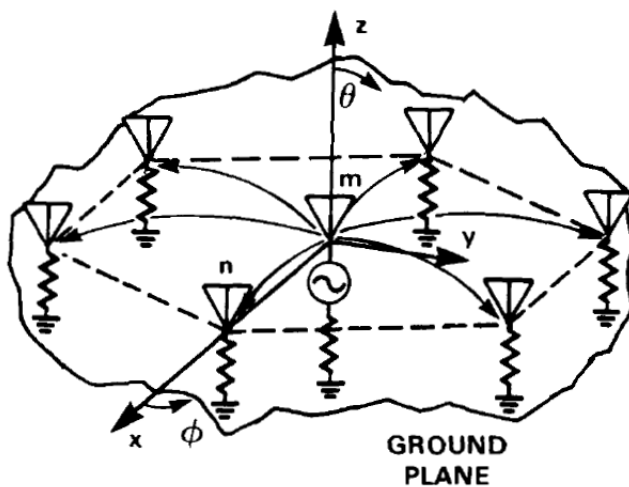


Figure 1.3.2 : Schéma de la calibration de l'antenne par le couplage entre les éléments rayonnants [8].

Les coefficients de transmission de chaque élément sont calculés. Ainsi, des corrections d'amplitude et de phase peuvent être effectuées pour corriger le rayonnement d'antenne. Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes peut être prédit à l'aide des coefficients de transmission du réseau.

Cette méthode se base sur la supposition que le coefficient de couplage entre deux éléments voisins, ne varie pas selon le positionnement de ces deux éléments au sein du réseau. Ainsi elle ne peut s'appliquer qu'aux réseaux ayant un grand nombre d'éléments

(mille ou plus). De plus elle ne permet pas de prendre en compte les effets de bord qui peuvent être présents au sein du réseau d'antennes.

1.3.4. Calibration par des éléments rayonnants dédiés à la calibration

Le processus de calibration présenté dans la référence [9] est basé sur l'utilisation du couplage mutuel entre les éléments rayonnants du réseau. Les auteurs emploient un petit nombre d'éléments passifs dédiés à la calibration. Le réseau d'antennes est divisé en plusieurs blocs contenant un groupe d'éléments rayonnants. Un élément rayonnant passif dédié à la calibration est situé au centre de chaque bloc (figure 1.3.3).

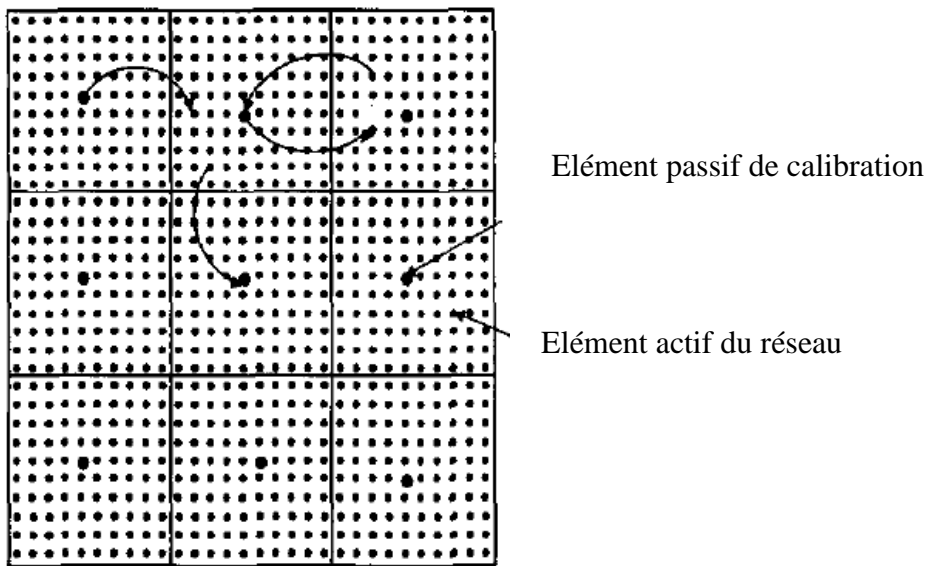


Figure 1.3.3 : Schéma de la méthode de calibration d'antenne qui utilise des éléments rayonnants passifs.

La calibration en usine en mode réception s'effectue pour chaque bloc avec des mesures en champ proche de l'antenne. Le signal d'un bloc à calibrer est acheminé par un commutateur à l'élément passif de calibration. Les autres éléments actifs du réseau sont éteints. Ensuite, un élément rayonnant actif d'un bloc voisin de celui à calibrer reçoit le signal de l'élément passif par le couplage des éléments actifs sous test. La calibration est réalisée en mesurant séquentiellement le couplage entre chaque élément passif de calibration et un groupe choisi d'éléments rayonnants actifs du réseau. Ce processus est répété pour tous les blocs du réseau. La calibration du réseau en mode transmission s'effectue en basculant le procédé de calibration en mode réception. Les coefficients de correction des amplitudes et des phases des atténuateurs et des déphaseurs des modules transmission/réception sont ensuite conservés et utilisés lors de la calibration en mode opérationnel, qui se réalise de la même manière qu'en usine.

Lors de la calibration, le radar est non opérationnel ce que peut fragiliser les radars ainsi cette méthode ne peut pas être appliquée aux radars sur lesquels notre intérêt est porté.

1.3.5. Utilisation d'une antenne dédiée à la calibration

Dans [10] les auteurs utilisent une antenne dédiée à la calibration. La calibration s'effectue pour chaque voie de manière indépendante. Le schéma de mesure du réseau d'antennes en mode réception est donné dans la figure 1.3.4.

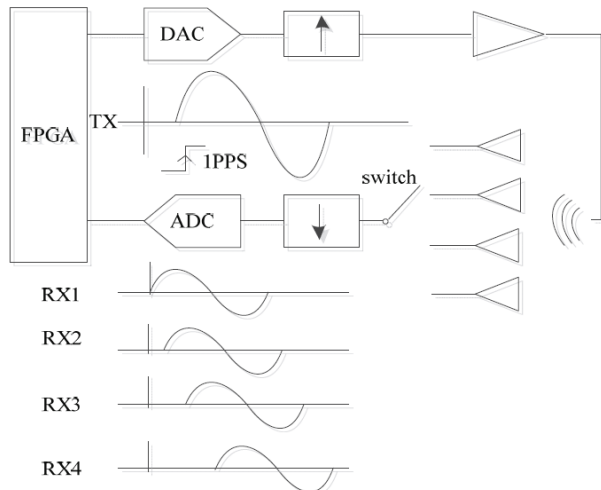


Figure 1.3.4 : Le schéma de mesure du réseau d'antennes en mode réception.

Les mesures en mode transmission sont similaires à celles en mode réception. Tout d'abord, un signal de calibration (fréquence fixe) est transmis par l'antenne de calibration à une voie de réception qui est connectée par un commutateur. Les autres voies sont déconnectées. Le signal reçu par la voie à calibrer est mesuré en amplitude et en phase. A l'aide de cette méthode, les effets de couplage entre les éléments rayonnants du réseau sont pris en compte. L'incertitude de phase d'une voie du réseau est inférieure à 0.5° et celle de l'amplitude est inférieure à 1%.

La calibration s'effectue pour chaque élément rayonnant de manière indépendante, ce qui augmente le temps de calibration. De plus, pendant la calibration le réseau ne fonctionne pas, ainsi elle ne peut pas être appliquée aux réseaux d'antennes qui nous intéressent. Ceci parce que pendant le temps de calibration les radars seront non fonctionnels, ce qui n'est pas souhaité.

1.3.6. Correction de couplage entre les éléments rayonnants

[11], [12] présentent une méthode de correction des effets de couplage dans les réseaux de dimensions finies. Dans cette méthode, les informations de la partie circuit et de la partie rayonnante de l'antenne sont regroupées. Ainsi, le réseau d'antennes (N ports) est présenté par une matrice de dispersion équivalente (figure 1.3.5) de $2N \times 2N$.

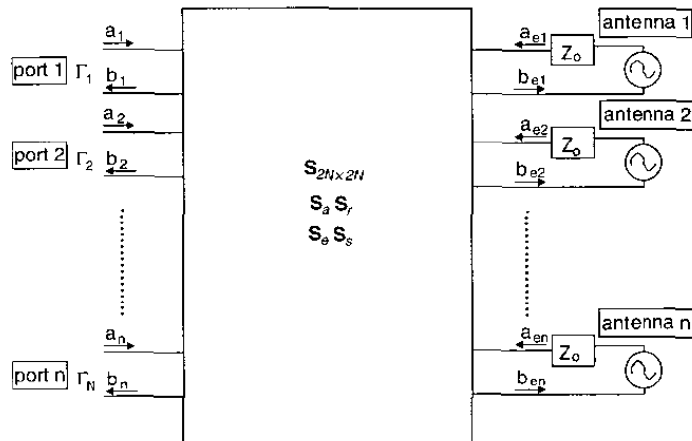


Figure 1.3.5 : Présentation du réseau d'antennes par une matrice de dispersion équivalente.

Les coefficients de la matrice de $2N \times 2N$ sont calculés par une analyse de réseau et via l'approche de couplage 'élément-par-élément' [11]. Les coefficients de transmission des voies sont obtenus par des modifications des impédances d'entrée et de rayonnement.

La partie rayonnement de l'antenne dans la matrice de $2N \times 2N$ peut être aussi calculée par la mesure de diagramme actif de l'élément rayonnant en champ lointain [12]. La matrice calculée est indépendante du circuit de l'alimentation de l'antenne et du balayage du faisceau.

L'idée de regrouper toute l'information électromagnétique du réseau est utilisée dans le développement de la méthode de calibration élaborée lors de cette thèse. Mais notre méthode diffère de la méthode de la correction des effets de couplage dans les réseaux de dimensions finies proposée par M. Sierra Cartaher [11], [12] en trois points : les coefficients de transmissions sont calculés par rétro-propagation, la méthode prend en compte les effets de bord et les désadaptations induites lors du pointage du faisceau.

1.4. Calibration en boucle ouverte

La deuxième famille de calibration réunit les procédés de calibration qui se basent sur une connaissance a priori de l'état de l'antenne en fonction d'un nombre limité de paramètres connus (température, humidité, pollution, etc.). Une fois que ces paramètres sont mesurés, les corrections de l'antenne sont effectuées. Par contre, aucune information globale ne permet d'évaluer la précision du fonctionnement atteinte après la correction.

Ce type de calibration peut être réalisé par des approches différentes:

- L'antenne est mesurée en usine une fois pour toute et on la laisse dériver en opérationnel (§1.4.1)
- Les dérives des voies de l'antenne en amplitude et en phase sont prévisibles par un modèle thermique
- Un système de calibration est déployé de temps en temps devant le radar (§1.4.2).

1.4.1. Calibration d'antenne en usine uniquement

Les auteurs de [13] proposent d'utiliser des signaux de modulations multi-porteuses, ainsi que de mesurer simultanément les champs électriques complexes de tous les éléments du réseau d'antennes (figure 1.4.1). Lors de la méthode proposée, une antenne de réception est employée, afin de collecter des signaux provenant de chaque élément rayonnant du réseau d'antennes.

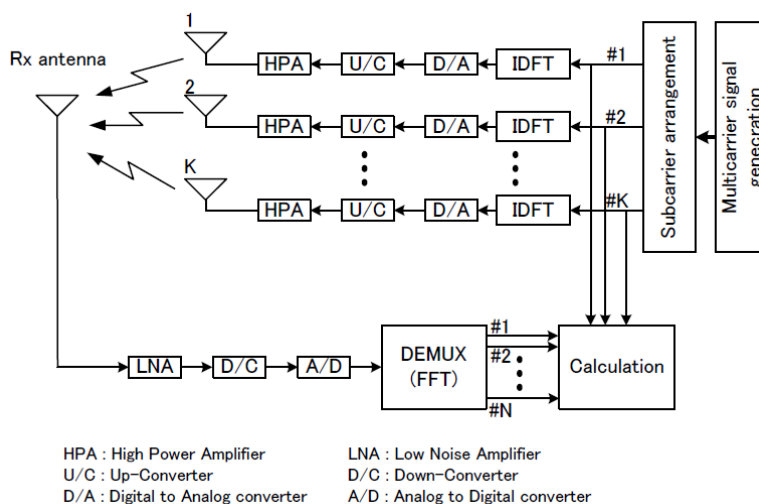


Figure 1.4.1 : Configuration de méthode de calibration proposée.

Un signal de modulation multi-porteuse (appelé signal de référence) pour la calibration est produit dans l'émetteur comme indiqué sur la figure 1.4.2.

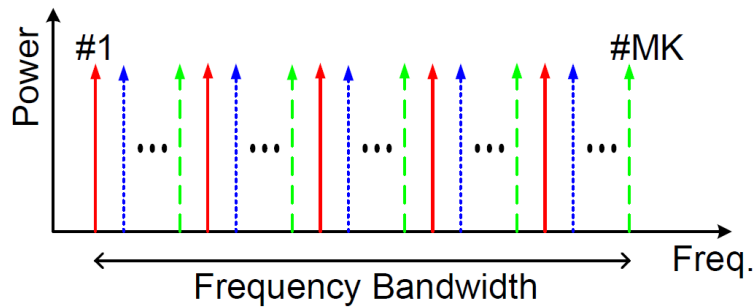


Figure 1.4.2 : Signal de référence.

Les N signaux $c(n)$ ($n = 1, 2, \dots, N = MK$) sont répartis dans une bande de fréquences de mesure. K est le nombre d'éléments rayonnants du réseau d'antennes. M est le nombre de fréquences de mesure. Puisque le signal de référence de chaque élément d'antenne est orthogonal aux autres, il est facile de séparer les signaux captés par le récepteur, ainsi les signaux captés sont affectés à chaque élément rayonnant. Le signal de référence de chaque élément est ensuite comparé avec celui capté par l'antenne de réception. La comparaison des signaux permet d'obtenir les coefficients de calibration.

Bien que cette méthode soit assez rapide car toute la bande de fréquences de fonctionnement de l'antenne est testée en une seule fois, les auteurs ne proposent aucune calibration en mode opérationnel. Ce qui signifie qu'une fois calibrée à l'usine, l'antenne peut dériver en opérationnel.

1.4.2. Banc de calibration déployable de temps en temps

Une autre méthode de calibration qui est employée pour le contrôle de l'espace aérien est présentée dans la référence [14]. L'originalité de cette méthode est dans le déploiement d'un système de calibration dynamique de temps en temps devant le radar. Tout le système de calibration est monté sur un véhicule et peut être déployé au moment du repos du radar (figure 1.4.3).

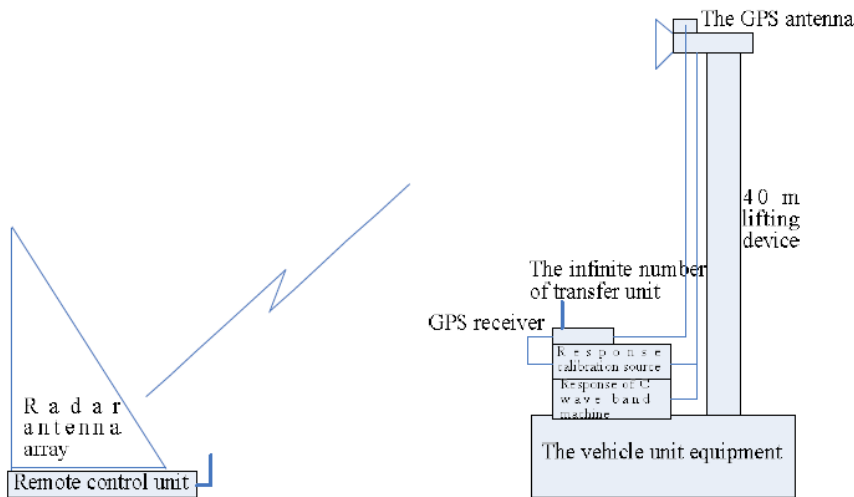


Figure 1.4.3 : Schéma de la méthode de calibration mobile.

Afin de calibrer l'élévation, le système de calibration utilise une plateforme de l'élévateur. Le système de radar reçoit le signal de radar et il le transmet au radar après avoir défini le retard. L'exactitude du retard de signal de radar est garantie par l'utilisation du signal GPS qui permet de définir la position précise de l'antenne radar.

Cette méthode apporte un bon fonctionnement au radar tout en permettant de diminuer les frais dédiés à la calibration car le système de calibration peut être utilisé pour la calibration des autres radars. Cependant elle ne peut pas être appliquée aux radars de notre étude car une autonomie totale du radar est nécessaire.

1.5. Calibration d'antenne par des mesures en champ proche - base planaire : correction de phase uniquement

Un procédé de calibration de réseau d'antennes à base de mesures en champ proche est présenté dans [15]. L'antenne à balayage électronique est modélisée par des sous-réseaux. Les mesures planaires en champ proche sont effectuées. Le spectre d'ondes est calculé à partir des composantes transversales du champ électrique. Ainsi le diagramme de rayonnement est obtenu en champ lointain. Le champ est rétro-propagé sur la surface d'antenne. L'éclairement des éléments rayonnants selon leur position dans le réseau est trouvé. Une correction, seulement, des phases d'alimentation par sous-réseaux est effectuée. Le procédé est répété jusqu'à avoir un niveau d'incertitude négligeable.

Ce procédé présente une approche intéressante en termes de gain de temps et de moyens. Mais la correction des phases des éléments impacte la phase ainsi que l'amplitude

des éclairagements des éléments rayonnants ce qui peut causer une dégradation importante du diagramme de rayonnement [16].

1.6. Calibration d'antenne par des mesures en champ proche - base planaire

Une méthode de calibration s'appuyant sur des mesures en champ proche à base planaire est proposée dans [17]. Cette méthode s'applique aux antennes à formation de faisceaux par le calcul fonctionnant en mode réception. A partir de chaque point se situant sur la surface de mesure, l'antenne source émet un signal qui est ensuite capté successivement par les éléments du réseau [18]. Lorsqu'un élément est sous test, les autres sont fermés sur leurs charges respectives. Cette méthode permet d'obtenir le spectre d'ondes planes de chaque élément actif du réseau en un seul balayage de la surface de mesure. Une fois que le spectre d'ondes planes est calculé pour chaque élément rayonnant, les coefficients de calibration en fonction des directions de pointage sont trouvés.

Cette méthode a des points communs avec la méthode de calibration développée lors de cette thèse. Le spectre d'ondes planes est calculé à partir des données de champ proche. Ceci pour chaque élément rayonnant du réseau d'antennes. Mais, elle en diffère par le moyen d'obtention des coefficients de calibration. Afin de trouver les coefficients de calibration de l'antenne, nous calculons les coefficients de transmission entre les éléments rayonnants du réseau par une rétro-propagation du champ lointain de chaque élément rayonnant. Ceci permet de prendre en compte les effets de bord et de couplage entre les éléments du réseau.

1.7. Conclusion

L'évolution majeure des systèmes radar requiert de nouvelles méthodes de calibration qui garantiront un bon fonctionnement du système radar avec peu de moyens employés. Ce chapitre nous a permis de situer notre travail par rapport au contexte actuel des procédés de calibration. Les techniques principales de calibration d'antenne présentées dans cette partie nous ont permis d'avoir une vision sur les méthodes actuelles de calibration afin de proposer ensuite (dans le chapitre 3) une méthode de calibration innovante et applicable aux réseaux d'antennes avec différents nombres d'éléments rayonnants.

Chapitre 2

Base théorique

2.1. Introduction

Le propos de ce chapitre est de décrire la base théorique qui est au centre de la méthode de calibration développée au cours de cette thèse.

Les mesures en champ proche sont largement répandues pour les caractérisations des antennes grandes (par rapport à la longueur d'onde), des antennes classifiées, des antennes à lobes latéraux ultra-bas ainsi qu'à balayage électronique. Cependant, les effets de bord et de couplage qui se produisent dans le réseau introduisent des perturbations dans l'ouverture de l'antenne, ce qui a pour effet de modifier les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne en champ lointain. Ainsi, une étape supplémentaire de mise au point de l'antenne par des mesures peut être nécessaire. Le processus de mise au point de l'antenne est connu sous le nom de calibration de l'antenne. Les procédés de calibration utilisant les mesures en champ proche à base planaire sont bien adaptés à la mise au point des antennes mentionnées ci-dessus. Cette technique consiste à calculer le spectre d'ondes planes à partir des mesures en champ proche. Ainsi, l'éclairement de la surface de l'antenne peut être calculé par rétro-propagation du champ lointain (figure 2.1.1).

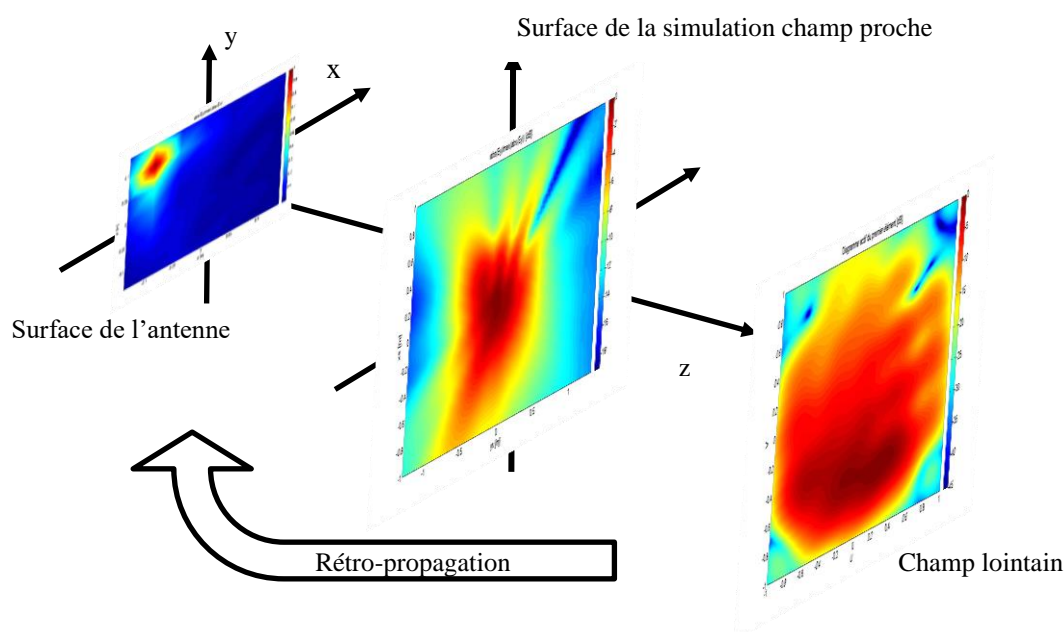


Figure 2.1.1 : Les étapes de la reconstruction de l'éclairement de la surface de l'antenne.

Les données de calibration de l'antenne peuvent être alors calculées après une comparaison entre l'éclairement objectif et celui obtenu par la rétro-propagation pour chaque élément rayonnant selon sa position dans le réseau d'antennes.

Ce chapitre est structuré en six parties. Le paragraphe 2.2 détaille les réseaux d'antennes étudiés dans le cadre de la thèse ainsi que l'élément rayonnant qui est utilisé dans ces réseaux. Le paragraphe 2.3 porte sur le choix des réseaux en mettant l'accent sur certains aspects nécessaires (effets de bord et de couplage entre les éléments rayonnants) pour la démonstration de l'efficacité de la méthode de calibration présentée dans le chapitre 3. Les systèmes existants de mesures dédiés à la caractérisation de l'antenne sont présentés dans le paragraphe 2.4. Ceci après un court rappel sur la séparation en trois zones de l'environnement entourant l'antenne (§2.4). La méthode de caractérisation de l'antenne par des mesures en champ proche à base planaire est ensuite détaillée dans le §2.5. La base théorique du calcul du champ lointain à partir des données de champ proche avec des exemples numériques est présentée dans le paragraphe 2.6. Le paragraphe 2.7 décrit le processus de rétro-propagation qui permet de calculer l'éclairement de chaque élément rayonnant selon sa position dans le réseau d'antennes à partir du champ lointain. L'éclairement de la surface d'antenne obtenu par rétro-propagation permettra ensuite de définir les coefficients de calibration de l'antenne. Enfin, le principe de superposition est présenté dans le §2.8, ceci afin de montrer que la distribution de champ électrique (éclairement) sur la surface d'antenne se détermine par une superposition des distributions de champ produites par chaque signal appliqué à chacun des accès de l'antenne.

2.2. Présentation des réseaux d'antennes

Pour des applications spécifiques, on combine le rayonnement de plusieurs éléments rayonnants. Le regroupement des éléments rayonnants permet d'avoir une directivité plus élevée que celle d'un seul élément. Selon le positionnement des éléments (réseau linéaire, triangulaire, rectangulaire, etc.) ainsi que des amplitudes et des phases d'alimentation de chaque élément, des diagrammes de rayonnement de formes et de directions de pointage différentes peuvent être obtenus.

2.2.1. Rôle de l'antenne

L'antenne est la pièce maîtresse du système radar et de la communication sans fil (figure 2.2.1). Elle assure l'interface entre les ondes conduites ou guidées et les ondes rayonnées. Sa capacité de convertir le courant ou la tension en champ électromagnétique

propagatif est définie par son efficacité. L'efficacité (η) de l'antenne établit le rapport entre la puissance rayonnée ($P_{rayonnée}$) et la puissance entrante ($P_{entrée}$) (équation 2.2.1). Elle fournit des informations à la fois sur les pertes intrinsèques (pertes Joule, perte diélectrique) ; et aussi sur la désadaptation de l'antenne. Le niveau de désadaptation de l'antenne peut être constaté par le calcul de la puissance acceptée ($P_{acceptée}$) qui présente la différence entre des puissances entrante et réfléchie ($P_{réfléchie}$) en entrée de l'antenne (équation 2.2.2).

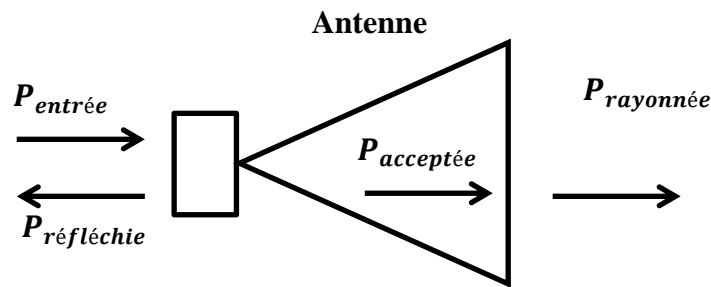


Figure 2.2.1 : Évolution de la puissance dans l'environnement de l'antenne.

$$\eta = \eta_{tot} = \frac{P_{rayonnée}}{P_{acceptée}} * \frac{P_{acceptée}}{P_{entrée}}$$

Équation 2.2.1 : Définition de l'efficacité d'une antenne.

$$P_{acceptée} = P_{entrée} - P_{réfléchie}$$

Équation 2.2.2 : Définition de la puissance acceptée par l'antenne.

2.2.2. Élément rayonnant utilisé

Des antennes patches métalliques de forme carrée sont utilisées comme éléments rayonnants des réseaux d'antennes étudiés lors de cette thèse. La figure 2.2.2 détaille la structure d'un patch. Les dimensions du patch utilisé ($Lx = Ly$) sont égales à la demi-longueur d'onde guidée correspondant à la fréquence de résonance de patch. L'élément rayonnant est alimenté au moyen d'une ligne coaxiale de 50Ω (p. 65 [19]). Les diamètres des conducteurs extérieur et intérieur de ces lignes sont de $4.4mm$ et $1.1mm$ respectivement. L'isolant du câble coaxial est constitué de mousse de téflon dont la constante diélectrique relative est 1.65 (équivalent au câble coaxial 103 de HUBER+SUHNER).

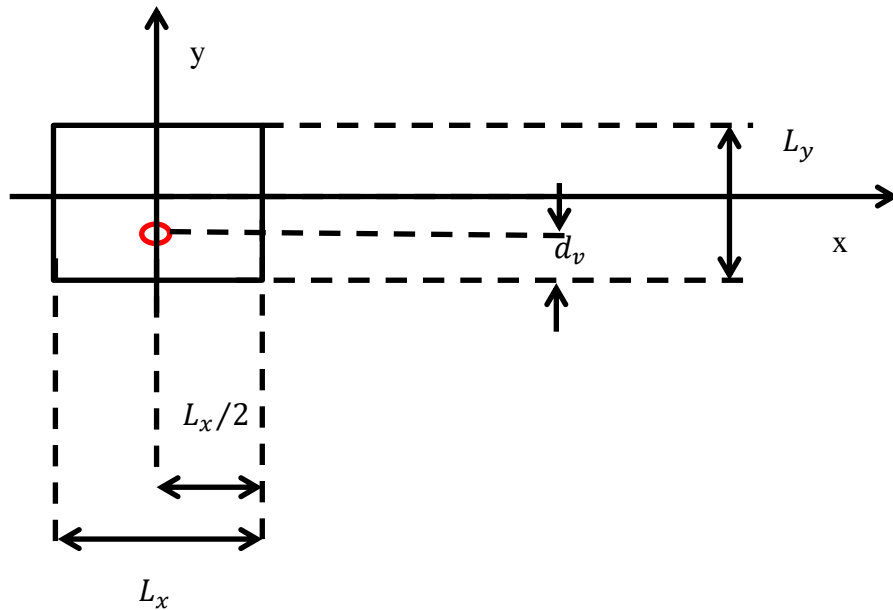


Figure 2.2.2 : Présentation d'un patch utilisé.

Le connecteur est placé à l'intérieur de l'élément rayonnant et il est décalé par rapport au centre de patch (de d_v) suivant l'axe y . Ceci impacte l'impédance d'entrée de l'antenne ainsi que son adaptation [20] définie par le coefficient de réflexion (S_{11}) en entrée de l'antenne (équation 2.2.3).

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{\text{réfléchiée}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2}$$

Équation 2.2.3 : Définition de l'adaptation d'entrée d'une antenne.

Où. a_1 et b_1 sont l'onde entrante et sortante en entrée de l'antenne.

La modification de l'adaptation de l'antenne impacte son efficacité aussi bien que son rayonnement. L'impact de la désadaptation de l'antenne est directement signalé par le gain réalisé ($G_{\text{réalisé}}$) (p. 382 [21], [22]) de l'antenne (équation 2.2.4), qui représente la capacité de l'antenne à focaliser l'onde rayonnée dans une direction donnée de l'espace en incluant les pertes intrinsèques, et aussi les pertes d'adaptation.

$$G_{\text{réalisé}} = (1 - |S_{11}|^2) * G$$

Équation 2.2.4 : Définition de gain réalisé en fonction du gain intrinsèque et de l'adaptation de l'antenne.

De plus, le positionnement de l'excitateur définit la polarisation du patch (p.130 [23], p. 17 [24]). On a choisi une polarisation principale linéaire (verticale ici selon l'axe y) ; ainsi la polarisation croisée est orientée selon l'axe x du patch [25], [26], (figure 2.2.3).

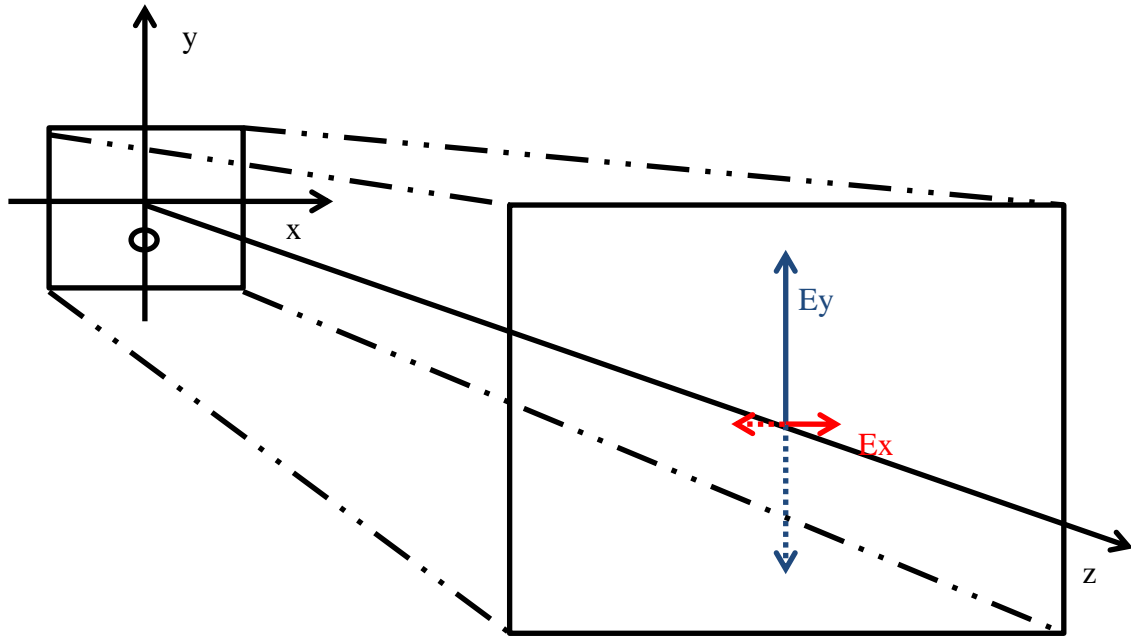


Figure 2.2.3 : Présentation des composantes principale (couleur bleue) et croisée (couleur rouge) de la polarisation du patch.

La polarisation du champ électromagnétique rayonné est donnée par l'orientation du vecteur du champ électrique dans un plan orthogonal à la direction de propagation.

Les réseaux d'antennes, qui seront utilisés pour la démonstration de la méthode de calibration, seront constitués des éléments rayonnants dont la forme et le moyen d'excitation ont été décrits dans cette partie. Ces réseaux d'antennes seront présentés dans les trois paragraphes suivants.

2.2.3. Réseau d'antennes modélisé 7x5

Le premier réseau modélisé est constitué de 7x5 patches disposés dans le plan xoy . Le réseau fonctionne à 3GHz. La taille des patches est de $Lx = Ly = 41mm$ soit λ/x ($x = 2.4$) et l'espace inter-éléments est de $dx = dy = 44mm$ soit λ/y ($y = 2.3$). Les distances inter-éléments selon l'axe x et y sont de $3mm$ soit λ/z ($z = 33.3$). Les dimensions extérieures du réseau sont $Wx = 330mm$ soit λ/h_x ($h_x = 0.3$), $Wy = 245mm$ soit λ/h_y ($h_y = 0.4$), l'épaisseur du substrat est de $3.5mm$ et la constante diélectrique relative du substrat est $\epsilon_r = 1.1$ (sans pertes). La figure 2.2.4 présente le réseau analysé.

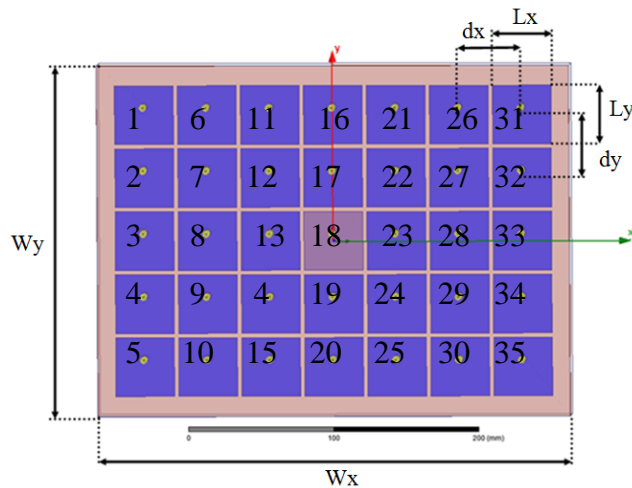


Figure 2.2.4 : Description du réseau 7x5.

2.2.4. Réseau d'antennes modélisé 5x5

Afin de raccourcir le temps de simulations et de calculs numériques, un réseau 5x5 patches ayant des caractéristiques similaires au réseau 7x5 patches (présenté dans §2.2.3) a été modélisé. Les 5x5 patches sont disposés dans le plan xoy . La figure 2.2.5 présente le réseau étudié.

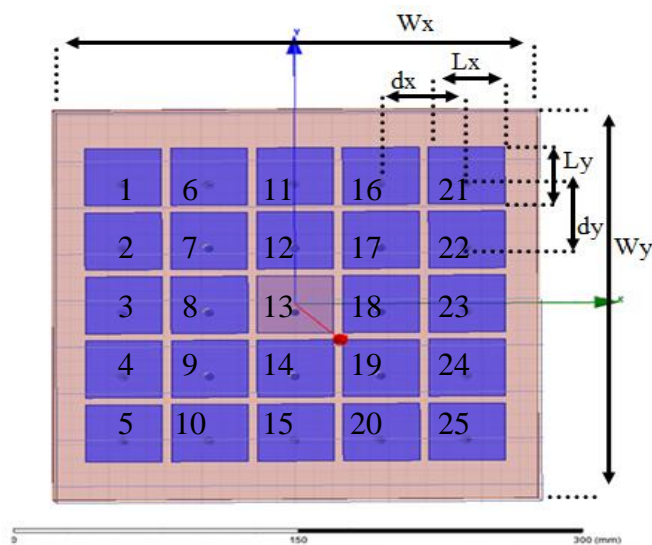


Figure 2.2.5 : Description du réseau 5x5.

Le réseau fonctionne à 3.1GHz. Le choix de la fréquence de fonctionnement n'a pas d'importance dans la méthode de calibration car une calibration pour chaque fréquence doit être effectuée. Comme le réseau d'antennes était mieux adapté à 3.1GHz, il n'y a pas eu d'intérêt à le centrer à 3GHz. La taille des patches est de $Lx = Ly = 41mm$ soit λ/x ($x = 2.4$) et l'espace inter-éléments est de $dx = dy = 46mm$ soit λ/y ($y = 2.7$). Les distances inter-éléments selon l'axe x et y sont de $5mm$ soit λ/z ($z = 19.3$). Les dimensions

extérieures du réseau sont $W_x = 260\text{mm}$ soit λ/h_x ($h_x = 0.4$), $W_y = 280\text{mm}$ soit λ/h_y ($h_y = 0.3$). Le substrat utilisé est sans pertes, son épaisseur est de 3.5mm et la constante diélectrique relative du substrat est $\epsilon_r = 1.1$. On a considéré que le substrat est sans pertes.

2.2.5. Réseau d'antennes 1x5

Dans le but d'avoir un réseau d'antennes facile à réaliser et à mesurer, ainsi que peu coûteux, un réseau d'antennes de 1x5 patchs a été modélisé. Le réseau modélisé est constitué de 1x5 patchs disposés dans le plan xoy (figure 2.2.6).

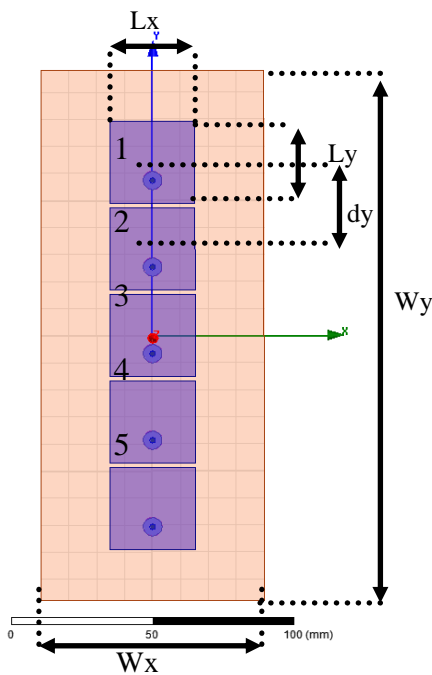


Figure 2.2.6. Description du réseau 1x5.

Malgré une meilleure adaptation ($|S_{ii}| < -15\text{dB}$, $i = 1,5$) de tous les ports du réseau à 3.08GHz , la fréquence de fonctionnement du réseau est choisie égale à 3GHz . Ceci, car le coefficient actif de réflexion de chaque port du réseau est inférieur à -3dB pour une alimentation uniforme en amplitude et en phase. La taille des patchs est de $L_x = L_y = 30.5\text{mm}$ soit λ/x ($x = 3.3$) et l'espacement inter-éléments est de $dy = 32\text{mm}$ soit λ/y ($y = 3.1$). Les distances inter-éléments selon l'axe x et y sont de 1.5mm soit λ/z ($z = 66.6$). Les dimensions extérieures du réseau sont $W_x = 80\text{mm}$ soit λ/h_x ($h_x = 1.2$), $W_y = 196\text{mm}$ soit λ/h_y ($h_y = 0.5$), l'épaisseur du substrat est de 1.524mm et la constante diélectrique relative du substrat est $\epsilon_r = 2.3075$ (sans pertes).

Lors de la réalisation de ce réseau le substrat MY3-60- C1/C1 de METCLAD – NELTEC a été utilisé. L'épaisseur de la surface métallique est de $35\mu\text{m}$. L'excitation des

patches est effectuée par des connecteurs SCM de 1mm de diamètre. La comparaison des coefficients d'adaptation et de couplage entre les éléments rayonnants est donnée dans le §C.2 de l'Annexe C.

2.3. Justification du choix des réseaux de patches modélisés

Afin d'évaluer l'efficacité de la méthode de calibration élaborée dans le cadre de cette thèse et présentée dans le chapitre 3, des réseaux d'antennes de petite taille présentant de forts effets de bord et de couplage ont été modélisés.

La très grande proximité entre les éléments rayonnants de réseau [20] et la constante diélectrique du substrat [27] sont choisies de manière à favoriser les effets de bord et le couplage entre les éléments rayonnants (figure 2.3.1). Les effets de bord dans le réseau sont renforcés par un élargissement des bords d'antenne [28], [29]. Pour avoir des effets de bord fortement marqués dans les réseaux, on utilise des réseaux ayant un petit nombre d'éléments rayonnants [30]. Les effets de bord accentuent également les effets de couplage [31].

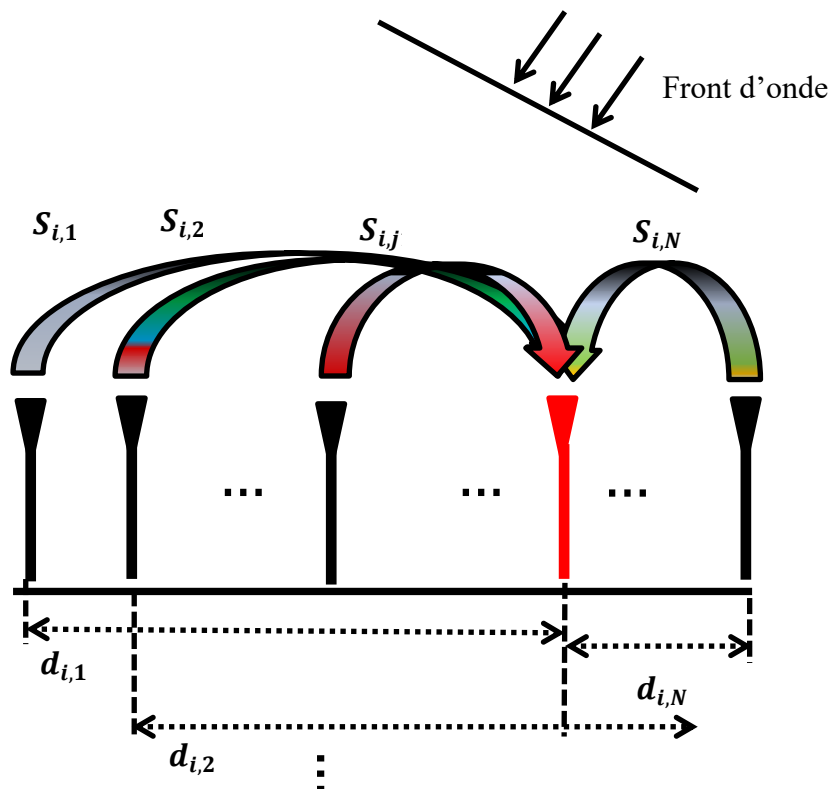


Figure 2.3.1 : Présentation du couplage en mode réception entre $i^{\text{ième}}$ élément du réseau et les autres éléments de son environnement.

Le lien entre les puissances entrantes ($P_{entrée}^i = |a_i|^2$, a_i , $i = 1, N$ ondes entrantes) et sortantes ($P_{réfléchie}^i = |b_i|^2$, b_i , $i = 1, N$ ondes sortantes) en entrée du réseau d'antennes est défini par l'équation 2.3.1.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}$$

Équation 2.3.1 : Matrice S du réseau d'antennes de N éléments rayonnants.

Le petit nombre d'éléments rayonnants et le couplage fort entre les éléments rayonnants modifient la distribution des courants de surface d'antenne [16], [32], [33]. La variation des courants de surface modifie le rayonnement de l'antenne [34], [35]. Le rayonnement ($F(\theta, \varphi)$) d'un réseau d'antennes (figure 2.3.2) considère la géométrie du réseau, l'espacement relatif inter élément, l'amplitude et la phase de l'excitation (a_{nm}) de chaque élément et aussi le diagramme de rayonnement propre (diagramme actif) à chaque élément rayonnant ($g_{nm}(\theta, \varphi)$) (équation 2.3.2).

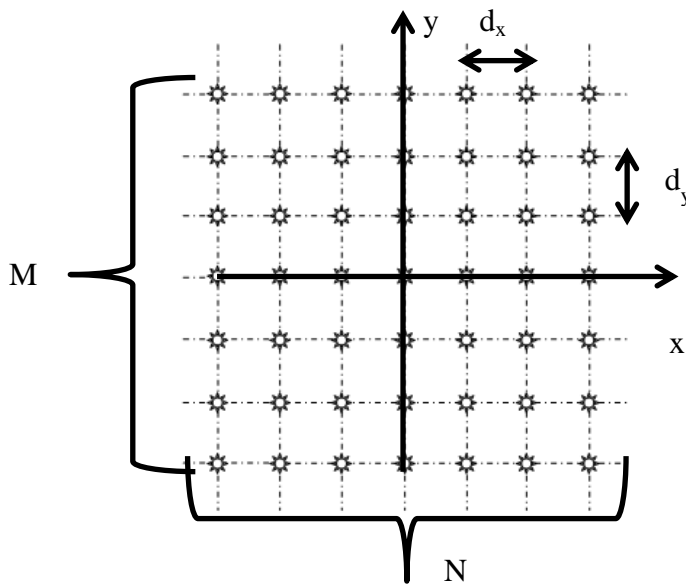


Figure 2.3.2 : Géométrie d'un réseau rectangulaire plan.

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} g_{nm}(\theta, \varphi) e^{j(knd_x \sin\theta \cos\varphi + kmd_y \sin\theta \sin\varphi)}$$

Équation 2.3.2 : Diagramme de rayonnement d'un réseau.

Où $knd_x \sin\theta \cos\varphi$ et $kmd_y \sin\theta \sin\varphi$ donnent la phase spatiale qui est fixée par la structure du réseau. N et M sont le nombre d'éléments rayonnants selon les axes x et y .

Dans des cas où les effets de couplages sont significatifs, des méthodes de l'élément actif peuvent être employées pour évaluer le rayonnement de réseau sans approximation [36], [37], [32].

D'ailleurs, l'adaptation de chaque élément rayonnant du réseau définie par le coefficient de réflexion nommé actif (équation 2.3.3), résulte de la désadaptation propre du patch et des signaux issus des autres patchs par couplage [38], [39].

$$S_{ii}^{actif} = \frac{b_i}{a_i} = \frac{1}{a_i} \sum_{j=1}^N S_{ij} a_j$$

Équation 2.3.3. Définition du coefficient actif de réflexion d'un élément rayonnant.

Où S_{ij} représentent les paramètres du réseau d'antennes.

Le coefficient actif de réflexion (qui définit l'adaptation) de chaque élément du réseau varie en fonction des signaux d'alimentation à cause du couplage mutuel entre les éléments rayonnants. La valeur de coefficient de réflexion d'un réseau ayant un petit nombre d'éléments rayonnants et présentant de forts effets de couplage peut être inférieure ou égale voire supérieure à $0dB$ [35].

Au titre d'un exemple, le coefficient actif de réflexion du port $N^{\circ}1$ du réseau 1×5 (qui présente de forts effets de couplage) (§2.2.5) pour deux alimentations : a) uniforme en amplitude et en phase et b) pondérée en amplitude et en phase est comparé avec le coefficient de réflexion passif de ce port (figure 2.3.3).

A $3GHz$, le coefficient de réflexion passif port $N^{\circ}1$ est de $-7dB$ (courbe noire). Lorsque tous les éléments du réseau sont allumés, le coefficient de réflexion actif a des valeurs de $-30dB$ et de $3dB$ respectivement pour une alimentation uniforme en amplitude et en phase (courbe bleue) et pour une alimentation pondérée en amplitude et en phase (courbe rouge). Le coefficient de réflexion actif atteint $5dB$ à $3.1GHz$ pour une alimentation pondérée en amplitude et en phase. En fonction d'alimentation des ports, la fréquence d'adaptation maximale du port $N^{\circ}1$ se décale. Elle atteint à $-30dB$ à $3.01GHz$. Selon les

auteurs de [40] l'augmentation de manière importante de la valeur de coefficient de réflexion actif est liée à la régularité (le positionnement des éléments au sein du réseau) du réseau d'antennes.

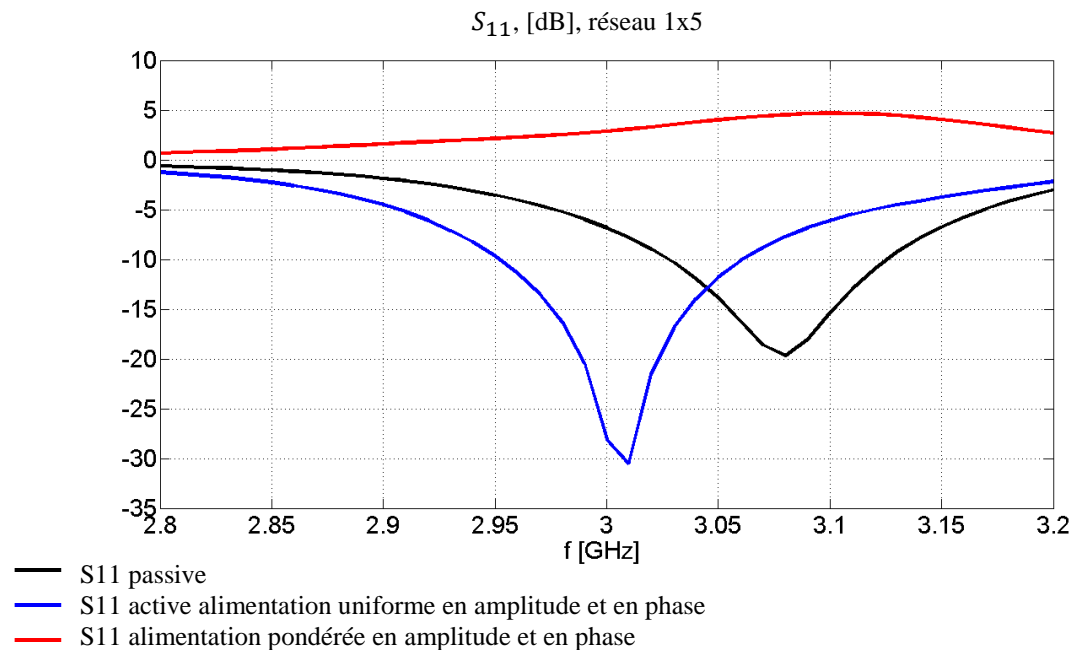


Figure 2.3.3 : Coefficient de réflexion passif et actif du port N°1 du réseau 1x5 (§2.2.5). Tous les ports sont alimentés.

2.4. Rappels sur la mesure d'antenne réseau

La caractérisation par la mesure permet de prendre en compte exactement la géométrie de l'antenne et de son environnement proche. Le choix de configuration de mesures d'une antenne est conditionné par la gamme de fréquence et des paramètres désirés de test. Les caractéristiques mécaniques de l'antenne (la taille et le poids) ont leur influence sur la sélection de système de mesures.

La caractérisation de l'antenne peut s'effectuer par des mesures directes du champ lointain ou par des mesures en champ proche.

2.4.1. Définition de 3 zones entourant l'antenne

L'espace qui entoure le réseau est séparé en trois zones : région réactive champ proche, région de rayonnement champ proche et région de rayonnement champ lointain (pp. 32-33 [41]). Les limites (figure 2.4.1) approximatives de ces zones sont définies à l'aide du tableau 2.4.1.

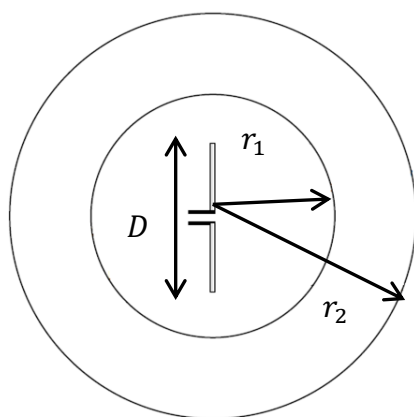


Figure 2.4.1 : Définition des trois zones entourant l'antenne.

Dimension d'antenne (D)	$D \ll \lambda$	$D \approx \lambda$	$D \gg \lambda$
Champ proche réactif ($r < r_1$)	$r < \lambda/2\pi$	$r < \lambda/2\pi$	$r < \lambda/2\pi$
Champ proche rayonnant ($r_1 < r < r_2$)	$\lambda/2\pi < r < 3\lambda$	$\lambda/2\pi < r < \max(3\lambda, 2D^2/\lambda)$	$\lambda/2\pi < r < 2D^2/\lambda$
Champ lointain (r_2, ∞)	$r > 3\lambda$	$r > \max(3\lambda, 2D^2/\lambda)$	$r > 2D^2/\lambda$

Tableau 2.4.1 : Définition des limites de trois zones qui entourent l'antenne (p. 31 [42]).

La première zone appelée zone de Rayleigh, commence à partir de la surface de l'antenne et s'étale sur l'intervalle $(0, \lambda / 2\pi)$ (λ : la longueur d'onde correspondant à la fréquence du fonctionnement de l'antenne). Dans cette région, la densité de puissance est essentiellement imaginaire. Pour cette raison, la zone est aussi appelée zone réactive. Dans cette zone, il y a un échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur. Les interférences entrent en jeu dès la surface de l'antenne.

La région de champ proche se situe entre la région de champ proche réactif et la région de champ lointain. Elle est connue comme la zone de Fresnel. Elle s'étale sur l'intervalle $(r_1 < r < r_2)$. La densité de puissance est définie avec des valeurs complexes. La partie imaginaire de la densité de puissance décroît selon une loi en $1/r^5$. L'antenne commence à rayonner dans cette zone. Les interférences atteignent leur valeur maximale et s'arrêtent à la fin de cette zone.

La région de champ lointain se situe après la région de rayonnement champ proche. Elle est dénommée zone de Fraunhofer et s'étale sur l'intervalle (r_2, ∞) . La densité de puissance est de valeur purement réelle. Elle décroît selon une loi en $1/r^2$. Dans cette zone, le réseau rayonne et le champ rayonné a localement la forme d'une onde quasiment plane (l'étude est détaillée dans l'Annexe A.2).

Dans la zone réactive ($r < r_1$), les composantes du champ électrique sont en phase. En évoluant dans la région du champ proche ($r_1 < r < r_2$), les composantes du champ électrique ne sont plus en phase. En champ lointain ($r > r_2$), les composantes du champ électrique sont de nouveau en phase (l'étude est détaillée dans l'Annexe A.3).

2.4.2. Mesure directe du champ lointain

Lors de mesures directes du champ lointain, l'antenne sous test se trouve dans la zone tranquille (p. 846 [41]) qui est définie par le volume dans lequel l'onde incidente peut être assimilée à une onde plane. Deux types de base ont été développés afin de modifier artificiellement le champ devant l'antenne pour qu'il soit assimilable à une onde plane.

2.4.2.1. Base longue

La configuration de base longue peut être utilisée dans un environnement extérieur ou en chambre anéchoïque (rectangulaire ou conique). Dans une base longue, la zone tranquille est la zone de Fraunhofer. On distingue des configurations de mesures élevées et en pente.

Selon la configuration de mesures en pente, l'antenne sous test est montée sur une tour et l'antenne source est localisée près de sol (figure 2.4.2). L'orientation de l'antenne source permet de diriger davantage le rayonnement vers la zone de test et d'annuler les réflexions du sol car le signal réfléchi ne sera pas capté par l'antenne au sol [43].

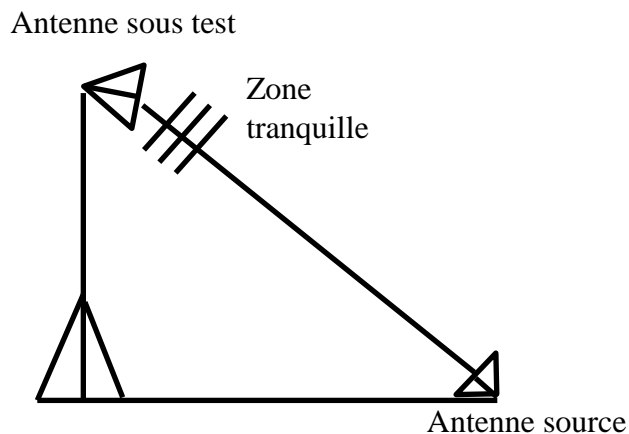


Figure 2.4.2 : Configuration en pente de mesures d'antenne dans la base longue.

Dans la configuration de mesures en hauteur (figure 2.4.3), l'antenne sous test et aussi l'antenne source sont montées sur des tours. Les hauteurs des tours sont choisies de telle manière afin de garantir dans l'environnement des antennes un ellipsoïde de Fresnel (équation 2.4.1) dégagé (pp. 234 -237 [44], pp. 92 [45], p. 46 [46]).

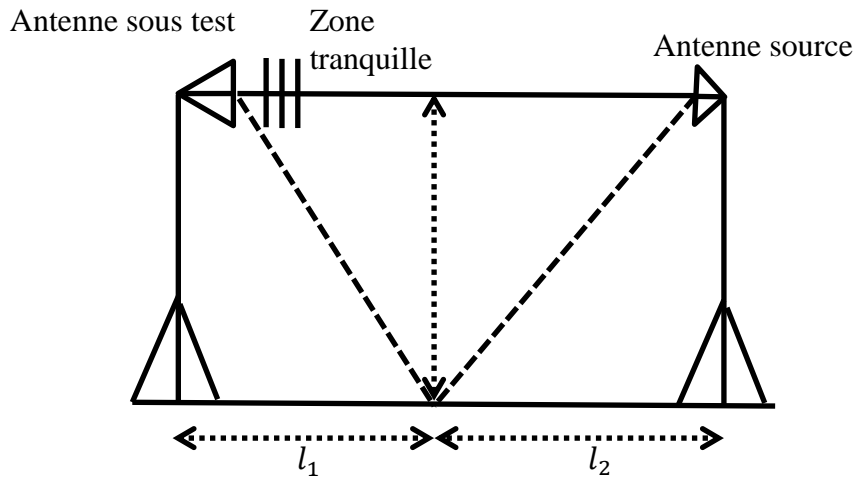


Figure 2.4.3 : Configuration en hauteur de mesures d'antenne dans la base longue.

$$F_P = \sqrt{P\lambda \frac{l_1 l_2}{l_1 + l_2}}$$

Équation 2.4.1 : Définition des hauteurs des tours pour le $P^{i\text{ème}}$ ellipsoïde de Fresnel en fonction la distance de la séparation des antennes et de la longueur d'onde correspondant à la fréquence de fonctionnement des antennes.

2.4.2.2. Base compacte

La configuration de base compacte (figure 2.4.4) s'emploie en chambre anéchoïque pour des mesures des antennes de grandes dimensions (par rapport à la longueur d'onde).

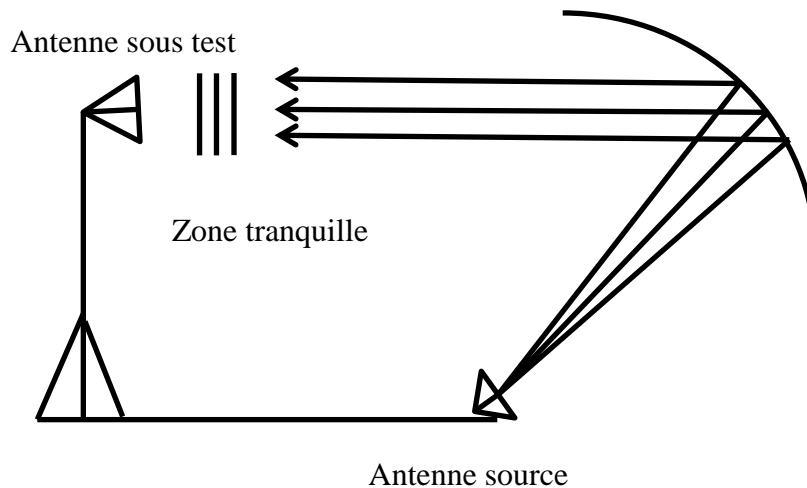


Figure 2.4.4 : Configuration de mesures d'antenne dans la base compacte.

Dans une base compacte, la zone tranquille est formée de manière artificielle. La transformation d'onde sphérique en onde plane s'effectue par un système focalisant. Une petite source est placée au foyer d'un grand réflecteur parabolique, ainsi les conditions de

champ lointain sont créées devant l'antenne sous test. Les systèmes de sources multiples peuvent être utilisés pour améliorer les conditions de champ lointain.

Selon le choix d'un réflecteur (grand par rapport à la taille de l'antenne sous test), le rayonnement direct de la source vers l'antenne sous test, et aussi le couplage entre deux antennes peuvent être minimisés. Ainsi, les résultats de mesures traduiront les caractéristiques réelles de l'antenne.

2.4.3. Mesure en champ proche

La caractérisation d'une antenne par une mesure en champ proche consiste à mesurer uniquement l'amplitude [47], [48] ou l'amplitude et la phase [49], [50], [18] du champ électrique sur une surface virtuelle qui entoure l'antenne dans son champ proche (figure. 2.4.5).

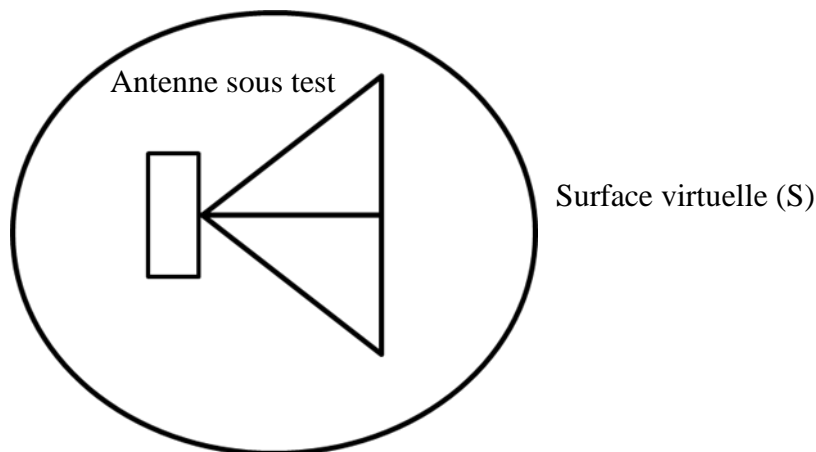


Figure 2.4.5 : Surface virtuelle (S) en champ proche.

Les mesures peuvent être effectuées au moyen d'une sonde ou d'un réseau de sondes se déplaçant suivant un maillage [51], [52].

Ensuite le champ peut être calculé en tout point extérieur à la surface par une superposition d'ondes planes (pp. 55 [53] (§2.6.2)).

La caractérisation d'antenne par la mesure en champ proche fournit un environnement contrôlé qui protège la mesure de perturbations causées par l'environnement (p. 709 [41]). On distingue trois types de bases de mesures [54] : les bases planaires, cylindriques et sphériques. Suivant le type d'antenne, différentes bases de mesures peuvent être utilisées.

Généralement trois systèmes de coordonnées sont employés pour la mesure du champ proche de l'antenne : sphériques, cylindriques et polaires. Dans chacun de ces systèmes, l'équation d'onde peut être résolue par séparation des variables (pp. 20 - 24 [55]).

2.4.3.1. Bases sphériques

Elles permettent de caractériser tous types de sources. La sonde de mesure échantillonne le champ sur la surface sphérique (figure 2.4.6).

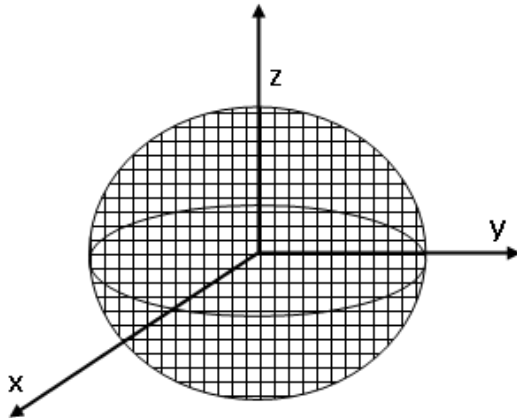


Figure 2.4.6 : Géométrie pour l'acquisition sphérique du champ proche.

La technique de mesures en champ proche d'antennes à bases sphériques permet d'avoir une caractéristique de l'antenne la plus réaliste [56], [57] car tout le rayonnement de l'antenne est pris en compte.

Afin d'obtenir la surface sphérique, la sonde de mesure se déplace sur demi-cercle centré sur l'antenne sous test, pendant que cette dernière fait une rotation de 360° suivant l'axe vertical (z).

2.4.3.2. Bases cylindriques

Ces systèmes sont bien adaptés aux antennes de station de base [58], [59] car leur forme est en général un panneau vertical. Le champ est échantillonné sur une surface cylindrique entourant l'antenne (figure 2.4.7).

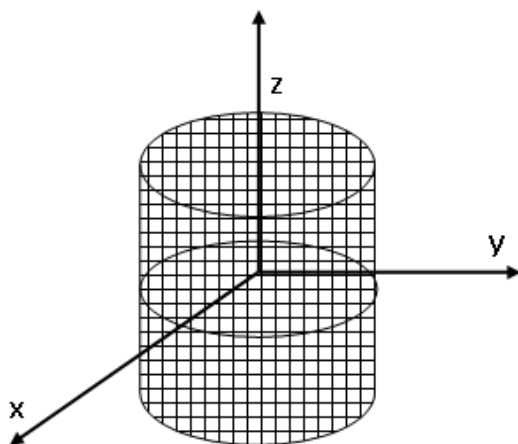


Figure 2.4.7 : Géométrie cylindrique d'acquisition du champ proche.

Cette technique utilise une configuration de mesure hybride dans laquelle l'antenne sous test effectue une rotation dans le plan horizontal, alors qu'une sonde se déplace linéairement dans une direction parallèle à l'axe vertical du cylindre.

2.4.3.3. Bases planaire

Cette géométrie est particulièrement bien adaptée aux antennes très directives, aux grandes antennes par rapport à la longueur d'onde (la zone tranquille est éloignée de la surface d'antenne) et aux antennes qui sont difficiles à mouvoir (il est difficile de monter l'antenne en hauteur afin de garantir un espace autour de l'antenne sans réflexions parasites). Elles sont largement utilisées pour la mise au point des antennes à balayage électronique [18], [60], pour des antennes ayant des lobes latéraux très bas [60], [50] ou pour des mesures d'antennes classifiées où une discrétion de procédure est essentielle. Dans cette configuration expérimentale, l'antenne sous test est immobile tandis qu'une sonde de mesure se déplace à travers l'ouverture de l'antenne sous test dans un plan parallèle à la surface rayonnante (figure 2.4.8).

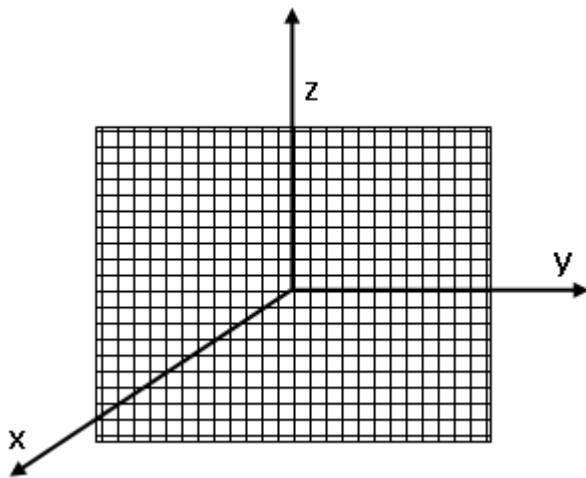


Figure 2.4.8 : Géométrie planaire d'acquisition du champ proche.

Le paragraphe suivant détaillera les critères nécessaires pour la mise en place de simulation dans la base planaire qui est au cœur de la méthode de calibration élaborée dans le cadre de cette thèse.

2.5. Simulation du champ proche dans la base planeaire

2.5.1. Base planeaire utilisée pour la simulation du champ proche, surface de simulation

La méthode de calibration élaborée lors de la thèse a pour but d'être appliquée aux antennes très directives (supérieures à $20dB$) pour lesquelles, les mesures s'effectuent en champ proche en choisissant une base planeaire. De ce fait, une analogie avec les mesures en champ proche à base planeaire est faite afin d'effectuer des simulations en champ proche. Ceci sera au cœur de la méthode de calibration présentée dans le chapitre 3.

Afin de raccourcir le temps de calculs numériques (HFSS et Matlab), ainsi que de renforcer les dégradations du rayonnement du réseau liées aux effets de bord et de couplage, les antennes étudiées sont des réseaux d'antennes de petite taille, donc de faible gain.

Lors de mesures (en champ proche) des antennes très directives, on suppose que l'énergie qui passe sur les côtés de la surface de mesure est négligeable ; cette supposition ne peut pas être respectée pour les antennes étudiées à cause de faible gain. Consécutivement, une partie de l'énergie qui passe sur les côtés de la surface de simulation sera perdue ce qui influencera, ensuite, les résultats de simulations.

La simulation s'effectue sur une portion de plan rectangulaire de longueur L_S et de hauteur H_S parallèle à l'ouverture de l'antenne et située à la distance d (figure 2.5.1).

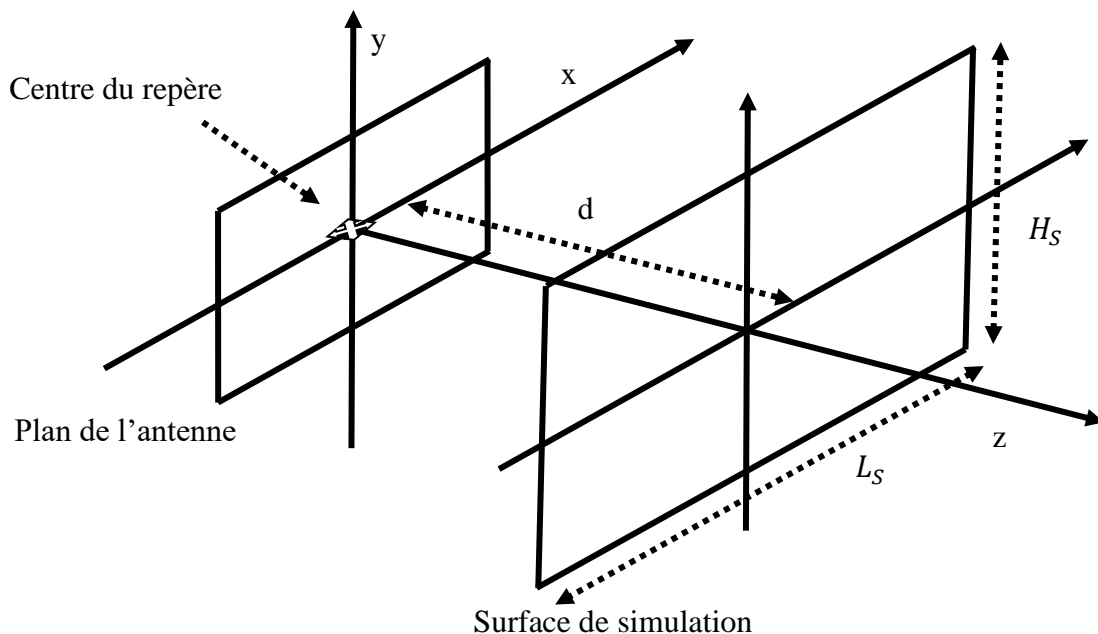


Figure 2.5.1 : Configuration de simulation en champ proche avec une base planeaire.

2.5.2. Définition de la surface de simulation

2.5.2.1. Définition des dimensions de la surface de simulation

Les dimensions de la surface de simulation placée parallèlement à l'antenne et se situant dans la zone de champ proche de l'antenne sont en général définies par des mesures du niveau du champ électrique sur cette surface. Cependant, cette surface ne peut pas avoir un gabarit infini pour des raisons de temps de simulation ou de mesures ainsi que des contraintes de réalisation et d'espace pour des mesures.

Afin d'avoir une concordance entre le diagramme obtenu directement en champ lointain de HFSS et celui calculé à partir des données de champ proche (issues de simulation électromagnétique dans HFSS et calculé avec Matlab), il faut que l'écart entre le niveau maximal du champ et celui sur le bord de la surface de simulation soit environ de $20dB$ ($\min(\Delta E)$) (figure 2.5.2) ce qui va être démontré dans le paragraphe suivant.

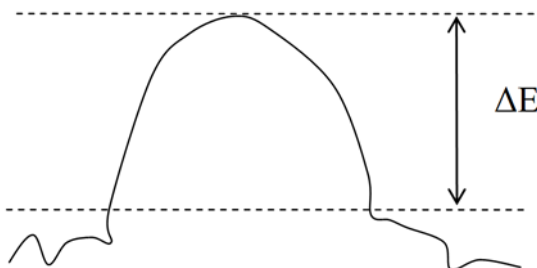


Figure 2.5.2. Définition de dimensions de la surface de simulation en champ proche de l'antenne.

Pour des raisons pratiques : le temps de simulation, de calcul et de mise en place, une surface de dimensions $H_S = 2.6m$ (selon l'axe vertical) et $L_S = 2m$ (selon l'axe horizontal), a été définie dans HFSS pour les simulations de champ proche des réseaux 7×5 (§2.2.3), 5×5 (§2.2.4) et 1×5 (§2.2.5). Ce choix est important car lorsqu'on double H_S , le temps de calcul dans Matlab est aussi doublé. Si H_S et L_S sont doublés le temps de calcul dans Matlab augmente 180 fois.

2.5.2.1.1. Calcul de diagramme de rayonnement des fonctions portes avec décroissance progressive tronquée à différents niveaux

Une étude est réalisée pour déterminer l'effet d'une troncature du champ sur la surface de simulation sur le diagramme de rayonnement d'une ouverture.

La distribution du champ sur la surface de simulation est du type d'une fonction porte avec une décroissance progressive ; elle est donnée par l'équation 2.5.1 et présentée sur la figure 2.5.3.

$$E_i(y) = \begin{cases} E_i^y & \text{si } y \in \left[-\frac{L_1}{2}, \frac{L_1}{2}\right] \\ E_0 & \text{si } y \in \left[-\frac{L}{2}, \frac{L}{2}\right] \\ 0 & \text{si } y \notin \left[-\frac{L_1}{2}, \frac{L_1}{2}\right] \\ E_i^{-y} & \text{si } y \in \left[\frac{L}{2}, \frac{L_1}{2}\right] \end{cases}$$

Équation 2.5.1 : Loi de l'illumination 1D

Où $E_0=10$ V/m.

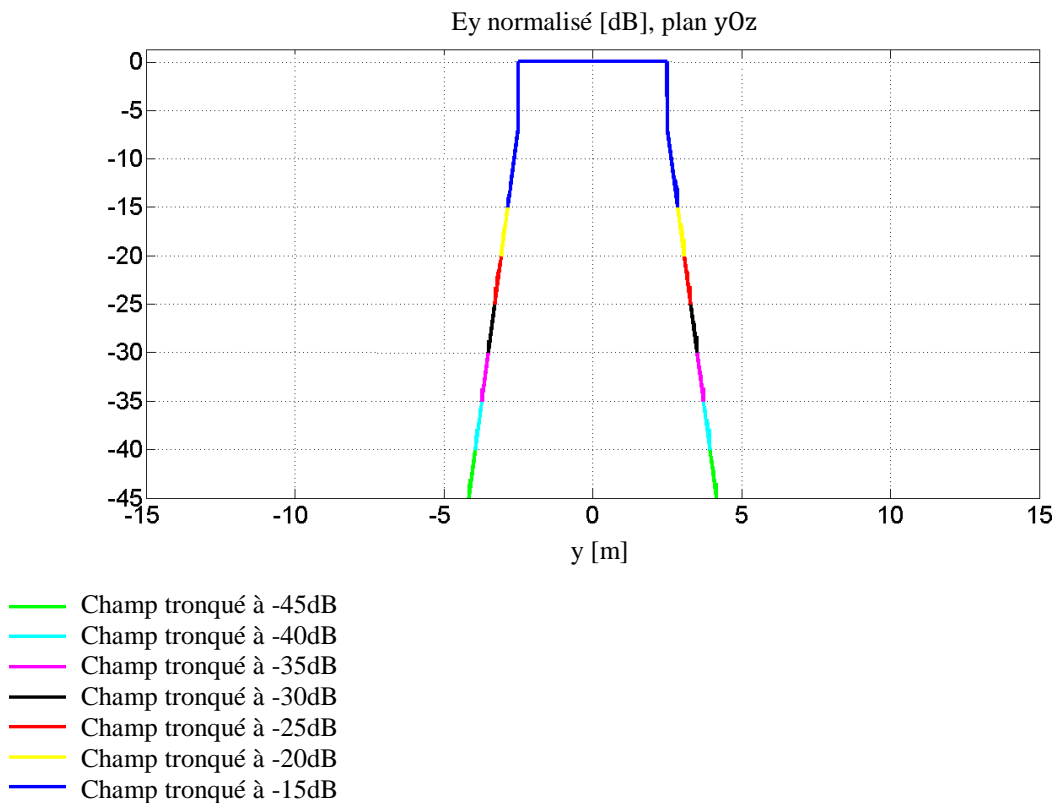


Figure 2.5.3. Fonction porte avec décroissance progressive tronquée à différents niveaux.

Des troncatures de la distribution du champ sont effectuées. Le champ est tronqué de $-15dB$ à $-45dB$ avec un pas de $-5dB$.

Par une transformée de Fourier, le diagramme de rayonnement est trouvé (selon le §2.6.2). Les diagrammes de rayonnement correspondant à chaque loi de champ sont présentés sur la figure 2.5.4. Afin de faciliter la lecture des courbes, un zoom de la figure 2.5.4 est présenté sur la figure 2.5.5. Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure 2.5.5 sont présentées dans le tableau 2.5.1:

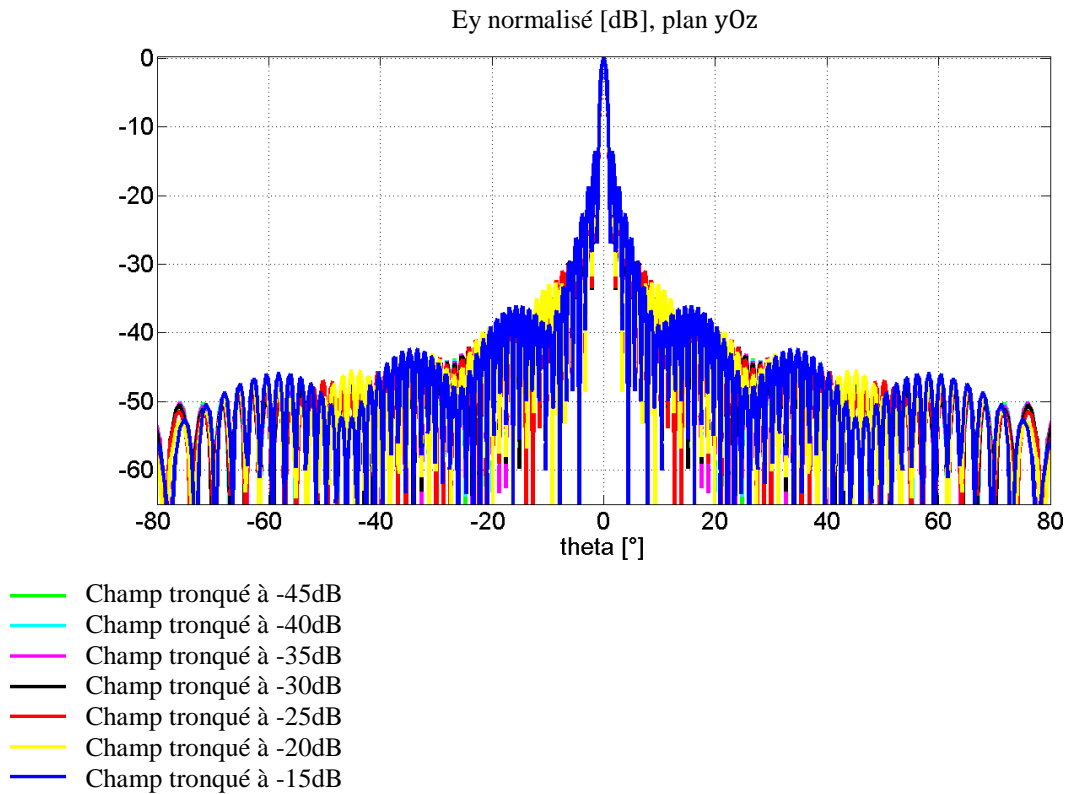


Figure 2.5.4. Diagrammes de rayonnement correspondant à des fonctions portes avec une décroissance progressive et tronquée à niveaux différents.

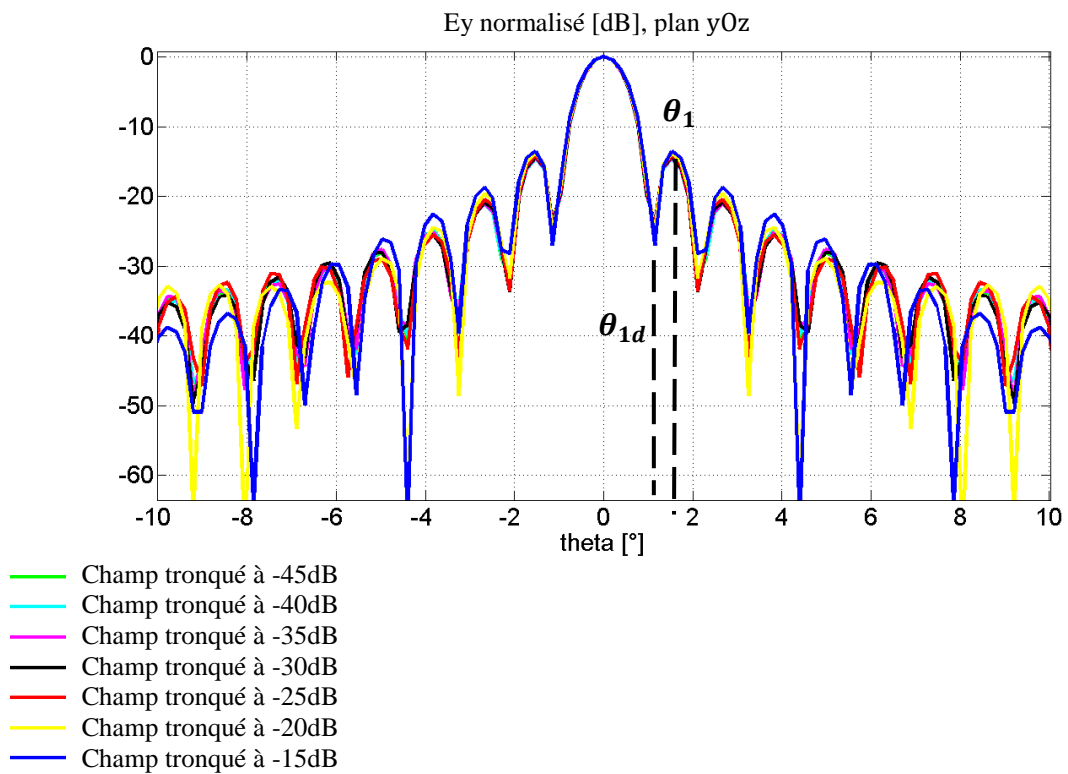


Figure 2.5.5 : Zoom sur les diagrammes de rayonnement correspondant aux fonctions portes avec décroissance progressive et tronquée à niveaux différents.

Niveau de troncature	θ_0	$\Delta\theta$ à -3	θ_{1d} de 1 ^{er} 0	1 ^{er} NLS	θ_1 1 ^{er} LS	4 ^{ieme} NLS
[dB]	[°]	[°]	[°]	[dB]	[°]	[dB]
-15dB	0	0.94	1.14	-13.5	1.52	-26
-20 dB	0	0.92	1.14	-14	1.52	-28.9
-25 dB	0	0.9	1.14	-14.1	1.52	-28.9
-30 dB	0	0.9	1.14	-14.4	1.52	-28.1
-35 dB	0	0.9	1.14	-14.5	1.52	-27.6
-40 dB	0	0.9	1.14	-14.6	1.52	-27.8
-45 dB	0	0.9	1.14	-14.7	1.52	-28

Tableau 2.5.1 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.

Les données qui correspondent à la troncature de $-45dB$ peuvent être prises comme une référence. En effet, les calculs effectués sont plus exacts pour cette courbe car ils prennent en compte une grande partie de la loi du champ. De plus, la largeur du lobe principale à $-3dB$ du diagramme correspondant à la troncature de $-45dB$ est la plus étroite. Cet effet est conforme à l'idée de la définition de la largeur du lobe principal d'un diagramme de rayonnement : $\theta_{-3dB} \sim \frac{1}{D}$, où D la dimension de l'ouverture de l'antenne (p. 432 [19], p. 813 [61]). Plus la dimension de l'ouverture de l'antenne est importante, plus la largeur du lobe du diagramme à $-3dB$ est étroite. La largeur lobe principal à $-3dB$ du diagramme de rayonnement correspondant à la troncature de $-20dB$ se distingue de celle du diagramme de rayonnement correspondant à la troncature de $-45dB$ de 0.02° . Un niveau de troncature faible ($-20dB$ par rapport à $-45dB$), signifie une dimension de l'ouverture d'antenne petite, ainsi la largeur du lobe principal à $-3dB$ plus large. Ce qui se confirme par la largeur du lobe principal à $-3dB$ du diagramme qui correspond à la troncature de $-15dB$. Dans ce cas, l'écart entre la largeur du lobe du diagramme par rapport à celle du diagramme correspondant à la troncature de $-45dB$ est de 0.04° . Les angles qui correspondent aux premières annulations du diagramme (θ_{1d}) restent invariables. L'écart maximal de niveau des premiers lobes secondaires est de $-1.2dB$. Plus on s'éloigne de la direction principale (θ grand), plus l'écart de niveau des lobes secondaires augmente. Par exemple, l'écart maximal du niveau du 4^{ieme} lobe secondaire est de $-2dB$. Les lobes secondaires ont des niveaux au moins de -

14.6dB au-dessous du lobe principal. L'angle central du premier lobe secondaire (θ_1) est le même pour tous les diagrammes.

L'étude réalisée montre qu'un diagramme de rayonnement d'une loi de champ tronquée peut correspondre à un diagramme d'une loi de champ non tronquée si le niveau du champ tronqué est inférieur à celui maximal de 20dB. Les dimensions de la surface de simulation peuvent être alors définies en respectant un niveau de troncature de -20dB, ainsi les caractéristiques électromagnétiques d'une antenne trouvées seront proches de la réalité de l'antenne. Si la différence entre le niveau maximal et le niveau de troncature du champ est important, le résultat s'approchera plus du résultat du champ non-tronqué.

Afin d'éviter les incertitudes sur le diagramme de rayonnement liées à la troncature de la surface de simulation, les techniques de corrections peuvent être appliquées [62], [63], [64], [65].

2.5.2.2. Définition de points d'acquisition

Lors de la mesure en champ proche, la sonde se déplace suivant l'axe x et y et balaie la surface de mesure suivant un certain maillage (figure 2.5.6). Idem à la mesure, la zone de simulation est définie par l'ensemble des points de coordonnées (x,y) qui vérifient la condition montrée dans l'équation 2.5.2 :

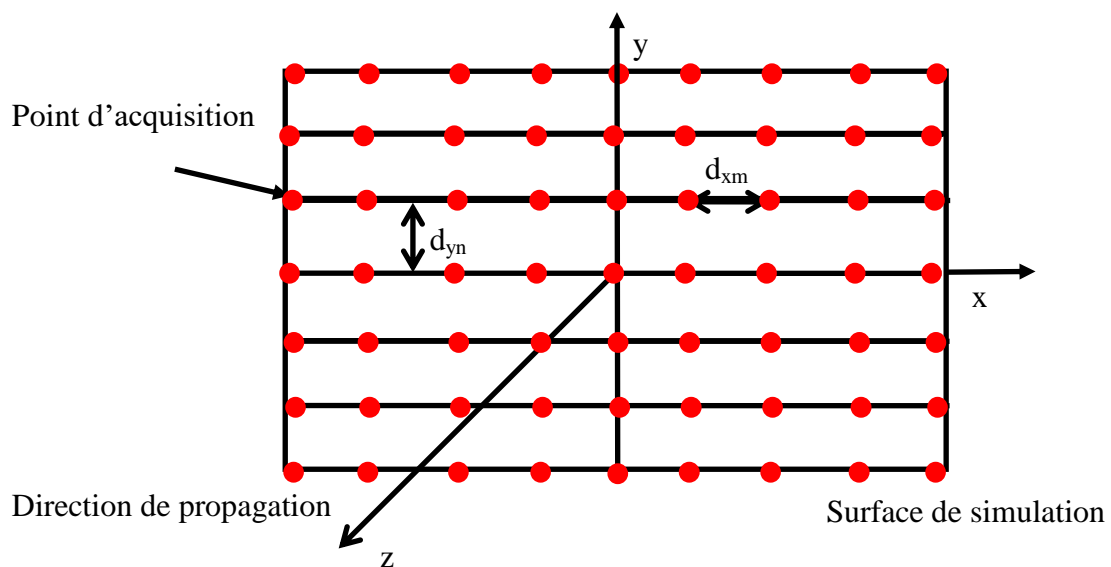


Figure 2.5.6 : Surface de simulation champ proche avec les points d'acquisition du champ.

$$|x| \leq \frac{L_S}{2}, |y| \leq \frac{H_S}{2} \text{ et } |z| \leq d$$

Équation 2.5.2 : Définition de coordonnées de prélèvement du champ.

Les points de simulation sur cette surface sont pris avec un espacement en vertical et en horizontal égal à $d_{xm} = d_{yn} = \lambda/3$ ($n * m$) (figure 2.5.6). λ est la longueur d'onde qui correspond à la fréquence de travail du réseau ($f = c/\lambda$, où c c'est la vitesse de la lumière). Le pas d'échantillonnage est choisi conforme au théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon [66]. En exprimant cette condition avec la longueur d'onde (λ) et le pas d'échantillonnage (λ_e), on a : $\lambda_e \leq \frac{\lambda}{2}$. Ainsi, $d_{xm} = d_{ym} = \frac{\lambda}{3} = \lambda_e \leq \frac{\lambda}{2}$.

On montre dans le paragraphe suivant qu'un espacement en vertical et en horizontal de $d_{xm} = d_{yn} = \lambda/3$ (λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de fonctionnement de chaque réseau utilisé) est correct pour les simulations en champ proche planaire effectuées dans le cadre de cette thèse.

2.5.2.2.1. *Démonstration numérique de l'influence du pas d'échantillonnage sur le diagramme de rayonnement*

Afin de montrer l'impact du pas d'échantillonnage de l'éclairement sur le diagramme de rayonnement, le diagramme de rayonnement d'un éclairage (équation 2.5.3, figure 2.5.7) est calculé (par une transformée de Fourier (§2.6.2) pour des pas d'échantillonnage $d_{ym} = \lambda/12, \lambda/6, \lambda/4, \lambda/3, \lambda/2, \lambda$. Où λ est la longueur d'onde et égale à $0.097m$ ($f = 3.1GHz$). Ensuite, à partir des diagrammes calculés, une rétro-propagation (par une transformée inverse de Fourier (§2.7.1) est effectuée. Ceci dans le but de montrer le lien réciproque entre le diagramme de rayonnement et l'éclairement.

L'éclairement fourni par l'équation 2.5.3 est défini sur une longueur $L = 0.97m$. Le diagramme de rayonnement calculé à partir de l'éclairement échantillonné avec un pas de $\lambda/12$ constitue le diagramme de référence (figure 2.5.8).

$$E(y) = \begin{cases} E_0 \cos\left(\frac{\pi}{L}y\right) & \text{si } y \in \left[-\frac{L}{2}, \frac{L}{2}\right] \\ 0 & \text{si } y \notin \left[-\frac{L}{2}, \frac{L}{2}\right] \end{cases}$$

Équation 2.5.3 : Loi de l'éclairement 1D.

Où $E_0 = 1$ V/m.

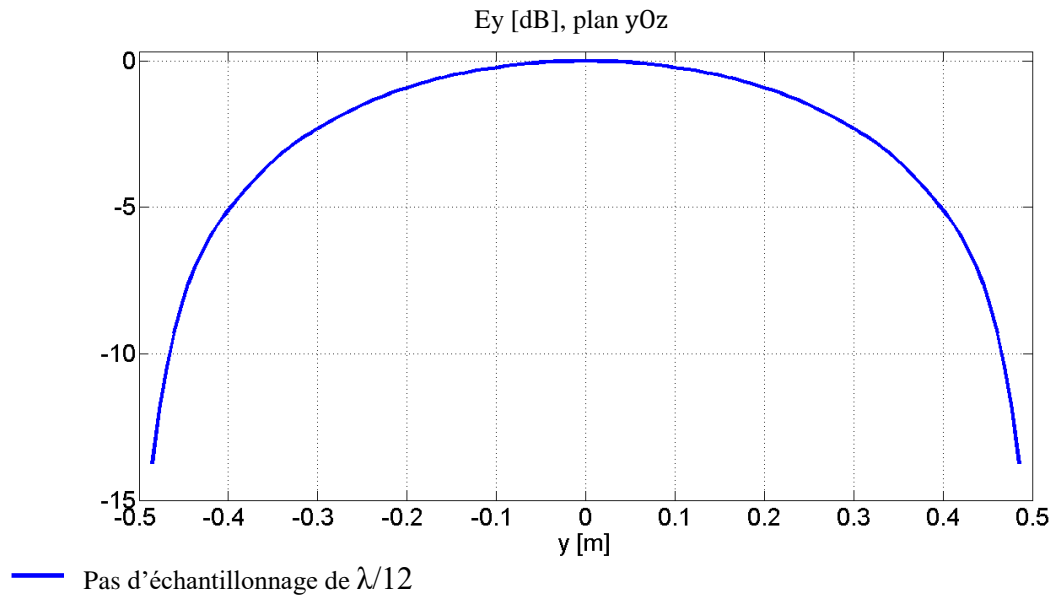


Figure 2.5.7. Loi d'éclairage de type d'une fonction cosinus.

La comparaison des diagrammes calculés à partir de l'éclairage échantillonné avec des pas différents est illustrée sur la figure 2.5.8.

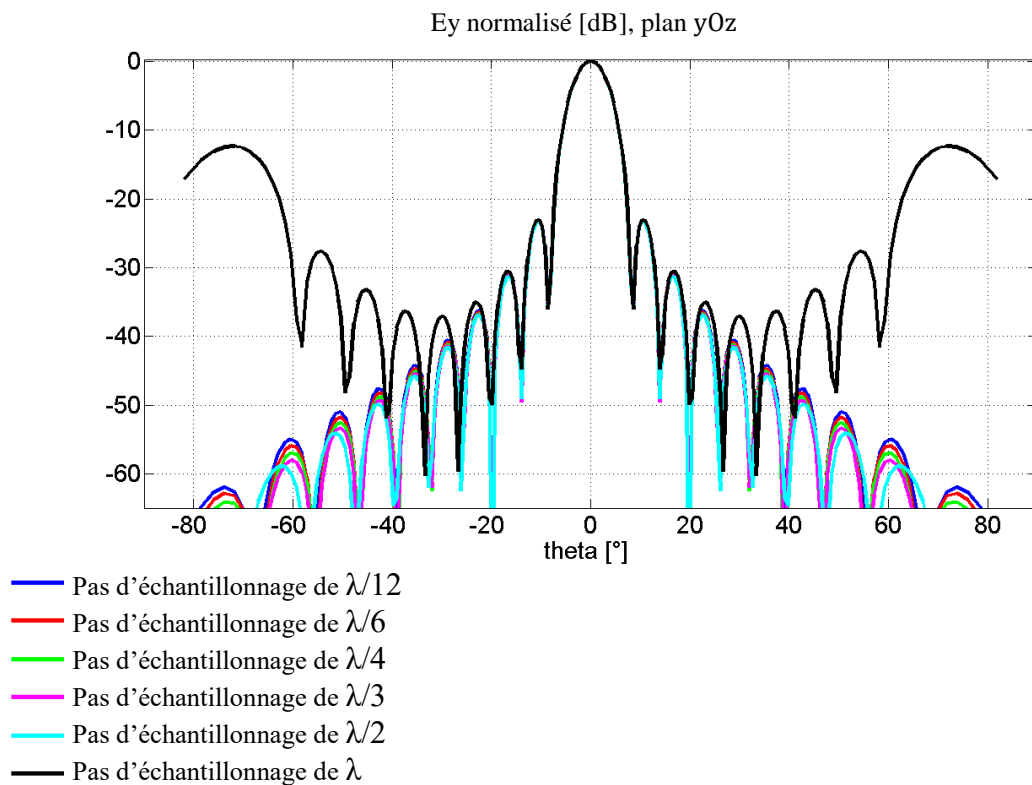


Figure 2.5.8 : Diagrammes de rayonnement correspondant à un éclairage de type d'une fonction cosinus échantillonné avec des pas différents.

Les diagrammes obtenus à partir de l'éclairement échantillonné avec des pas $\lambda/12, \lambda/6, \lambda/4, \lambda/3, \lambda/2$ se superposent dans la zone $(-30^\circ, +30^\circ)$. Hors de cette zone, un écart sur le niveau des lobes secondaires se creuse.

Cet écart est lié au nombre d'échantillons et il s'accroît en s'éloignant de la direction centrale (0°). Plus le pas d'échantillonnage est grand (ex. $\lambda/2$), plus le nombre d'échantillons est petit, et consécutivement l'incertitude dans lors de transformée de Fourier augmente. Ainsi, l'écart est plus important entre le diagramme calculé et celui de référence pour les directions éloignées. Il atteint $1.6dB$ pour le 5^{ième} lobe secondaire. Ces phénomènes sont observés pour le diagramme de rayonnement calculé à partir de l'éclairement échantillonné avec un pas de λ . Dans ce cas, ce diagramme se superpose avec celui de référence dans la zone de $(-20^\circ, +20^\circ)$. La largeur du lobe principal à $-3dB$ est de 3.2° , les premières annulations sont à $\pm 8.627^\circ$ ce qui sont similaires à celles du diagramme de référence. De plus, les premières annulations coïncident avec les calculs théoriques (p. 597 [41]). Par contre, une augmentation des niveaux des lobes secondaires éloignés est observée, liée à l'apparition des lobes de réseau à $\pm 90^\circ$ ($\text{asin}(\lambda/d_{ym})$) (p. 312 [41]).

La comparaison des diagrammes obtenus à partir de l'éclairement échantillonné avec des pas $\lambda/4, \lambda/3, \lambda/2$ montre que les diagrammes se superposent dans la zone $(-30^\circ, +30^\circ)$, ensuite. La largeur du lobe principal est de 6.5° et la même pour chacun de ces diagrammes. Hors de la zone $(-30^\circ, +30^\circ)$, les annulations de trois diagrammes coïncident, par contre un écart sur les niveaux des lobes apparaît. L'écart entre le niveau du 5^{ième} lobe secondaire des diagrammes obtenus à partir de l'éclairement échantillonné avec des pas $\lambda/3, \lambda/2$ est de $0.3dB$ et il est de $0.4dB$ pour les diagrammes obtenus à partir de l'éclairement échantillonné avec des pas $\lambda/4, \lambda/3$. Ainsi, un pas d'échantillonnage de $\lambda/3$ de l'éclairement permet d'avoir une simulation correcte de champ proche.

Le champ lointain correspondant au diagramme de référence (courbe bleue sur la figure 2.5.8) est rétro-propagé vers les points se situant dans le plan yo_z . Les points de calcul d'éclairement se situent dans $[-L/2, -L/2]$ et ils sont espacés de $d_{ym} = \lambda/12$. L'éclairement résultant de ce calcul est appelé éclairement de référence (c'est le même éclairement qui est décrit par l'équation 2.5.3). Ensuite, le champ lointain de chaque diagramme (figure 2.5.8) est rétro-propagé sur l'intervalle $[-L/2, -L/2]$. Selon le diagramme de rayonnement à rétro-propager, l'espacement entre les points de calcul est choisi de $\lambda/6, \lambda/4, \lambda/3, \lambda/2, \lambda$. Les éclairements résultants de ces calculs sont comparés sur la figure 2.5.9.

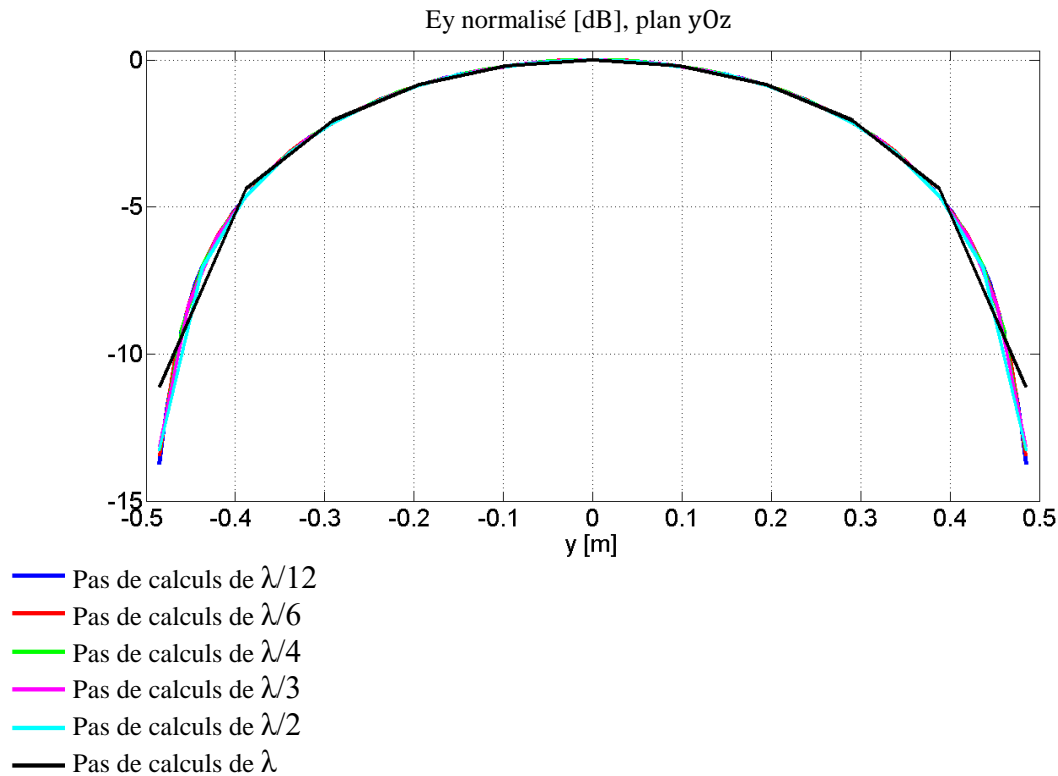


Figure 2.5.9. Loi d'éclairement de type d'une fonction cosinus obtenue par une rétro-propagation avec des pas de calculs différents.

La comparaison des éclairements sur la figure 2.5.9 montre qu'il y a une cohérence entre les éclairements calculés pour un espacement des points de calculs $d_{ym} = \lambda/12, \lambda/6, \lambda/4, \lambda/3, \lambda/2$. Par contre, il y a un écart de $2dB$ sur les bords, l'éclairement calculé pour les points de calculs espacés de λ et de celui de référence. Ce qui signifie qu'une partie de l'information est perdue.

De ce fait, en choisissant un pas d'échantillonnage et un pas de calcul inférieur ou égal à $\lambda/2$, aucune information n'est perdue. Ce qui confirme le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon [66] cette fois en l'exprimant en fonction de la longueur d'onde ($d_{ym} = \lambda_e \leq \frac{\lambda}{2}$).

Ainsi, en respectant cette condition, le champ lointain peut être calculé à partir de l'éclairement d'une ouverture (§2.6.2) et réciproquement, l'éclairement d'une ouverture peut être trouvé en rétro-propageant (§2.7.1) le champ lointain.

2.5.2.3. Définition de la distance d de la localisation de la surface de simulation de champ proche

Le choix de la distance d du placement de la surface de simulation est très important. La localisation de la surface de simulation peut influencer de manière forte les résultats de simulation.

La diminution de la distance d se traduit par la présence des ondes évanescentes dans le spectre d'ondes planes (Annexe A1). Pour $d < 2\lambda$ l'effet de couplage entre la sonde de mesure et l'antenne sous test devient très important et peut invalider la méthode (p. 54 [60]). L'augmentation de d se traduit par un rétrécissement du domaine angulaire de validité du champ calculé (Annexe A.3.4). De plus, pour $d > 3\lambda$, il peut y avoir des perturbations causées par l'environnement de l'antenne. Afin d'éviter les perturbations liées à l'environnement de l'antenne, les mesures peuvent être effectuées à deux distances séparées de $\lambda/4$ (p. 49 [60]).

En général, un compromis peut être trouvé pour la distance de mesure d entre 2λ et 10λ (p. 43 [55])

La distance $d = 4\lambda$ (λ correspondant à la fréquence du fonctionnement de l'antenne) de localisation de la surface de simulation a été choisie pour les simulations de champ proche présentées dans ce manuscrit.

2.5.2.3.1. *Démonstration numérique de l'impact de la distance d de la localisation de la surface de simulation sur le diagramme de rayonnement*

Afin de déterminer l'impact de la localisation de la surface de simulation de champ proche une étude est réalisée (l'étude complète dans §A.3). Ceci consiste à calculer une des composantes transverses du champ électrique (E_z) d'un réseau de 7×5 dipôles sur un plan de calcul (défini dans §A.3.2 de l'annexe) et ensuite à calculer le diagramme en champ lointain.

Le réseau d'antennes d'étude est décrit dans §A.3.1. La longueur d'onde correspondant à la fréquence du fonctionnement du réseau ($f = 3GHz$) est $\lambda = 0.1m$. Les distances correspondantes à 3λ , 4λ et 5λ sont respectivement égales à $d_1 = 0.3m$, $d_2 = 0.4m$ et $d_3 = 0.5m$. Ces distances sont incluses dans l'intervalle (r_1, r_2) . Les bornes de cet intervalle sont calculées par la dimension physique du réseau selon le tableau 2.4.1 (§2.4.1), ainsi $r_1 = \lambda/2\pi = 0.0159m$ et $r_2 = \max(3\lambda, 2D^2/\lambda) = \max(0.3, 0.65) = 0.65m$.

Ce réseau est également modélisé dans le logiciel CST afin de calculer le diagramme directement en champ lointain. Le diagramme de rayonnement issu de CST sert de référence

pour la validation du choix de distance d de la localisation du plan de calcul. La comparaison des diagrammes de rayonnement est illustrée sur la figure 2.5.10.

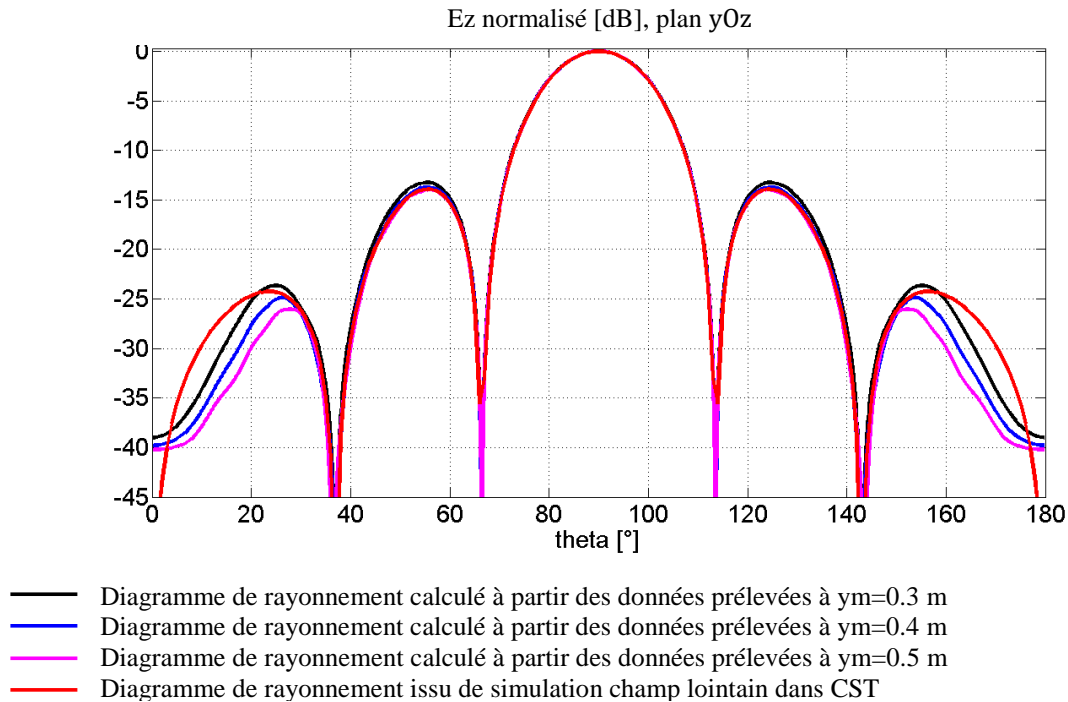


Figure 2.5.10 : Comparaison des diagrammes calculés à partir du plan de calcul placé à $d=3\lambda$, 4λ , 5λ distance et de celui obtenu directement en champ lointain dans CST.

Une correspondance entre les diagrammes calculés à partir des données de E_z calculées pour $y_m = 0.3m$, $0.4m$, $0.5m$ et celui obtenu directement en champ lointain de CST est observée sur l'intervalle $(28^\circ, 152^\circ)$. Ensuite, un écart se creuse entre les diagrammes en s'éloignant de la direction principale. Par exemple, il atteint $4.4dB$, $7.5dB$ et $8.2dB$ respectivement pour $y_m = 0.3m$, $y_m = 0.4m$ et $y_m = 0.5m$ à 10° et 170° . Cet écart est lié au domaine de la validité de simulation défini par l'équation 2.5.4 et donné dans le tableau 2.5.2 pour chaque y_m . Plus la distance de simulation de champ proche augmente, plus le domaine angulaire de définition de diagramme rétrécit. L'incertitude croît sur le diagramme pour les directions éloignées par rapport à l'axe qui est de 90° dans le cas du réseau des dipôles (7x5).

$$\theta_{max} \cong \arctan\left(\frac{L_s - D}{2d}\right)$$

Équation 2.5.4 : Limite angulaire de la simulation.

Où D est le diamètre de la plus petite sphère qui inclut les parties rayonnantes de l'antenne. L_s est la dimension de la surface de simulation $1D$. La distance d définit la distance de la surface de simulation par rapport à la surface d'antenne suivant l'axe de propagation.

	Plan yOz
$y_m = 0.3m$	$(11^\circ, +169^\circ)$
$y_m = 0.4m$	$(15^\circ, +165^\circ)$
$y_m = 0.5m$	$(18^\circ, +162^\circ)$

Tableau 2.5.2 : Domaine de la validité des calculs en champ proche pour le réseau de 7x5 dipôles courts.

2.5.2.4. Domaine de validité de simulation

Les dimensions de la surface de simulation définissent une limitation angulaire de la caractérisation de l'antenne. La figure 2.5.11 relie le domaine de la validité du diagramme de rayonnement en champ lointain en fonction des dimensions de la surface de simulation en champ proche. La limite angulaire est donnée par la relation de l'équation 2.5.4 [49] , (p. 16 [67], pp. 30 - 41 [60]).

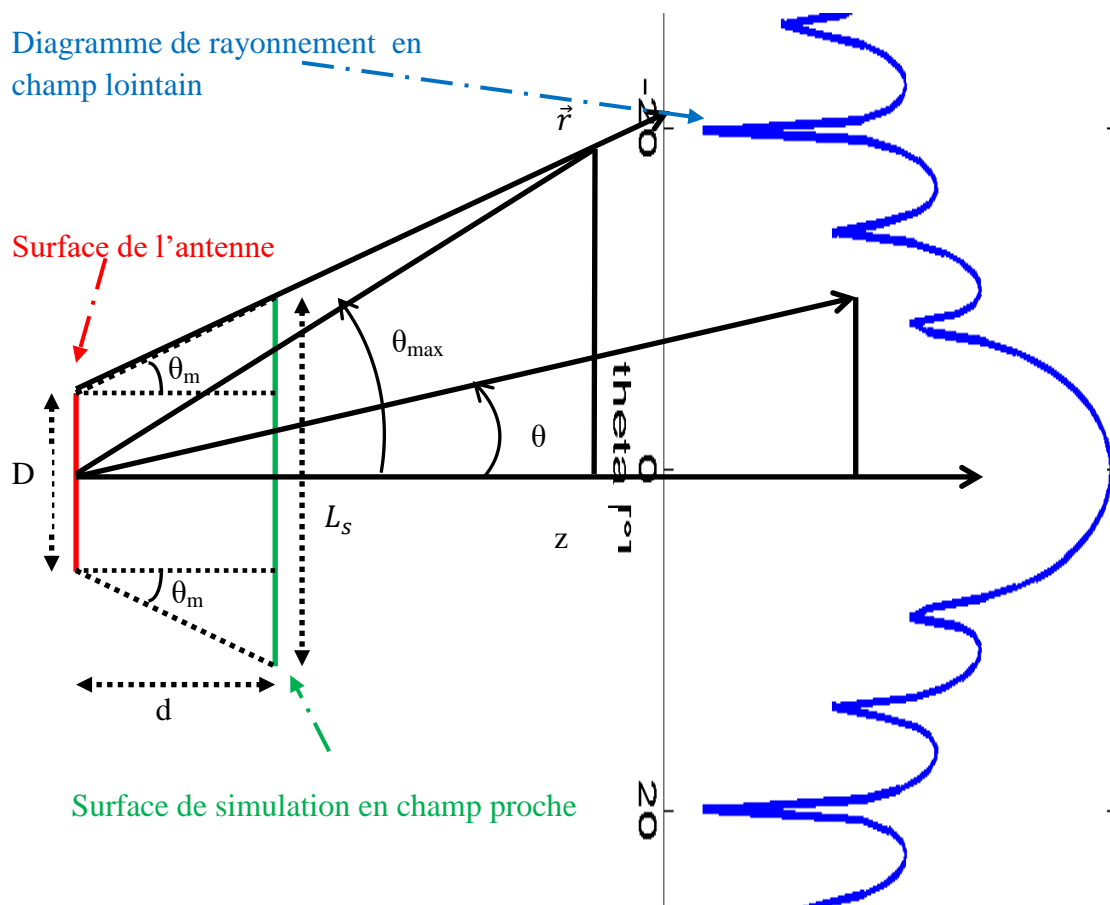


Figure 2.5.11 : Définition du domaine de validité de simulation en champ proche en fonction de dimension de la surface de simulation.

L'incertitude de la troncature de la surface de simulation (§2.5.2.1) est de second ordre et a un effet sur tout le rayonnement de l'antenne même sur la direction de pointage (p. 123 [55])

Avec l'optique géométrique on peut montrer asymptotiquement que l'incertitude de la troncature (définie par le rapport entre le champ non capté sur la surface de simulation et le champ capté sur la surface de simulation) est élevée en champ lointain pour les angles supérieurs à celui (θ_m) défini par la dimension de la surface de simulation (pp. 10-30 [68]).

La figure 2.5.10 met en évidence la dégradation de diagramme de rayonnement pour les directions éloignées par rapport à l'axe de pointage du diagramme. Plus la distance de la localisation du plan de calculs augmente, plus le domaine de la validité de calcul en champ proche diminue (tableau 2.5.2).

Ainsi, les dimensions de la surface de simulation de champ proche définie dans HFSS ($L_s = 2m$ selon l'axe x et $H_s = 2.6m$ selon l'axe y) fixent une limitation angulaire de la définition du champ en champ lointain. Le tableau 2.5.3 donne le domaine de la validité de simulations de champ proche pour chaque réseau d'antennes étudié lors de cette thèse.

Réseau \ Plan	$\varphi = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$
7x5 (§2.2.3)	$(-71^\circ, +71^\circ)$	$(-64^\circ, +64^\circ)$
5x5 (§2.2.4)	$(-70^\circ, +70^\circ)$	$(-65^\circ, +65^\circ)$
1x5 (§2.2.5)	$(-72^\circ, +72^\circ)$	$(-67^\circ, +67^\circ)$

Tableau 2.5.3 : Domaine de la validité des simulations en champ proche pour les réseaux étudiés.

2.6. Transformation champ proche –champ lointain

Cette partie détaille les étapes nécessaires pour calculer le champ E en champ lointain d'une antenne à partir de distribution des composantes transverses du champ E sur la surface de simulation se situant en champ proche de l'antenne dans HFSS. Ceci consiste, tout d'abord, à définir les valeurs réelles de la composante k_z du vecteur d'onde afin d'éviter la contribution des ondes évanescentes dans les calculs du champ. Puis, le champ E en champ lointain peut être calculé par une superposition des ondes planes. Afin de vérifier l'exactitude des calculs numériques, le diagramme de rayonnement (en champ lointain) résultant des calculs à partir des données de champ proche (HFSS) est comparé avec celui obtenu directement en champ lointain dans HFSS.

2.6.1. Détermination de la composante k_z du vecteur d'onde dans la direction de propagation

Le vecteur d'onde \vec{k} est constitué de trois composantes : $\vec{k} = \{k_x, k_y, k_z\}$: où k_x, k_y ont des valeurs réelles.

La composante k_z du vecteur d'onde dans la direction de propagation s'exprime de la manière présentée dans l'équation 2.6.1.

$$k_z^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2$$

Équation 2.6.1 : Définition de la composante k_z du vecteur d'onde.

Où $k = 2\pi / \lambda$ est la constante de propagation. Les valeurs transverses du vecteur \vec{K} (équation 2.6.2) qui définissent un cercle (figure 2.6.1).

$$\vec{K} = k_x \hat{e}_x + k_y \hat{e}_y$$

Équation 2.6.2 : Définition de la composante transversale du vecteur d'onde.

Où \hat{e}_x et \hat{e}_y sont des vecteurs unitaires orientés selon l'axe x et y respectivement.

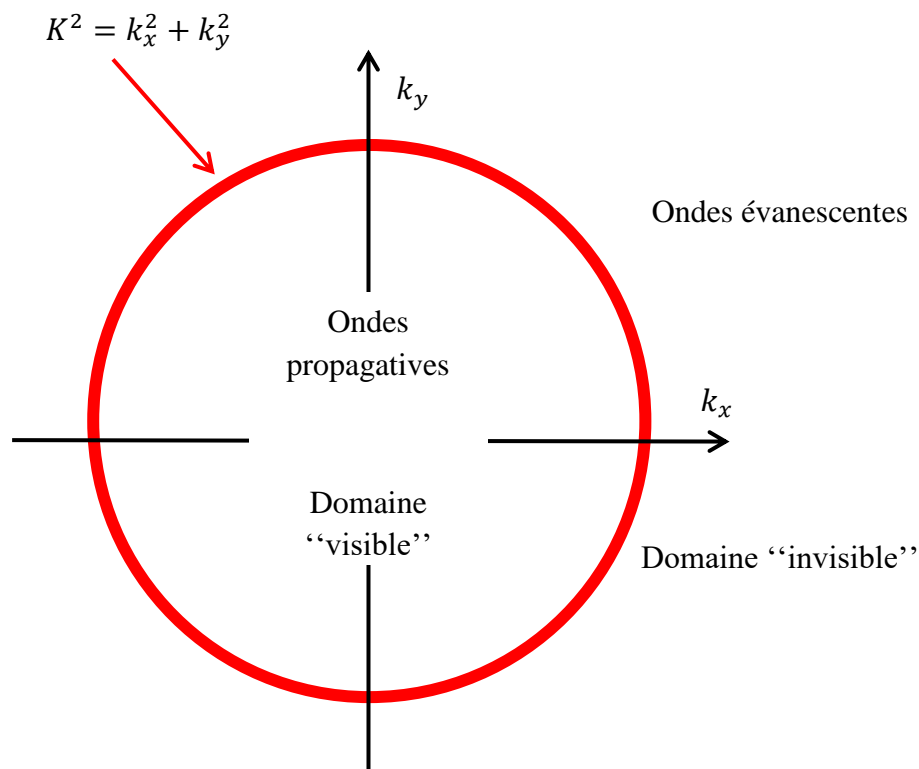


Figure 2.6.1 : Séparation des ondes progressives et évanescentes sur le plan des cosinus directeurs.

En fonction des valeurs de \vec{K} , la composante k_z du vecteur d'onde peut avoir des valeurs réelles et aussi imaginaires. k_z est réel si $|\vec{K}|^2 < k^2$ (domaine "visible") (p. 287 [69]). Cela correspond aux ondes planes qui se propagent selon l'axe $\pm z$. $|\vec{K}|^2 > k^2$ (domaine "invisible") (p. 35 [70]), signifie que les solutions de l'équation de Helmholtz (p. 76 [55]) sont des ondes planes inhomogènes dont la phase évolue dans la direction transverse et l'amplitude s'atténue selon l'axe $\pm z$.

Dans le domaine "visible", si θ et φ sont les coordonnées sphériques de la direction de propagation, le vecteur de propagation peut être défini en fonction des cosinus directeurs (équation 2.6.3).

$$\vec{k} = \begin{cases} kU = k \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ kV = k \sin(\theta) \sin(\varphi) \\ kW = k \cos(\theta) \end{cases} = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{pmatrix} U \\ V \\ W \end{pmatrix} = \frac{2\pi}{\lambda} \hat{u}$$

Équation 2.6.3: Vecteur de propagation en fonction des cosinus directeurs.

2.6.2. Calcul du champ lointain à partir du champ simulé en champ proche

Une fois que les dimensions de la surface de simulation de champ proche ainsi que la distance d de la localisation de cette surface sont définies, le diagramme en champ lointain peut être trouvé en fonction des composantes transverses du champ électrique prélevées sur la surface de simulation en champ proche. Le calcul du champ électrique en champ lointain s'effectue uniquement pour les valeurs réelles de la composante du vecteur d'onde.

Le champ électromagnétique rayonné par une source peut être représenté par une superposition des ondes planes (équation 2.6.4) qui sont des solutions des équations de Maxwell (p. 53 [53]).

$$\vec{E}(x, y, z) = \iint_{\mathbb{R}^2} A(k_x, k_y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y$$

Équation 2.6.4 : Calcul du champ électrique en fonction d'un spectre d'ondes planes.

Où $A(\vec{k})$ est le spectre d'ondes planes qui ne dépend pas de la distance. Il peut être déterminé à partir de la simulation des composantes transverses des champs électriques régnant autour du système rayonnant (p. 55 [53]) à n'importe quelle distance.

Lors de la simulation de champ proche, les composantes transverses du champ sont simulées sur la surface de simulation qui est placée à une distance d (figure 2.5.1). Le spectre d'ondes planes peut être alors calculé (équation 2.6.5).

$$A(k_x, k_y) = \iint_{\mathbb{R}^2} E(x, y, d) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy$$

Équation 2.6.5 : Spectre d'ondes planes en fonction du champ électrique transverse simulé en champ proche.

Le champ électrique peut être ensuite trouvé pour un point quelconque de l'espace par l'équation 2.6.4.

Une évaluation asymptotique de l'intégrale peut être faite par la méthode de la phase stationnaire (pp. 95-101 [55]). Le champ électrique en champ lointain peut alors être exprimé en fonction du spectre d'ondes planes (équation 2.6.6). Ceci en respectant les conditions que la fonction $\vec{k}\vec{r}$ varie lentement autour des points stationnaires ($k_x = k_1, k_y = k_2$) et qu'elle peut être approximée correctement seulement avec les trois termes de la série de Taylor.

$$\vec{E}(\vec{r}) \approx jk \cos(\theta) A(k_x, k_y) \frac{e^{-jkr}}{r}$$

Équation 2.6.6 : Champ électrique en champ lointain en fonction de spectre d'ondes planes.

Dans un milieu homogène et sans sources, l'équation de Maxwell-Gauss est donnée sous la forme donnée dans l'équation 2.6.7.

$$\text{div} \vec{E} = 0$$

Équation 2.6.7 : Equation de Maxwell-Gauss dans un milieu homogène et sans sources.

Lorsque la solution de base recherchée est sous la forme d'ondes planes (équation 2.6.8), l'orthogonalité de vecteurs \vec{k} et \vec{E} se vérifie (équation 2.6.9). Ainsi, il n'existe que deux solutions indépendantes à l'équation de Helmholtz (p. 76 [55]).

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}}$$

Équation 2.6.8 : Définition d'une onde plane.

$$\vec{k}\vec{E} = 0$$

Équation 2.6.9 : Orthogonalité des vecteurs d'onde et du champ électrique.

Une fois que les composantes transverses du spectre d'ondes planes sont calculées à partir des données de champ prélevées en champ proche (équation 2.6.5), la troisième composante peut être calculée par une combinaison linéaire des composantes transverses (équation 2.6.10). Ainsi, le champ électrique en champ lointain peut être trouvé (équation 2.6.6).

$$k_x E_x + k_y E_y + k_z E_z = 0$$

Équation 2.6.10. Lien entre trois composantes du champ électrique.

Où k_x, k_y, k_z sont les composantes du vecteur d'onde.

2.6.3. Composantes du champ électrique en coordonnées sphériques en fonction de celles de coordonnées cartésiennes

La méthode de calibration développée dans le cadre de cette thèse s'effectue sur la composante principale du champ électrique (E_y). Or lors des mesures en champ lointain, on mesure les composantes E_θ et E_φ du champ (coordonnées sphériques).

Les diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes 1x5 avant et après la calibration seront vérifiés par des mesures en champ lointain dans une chambre anéchoïque (§4.4). Afin de pouvoir comparer ce qui est comparable, le lien entre les composantes en coordonnées sphériques du champ électrique est présenté en fonction de celles en coordonnées cartésiennes (équation 2.6.11).

$$E_r = E_x \sin\theta \cos\varphi + E_y \sin\theta \sin\varphi + E_z \cos\theta$$

$$E_\theta = E_x \cos\theta \cos\varphi + E_y \cos\theta \sin\varphi - E_z \sin\theta$$

$$E_\varphi = -E_x \sin\varphi + E_y \cos\varphi$$

Équation 2.6.11. Lien entre les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques et cartésiennes.

L'attention est particulièrement portée sur les plans $\varphi = 90^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$, car dans les simulations et les mesures ultérieures on s'intéressera aux valeurs des champs dans ces deux plans uniquement.

A partir de l'équation 2.6.10, la composante z du champ électrique peut être exprimée par les composantes x et y (équation 2.6.12).

$$E_z = -\frac{1}{k_z}(k_x E_x + k_y E_y)$$

Équation 2.6.12. Composante E_z en fonction d' E_x , E_y et des composantes du vecteur d'onde.

Où k_x , k_y , k_z sont les composantes du vecteur d'onde.

En remplaçant les k_x , k_y et k_z par leur définition en coordonnées sphériques θ et φ (équation 2.6.3), l'équation 2.6.12 peut être réécrite sous la forme de l'équation 2.6.13.

$$E_z = -\frac{1}{\cos\theta}(\sin\theta\cos\varphi E_x + \sin\theta\sin\varphi E_y)$$

Équation 2.6.13. Composante E_z en fonction d' E_x , E_y .

Dans le plan vertical (plan E ($\varphi = 90^\circ$, $\theta = [-90^\circ, 90^\circ]$)), après avoir remplacé φ par sa valeur, les équations 2.6.11 peuvent être simplifiées ($\cos\varphi = 0$, $\sin\varphi = 1$) et écrites de la manière suivante :

$$E_r = E_y \sin\theta + E_z \cos\theta$$

$$E_\theta = E_y \cos\theta - E_z \sin\theta$$

$$E_\varphi = -E_x$$

Équation 2.6.14. Lien entre les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques et cartésiennes dans le plan $\varphi=90^\circ$.

De même, l'équation 2.6.13 peut être écrite de manière suivante :

$$E_z = -\frac{\sin\theta}{\cos\theta} E_y$$

Équation 2.6.15. Composante E_z en fonction d' E_y dans le plan $\varphi=90^\circ$.

Introduisant l'équation 2.6.15 dans l'équation 2.6.14, on aura :

$$E_r = E_y \sin\theta - E_y \sin\theta = 0$$

$$E_\theta = E_y \cos\theta + \frac{\sin\theta}{\cos\theta} E_y \sin\theta = \frac{1}{\cos\theta} E_y (\cos^2\theta + \sin^2\theta) = \frac{1}{\cos\theta} E_y$$

$$E_\varphi = -E_x$$

Équation 2.6.16. Lien entre les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques et cartésiennes dans le plan $\varphi=90^\circ$.

Des simplifications des équations 2.6.11 et 2.6.13 peuvent être faites aussi dans le plan horizontal (plan H ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = [-90^\circ, 90^\circ]$)). Les équations 2.6.11 peuvent être écrites de la manière suivante ($\cos\varphi = 1$, $\sin\varphi = 0$) :

$$E_r = E_x \sin\theta + E_z \cos\theta$$

$$E_\theta = E_x \cos\theta - E_z \sin\theta$$

$$E_\varphi = E_y$$

Équation 2.6.17. Lien entre les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques et cartésiennes dans le plan $\varphi=0^\circ$.

Après la simplification l'équation 2.6.13 peut être réécrite:

$$E_z = -\frac{\sin\theta}{\cos\theta} E_x$$

Équation 2.6.18. Composante E_z en fonction d' E_x dans le plan $\varphi=0^\circ$.

Introduisant l'équation 2.6.18 dans l'équation 2.6.17, on aura :

$$E_r = E_x \sin\theta - E_x \sin\theta = 0$$

$$E_\theta = E_x \cos\theta + \frac{\sin\theta}{\cos\theta} E_x \sin\theta = \frac{1}{\cos\theta} E_x (\cos^2\theta + \sin^2\theta) = \frac{1}{\cos\theta} E_x$$

$$E_\varphi = E_y$$

Équation 2.6.19. Lien entre les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques et cartésiennes dans le plan $\varphi=0^\circ$.

Dans les deux plans étudiés ($\varphi = 90^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$), la composante du champ électrique selon la direction de la propagation (E_r) est nulle. Ceci car le vecteur du champ électrique et celui du champ magnétique se propagent dans le plan orthogonal à la direction de propagation du vecteur de Poynting (orienté selon r). Dans le plan vertical ($\varphi = 90^\circ$), la composante E_θ est proportionnelle à la composante E_y du champ et la composante E_φ à la composante E_x . Dans le plan horizontal ($\varphi = 0^\circ$), la composante E_θ est proportionnelle à la composante E_x du champ et la composante E_φ à la composante E_y .

2.6.4. Exemple numérique de calcul de diagramme de rayonnement à partir des composantes transverses simulées sur une surface en champ proche

Le réseau d'antennes utilisé pour la démonstration numérique est constitué de 5x5 patches et il est présenté dans le paragraphe §2.2.4. Un signal de puissance 1W et de phase 0°

est injecté à chaque patch de la colonne centrale (patch de 11 au 15). Les autres accès du réseau sont chargés par 50Ω . Une simulation électromagnétique est faite à l'aide du logiciel HFSS. Les composantes transverses (E_x et E_y) de champ électrique sont prélevées sur la surface de simulation placée à $d = 4\lambda$ (champ proche de l'antenne) et parallèle à la surface d'antenne (figures 2.6.2 et 2.6.3). Egalement, les composantes du champ électrique en coordonnées cartésiennes (E_x , E_y et E_z) et sphériques (E_θ et E_φ) sont calculées directement en champ lointain dans HFSS pour comparer ensuite avec les diagrammes calculés à partir des données de champ proche.

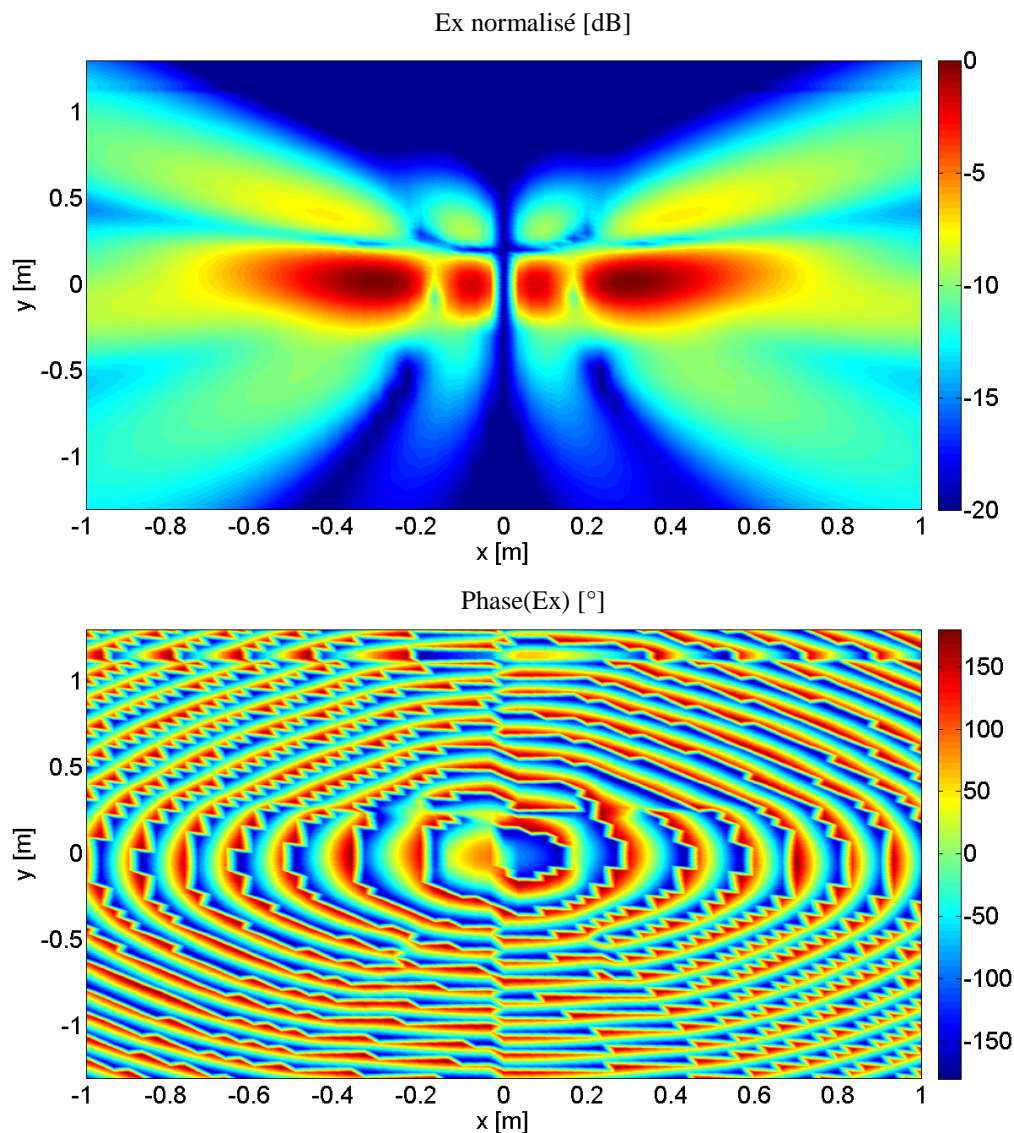


Figure 2.6.2 : Distribution de la composante croisée du champ électrique (E_x) sur la surface de simulation champ proche de HFSS.

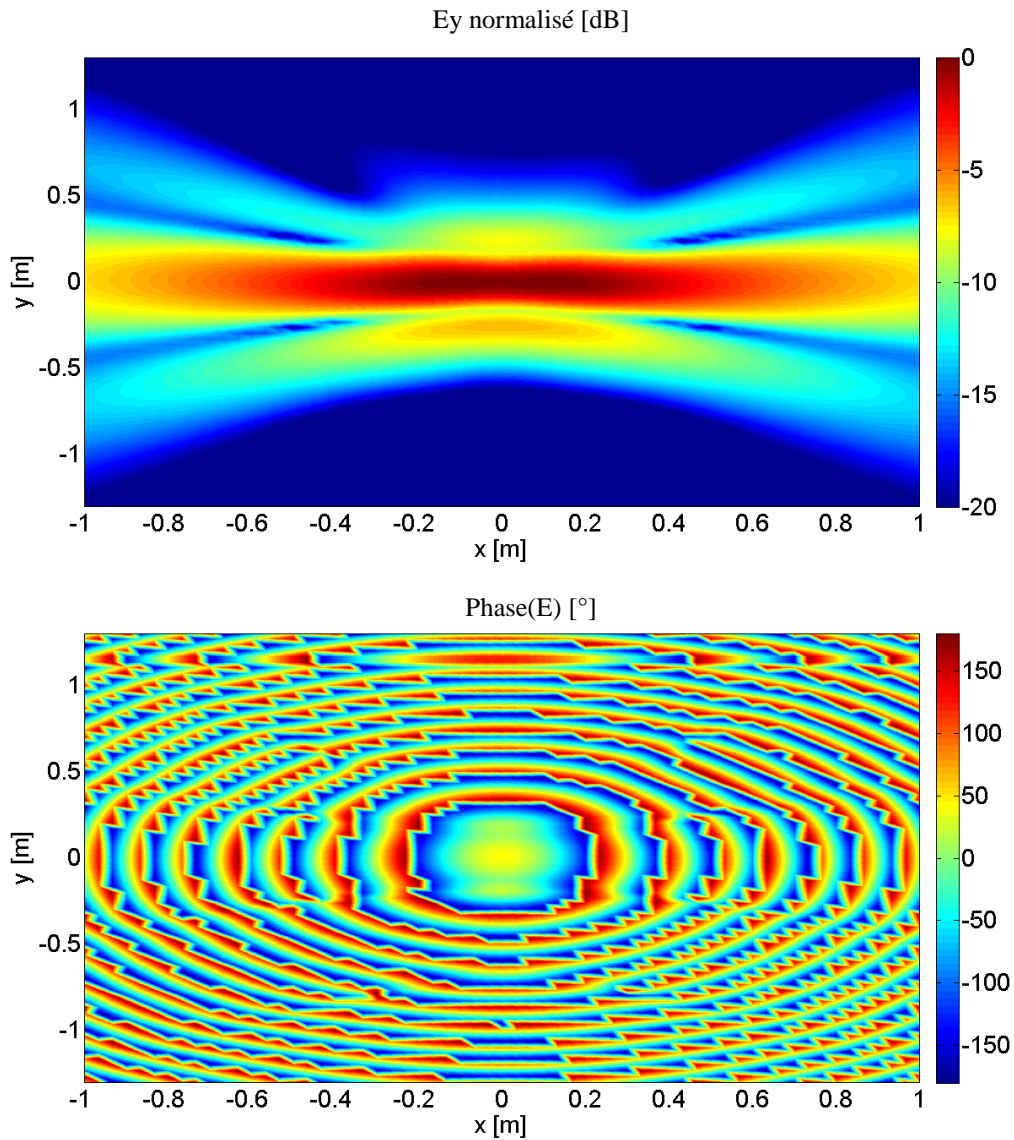


Figure 2.6.3 : Distribution de la composante principale du champ électrique (E_y) sur la surface de simulation champ proche de HFSS.

Le spectre d'ondes planes peut être alors calculé (équation 2.6.5) à partir des données de champ proche et le diagramme de rayonnement est trouvé (équation 2.6.4). Ceci pour chacune des composantes (x et y) du champ électrique séparément.

Les diagrammes de rayonnement trouvés sont illustrés sur les figures 2.6.4 et 2.6.5 respectivement pour les composantes croisée (E_x) et principale (E_y).

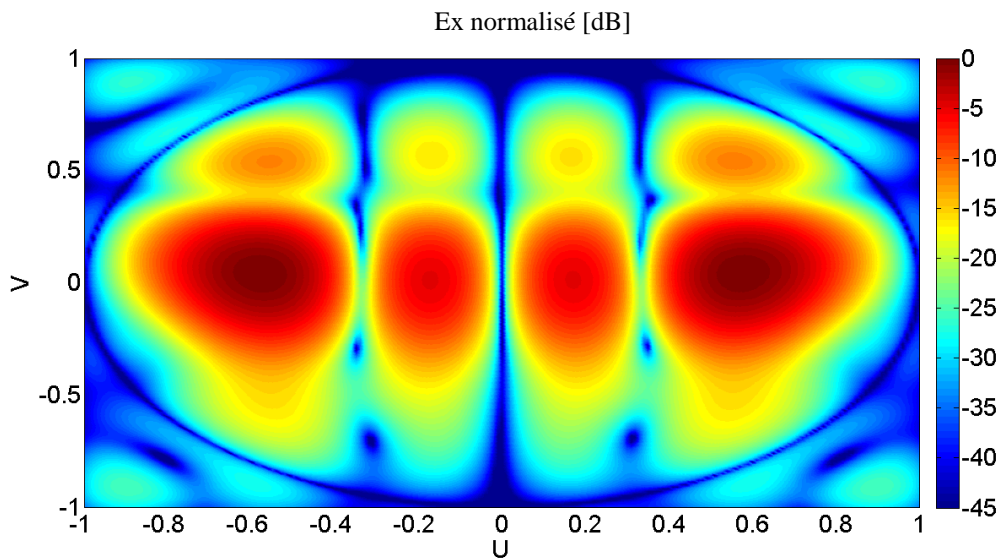


Figure 2.6.4 : Diagramme de rayonnement de la composante croisée (E_x).

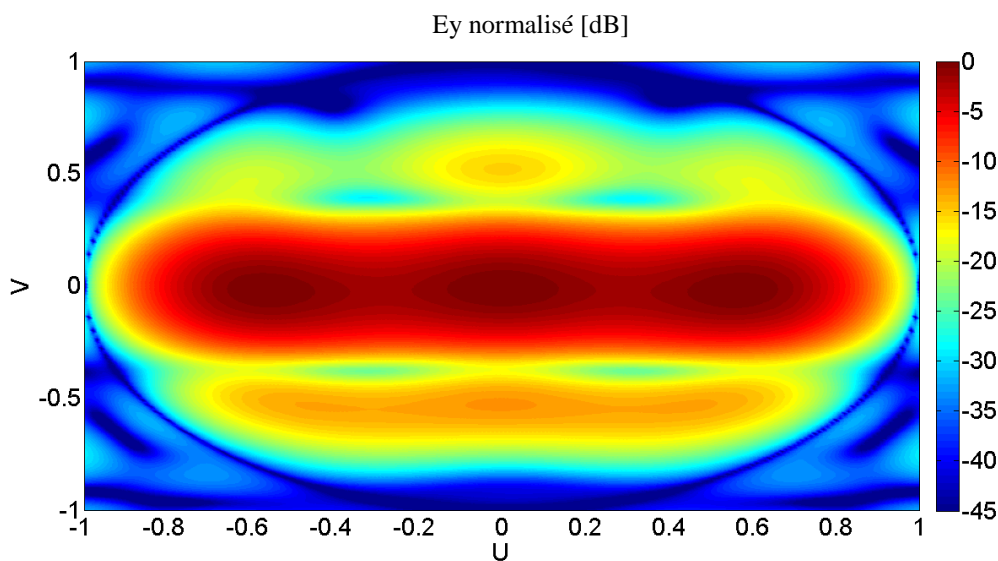


Figure 2.6.5 : Diagramme de rayonnement de la composante principale (E_y).

La composante z du champ électrique en champ lointain est ensuite calculée à partir des composantes x et y du champ électrique en champ lointain (équation 2.6.13).

Les diagrammes calculés à partir des données de champ proche et ceux calculés directement en champ lointain de HFSS, sont présentés dans les figures 2.6.6 et 2.6.7. Afin de faciliter la lecture de diagrammes, ils sont montrés dans les plans $\varphi = 90^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$

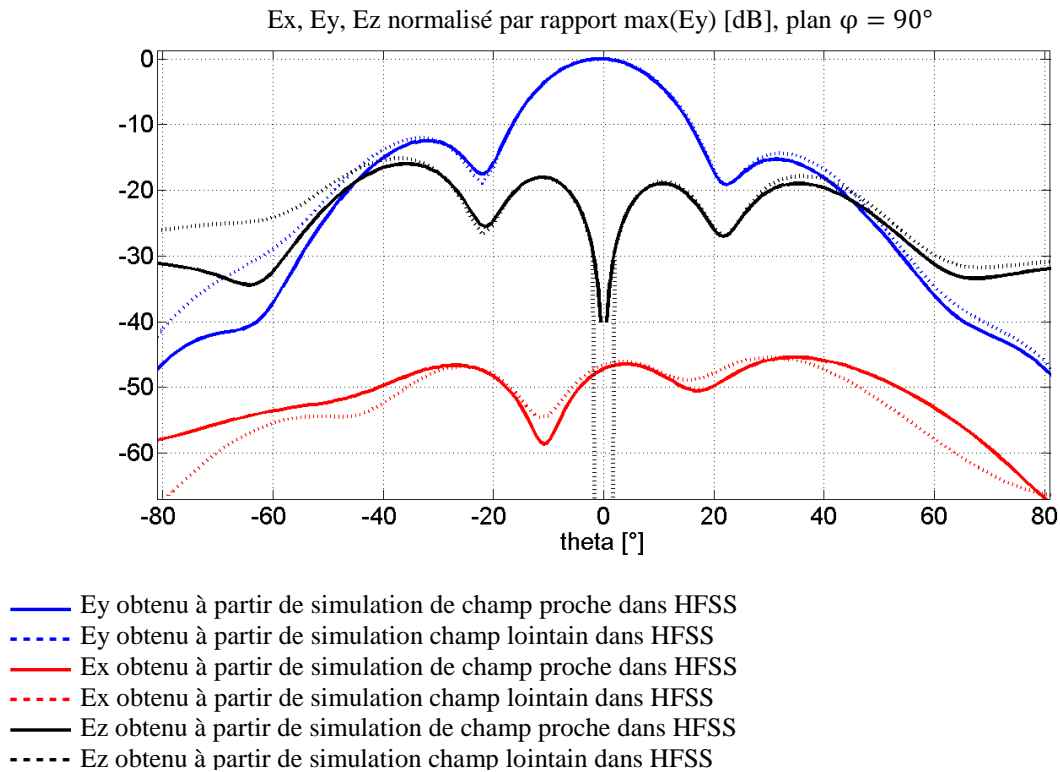


Figure 2.6.6 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.

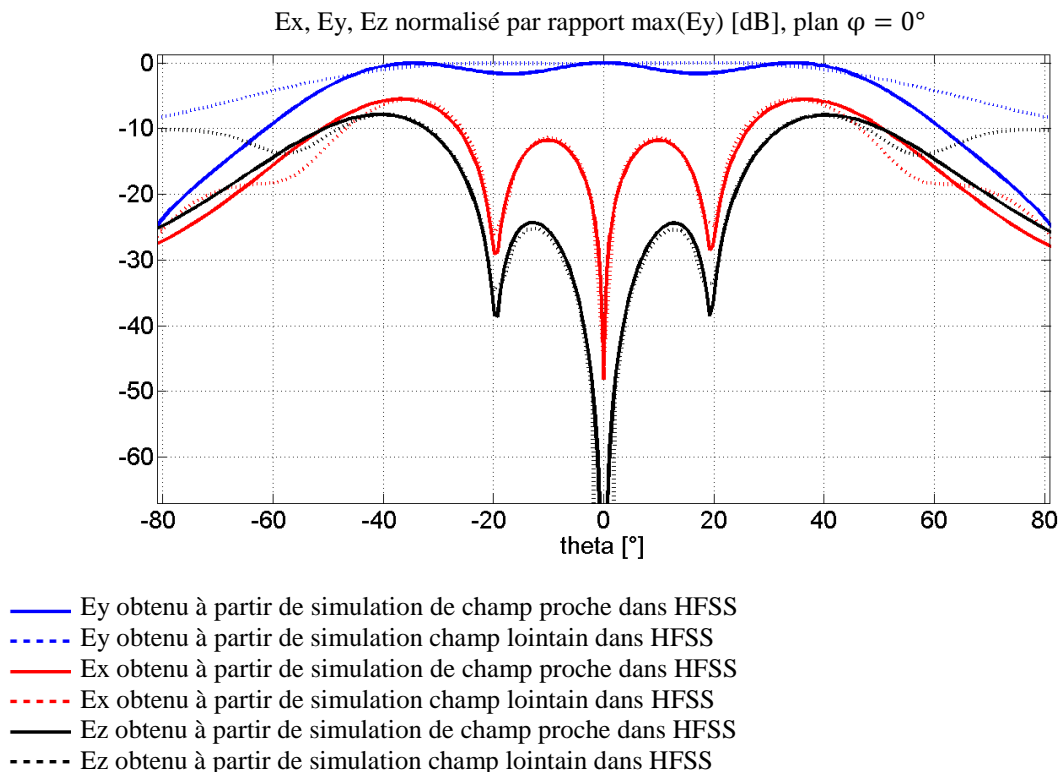


Figure 2.6.7 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.

Les courbes illustrées sur les figures 2.6.6 et 2.6.7 montrent une cohérence entre les diagrammes calculés à partir des composantes transverses (E_x , E_y) du champ électrique (présentées avec des lignes continues) et ceux obtenus directement en champ lointain dans HFSS (présentées avec des lignes discontinues). Cette cohérence est vraie pour chacune de composantes (en champ lointain) dans la zone $(-50^\circ, 50^\circ)$. Hors de cette zone, un écart se creuse entre les diagrammes calculés à partir des données de champ proche et ceux issus directement en champ lointain de HFSS. De même pour la composante (E_z) qui est calculée selon l'équation 2.6.13. Cet écart est dû au niveau élevé du champ sur le bord de la surface de simulation champ proche (§2.5.2.1). Le niveau de la composante croisée (E_x) du champ sur les bords supérieur et inférieur de la surface de simulation est respectivement de $-16dB$ et $-14dB$. Et il est de $-10dB$ sur les côtés gauche et droit de la surface de simulation (figure 2.6.2). Le niveau de la composante principale (E_y) du champ sur les bords supérieur et inférieur de la surface de simulation est respectivement de $-19dB$ et $-17dB$. Et il est de $-8dB$ sur les côtés gauche et droit de la surface de simulation (figure 2.6.3).

Les composantes E_θ et E_ϕ du champ électrique sont calculées à partir des composantes E_x , E_y , E_z à l'aide des équations 2.6.11. Elles sont présentées avec des lignes continues sur les figures 2.6.8 et 2.6.9 et sont comparées avec les diagrammes obtenus directement en champ lointain de HFSS dans les plans ($\phi = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$).

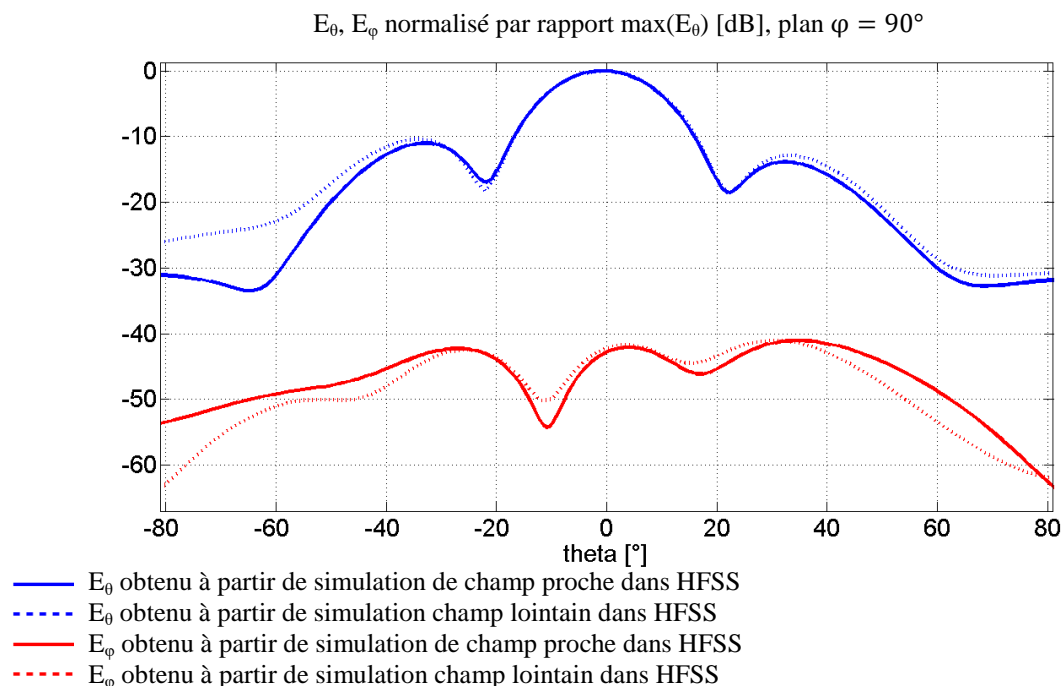


Figure 2.6.8 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.

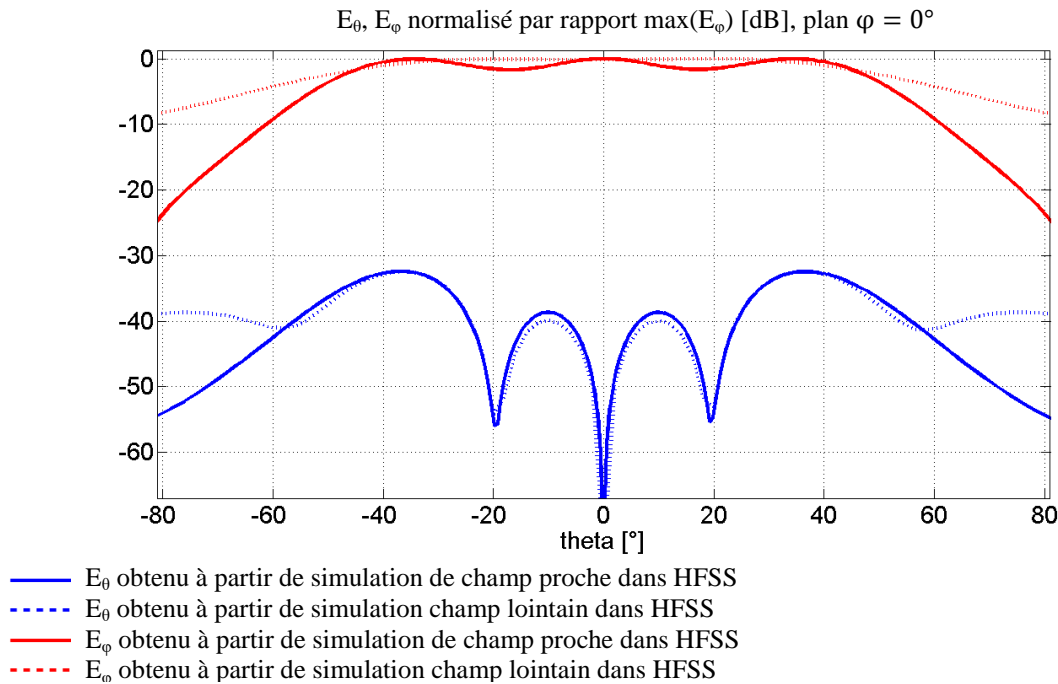


Figure 2.6.9 : Composantes du champ électrique calculées à partir des données de champ proche de HFSS et obtenues directement en champ lointain de HFSS.

Une cohérence entre les diagrammes calculés à partir des données de champ proche et issus directement en champ lointain de HFSS est constatée pour les composantes E_θ et E_ϕ dans la zone $(-50^\circ, 50^\circ)$. Idem aux composantes E_x, E_y, E_z , un écart (lié au niveau élevé du champ sur les bord de la surface de simulation de champ proche) apparaît entre les diagrammes calculés à partir des données de champ proche et ceux obtenus directement en champ lointain de HFSS. L'écart atteint sa valeur maximale ($11dB$) et ($10dB$) à la limite de la validité de simulation en champ proche (§2.5.2.4) qui est $+, -70^\circ$ et $+, -65^\circ$ respectivement dans les plans $\varphi = 90^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$.

Ce paragraphe nous a permis de trouver le champ E en champ lointain de l'antenne à partir des données issues de simulation en champ proche dans une base planaire (HFSS). Le paragraphe suivant va détailler un cas où on veut définir le champ sur la surface de l'antenne à partir du champ en champ lointain.

2.7. Transformation champ lointain – champ proche

Afin d'obtenir la distribution de champ sur les éléments rayonnants de réseau d'antennes, une rétro-propagation doit être effectuée. Ce processus consiste à propager le champ du champ lointain vers la surface d'antenne. Une illustration de cette méthode est donnée dans la figure 2.7.1. Selon le paragraphe 2.6.2, le champ en champ lointain est calculé

à partir de la distribution du champ E sur la surface de simulation qui est placée à une distance d de la surface d'antenne. Ainsi il est nécessaire de compenser le déphasage qui est lié à cette distance.

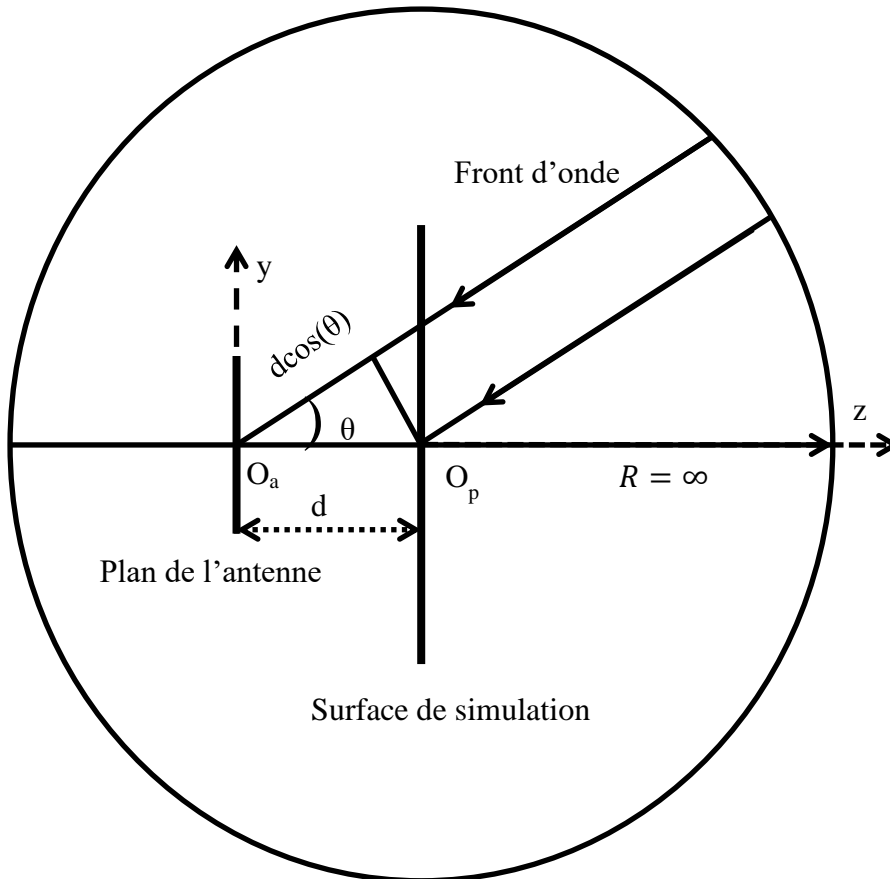


Figure 2.7.1 : Illustration de l'approche par rétro-propagation.

Le cercle avec le rayon $R = \infty$ montre la propagation de manière sphérique des ondes électromagnétiques à l'infini. L'axe z est la direction de rayonnement principal de l'antenne. O_a et O_p indiquent les centres de l'antenne et de la surface de simulation de champ proche. $d \cos(\theta)$ représente le déphasage lié à la distance de localisation de la surface de simulation de champ proche.

2.7.1. Calcul de la rétro-propagation

Afin de trouver la loi d'éclairement (la distribution du champ) sur la surface d'antenne, le champ lointain est rétro-propagé vers la surface d'antenne. Les points de calcul de champ correspondent aux centres des éléments rayonnants.

Soit $f(x, y, z)$ est une des trois composantes de $E(x, y, z)$ selon la convention de signe choisie : $\exp(j(\omega t - \vec{k}\vec{r}))$.

$$f(x, y, z) \xrightarrow{TF} \hat{f}(k_x, k_y, z) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\mathbb{R}^2} f(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy$$

Équation 2.7.1 : Champ électrique dans l'espace en fonction de composante transverse du champ.

La transformée de Fourier du champ ($\hat{f}(k_x, k_y, z)$) est de la forme $A(k_x, k_y) * e^{-jk_z z}$, avec $k_z^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2$. k_x, k_y, k_z sont les composantes du vecteur d'onde et $k = 2\pi/\lambda$ est la constante de propagation.

Par ailleurs,

$$f(x, y, z) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\mathbb{R}^2} A(k_x, k_y) * e^{-j(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y$$

Équation 2.7.2 : Calcul de champ électrique sur n'importe quel point de l'espace.

C'est ainsi que le spectre d'onde plane est défini :

$$dE = \frac{1}{2\pi} A(k_x, k_y) * e^{-j(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y$$

Équation 2.7.3 : Définition du spectre d'onde plane.

Si le spectre d'onde plane est obtenu à partir des composantes transverses du champ prélevées sur une surface de simulation placée à une distance d , alors l'équation 2.7.1 peut être remplacée par l'équation 2.7.4.

$$TF[f(x, y, d)] = \hat{f}(k_x, k_y, d) = A(k_x, k_y) * e^{-jk_z d}$$

Équation 2.7.4 : Relation entre le spectre d'onde plane et le champ prélevé en champ proche.

Cette équation met en évidence le lien entre le spectre d'onde plane et la transformée de Fourier du champ simulé en champ proche.

Afin de trouver le champ sur la surface de l'antenne la valeur $z = 0$ est insérée dans l'équation 2.7.2 :

$$f(x, y, z = 0) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\mathbb{R}^2} A(k_x, k_y) * e^{-j(k_x x + k_y y - 0)} dk_x dk_y$$

Équation 2.7.5 : Calcul de champ électrique au niveau de l'antenne.

$A(k_x, k_y)$ est inconnu, mais la relation entre le spectre d'onde plane et la transformée de Fourier du champ simulé en champ proche est donnée par l'équation 2.7.4. Ainsi :

$$\hat{f}(k_x, k_y, d) = A(k_x, k_y) * e^{-jk_z d}$$

Équation 2.7.6 : Lien entre le spectre d'ondes planes et la transformée de Fourier du champ simulé en champ proche.

En introduisant $e^{-jk_z d} * e^{+jk_z d}$ dans l'équation 2.7.5, le champ au niveau de la surface d'antenne peut être trouvé à partir du spectre d'ondes planes calculé (équation 2.7.7).

$$\begin{aligned} f(x, y, z = 0) &= \frac{1}{2\pi} \iint_{\mathbb{R}^2} A(k_x, k_y) * e^{-jk_z d} * e^{+jk_z d} * e^{-j(k_x x + k_y y - 0)} dk_x dk_y \\ &= \frac{1}{2\pi} \iint_{\mathbb{R}^2} [A(k_x, k_y) * e^{-jk_z d}] * e^{-j(k_x x + k_y y - k_z d)} dk_x dk_y \end{aligned}$$

Équation 2.7.7 : Calcul de champ électrique au niveau de l'antenne avec une correction de déphasage lié à la distance entre la surface d'antenne et la surface de simulation en champ proche.

Où $A(k_x, k_y) * e^{-jk_z d}$ représente le diagramme calculé en champ lointain. $e^{-j(k_x x + k_y y)}$ est la transformée de Fourier inverse. Ainsi, $e^{jk_z d}$ corrige le déphasage dû à la distance d entre la surface de simulation et la surface d'antenne.

2.7.2. Exemple numérique du calcul de rétro-propagation

Les diagrammes de rayonnement, calculés dans le paragraphe 2.6.4 pour les composantes croisée (figure 2.7.2) et principale (figure 2.7.3) du réseau 5x5 patches (défini dans §2.2.4), sont utilisés pour l'illustration du procédé de la rétro-propagation. On rappelle que ces diagrammes correspondent à un signal d'alimentation de puissance 1W et de phase 0° injecté à chaque patch de la colonne centrale (patch de 11 au 15). Les autres accès du réseau sont chargés par 50Ω.

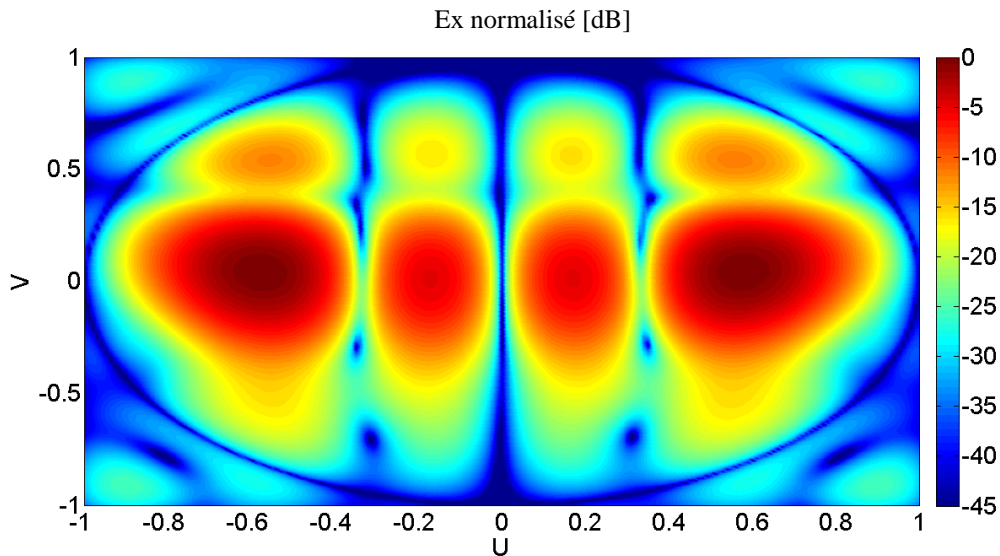


Figure 2.7.2 : Diagramme de rayonnement de la composante croisée (E_x).

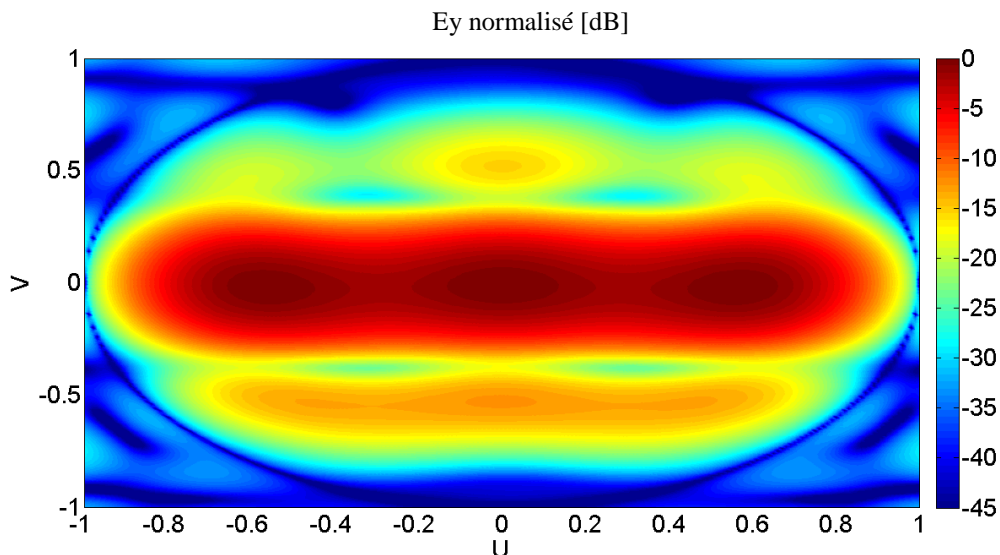


Figure 2.7.3 : Diagramme de rayonnement de la composante principale (E_y).

Le champ lointain de chaque composante E_x et E_y est rétro-propagé séparément selon l'équation 2.7.7. Les points de calcul de la distribution du champ correspondent aux centres des patchs réels et fictifs, ce qui permet de prendre en compte les effets de bord et sera décrit dans le chapitre 3.

La distribution de l'amplitude (normalisée par rapport à la valeur maximale observée) et de la phase de la composante x du champ électrique sur la surface de l'antenne est présentée sur la figure 2.7.4.

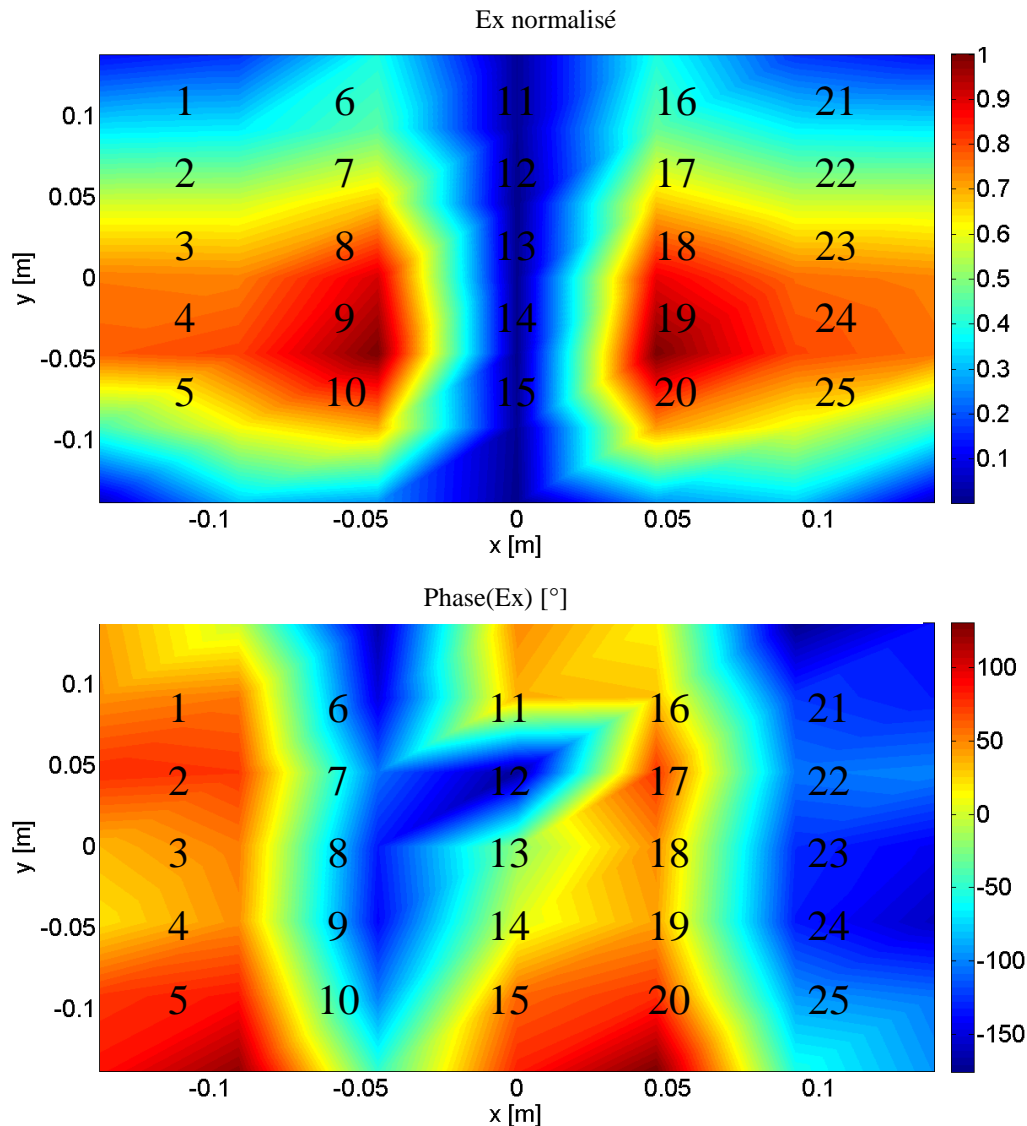


Figure 2.7.4 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_x ($|E_y|/|E_x| \approx 4$) sur la surface d'antenne (réseau 5x5).

La distribution de l'amplitude de E_x sur la surface de l'antenne a une certaine symétrie par rapport à l'axe $x = 0m$, tandis que la phase a une variation importante dans le plan horizontal ($y = constant$).

La distribution de l'amplitude normalisée de E_x est quasiment nulle sur les patches alimentés.

Ceci est lié aux points de calcul qui sont autour de l'axe $x = 0$ où la contribution des composantes est destructive. Ces composantes ont des niveaux égaux mais avec des phases opposées. Ce qui est une conséquence de la polarisation verticale du réseau (selon l'axe y). Par contre, la distribution de l'amplitude normalisée de E_x varie de manière forte (entre 1 et 0.7) sur les patches alimentés par les couplages présents au sein du réseau.

L'amplitude du champ normalisé par rapport à la valeur maximale et la phase de la composante y du champ électrique sur la surface d'antenne sont présentées sur la figure 2.7.5.

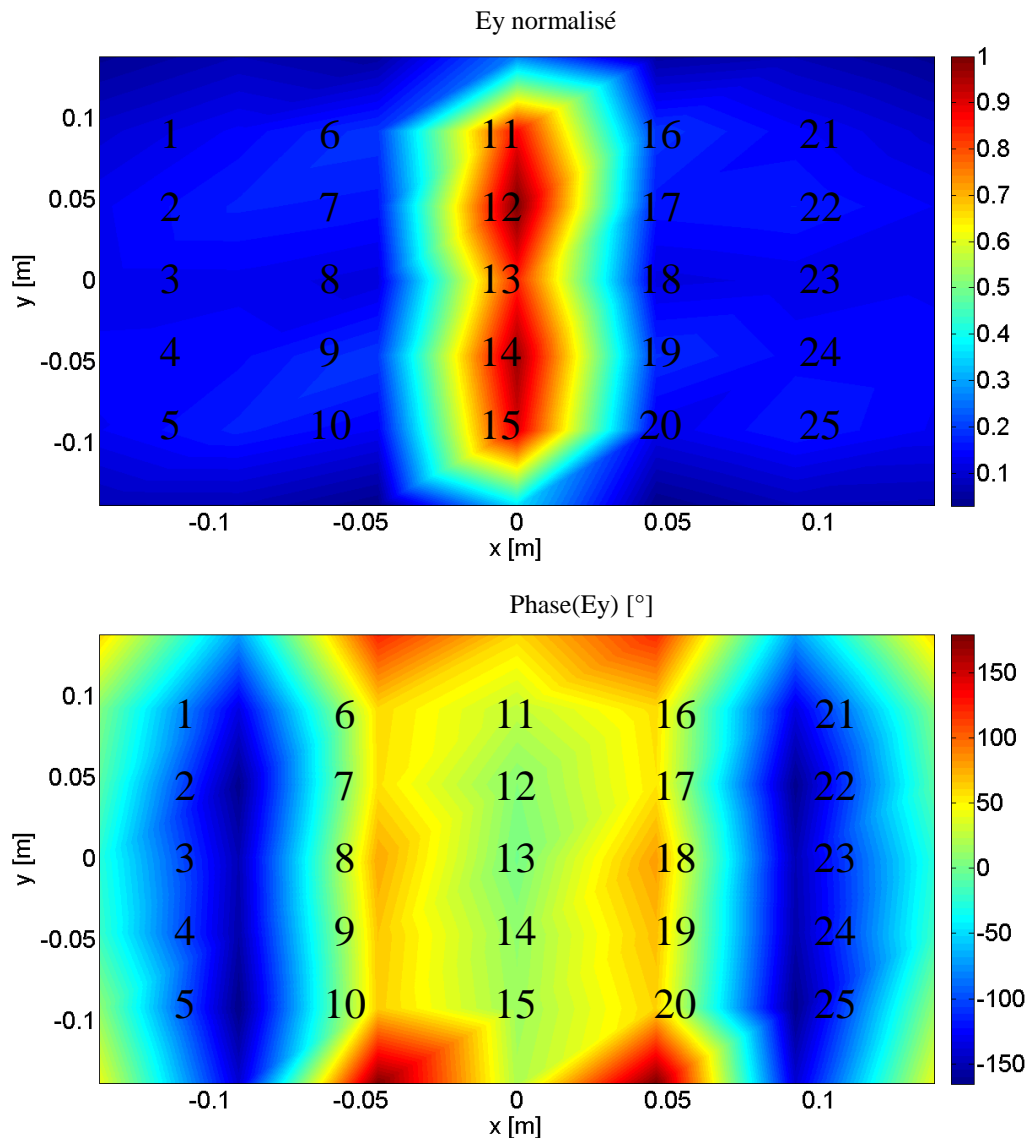


Figure 2.7.5 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y ($|E_y|/|E_x| \approx 4$) sur la surface d'antenne (réseau 5x5).

Malgré une alimentation uniforme en amplitude et en phase des patches de la colonne centrale ($x = 0m$), l'amplitude du champ normalisé par rapport à la valeur maximale varie entre 1 et 0.4. L'éclairement a une forme d'une pondération en amplitude, forte sur les éléments centraux, décroissante vers les bords de l'antenne. La variation de la phase sur ces patches est comprise entre 0° et 50° .

Même si, seuls les patches de la colonne centrale sont alimentés, les autres patches du réseau participent aussi au rayonnement de l'antenne. La variation de l'éclairement sur les

patches alimentés par le couplage est faible et elle est comprise entre 0.3 et 0.1. Par contre, la variation de la phase de toute la surface d'antenne est très importante (de -150° à $+150^\circ$), ce qui est lié aux chemins parcourus des ondes d'excitation.

Les figures 2.7.4 et 2.7.5 mettent en évidence la contribution importante du bord de l'antenne dans le rayonnement de l'antenne. Les effets de bord sont présents dans les deux composantes de champ électrique (E_x et E_y). Ils impactent l'amplitude et la phase de l'éclairement de la surface de l'antenne.

La rétro-propagation permet de trouver l'éclairement de la surface de l'antenne à partir du champ en champ lointain.

Afin de trouver l'éclairement de la surface de l'antenne correspondant à chaque élément actif du réseau, une rétro-propagation peut être effectuée. Ceci permettra de trouver l'éclairement de la surface de l'antenne pour un signal d'entrée quelconque par une superposition des éclairissements des éléments actifs du réseau. Le paragraphe suivant détaillera les étapes de calcul de l'éclairement d'élément actif du réseau d'antennes ainsi que la définition de superposition des éclairissements des éléments actifs du réseau.

2.8. Principe de superposition

Le diagramme de rayonnement d'un réseau peut être calculé à partir des diagrammes actifs des éléments rayonnants du réseau [36], [37]. Lorsque tous les éléments rayonnants du réseau sont alimentés, la distribution de champ sur la surface d'antenne résulte de la superposition des distributions de champ produites par chaque signal appliqué à chacun des accès de l'antenne.

Pour chaque signal (A_p, φ_p) injecté à un accès, une distribution de champ (\vec{e}_p) sur le réseau peut être calculée (figure 2.8.1).

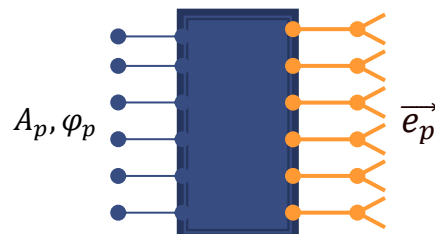


Figure 2.8.1 : Schéma du réseau d'antennes.

Le signal injecté dans la $p^{\text{ième}}$ voie peut être exprimé comme un vecteur de coefficients complexes du champ électrique de dimension $[1 \times N]$ (équation 2.8.1).

$$\vec{v}_p = \{0 \quad 0 \quad \dots \quad A_p, \varphi_p \quad 0 \quad 0\}$$

Équation 2.8.1 : Vecteur d'alimentation de la $p^{\text{ième}}$ voie.

Où $[|A_p|] = V/m$, $[|\varphi_p|] = [^\circ]$.

La loi d'éclairement sur la surface du réseau correspondant à l'alimentation de la $p^{\text{ième}}$ voie est aussi donnée par un vecteur de coefficients complexes du champ électrique de dimension $[1 \times M]$ ($M > N$) (dont N correspond au nombre des patchs réels du réseau et $M-N$ correspond au nombre des patchs fictifs qu'on a ajouté sur le pourtour de l'antenne pour prendre en compte le rayonnement du bord du réseau (§3.3.1) (équation 2.8.2).

$$\vec{e}_p = \{r_{p1} \quad r_{p2} \quad \dots \quad r_{pN-1} \quad r_{pN} \quad \dots \quad r_{pM-1} \quad r_{pM}\}$$

Équation 2.8.2 : Eclairement de la surface d'antenne correspondant à l'alimentation.

Où $[|r_{pj}|] = [V/m]$, $[phase(r_{pj})] = [degré]$.

La figure 2.8.2 illustre le schéma du réseau d'antennes pour le cas où le premier élément rayonnant est alimenté et aussi l'éclairement correspondant à cette alimentation.

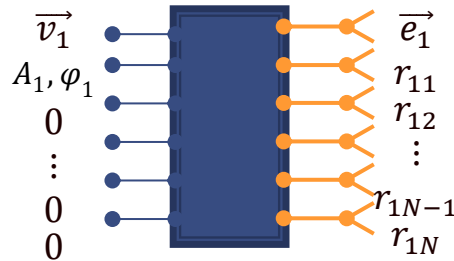


Figure 2.8.2 : Schéma du réseau d'antennes. Seul l'accès N°1 du réseau est alimenté.

L'illustration numérique est faite pour le réseau d'antennes ayant 5×5 éléments rayonnants. Ce réseau est détaillé dans §2.2.4. Un signal d'une puissance $1W$ et de phase 0° est injecté à l'accès $N^\circ 1$ du réseau. Les autres accès sont chargés par 50Ω . La composante E_y (composante principale) du champ électrique est simulée sur la surface de simulation de champ proche dans HFSS (figure 2.8.3). À partir de la distribution de E_y sur la surface de simulation, le diagramme de rayonnement en champ lointain est calculé (§2.6.2) et présenté sur la figure 2.8.4.

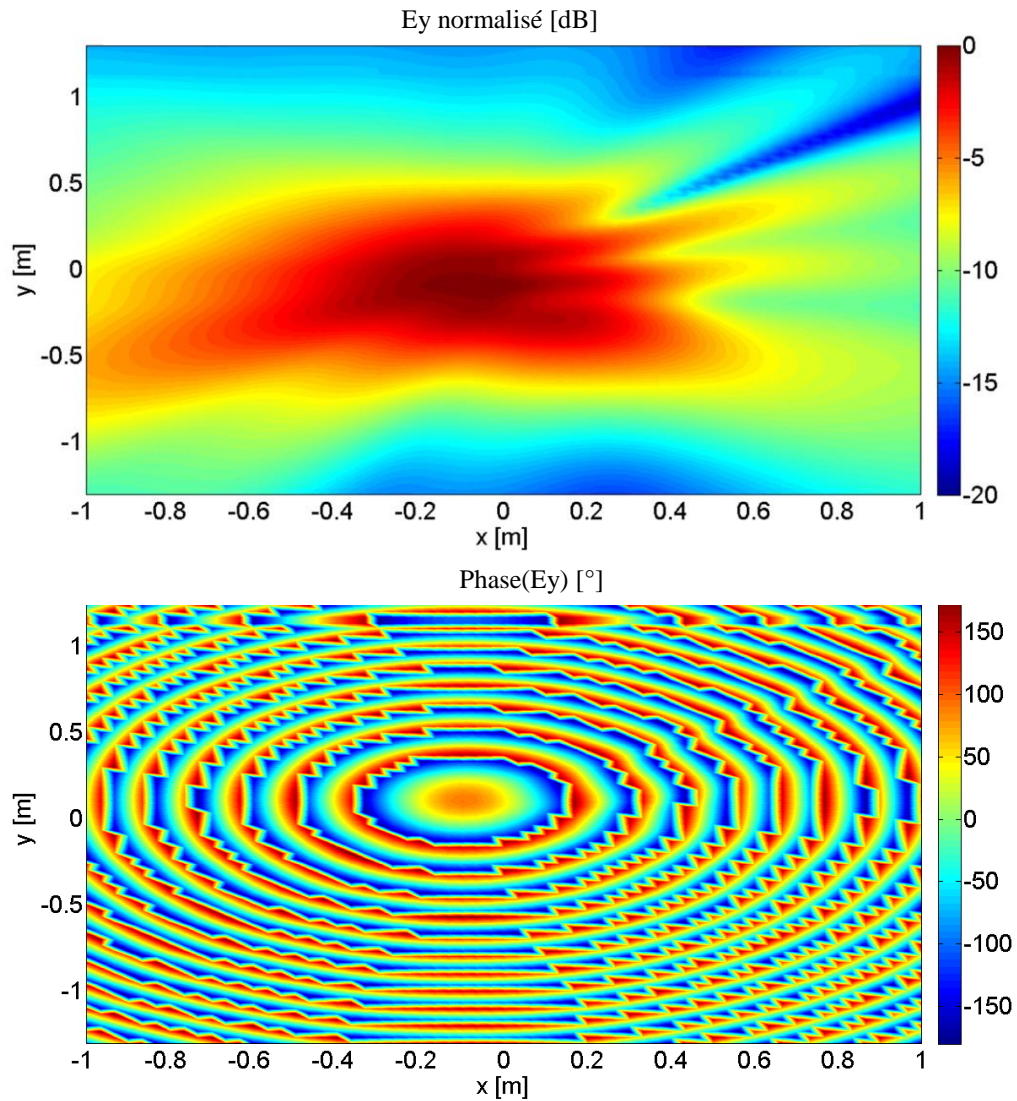


Figure 2.8.3 : Distribution de la composante principale du champ électrique (E_y) sur la surface de simulation champ proche de HFSS lorsque l'accès N°1 est alimenté (réseau 5x5).

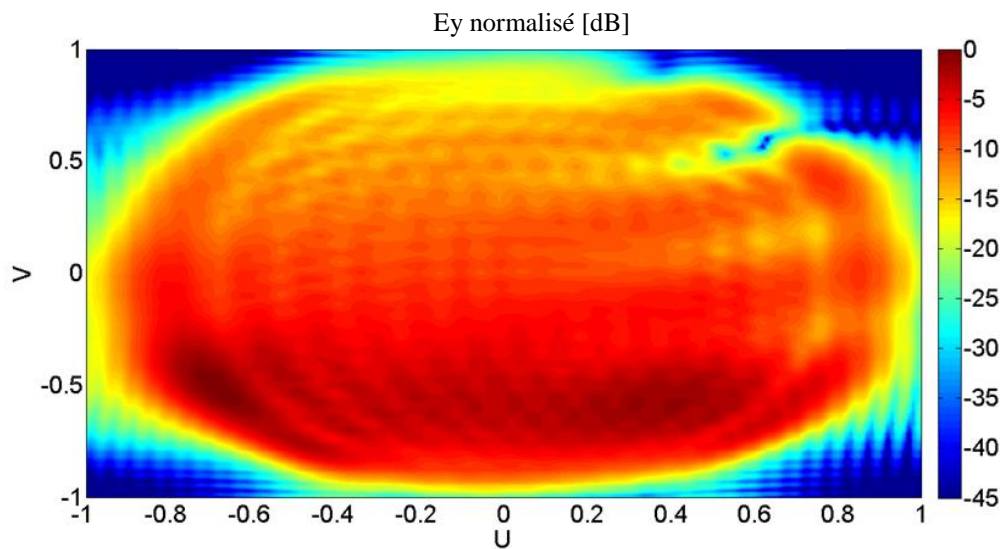


Figure 2.8.4 : Diagramme de rayonnement de la composante principale (E_y) lorsque l'accès N°1 est alimenté (réseau 5x5).

Ensuite, le champ lointain est rétro-propagé au niveau de la surface d'antenne. La distribution du champ est calculée aux M points qui correspondent aux centres des patches réels et fictifs. Cela permet de prendre en compte les effets de bord et cela sera décrit plus précisément dans le chapitre 3. La distribution de l'amplitude normalisée par rapport à la valeur maximale et de la phase de E_y sur la surface de l'antenne est présentée sur la figure 2.8.5. L'ensemble de M amplitudes et de M phases constitue le vecteur de l'éclairement de l'accès N°1 (\vec{e}_1) (équation 2.8.2). Ce procédé peut être répété pour tous les N accès du réseau.

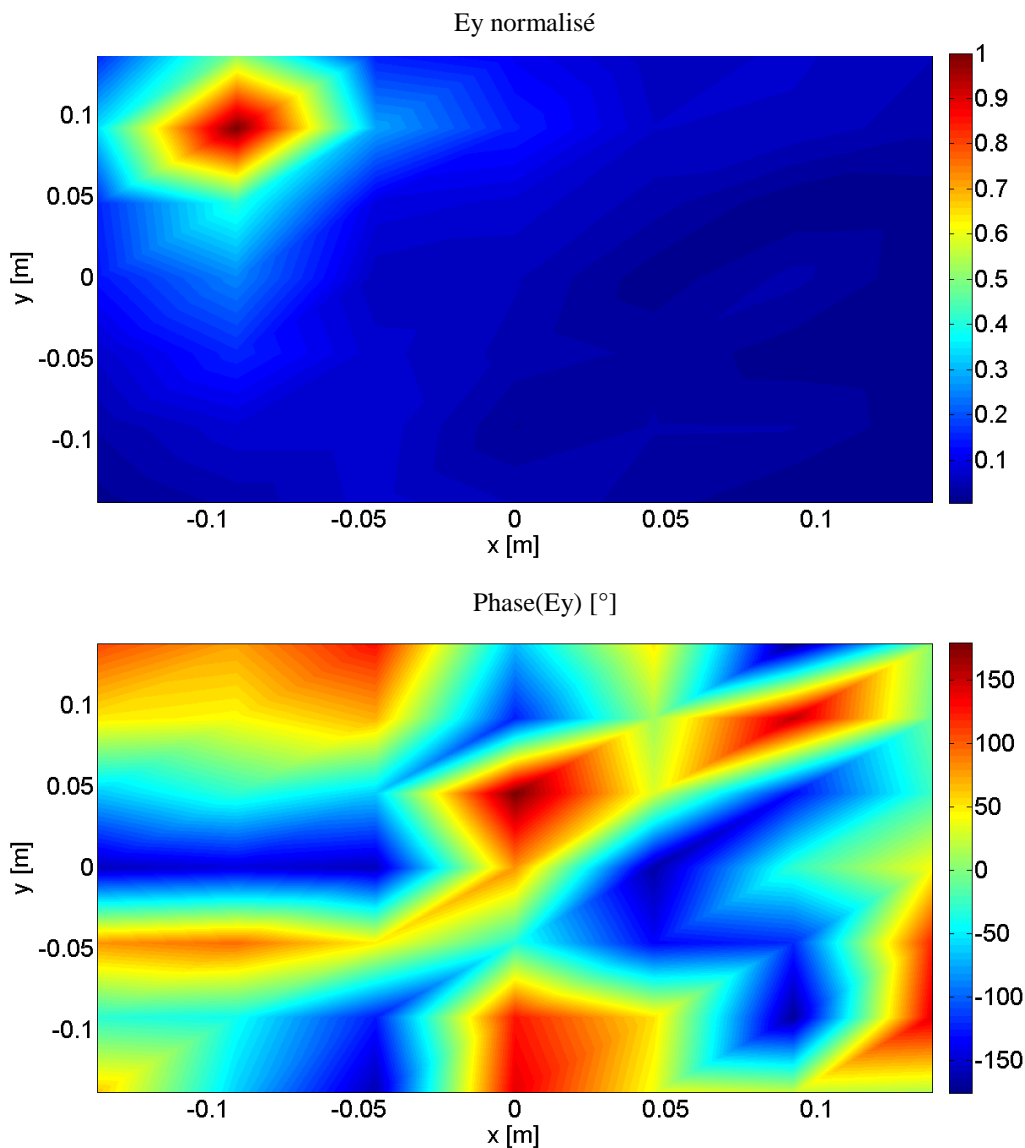


Figure 2.8.5 : Distribution du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès N°1 est alimenté (réseau 5x5).

Ainsi, un signal quelconque (figure 2.8.6) peut être exprimé par la somme des signaux injectés dans les éléments rayonnants (équation 2.8.3). L'éclairement total (figure 2.8.6) sur

le réseau est issu de la somme des éclairagements produits par chacun des ports alimentés (équation 2.8.4).

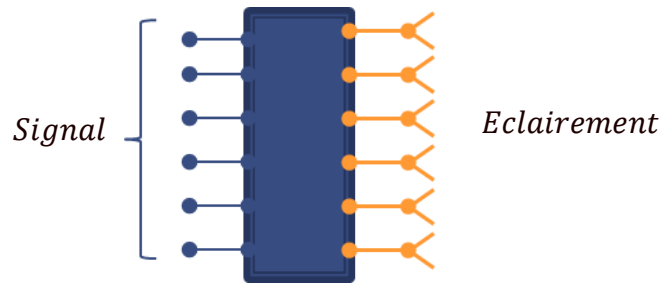


Figure 2.8.6 : Schéma du réseau d'antennes. Toutes les voies du réseau sont alimentées.

$$Signal = \sum_{p=1}^N a_p \vec{v}_p$$

Équation 2.8.3 : Signal d'entrée du réseau.

$$Eclairement \equiv E_{SA} = \sum_{p=1}^N a_p \vec{e}_p$$

Équation 2.8.4 Eclairage total sur la surface d'antenne lorsque toutes les voies sont alimentées.

Un signal de puissance $1W$ et de phase 0° est injecté à tous les accès du réseau. La composante E_y sur une surface en champ proche est simulée à l'aide du logiciel HFSS. Le diagramme de rayonnement à partir des données de champ proche est calculé selon §2.6.2, puis par une rétro-propagation, la distribution du champ sur la surface de l'antenne est trouvée et présentée dans la colonne (a) de la figure 2.8.7. Une superposition des vecteurs des éclairagements \vec{e}_p est faite avec des coefficients d'alimentation $a_p = A_p e^{j\varphi_p}$ ($A_p = 1V, \varphi_p = 0^\circ, p = 1, N$). L'éclairage résultant de cette superposition est illustré dans la colonne (b) de la figure 2.8.7.

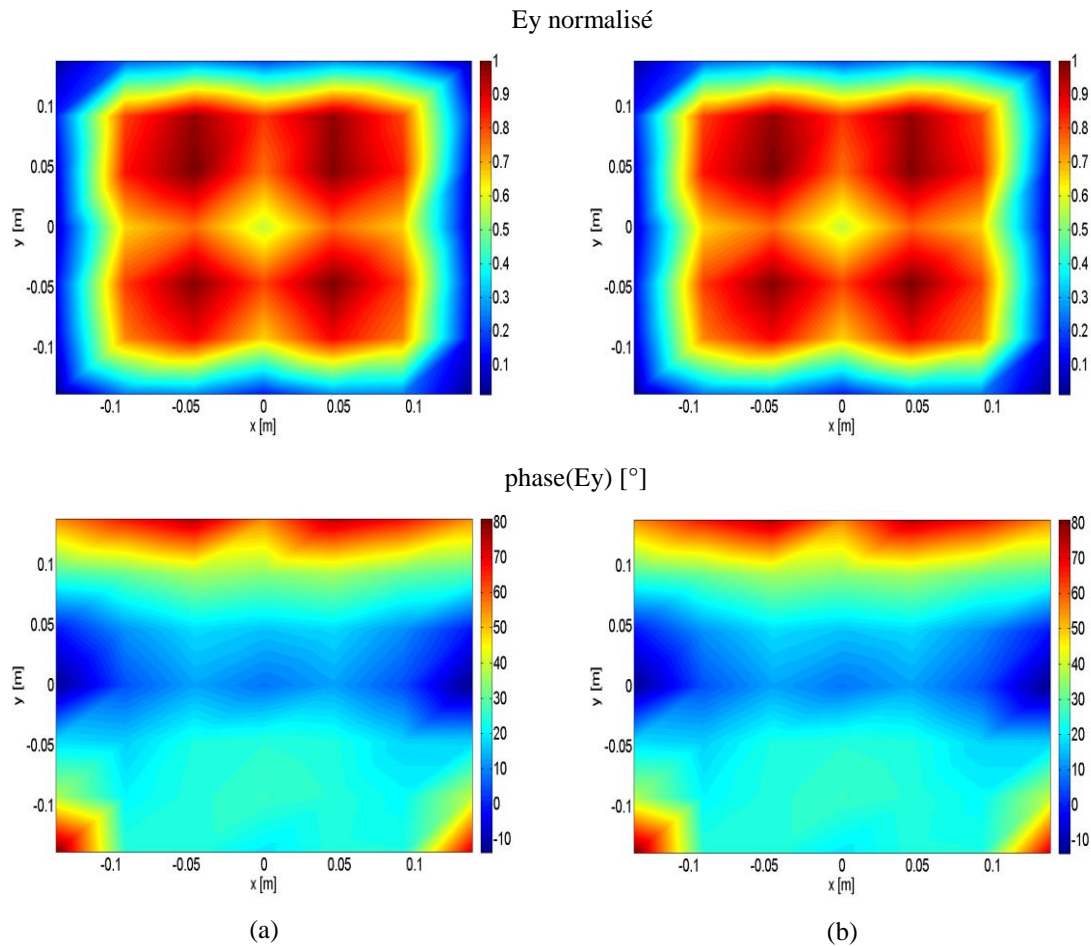


Figure 2.8.7 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes : (a) Calculé à partir de simulation de champ proche de HFSS, (b) Calculé par une superposition des vecteurs des éclairements (réseau 5x5).

La comparaison des amplitudes normalisées et des phases des éclairements E_y sur la surface de l'antenne (figure 2.8.7) montre que les amplitudes calculées à partir des données de champ proche de HFSS sont similaires à celles calculées par une superposition des vecteurs des éclairements. Idem pour les phases. Ceci confirme que la distribution de champ sur la surface d'antenne est le résultat d'une superposition des distributions de champ produites par chaque signal appliqué à chacun des accès de l'antenne.

2.9. Conclusion

Dans ce chapitre, le cadre théorique sur lequel repose la méthode de calibration des antennes élaborée lors de la thèse a été présenté.

En particulier, la technique des simulations en champ proche qui est au centre du procédé de calibration a été détaillée. A l'aide de cette technique les composantes transverses de champ électrique peuvent être simulées sur une surface placée parallèlement à la surface

d'antenne et se situant dans le champ proche de l'antenne. Le diagramme de rayonnement d'une antenne peut être alors calculé en champ lointain à partir des composantes transverses simulées en champ proche. Le formalisme mathématique de la rétro-propagation permet de propager le champ lointain vers la surface de l'antenne et ainsi obtenir l'éclairement sur toute la surface de l'antenne (§3.3.1). La comparaison de l'éclairement obtenu par la rétro-propagation avec celui de l'objectif (correspondant à un diagramme objectif), permettra de calculer les coefficients de calibration (§3.5.1). Une base des éclairements peut être ensuite construite à partir des vecteurs d'éclairement de chaque élément rayonnant actif du réseau (§3.3.3) et utilisée par la suite pour pousser plus loin le procédé de calibration (§3.5.2 et §3.5.3).

Chapitre 3

Méthode de calibration d'antenne active

3.1. Introduction

Ce chapitre présente une méthode de calibration des antennes actives. La méthode de calibration prend en compte les effets de bord et de couplage dans le procédé de calibration. De plus, elle permet de corriger les dégradations de diagramme de rayonnement qui peuvent être causées par les désadaptations lors d'un pointage et/ou d'une pondération. La modélisation complète de l'antenne, c'est-à-dire la partie circuits RF et la partie rayonnante, ainsi que la méthode de recherche des corrections des amplitudes et des phases de l'alimentation de l'antenne sont détaillées ici. Afin d'obtenir une méthode de calibration applicable aux antennes ayant un petit nombre d'éléments rayonnants et présentant de forts effets de bord et de couplage, une évolution de la méthode de calibration inspirée d'un procédé de mesure d'antenne en champ proche est établie.

Ce chapitre est composé de deux parties. La première partie donne les différentes étapes de la méthode de calibration développée dans le cadre de cette thèse. Ceci commence tout d'abord par la présentation de la matrice $S_{\text{étargie}}$ qui contient les informations de la partie circuit et de la partie rayonnante de l'antenne (§3.2). Dans le §3.3, les étapes nécessaires pour la construction et la validation de la base des éclairagements sont établis. La représentation de l'antenne par un circuit équivalent, ainsi que le processus d'optimisation sont montrés dans le §3.4. La deuxième partie présente trois méthodes de calibration appliquée aux réseaux d'antennes fortement perturbés. La méthode itérative de calibration exposée dans le §3.5.1 est une méthode inspirée des mesures d'antenne en champ proche et elle a pour but de corriger les défauts d'amplitude et de phase dans les réseaux d'antenne causés par les effets de bord et de couplage. En appliquant cette méthode, on trouve les coefficients de calibration par une comparaison entre l'éclairement de la surface de l'antenne obtenu par rétro-propagation et celui de l'objectif. Les méthodes de calibration présentées ensuite permettent d'obtenir les coefficients de calibration par un processus d'optimisation des éclairagements, tout d'abord des éléments rayonnants (§3.5.2) puis de toute la surface de l'antenne (§3.5.3).

3.2. Matrice $S_{\text{élargie}}$

Une modélisation plus complète de l'antenne est réalisée en agrégeant les informations de la partie circuit et de la partie rayonnement de l'antenne dans une matrice $S_{\text{élargie}}$ (figure 3.2.1) [71], [12], (p. 35 [53]). L'antenne physique est alors décomposée en deux parties. La première partie se présente comme un circuit RF avec N ports d'entrée qui représentent les accès de l'antenne. Les caractéristiques du circuit (TOS et couplages inclus dans la matrice S) sont calculées à l'aide du logiciel HFSS. La deuxième partie se présente comme un réseau rayonnant idéal alimenté par des signaux d'amplitude et de phase différentes qui sont les éclairagements calculés par rétro-propagation. Ces données proviennent d'un traitement réalisé avec Matlab.

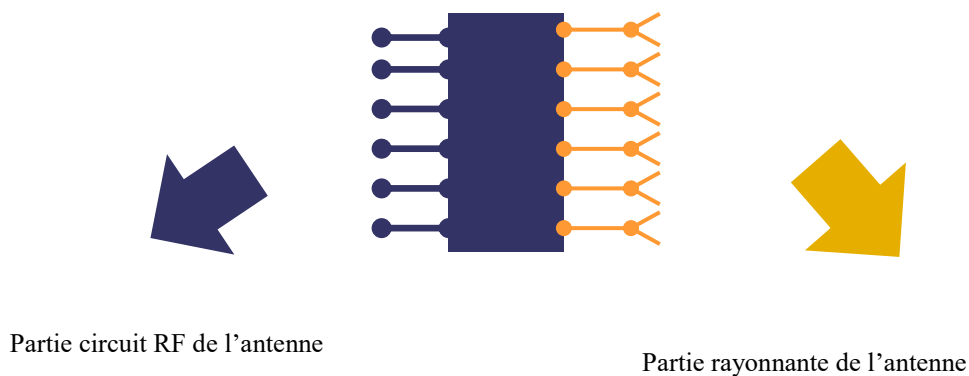


Figure 3.2.1. Représentation de la décomposition de l'antenne en partie circuit RF et en partie rayonnante.

La matrice $S_{\text{élargie}}$ traduit le lien entre les ondes entrantes (a_i) et sortantes (b_i) d'un multi-pôle de $N + M$ ports (figures 3.2.2 et 3.2.3).

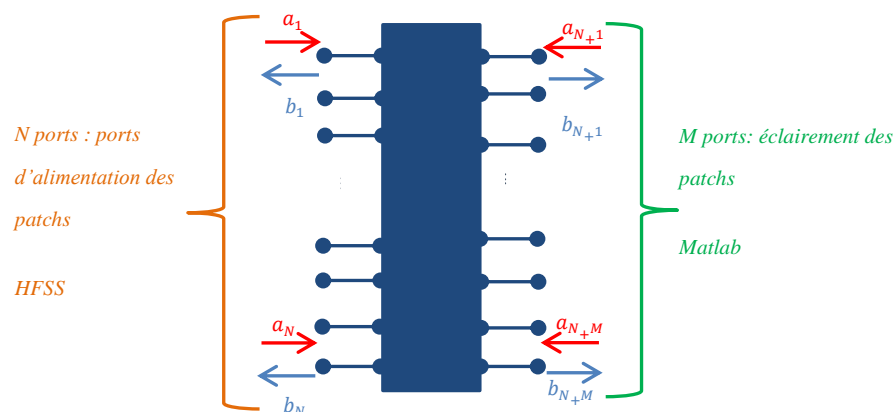


Figure 3.2.2. Représentation du modèle équivalent du réseau d'antennes par un multi-pôle de $N+M$ ports.

L'indice i correspond à :

- $i=1, N$: ports d'alimentation des patches
- $i= N+1, N+M$: ports des éclairagements définis sur la surface d'antenne. Les b_i représentent les ondes sortantes en émission et les a_i sont les ondes entrantes en réception.
 - $i= N+1, 2N$: éclairage des patches
 - $i= 2N+1, N+M$: éclairage de bord.

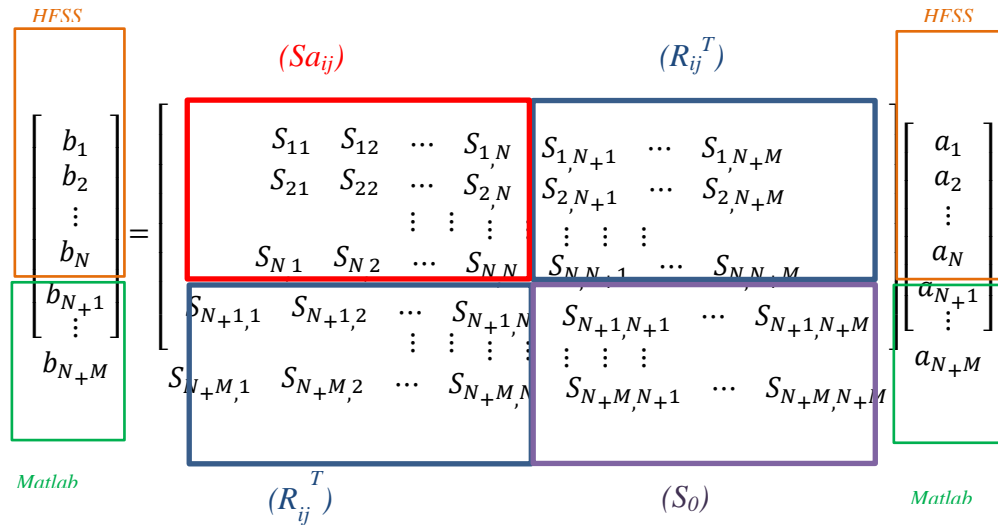


Figure 3.2.3 Représentation de la matrice S élargie.

La matrice $S_{a_{ij}}$ représente les coefficients de réflexion et de transmission de N éléments rayonnants. Les coefficients de la matrice $S_{a_{ij}}$ sont calculés à l'aide du logiciel HFSS. Le point de calcul de coefficients de la matrice $S_{a_{ij}}$ pour chaque patch est situé à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès du patch au niveau du plan de masse. Les coefficients de réflexion et de transmission dépendent de la structure de l'élément rayonnant [20] ainsi que de la géométrie du réseau d'antennes.

La matrice R_{ij} est appelée base des éclairagements et elle est calculée avec Matlab par rétro-propagation du champ lointain sur la surface d'antenne. Cette matrice représente essentiellement les coefficients de transmission des ports d'accès des patches aux ports d'éclairage localisés aux centres de la surface des patches. Nous avons ajouté des patches fictifs sur le pourtour de l'antenne afin de prendre en compte le rayonnement du bord du réseau de l'antenne, comme cela sera expliqué dans le paragraphe §3.3.1.

La matrice R_{ij}^T est la transposée de la matrice R_{ij} et représente les coefficients de transmission des signaux reçus aux ports d'accès des patches.

La matrice S_0 représente les réémissions par les ports d'éclairement lorsque tous les accès des patches sont fermés sur une charge adaptée (50Ω). Dans notre cas, la matrice S_0 est une matrice nulle, ce qui revient à supposer que les ondes entrantes ne se distribuent pas d'un port d'éclairement à l'autre.

3.3. Construction de la base des éclairnements

3.3.1. Réseau rayonnant équivalent

Lors du calcul du rayonnement d'un réseau d'antennes, on prend en compte la géométrie du réseau, l'espacement relatif inter élément, l'amplitude et la phase de l'excitation de chaque élément ainsi que le diagramme de rayonnement propre à chaque élément rayonnant [36]. La présence d'un plan de masse et de diélectrique sur le pourtour du réseau, agrandit la surface rayonnante de l'antenne. Afin de prendre en compte le rayonnement de bord du réseau, des éléments rayonnants fictifs sont introduits. Le réseau augmenté est nommé réseau équivalent. Le choix du nombre d'accès fictifs dépend de la largeur du pourtour du réseau.

A titre d'exemple nous présentons un réseau d'antennes composé de 5×5 éléments et illustré sur la figure 3.3.1. Une présentation plus complète de ce réseau est donnée dans le §2.2.4.

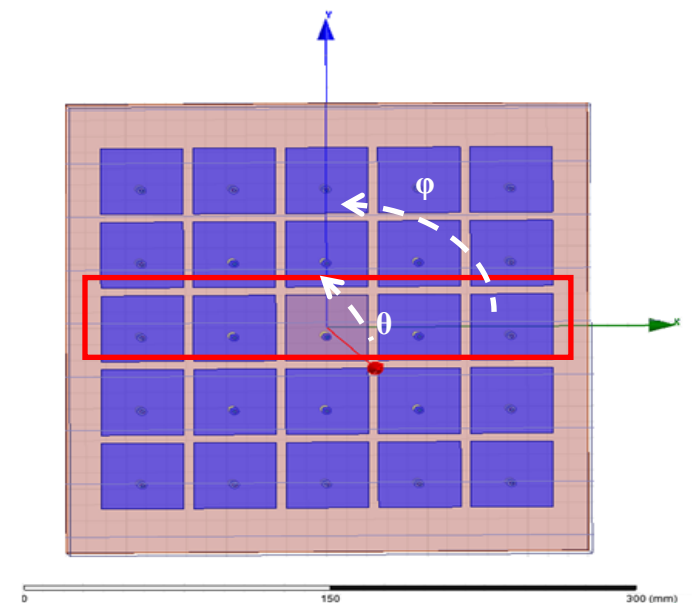


Figure 3.3.1 Réseau d'antennes 5×5 . La rangée de patches alimentés est entourée par une ligne rouge.

Vu la polarisation de l'antenne et le décalage sur l'axe vertical des points d'alimentations par rapport au centre des patches, les effets du couplage entre les éléments sont forts dans ce plan. Ainsi, l'étude de l'antenne est ramenée à une dimension et seul le diagramme de rayonnement dans le plan vertical est étudié. Un signal d'alimentation de puissance $1W$ et de phase 0° est injecté à chaque patch de la ligne centrale de l'antenne (patches 3, 8, 13, 18, 23 (figure 2.2.5 dans §2.2.4)). Les autres accès du réseau sont chargés par 50Ω . Le diagramme de rayonnement (ensuite appelé diagramme de rayonnement de référence) de cette rangée en champ lointain est calculé à l'aide du logiciel HFSS.

Le champ lointain correspondant au diagramme de rayonnement de référence est rétro-propagé au niveau du centre de la surface des patches. La loi d'éclairement des patches du réseau est alors obtenue. Le diagramme de rayonnement correspondant à l'éclairement de ces patches est ensuite calculé. Le diagramme de rayonnement obtenu est comparé avec le diagramme de rayonnement de référence. L'objectif est ici de savoir le nombre de patches réels et fictifs que nous devons prendre en compte afin que la comparaison soit bonne.

Nous avons commencé par ne considérer que les trois lignes centrales du réseau. La figure 3.3.2 (courbe bleue) montre qu'il n'est pas possible de trouver la forme de diagramme de rayonnement de référence à partir de l'éclairement de trois lignes.

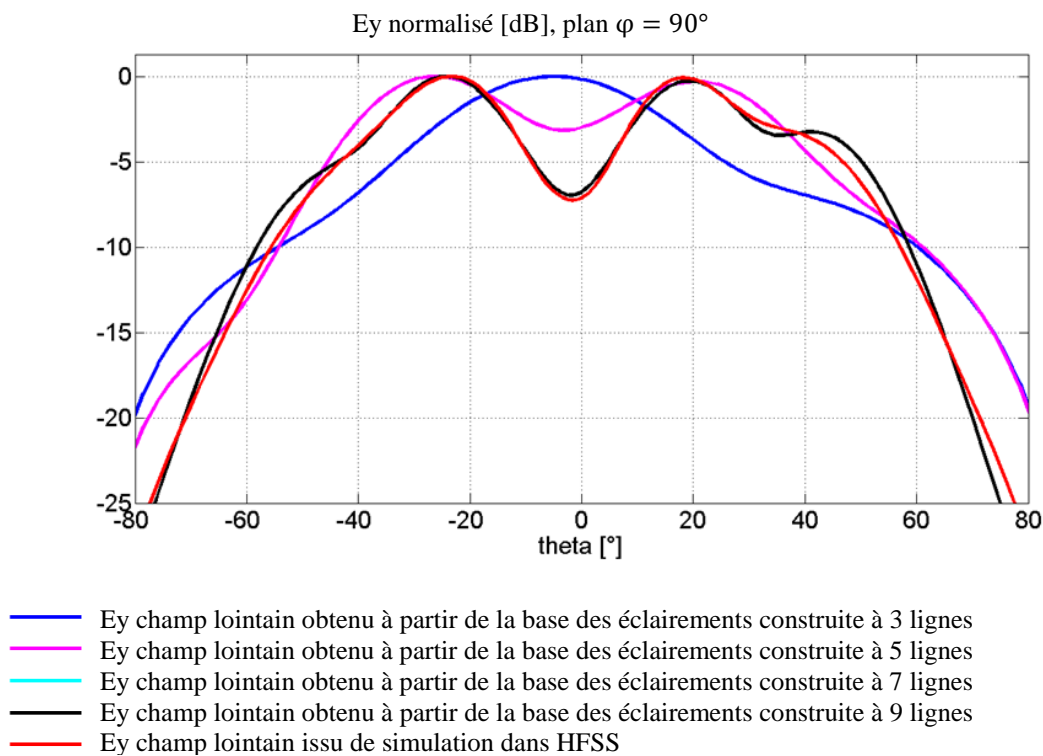


Figure 3.3.2 Diagramme rayonné par la ligne centrale du réseau et restitution par un réseau 5x5.

Ensuite, le champ lointain correspondant au diagramme de rayonnement référence est rétro-propagé sur cinq lignes du réseau. A partir de l'éclairement trouvé sur ces cinq lignes, le diagramme de rayonnement est calculé. Ce diagramme de rayonnement est comparé avec le diagramme de rayonnement de référence (figure 3.3.2). La forme de diagramme de rayonnement correspondant à l'éclairement de cinq lignes s'approche de celle de référence mais il reste une grande dissemblance entre les deux courbes.

Afin de trouver le nombre exact de lignes nécessaires pour trouver le diagramme similaire à celui de référence, le champ lointain correspondant au diagramme de rayonnement référence est rétro-propagé sur sept lignes du réseau. Les cinq lignes appartiennent au réseau d'antennes et deux lignes sont les lignes fictives ajoutées pour rendre compte du rayonnement du bord du réseau. Ce processus est répété pour un réseau de neuf lignes dont quatre sont des lignes fictives.

Les résultats obtenus sont comparés sur la figure 3.3.2. Ils mettent en évidence la nécessité de définir un réseau élargi et, qu'à partir de $M \geq 7$ lignes, la distribution du champ nécessaire au calcul du champ lointain est correctement approximée. Par exemple, la distribution du champ E_y obtenue à partir de la base des éclairissements construite à 7 lignes (courbe bleu clair) est confondue avec celle obtenue en champ lointain dans HFSS (courbe rouge).

Ceci traduit le fait que l'ouverture rayonnante est composée des 5×5 patchs, mais aussi du plan de masse avec diélectrique qui est plus grand que le réseau de patchs.

Lorsque le rayonnement de l'antenne est calculé à partir des éclairissements des éléments rayonnants uniquement, le rayonnement du contour du réseau est négligé. Alors le rayonnement reconstitué à partir de la base des éclairissements ne correspond pas au rayonnement obtenu par HFSS. Grâce aux lignes d'éléments fictifs, le rayonnement calculé par HFSS peut être reproduit.

3.3.2. Détails sur l'éclairement

L'éclairement sur la surface d'antenne est obtenu par rétro-propagation. On rappelle que les points, sur lesquels la rétro-propagation est effectuée, correspondent aux centres des éléments rayonnants.

Afin de prendre en compte l'éclairement de toute la surface d'antenne, selon le paragraphe 3.3.1, des éléments rayonnants fictifs sont ajoutés sur le pourtour du réseau. Ainsi, la loi d'éclairement est calculée en des points discrets localisés au centre des patchs

fictifs et réels. Ceci peut être comparé au théorème de Shannon [66], cette fois en l'exprimant en fonction de la longueur d'onde, qui a été vérifié dans §2.5.2.2.1. Ainsi, en choisissant une distance entre les points inférieure ou égale à $\lambda/2$ (λ est la longueur d'onde calculée à la fréquence de fonctionnement du réseau), toute l'information de l'éclairement de la surface d'antenne peut être calculée par une rétro-propagation (§2.7.1).

Chaque point de la surface ainsi discrétisée est considéré comme un élément rayonnant idéal d'un réseau rayonnant équivalent, produisant un champ électrique qui est identique à l'éclairement calculé en ce point. Le réseau équivalent, dont les éléments sont alimentés par les champs correspondant à l'éclairement calculé en chaque point de discrétisation de l'ouverture, produit alors un rayonnement identique à celui de l'ouverture.

Par exemple, pour le réseau de 5x5 patches (§2.2.4), on choisit $M = 7$ (éléments rayonnants idéaux) selon les axes x et y . Ainsi, le réseau rayonnant équivalent du réseau 5x5 sera constitué de 7x7 éléments rayonnants idéaux.

Le réseau de 5x5 patches, avec son substrat et son plan de masse élargi nommé réseau équivalent, est présenté sur la figure 3.3.3:

1	8	15	22	29	36	43
2	9	16	23	30	37	44
3	10	17	24	31	38	45
4	11	18	25	32	39	46
5	12	19	26	33	40	47
6	13	20	27	34	41	48
7	14	21	28	35	42	49

Figure 3.3.3 Réseau rayonnant équivalent: réseau de 7x7 patches. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches réels. 7x7-5x5 patches fictifs sont montrés avec la couleur bleue.

Les 5x5 patches réels sont présentés avec la couleur rouge et les 7x7 – 5x5 patches fictifs sont présentés avec la couleur bleue. Ceci afin de distinguer les uns des autres.

3.3.3. Calcul des vecteurs de la base des éclairnements

Un éclairement quelconque de la surface d'antenne peut être exprimé par la somme des éclairements quelconques de chaque élément rayonnant. Selon le principe de superposition (§2.8), à chaque signal injecté dans les voies d'entrées du réseau d'antennes, une loi d'éclairement sur le réseau idéal équivalent peut être calculée. En choisissant des excitations unitaires sur chaque port, on constitue une base des éclairements (équation 3.3.1) [72], [12], [73]. La démarche commence par l'accès $N^{\circ}1$ auquel on injecte un signal

d'alimentation d'une puissance égale à $1W$ et de phase égale à 0° . Les autres accès sont chargés par 50Ω .

$$\begin{aligned} \vec{e}_1 &= [r_{11} \quad r_{12} \quad \dots \quad r_{1M}] \\ \vec{e}_2 &= [r_{21} \quad r_{22} \quad \dots \quad r_{2M}] \\ &\quad \dots \\ \vec{e}_N &= [r_{N1} \quad r_{N2} \quad \dots \quad r_{NM}] \end{aligned}$$

Équation 3.3.1 Base des éclairnements.

Le champ lointain est calculé (§2.6.2) à partir de la composante transverse du champ électrique simulé sur une surface placée parallèlement (figure 2.5.1) à la surface d'antenne et se situant dans le champ proche de l'antenne.

Ensuite, le champ lointain est rétro-propagé (§2.7.1) au niveau de la surface d'antenne. Les éclairements complexes du réseau équivalent (§3.3.1) sont récupérés sur les M patches, dont N correspondent aux éléments rayonnants du réseau et $M - N$ aux éléments rayonnants fictifs qui permettent de prendre en compte le rayonnement du pourtour du réseau, selon l'étude présentée dans paragraphe 3.3.1.

L'éclairissement complexe du réseau équivalent au réseau 5×5 lorsque la voie $N^\circ 1$ est alimentée est présenté sur la figure 3.3.4.

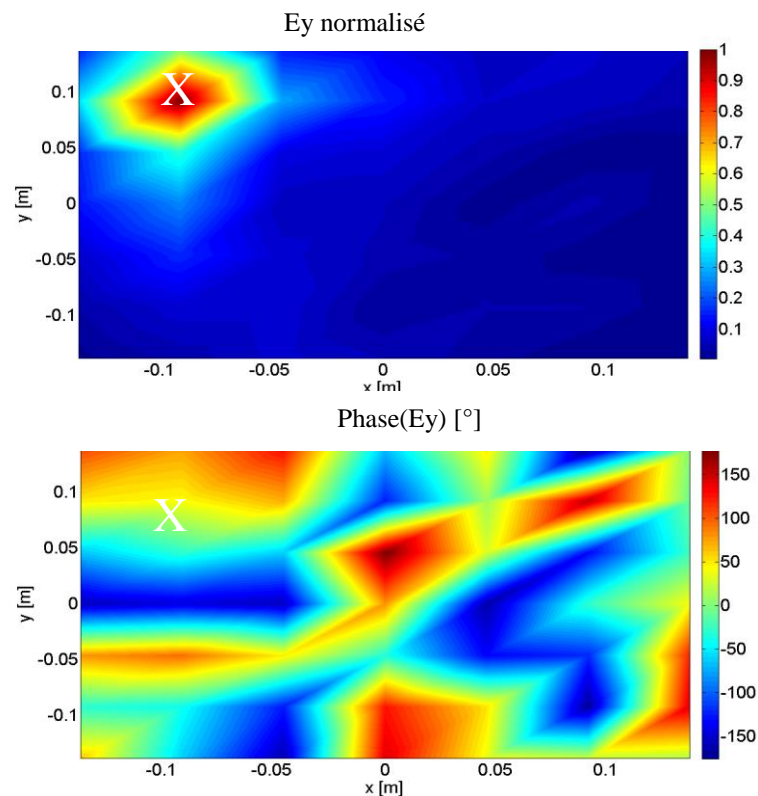


Figure 3.3.4. Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès $N^\circ 1$ est alimenté.

La présentation de l'éclairement sur la surface de l'antenne est faite en amplitude du champ électrique normalisée par rapport à la valeur maximale et en phase. Ces valeurs constituent le vecteur \vec{e}_1 de la base des éclairnements. Le procédé s'effectue ensuite successivement sur les N accès d'entrée du réseau. Alors N vecteurs des éclairements sont obtenus et constitueront la base des éclairements (l'équation 3.3.1). La présentation de la base des éclairements par une matrice est montrée dans l'équation 3.3.2.

$$R_{ij} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1M} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{N1} & r_{N2} & \dots & r_{NM} \end{pmatrix}$$

Équation 3.3.2 Présentation matricielle de la base des éclairements.

Une fois que la base des éclairements est construite, elle est normalisée par rapport à la valeur maximale de l'amplitude du champ observée lorsque tous les accès du réseau sont alimentés par un signal de puissance $1W$ et de phase 0° . Ceci permet de conserver la loi d'éclairement de chaque élément rayonnant ainsi que d'avoir une matrice R_{ij} dont les coefficients sont inférieurs à 1.

Les figures 3.3.5 et 3.3.6 illustrent l'éclairement du réseau équivalent du réseau 5×5 lorsque les voies $N^{\circ}2$ et $N^{\circ}N(25)$ sont alimentées. Les figures 3.3.4 -3.3.6 mettent en évidence de manière visuelle l'unicité de chaque éclairement défini par la géométrie du réseau ainsi que par la localisation de chaque élément rayonnant au sein du réseau. Ainsi, la base des éclairements (R_{ij}) traduit bien les effets de bord et de couplage se produisant sur la surface de l'antenne.

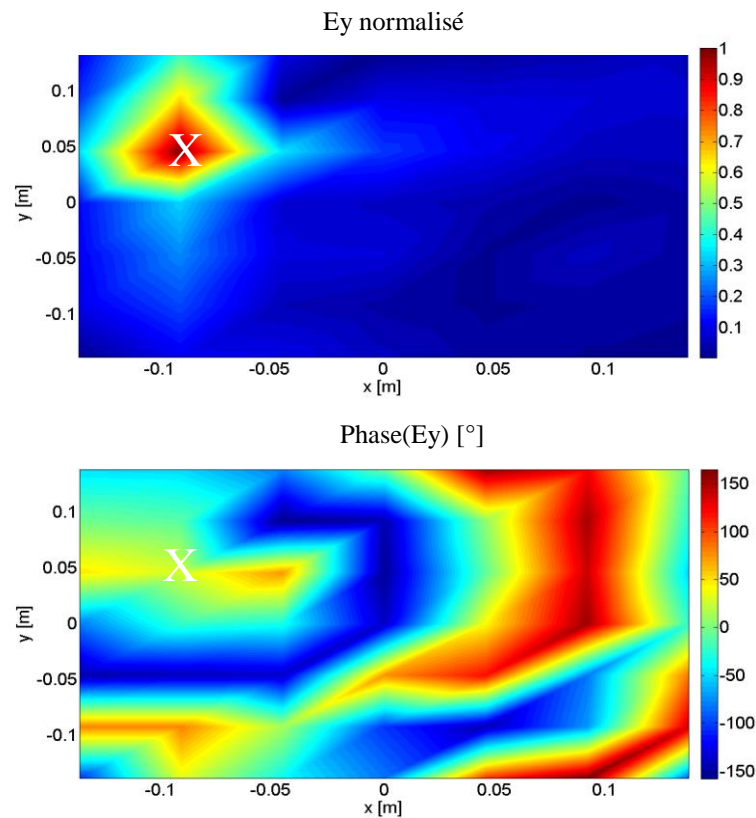


Figure 3.3.5. Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès N² est alimenté.

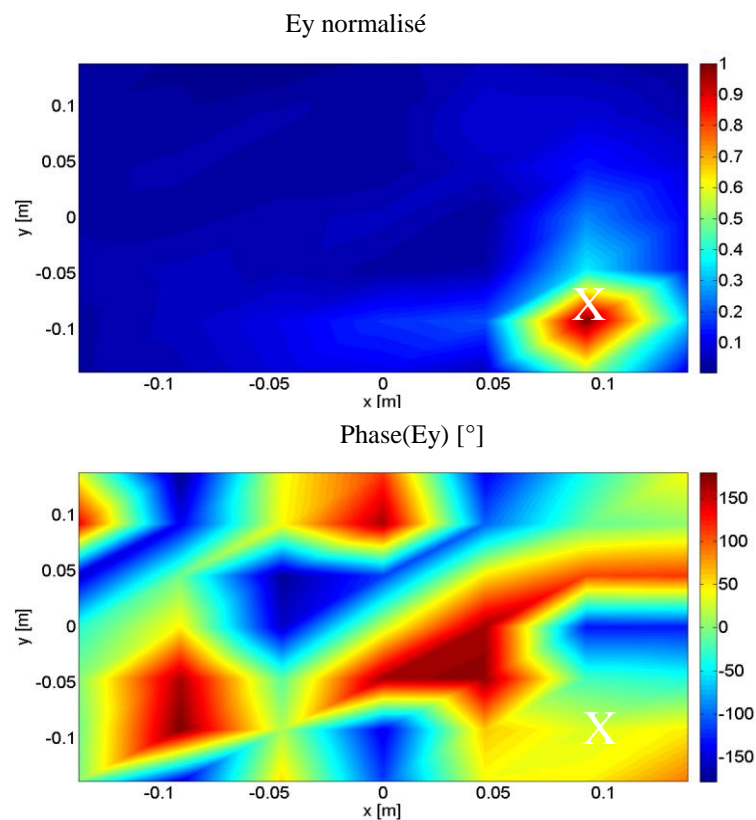


Figure 3.3.6. Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E_y sur la surface du réseau d'antennes lorsque l'accès N°N est alimenté.

3.3.4. Validation de la base des éclairnements

Dans cette partie, le diagramme de rayonnement obtenu à l'aide de la base des éclairements est comparé avec le diagramme de rayonnement issu de HFSS. Ceci a pour but de vérifier le bon fonctionnement de la base des éclairements.

Le principe de validation de la base est montré sur la figure 3.3.7.

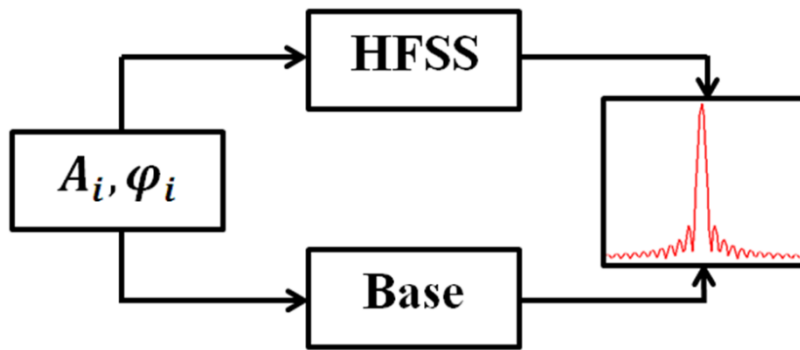


Figure 3.3.7. Principe de la validation de la base des éclairements.

Une loi de pondération en amplitude ($A_i, i = 1:5 \times 5$) et en phase ($\varphi_i, i = 1:5 \times 5$) est choisie pour les signaux d'alimentation des ports d'entrée du réseau 5×5 (§2.2.4). A partir des coefficients choisis, le diagramme rayonnement en champ lointain est calculé par HFSS.

Ensuite, les mêmes coefficients d'alimentation sont utilisés avec une combinaison linéaire des vecteurs de base pour construire l'éclairage équivalent du réseau (équation 3.3.3). L'éclairage équivalent du réseau pour une pondération uniforme en amplitude ($A_i = 1W, i = 1:5 \times 5$) et en phase ($\varphi_i = 0^\circ, i = 1:5 \times 5$) est illustré sur la figure 3.3.8.

$$E_{SA} = \sum_i^N A_i e^{j\varphi_i} \vec{e}_i$$

Équation 3.3.3 Calcul du champ sur la surface d'antenne à partir de la base des éclairements.

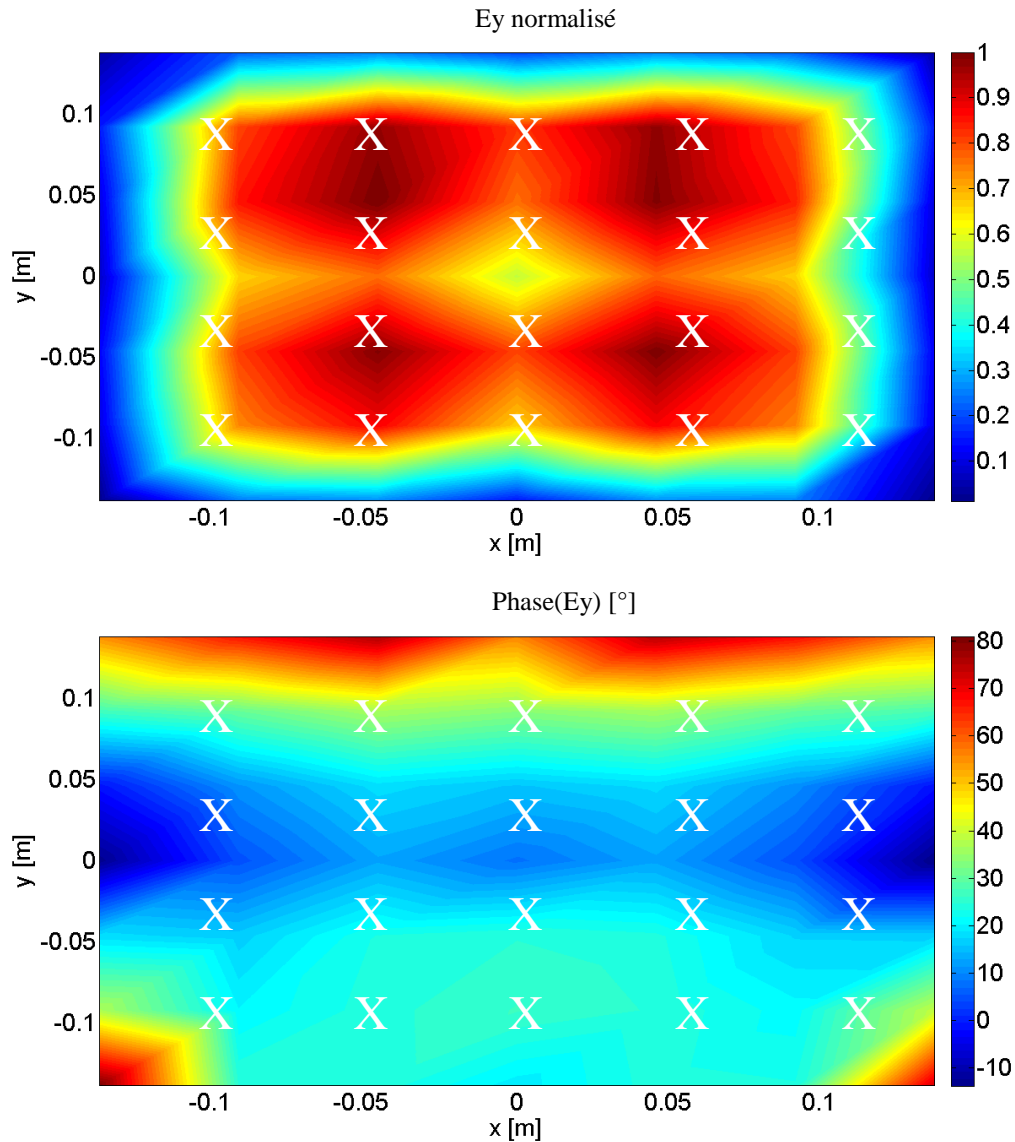


Figure 3.3.8 : Eclairage équivalent du réseau pour une pondération uniforme en amplitude et en phase.

Malgré une pondération uniforme, l'amplitude (normalisée par rapport à la valeur maximale) et la phase de l'éclairage de la surface du réseau équivalent obtenu par la base des éclairages illustrent une pondération en amplitude (incluse entre 0.1 et 1) et une variation importante en phase (de -10° à $+80^\circ$). Ces perturbations sont liées aux effets de bord et de couplage fort entre les éléments rayonnants du réseau.

Le diagramme en champ lointain est ainsi calculé à partir de l'éclairage équivalent du réseau (selon le §2.6.2). Le diagramme issu de HFSS et le diagramme obtenu à l'aide de la base des éclairages sont comparés dans les plans $\varphi = 0^\circ, 90^\circ$ (figures 3.3.9 et 3.3.10).

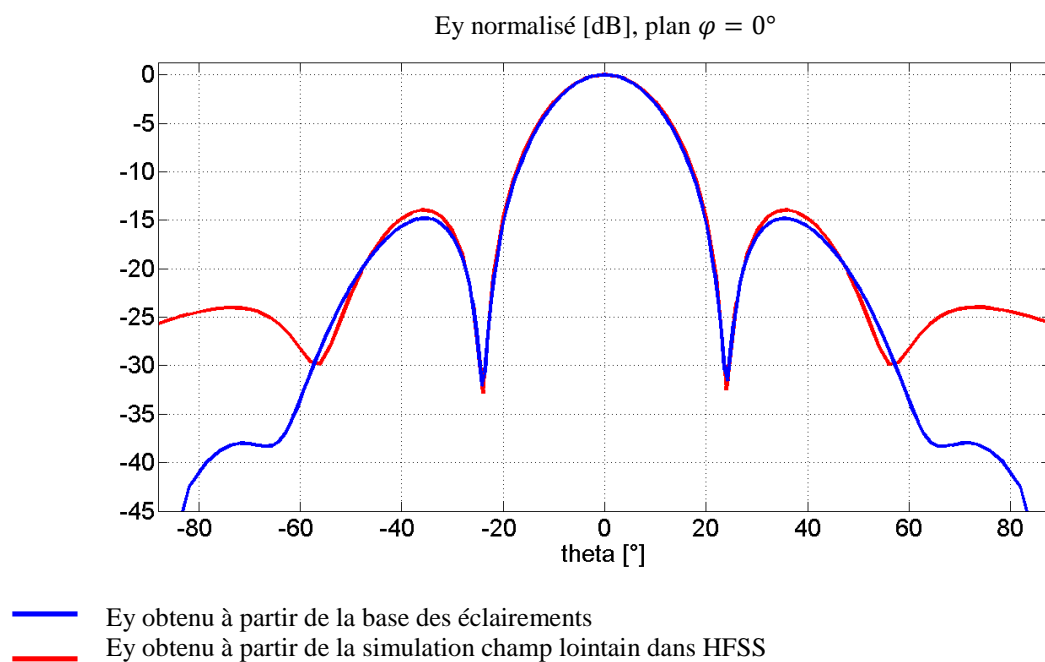


Figure 3.3.9. Distribution de l'Ey en champ lointain.

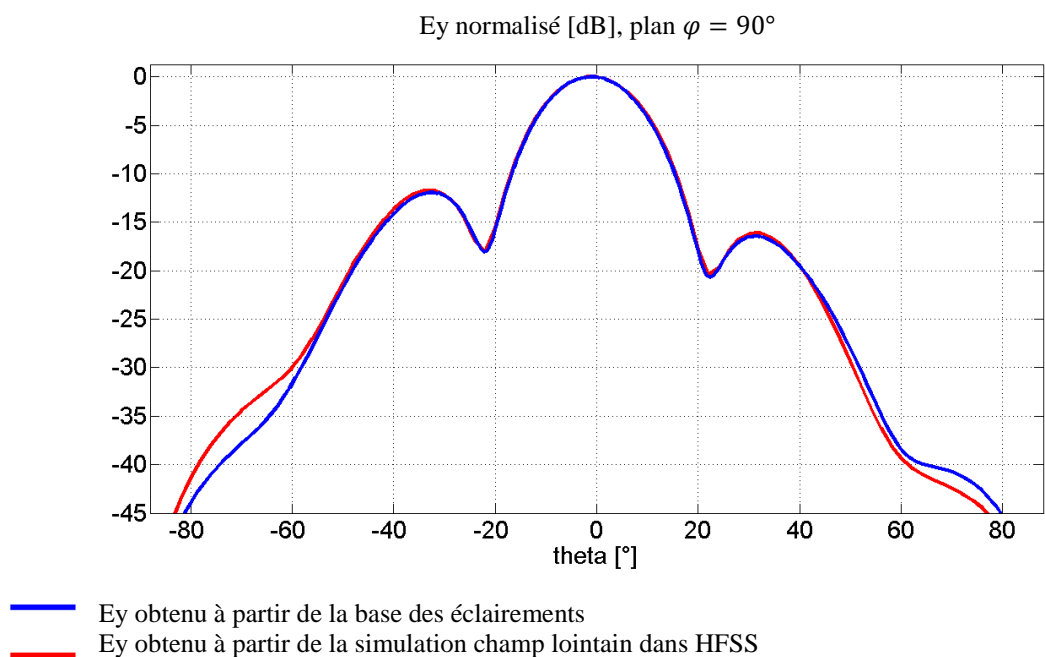


Figure 3.3.10. Distribution de l'Ey en champ lointain.

Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, les diagrammes obtenus à partir de la base et à partir de simulation en champ lointain dans HFSS se superposent dans la zone de $[-60^\circ, 60^\circ]$. Un léger écart (de 2.5dB) se creuse à partir de $\pm 60^\circ$ entre ces deux diagrammes. Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les diagrammes obtenus à partir de la base et à partir de simulation de champ lointain

dans HFSS se superposent dans la zone de $[-55^\circ, 55^\circ]$. L'écart entre les diagrammes est plus important et il atteint $12dB$ à $+, -62^\circ$. Cet écart est dû au niveau élevé du champ sur le bord de la surface de simulation de champ proche (§2.5.2.1). La figure 3.3.11 montre la distribution de la composante y du champ sur la surface de simulation de champ proche (figure 2.5.1) dans HFSS pour une pondération $A_i = 1W$ et $\varphi_i = 0^\circ$ ($i = 1:5 \times 5$).

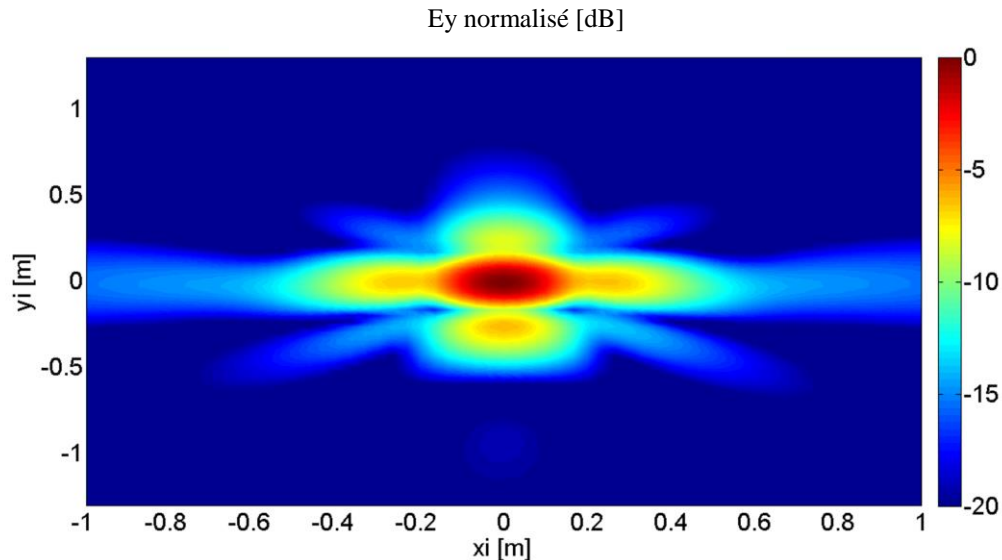


Figure 3.3.11. Distribution de la composante y champ sur la surface de simulation en champ proche. Pondération uniforme en amplitude et en phase (réseau 5×5 à 3.1GHz).

Dans le plan vertical (plan E ($\varphi = 90^\circ$)), la différence entre la valeur maximale et minimale du champ sur la surface de simulation est de $-20dB$ (bord inférieur) et $-20dB$ (bord supérieur). Cela correspond à la différence minimale exigée ($20dB$) entre le niveau maximal du champ sur la surface et celui du bord de la surface de simulation pour la caractérisation de l'antenne par des simulations en champ proche (§2.5.2.1). Par contre, sur les points $x = 0m$ et $y = +, -0.8m$, le niveau du champ est de $-16dB$ (bords inférieur et supérieur). Dans le plan horizontal (plan H ($\varphi = 0^\circ$)), la différence entre la valeur maximale et minimale du champ sur la surface de simulation est de $-15dB$ (bords gauche et droit). Consécutivement, le diagramme calculé à partir de ces données correspond à celui obtenu par HFSS directement en champ lointain uniquement dans un intervalle $[-60^\circ, 60^\circ]$ en vertical et $[-55^\circ, 55^\circ]$ en horizontal.

Autrement dit, une partie du champ électrique n'a pas été prélevée sur la surface de simulation champ proche. De ce fait, une limitation angulaire de $+, -60^\circ$ en vertical ($\varphi = 90^\circ$) et $+, -55^\circ$ en horizontal ($\varphi = 0^\circ$), est imposée pour l'utilisation de la base des éclaircissements calculée pour le réseau 5×5 .

3.4. Calibration d'antenne par optimisation avec ADS

3.4.1. Représentation de l'antenne par un circuit équivalent

L'antenne dans sa totalité, partie circuit et partie éclairage, est représentée dans ADS par son schéma équivalent (figure 3.4.1). Le circuit construit est destiné à un usage de calibration. Le multi-pôle est basé sur la matrice $S_{élargie}$ qui regroupe toutes les informations de la partie circuit et de la partie rayonnante de l'antenne (§3.2).

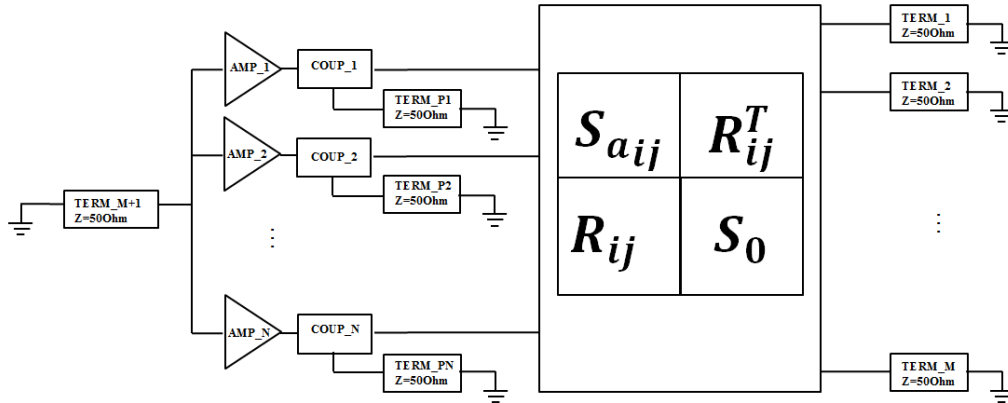


Figure 3.4.1. Représentation de l'antenne par un circuit équivalent dans ADS.

Dans l'application modélisée, des amplificateurs idéaux ($AMP_i, i = 1, N$) sont placés en entrée de chaque port du circuit. Un signal de référence alimente les N ports d'entrées du circuit. A l'aide d'un diviseur de puissance, le signal de référence est divisé en N parties égales. Du fait que les ondes entrantes (a_i) aux accès de tous les amplificateurs sont égales ($a_i = constante, i = 1, N$), une normalisation est faite par rapport à la valeur a_i . Ainsi les gains complexes ($g_{i,ADS}$ en amplitude) des amplificateurs du circuit équivalent sont considérés comme les coefficients d'alimentation ($P_{i,HFSS}, \varphi_{i,HFSS}$) du réseau réel (équation 3.4.1). De plus, ils constituent des variables d'optimisation.

$$P_{i,HFSS} = |g_{i,ADS}|^2, [P_{i,HFSS}] = W$$

$$\varphi_{i,HFSS} = \text{arg}(g_{i,ADS}), [\varphi_{i,HFSS}] = \circ$$

Équation 3.4.1 Lien entre les coefficients d'alimentation du réseau réel et les gains des amplificateurs dans ADS.

Vu la linéarité du dispositif, la simulation linéaire des paramètres (S parameter) est choisie.

Dans une étape ultérieure, le modèle pourrait inclure les non linéarités de fonctionnement des amplificateurs, ainsi, dans ce cas on utilisera la méthode de la balance harmonique.

Les M ports de sortie du multipôle sont fermés sur 50Ω , l'impédance de référence des ondes de puissances ($Term_j, j = 1, M$). Le coefficient de transmission $S_{i,M+1}$ sera la valeur de l'éclairement du patch i . Le port N° $M + 1$ délivre le signal d'entrée.

Les valeurs des paramètres S du circuit équivalent de l'antenne, qui caractérisent la transmission vers les ports de rayonnement, sont les objectifs d'optimisation.

Des boîtes noires sont intégrées dans le circuit dans ADS (figure 3.4.2). La matrice S d'une boîte noire est donnée par l'équation 3.4.2. $S_{21}^{BN} = 1$ permet de transmettre le signal d'entrée du port N°1 vers la sortie N°2 (flèches rouges). $S_{23}^{BN} = S_{32}^{BN} = 1$ (flèches vertes et bleues) permet de créer un lien dans deux sens entre les ports pour ainsi ramener le port N°2 vers le port N°3. Cela revient à supposer qu'il y a un seul port.

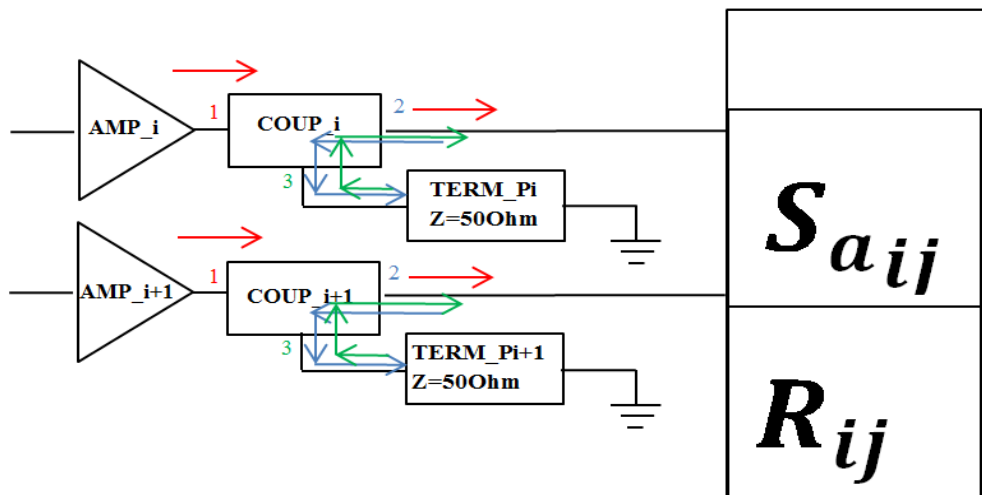


Figure 3.4.2 : Zoom sur les boîtes noires.

$$S^{boit_noire} \equiv S^{BN} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Équation 3.4.2 Matrice S d'une boîte noire.

Au sein du circuit équivalent, les liens entre les amplificateurs sont garantis par la partie Sa_{ij} (les coefficients sont issus de HFSS) de la matrice $S^{élargie}$. Le coefficient de réflexion du port N° i du circuit équivalent est accessible à l'aide du coefficient S_{23}^{BN} . Le coefficient S_{32}^{BN} donne la possibilité d'accéder au coefficient de couplage entre les ports N° i

et $N^o i + 1$ du circuit équivalent. Autrement dit, ces boites noires accomplissent les fonctions que les amplificateurs ne sont pas capables de réaliser puisqu'ils sont idéaux (les coefficients de couplages et de réflexions sont nuls).

Ainsi les coefficients actifs de réflexions (équation 2.3.3) du réseau réel peuvent être calculés par une combinaison des coefficients de réflexions et de couplages inclus dans la matrice $S_{élargie}$ et des gains complexes (exprimés en amplitude/phase dans ADS) des amplificateurs. Alors, les coefficients actifs de réflexions du réseau réel peuvent être inclus ensuite dans le processus d'optimisation. Ceci permettra d'avoir des coefficients actifs de réflexion des patchs pas trop élevés ce qui garantira un bon fonctionnement de l'antenne ainsi qu'un gain d'antenne élevé.

3.4.2. Processus d'optimisation

Une fois que le circuit équivalent du réseau d'antennes est modélisé dans ADS, un processus d'optimisation par gradient s'effectue (figure 3.4.3). Ce processus se déroule de la manière suivante : tout d'abord des objectifs sont définis dans les « goals » d'optimisation de ADS. On définit une loi d'éclairement de la surface d'antenne qui correspond au diagramme de rayonnement souhaité.

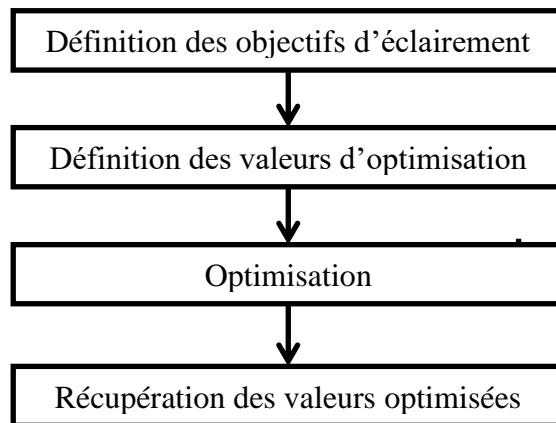


Figure 3.4.3: Schéma de déroulement du processus de l'optimisation dans ADS.

Le diagramme souhaité est calculé à partir de la géométrie du réseau ainsi que du diagramme de rayonnement d'un élément unitaire du réseau. Le rayonnement d'un élément est approximé par une loi en cosinus. Les effets de bord et le couplage entre les éléments rayonnants du réseau ne sont pas pris en compte dans la définition de la loi d'éclairement objectif de la surface d'antenne. Afin de maîtriser le rayonnement du bord de l'antenne (§3.5.3), un niveau d'éclairement 10 fois plus petit que le niveau sur les éléments rayonnants est ajouté dans la définition de la loi d'éclairement du réseau équivalent. Les valeurs des

coefficients actifs de réflexion du réseau réel (équation 2.3.3) correspondant à un bon fonctionnement du réseau sont définies. Les valeurs définies sont obtenues pour un signal uniforme en amplitude et en phase. Egalement, des valeurs des gains des amplificateurs qui correspondent à l'alimentation d'entrée de l'antenne sont définies dans les variables à optimiser.

En fonction du type et des dimensions de l'antenne et aussi du nombre d'éléments rayonnants, l'optimisation peut s'effectuer :

- A. Sur l'éclairement de N éléments rayonnants,
- B. Sur l'éclairement de toute la surface d'antenne, incluant les patchs fictifs,
- C. Sur les coefficients actifs de réflexion des N accès du réseau réel.

A la fin du processus, les résultats d'optimisation sont récupérés. Les valeurs optimisées des gains complexes des amplificateurs correspondent aux coefficients de l'alimentation de l'antenne (équation 3.4.1) qu'il faut injecter aux accès des éléments rayonnants afin d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité.

3.5. Calibration d'un réseau planaire

3.5.1. Calibration itérative d'une antenne

Dans cette partie, une méthode pour corriger les défauts d'amplitude et de phase dans les réseaux d'antennes causés par les effets de bord et de couplage entre les éléments rayonnants est présentée. La méthode est inspirée d'un procédé de mesure d'antenne en champ proche. Cette méthode permet de connaître les bases des méthodes de calibration par des mesures en champ proche [15], [3], [4], [74] afin de mettre en place des fonctions nécessaires (MATLAB) pour un procédé de calibration. Les fonctions développées sont destinées à calculer le champ lointain à partir d'une composante transverse (§2.6.2) du champ électrique, simulée sur une surface placée parallèlement à la surface d'antenne et se situant dans le champ proche de l'antenne (figure 2.5.1) dans HFSS ; ainsi qu'à remonter au champ dans l'ouverture de l'antenne par rétro-propagation (§2.7.1) pour ensuite corriger les défauts d'illumination.

La méthode présentée ici, représente un étape intermédiaire du développement de la méthode de calibration présentée dans les §3.5.2 et §3.5.3, elle n'utilise ni la matrice $S_{\text{élargie}}$, ni le logiciel ADS.

L'application de cette méthode sur un cas concret illustre le bénéfice qui peut en être retiré en termes de performances électromagnétiques et de moyens ainsi que de temps de mise en œuvre.

3.5.1.1. Description de la méthode

Le schéma de la figure 3.5.1 détaille le procédé employé. Tout d'abord, l'antenne est alimentée de manière uniforme et le champ électromagnétique est simulé sur une surface proche de la face rayonnante. Ensuite, le diagramme de rayonnement de l'antenne est calculé en champ lointain à l'aide de Matlab. Puis une rétro-propagation est effectuée par calcul, afin que la distribution de champ électrique sur la surface de l'antenne soit trouvée. Des ajustements sont apportés aux amplitudes et aux phases de l'illumination afin de corriger les défauts observés sur la distribution de champ électrique sur la surface de l'antenne. Les nouvelles valeurs des amplitudes et des phases sont injectées dans l'antenne et un nouveau diagramme de rayonnement est calculé. Le processus est achevé quand le diagramme de rayonnement obtenu a convergé vers le diagramme de rayonnement souhaité.

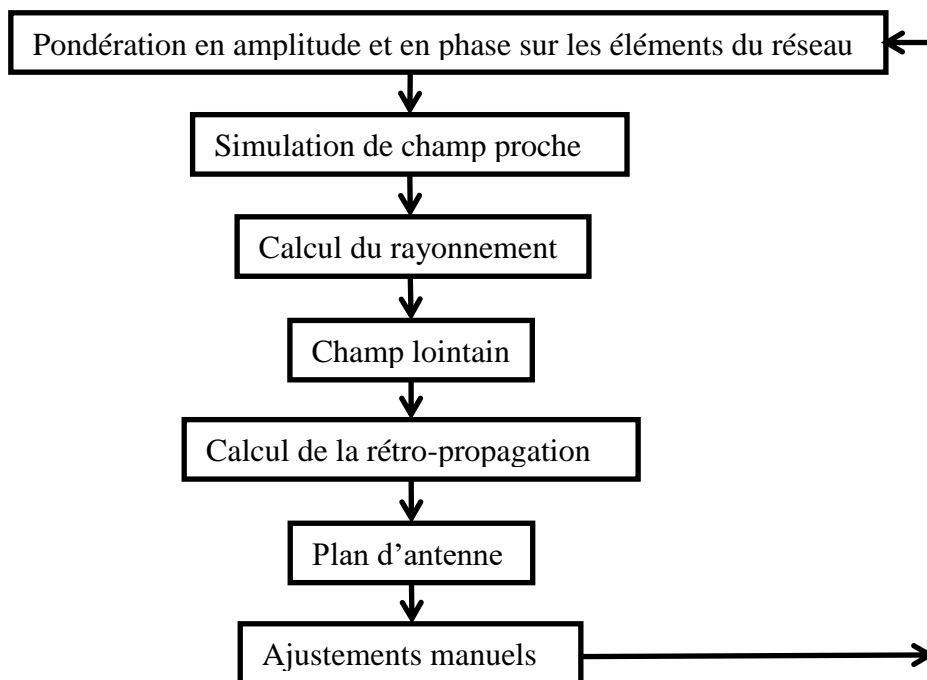


Figure 3.5.1: Schéma de la méthode.

3.5.1.2. Présentation des courants sur la surface d'antenne

Le réseau modélisé est constitué de 7×5 patches disposés dans le plan xoy . Ce réseau est détaillé dans le §2.2.3. Le module des courants sur les patches est donné sur la figure 3.5.2. Malgré une alimentation uniforme des éléments rayonnants, les courants sur les patches ne

sont pas identiques. Sur une même rangée de patches, les courants sont très similaires, alors que d'une rangée à l'autre, ils varient considérablement. Les raisons de cette dissymétrie dans le plan vertical proviennent, d'une part des couplages plus forts dans ce plan que dans le plan horizontal à cause de la polarisation, et d'autre part du décalage sur l'axe vertical des points d'alimentation par rapport au centre des patches.

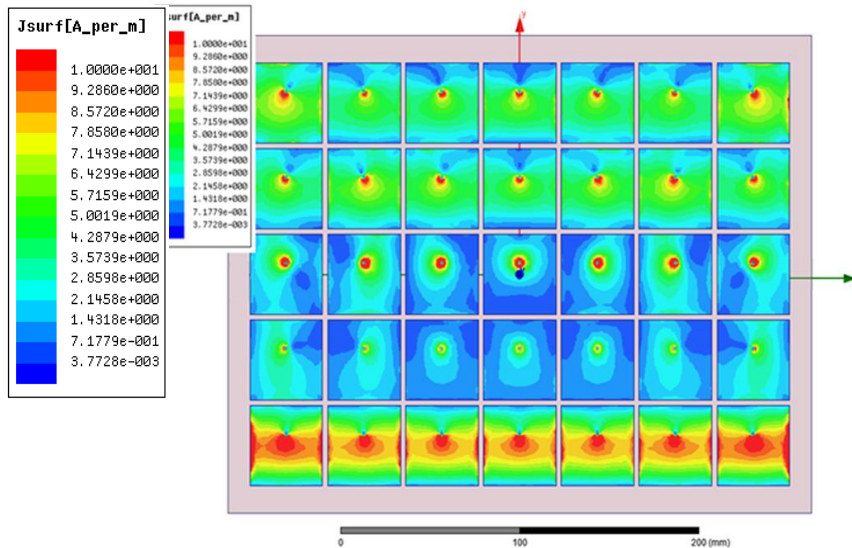


Figure 3.5.2 : Module de la densité de courant surfacique (A/m) sur les patches.

3.5.1.3. Méthode de correction

3.5.1.3.1. Calcul du diagramme à partir du champ proche prélevé sur la surface de simulation

La distribution du champ est calculée au moyen du logiciel HFSS sur une surface placée à quelques longueurs d'ondes du réseau d'antennes et appelée plan de simulation sur la figure 2.5.1. La figure 3.5.3 illustre la distribution d'une composante transverse du champ électrique sur ce plan. Par calcul numérique du spectre d'ondes planes (équation 2.6.5), le diagramme de rayonnement correspondant à l'antenne est alors généré et présenté sur la figure 3.5.4.

A partir des données électromagnétiques obtenues en champ lointain, une rétro-propagation est effectuée (§2.7.1), dans le but de trouver la loi d'illumination sur la surface d'antenne qui contient les patches. Les résultats correspondant à la première rétro-propagation sont montrés sur la figure 3.5.5. Une distribution irrégulière du champ est trouvée sur l'ouverture rayonnante. L'amplitude du champ normalisé par rapport à la valeur maximale varie entre 1 et 0.4. La variation de la phase sur la surface d'antenne est comprise entre 0° et 60° .

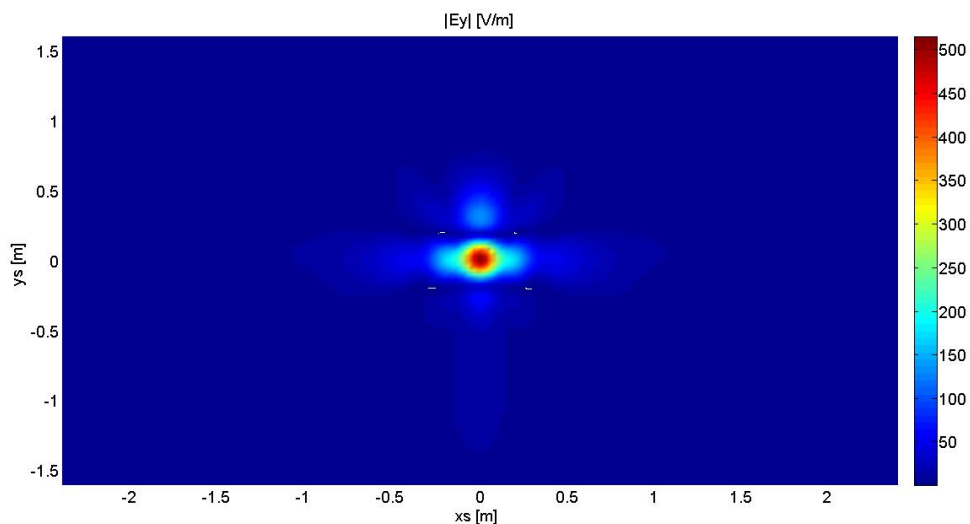


Figure 3.5.3 : Distribution du champ E_y sur la surface de simulation champ proche.

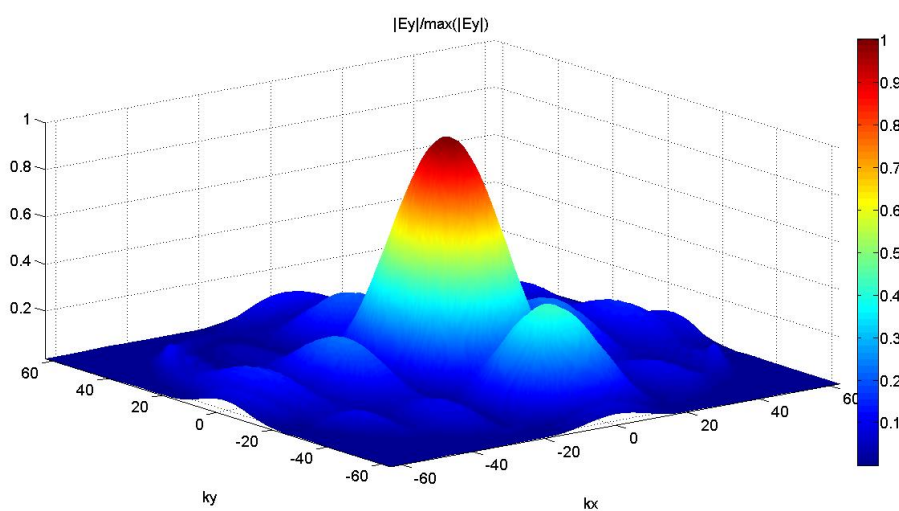


Figure 3.5.4 : Valeur absolue, normalisée du champ électrique en champ lointain.

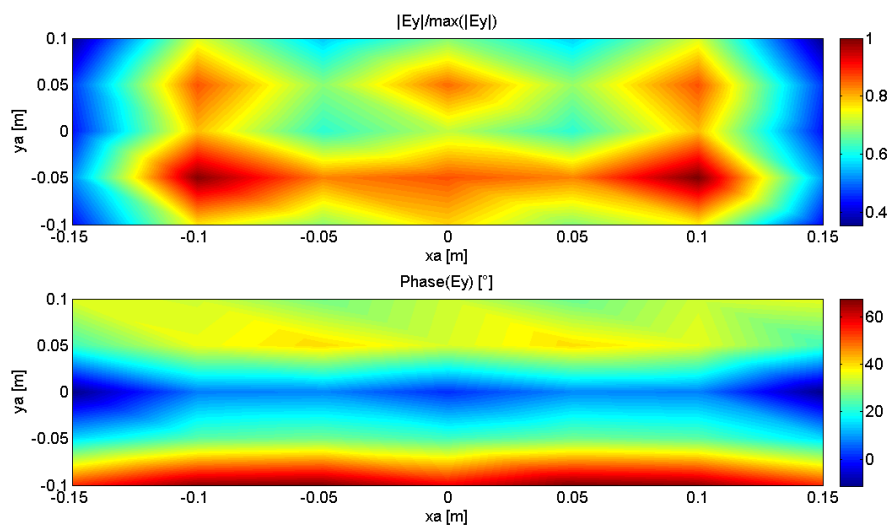


Figure 3.5.5 : Distribution de l'amplitude et de la phase du champ E sur la surface d'antenne.

3.5.1.3.2. *Algorithme d'ajustement appliqué*

Des corrections sur l'amplitude et sur la phase sont ensuite effectuées pour chacun des éléments rayonnants. Le procédé est renouvelé jusqu'à l'obtention de la distribution de champ voulue ainsi que du diagramme de rayonnement souhaité. Le procédé employé est itératif et s'appuie sur l'algorithme de correction décrit dans le tableau 3.5.1. Le nombre d'étapes de correction nécessaires dépend du niveau d'imperfections présentes dans le réseau.

Afin de corriger la loi d'illumination du réseau modélisé, trois étapes de correction des amplitudes et des phases ont été nécessaires. Les ajustements (trouvés par des simulations) des amplitudes et des phases introduits à chaque étape sont présentés dans le tableau 3.5.1.

	Amplitude et phase du signal injecté dans les patchs	Amplitude et phase du champ sur la surface d'antenne
I	$A_{ij}^{(AI)} = 1,$ $\varphi_{ij}^{(AI)} = 0^\circ$	$A_{ij}^{(RR1)},$ $\varphi_{ij}^{(RR1)}$
1	$A_{ij}^{(C1)} = A_{ij}^{(AI)},$ $\varphi_{ij}^{(C1)} = \varphi_{inc}^{(AI)} - \varphi_{inc}^{(RR1)}$	$A_{ij}^{(RR1)},$ $\varphi_{ij}^{(RR1)}$
2	$\langle A_{inc}^{(RR1)} \rangle \equiv \bar{A}$ $A_{ij}^{(C2)} = \frac{\bar{A}}{A_{inc}^{(RR1)}},$ $\varphi_{ij}^{(C2)} = \varphi_{inc}^{(C1)}$	$A_{ij}^{(RR2)},$ $\varphi_{ij}^{(RR2)}$
3	$A_{ij}^{(C3)} = A_{ij}^{(C2)},$ $\varphi_{ij}^{(C3)} = \varphi_{inc}^{(C2)} - \varphi_{inc}^{(RR2)}$	

Tableau 3.5.1. Ajustements apportés à l'alimentation des éléments rayonnants.

i et j permettent de numéroter le patch sur l'axe x et l'axe y . L'indice inc correspond à la colonne centrale du réseau. Les valeurs du champ sur les patchs sont normalisées par rapport aux valeurs du champ des patchs de la colonne centrale. L'étape initiale d'alimentation des patchs est désignée par l'indice AI. Les Cm ($m = 1, 2, 3$) indiquent le numéro de l'étape de correction appliquée. La loi d'éclairement calculée sur la surface d'antenne est nommée RR (Reçu par Rétro-propagation).

Les tableaux 3.5.2 – 3.5.5 illustrent la distribution du champ électrique (en amplitude normalisée par rapport à la valeur maximale et en phase) sur les patchs avant les corrections

et après chaque correction. La distribution du champ sur la surface de l'antenne est obtenue par rétro-propagation (§2.7.1). Les points de calcul du champ correspondent aux centres des patches.

La distribution du champ sur la surface d'antenne montre une variation forte de l'amplitude normalisée (inclue entre 0.35 et 1) et la phase (écart entre les valeurs maximale et minimale est de 78.2°) du champ avant les corrections (tableau 3.5.2).

Distribution de l'amplitude de E normalisée								Distribution de la phase de E [°]							
y \ x	1	2	3	4	5	6	7	y \ x	1	2	3	4	5	6	7
1	0.35	0.73	0.55	0.68	0.56	0.73	0.35	1	35.1	33.9	26.6	33.5	25.8	33.7	35.6
2	0.46	0.86	0.67	0.84	0.68	0.86	0.46	2	22.5	36.0	40.1	34.3	39.9	35.6	22.8
3	0.44	0.79	0.61	0.71	0.62	0.79	0.43	3	-11	7.6	8.4	1.4	8.6	7.9	-11
4	0.52	0.99	0.83	0.86	0.83	1.00	0.53	4	15.0	24.7	26.7	22.7	26.5	24.8	15.1
5	0.43	0.76	0.68	0.78	0.67	0.76	0.43	5	54.1	66.0	67.2	58.3	67.5	65.8	54.3

Tableau 3.5.2 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne avant les corrections obtenue par rétro-propagation.

La correction C1 est destinée pour la correction uniquement des phases des signaux d'alimentation de l'antenne (tableau 3.5.3). Grâce à cette correction, l'écart entre les valeurs maximale et minimale de phase des patches est nettement diminué et il est de 36.2°. Par contre, la distribution de l'amplitude normalisée est détériorée : l'écart entre les valeurs maximale et minimale est de 0.98.

Distribution de l'amplitude de E normalisée								Distribution de la phase de E [°]							
y \ x	1	2	3	4	5	6	7	y \ x	1	2	3	4	5	6	7
1	0.30	0.59	0.42	0.51	0.43	0.59	0.30	1	-12.0	-13	-23	-14	-24	-14	-12
2	0.49	0.90	0.76	0.87	0.76	0.90	0.49	2	-10	5.4	7.7	1.6	7.7	5.3	-9.9
3	0.19	0.44	0.32	0.36	0.32	0.44	0.18	3	-17	7.5	10.8	2.3	11.1	8.2	-17.
4	0.37	0.68	0.53	0.60	0.53	0.69	0.38	4	-11	-4.2	-1.9	-2	-2.6	-4.4	-10
5	0.55	0.96	0.87	1.00	0.87	0.95	0.55	5	1.6	11.8	12.2	3.6	12.4	11.7	1.90

Tableau 3.5.3 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne après la première correction (C1) obtenue par rétro-propagation.

Lors de la correction C2, seules les amplitudes des signaux d'alimentation sont corrigées (tableau 3.5.4). Une légère dégradation de l'écart entre les valeurs maximale et minimale de phase de la surface de l'antenne est observée. L'écart atteint une valeur de 40.8°. En revanche, l'écart entre les valeurs maximale et minimale de l'amplitude normalisée est diminué (0.74).

Distribution de l'amplitude de E normalisée								Distribution de la phase de E [°]							
y \ x	1	2	3	4	5	6	7	y \ x	1	2	3	4	5	6	7
1	0.31	0.58	0.39	0.50	0.40	0.58	0.30	1	-6.5	-5.5	-10	-3.9	-11	-5.5	-5.9
2	0.53	0.98	0.82	0.94	0.83	0.98	0.53	2	-16	-0.5	-0.5	-4.6	-0.5	-0.6	-17
3	0.26	0.60	0.45	0.5	0.45	0.60	0.26	3	2.8	18.9	23.8	16.6	24.1	19.7	3.56
4	0.44	0.79	0.63	0.73	0.62	0.79	0.54	4	-1.0	6.6	12.1	9.3	11.7	6.52	-0.8
5	0.56	0.95	0.86	1	0.86	0.94	0.56	5	-10	-0.8	-1.9	-10	-1.7	-0.9	-10

Tableau 3.5.4 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne après la deuxième correction (C2) obtenue par rétro-propagation.

Seules les phases des signaux d'alimentation de l'antenne sont corrigées pendant la correction C3 (tableau 3.5.5). Cette fois les améliorations apportées par la correction sont apparentes sur la distribution de l'amplitude normalisée (l'écart entre les valeurs maximale et minimale est de 0.67) ainsi que de la phase (l'écart entre les valeurs maximale et minimale est de 26.9°).

Distribution de l'amplitude de E normalisée								Distribution de la phase de E [°]							
y \ x	1	2	3	4	5	6	7	y \ x	1	2	3	4	5	6	7
1	0.33	0.66	0.47	0.6	0.47	0.66	0.33	1	6.57	7.76	5.2	9.91	4.32	7.64	7.18
2	0.53	0.99	0.8	0.96	0.81	1	0.52	2	-15	-0.7	-0.9	-3.8	-0.9	-1	-15
3	0.39	0.79	0.6	0.69	0.6	0.79	0.38	3	-17	0.38	3.82	-3.5	4.0	0.98	-16
4	0.54	0.98	0.81	0.89	0.8	0.98	0.55	4	-10.4	-0.89	3.72	-1.0	3.43	-0.8	-10
5	0.49	0.83	0.74	0.86	0.74	0.82	0.49	5	-9.22	1.48	0.54	-8.0	0.64	1.24	-9.0

Tableau 3.5.5 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne après la troisième correction (C3) obtenue par rétro-propagation.

3.5.1.4. Résultats

Dans le but de faciliter la compréhension, la distribution du champ lointain pour chaque étape de correction est présentée dans les deux plans xOz et yOz .

Etant donné que la distribution des courants est identique à l'intérieur d'une même rangée, le diagramme de rayonnement dans le plan xOz reste stable et ses caractéristiques ne varient pas au cours des différentes étapes de correction (figure 3.5.6). Dès l'étape initiale, le diagramme avait déjà les caractéristiques nominales d'un réseau avec un éclairage uniforme, et, du fait de l'algorithme employé, les corrections identiques sur tous les éléments d'une même ligne ne modifient pas le résultat initial.

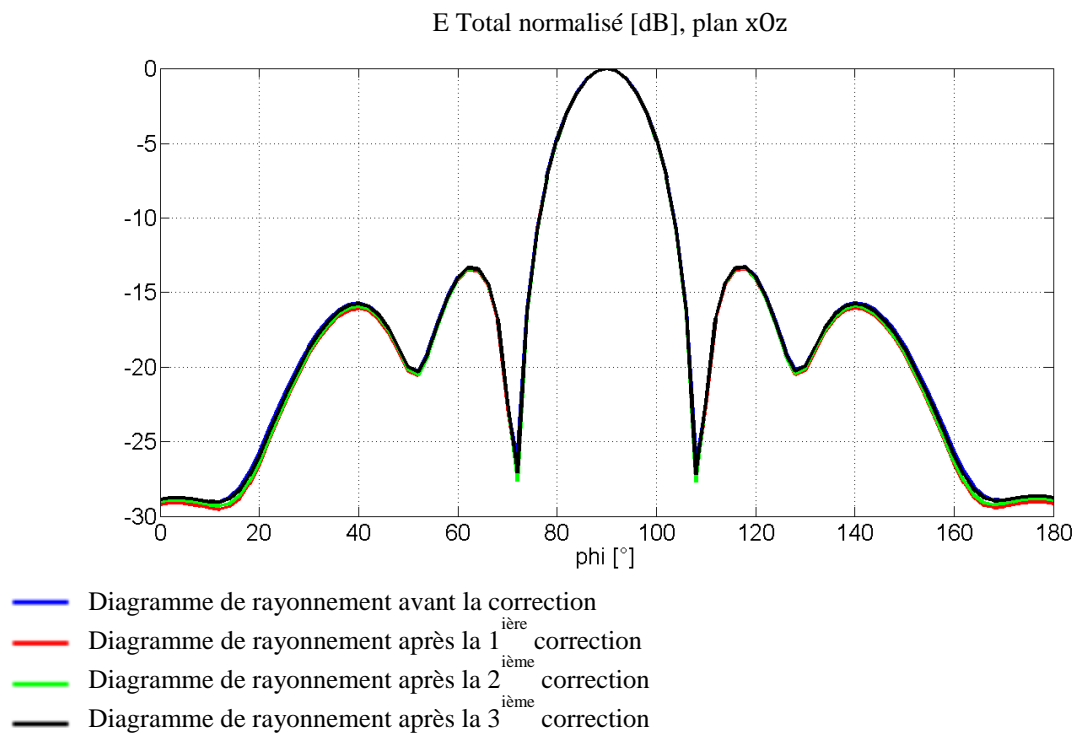


Figure 3.5.6 : Diagramme de rayonnement dans le plan xOz .

En revanche, on observe une évolution très importante du diagramme dans le plan yOz au cours des différentes étapes de correction. Une amélioration progressive de la distribution du champ dans le plan yOz ramène peu à peu le diagramme initial (avant la calibration) vers le diagramme objectif (figure 3.5.7).

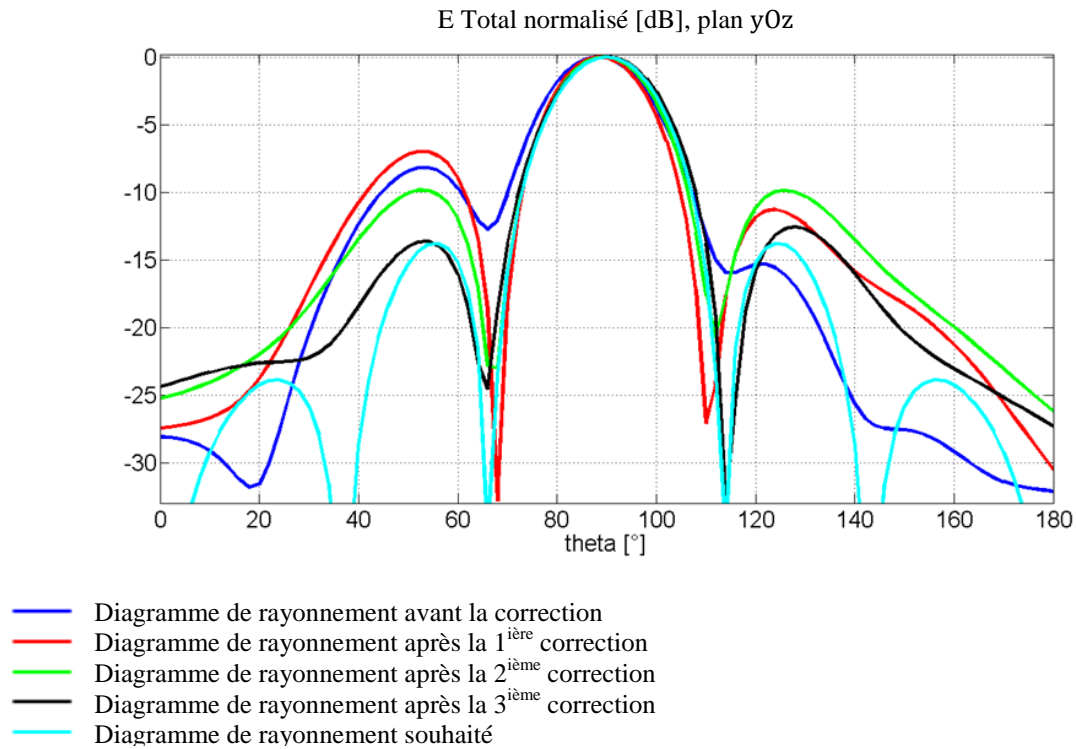


Figure 3.5.7 : Diagramme de rayonnement dans le plan yOz.

Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure 3.5.7 sont indiquées dans le tableau 3.5.6 :

	θ_0	$\Delta\theta$ à -3dB	$1^{er} NLS_d$	$1^{er} NLS_g$	$\theta_{1d} 1^{er} LS_g$	$\theta_{1g} 1^{er} LS_g$
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]	[°]	[°]
Sans Correction	88	19.4	-8.4	-15.6	66	114
1 ^{ière} Correction	88	18.8	-7.3	-11.3	68	110
2 ^{ième} Correction	90	19.6	-10.2	-9.57	67	112
3 ^{ième} Correction	90	20.7	-13.9	-13.2	66	114
Souhaité	90	20	-14	-14	66	114

Tableau 3.5.6 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.

La première correction rétablit un équilibre entre les premiers lobes secondaires (LS) du diagramme de rayonnement. La direction du pointage (θ_0) est améliorée de 2° par la deuxième correction. Cette caractéristique est conservée après la troisième correction. L'ouverture du lobe principal ($\Delta\theta$) à -3dB s'approche de celle de l'objectif à partir de la deuxième correction. Après la troisième correction, le niveau des premiers lobes secondaires (NLS) et aussi les angles correspondant aux premières annulations de diagramme (θ_{1d} et θ_{1g})

θ_{1d} et θ_{1g} s'approchent de ceux du diagramme de rayonnement souhaité. En rajoutant des étapes de correction supplémentaires, il serait possible de pousser plus loin la convergence du diagramme de rayonnement obtenu vers le diagramme objectif.

3.5.1.5. Récapitulatif

Cette étude illustre l'influence sur le diagramme de rayonnement des défauts de distribution du champ sur la face rayonnante. Elle fournit une méthode itérative permettant de trouver les valeurs des coefficients d'amplitude et de phase qui minimisent les effets de bord et de couplage entre les éléments du réseau.

La méthode employée apporte une aide à la mise au point des antennes réseaux avec un gain de temps et de moyens. Son efficacité a été démontrée ici dans l'exemple d'un réseau où les éléments rayonnants sont fortement couplés. Cette méthode peut être appliquée aux antennes directives. Selon la structure de l'antenne et selon l'importance des défauts au sein du réseau, un ajustement du nombre des étapes de correction peut s'avérer nécessaire.

Cependant, faute de prise en compte des effets de bord dans cette méthode de calibration, elle ne peut pas être appliquée aux réseaux ayant un petit nombre des éléments rayonnants pour lesquels les effets de bord sont accentués [30] (l'exemple du réseau 1x5 est présenté dans l'annexe B).

Afin de développer une méthode de calibration indépendante de nombre d'éléments rayonnants dans le réseau, on revient à la méthode initiale basée sur la matrice $S_{\text{élargie}}$ dans les paragraphes suivants.

3.5.2. Calibration d'antenne par une optimisation d'éclairement de N éléments rayonnants

Dans cette partie, l'automatisation d'une méthode itérative de calibration est présentée. Le modèle accélère le procédé de recherche des corrections des amplitudes et des phases, à apporter à l'alimentation des éléments rayonnants du réseau d'antennes. De plus, le procédé de calibration prend en compte le couplage entre les éléments rayonnants du réseau. Les informations de partie rayonnante (distribution de champ sur la surface de l'antenne) et de la partie circuit RF de l'antenne (TOS, couplage) sont regroupées et traitées ensemble. La calibration s'effectue par une optimisation de l'éclairement des éléments rayonnants.

Cette méthode est appliquée à une antenne ayant un petit nombre d'éléments rayonnants et présentant de forts effets de bord et de couplage. Elle corrige les défauts des

amplitudes et des phases d'alimentation en améliorant les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne en champ lointain.

3.5.2.1. Description de la méthode

Le procédé employé est détaillé par un schéma (figure 3.5.8). Etant donné que la calibration s'effectue sur l'éclairement de N éléments rayonnants, les résultats obtenus sont parallèlement comparés avec ceux obtenus avec une inversion de la base des éclairagements. La méthode de calibration par une inversion de la base des éclairagements se base sur les relations matricielles établies précédemment (§3.2) et elle sera décrite dans le §3.5.2.2.2.

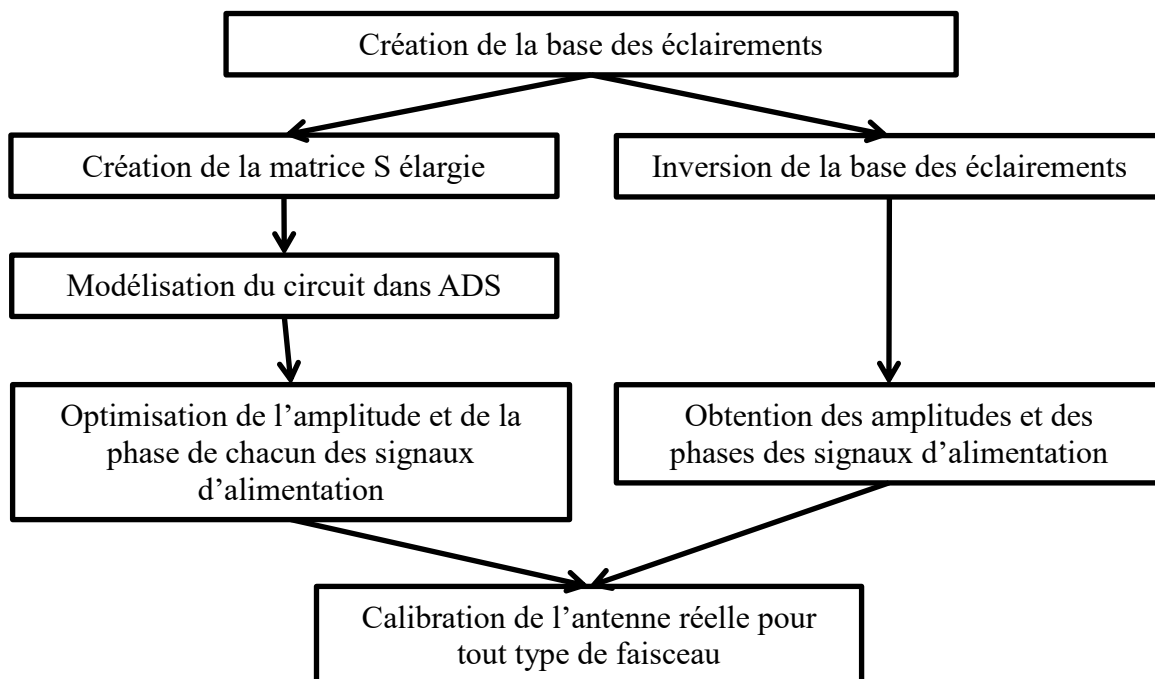


Figure 3.5.8: Schéma de la méthode.

Tout d'abord, la base des éclairagements (R_{ij} §3.3.3) est calculée avec Matlab à partir des données de champ proche issues de HFSS. Les informations sur l'adaptation et le couplage des éléments du réseau sont récupérées de HFSS. Ensuite, les données de la partie rayonnante et de la partie circuit de l'antenne sont regroupées dans la matrice $S_{\text{élargie}}$ (§3.2). Dans le but d'exploiter la matrice $S_{\text{élargie}}$, un circuit électrique équivalent de l'antenne est modélisé dans ADS (§3.4.1). A partir du circuit équivalent du réseau d'antennes, les valeurs de l'éclairement sont optimisées (§3.4.2 optimisation A) afin d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité.

Les valeurs résultantes correspondent aux constantes de calibration du réseau d'antennes. Les signaux RF, avec leurs nouvelles valeurs d'amplitude et de phase, sont

injectés aux accès du réseau d'antennes et le diagramme de rayonnement est calculé. La calibration est accomplie quand le diagramme de rayonnement obtenu correspond au diagramme de rayonnement souhaité.

3.5.2.2. Méthodes de calibration

Les méthodes de calibration des antennes décrites ci-après sont appliquées au réseau d'antennes constitué de 5x5 patchs. Les détails de ce réseau sont donnés dans le §2.2.4.

3.5.2.2.1. Calibration par une optimisation d'éclairement de N éléments rayonnants

L'exploitation de la matrice $S_{\text{élargie}}$ dans ADS permet d'obtenir les coefficients de calibration dans un laps de temps court. Le temps d'optimisation varie en fonction de nombre de ports de l'antenne et aussi de la spécificité de l'éclairement objectif (5 min maximum). L'éclairement objectif correspond à un gabarit de diagramme souhaité. Ce dernier présente le rayonnement du réseau à calibrer en absence des effets de bord et de couplages.

Les étapes de l'optimisation sont détaillées sur la figure 3.4.3. Au préalable, l'éclairement objectif est défini dans les objectifs du processus d'optimisation. Egalement, les valeurs des gains complexes ($g_{i,ADS}$) des amplificateurs sont définies dans les variables d'optimisation. Ensuite, une optimisation par gradient s'effectue. Une fois que l'optimisation est achevée, les valeurs optimisées de gains sont récupérées et elles constituent les coefficients de calibration pour l'alimentation ($P_{i,HFSS}, \varphi_{i,HFSS}$) du réseau d'antennes.

3.5.2.2.2. Calibration par une inversion de la base des éclairagements

Les constantes de calibration de l'antenne peuvent être trouvées par une inversion de la base des éclairagements. Pour ce faire, tout d'abord, l'éclairement correspondant uniquement aux éléments rayonnants (présenté avec la couleur rouge sur la figure 3.5.9) est extrait de la base des éclairagements R_{ij} calculée pour la totalité de la surface de l'antenne (présentée avec la couleur rouge et bleue sur la figure 3.5.9). L'éclairement correspondant uniquement aux éléments rayonnants est regroupé dans la matrice R'_{ij} . Cette matrice est de dimension $N \times N$ (N : nombre des éléments rayonnants réels dans le réseau). Ainsi la matrice R'_{ij} (équation 3.5.1) est inversible.

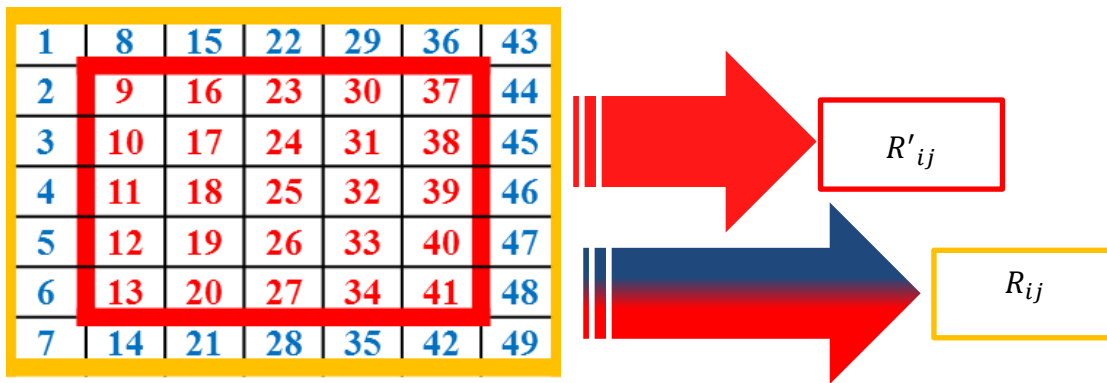


Figure 3.5.9 : Réseau rayonnant équivalent: réseau de 7x7 patches. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches réels. 7x7-5x5 patches fictifs sont montrés avec la couleur bleue.

$$[a] = [R'_{ij}]^{-1}[b]$$

Équation 3.5.1 : Lien matriciel entre l'éclairage des éléments rayonnants et l'alimentation des éléments en mode transmission.

En mode transmission, selon le diagramme souhaité, un éclairage des éléments rayonnants (b_i ($i=N+1, 2N$)) peut être choisi. Les coefficients de calibration a_i ($i=1, N$) peuvent être alors trouvés à l'aide de l'équation 3.5.1.

3.5.2.3. Résultats

L'écart-type (σ_x) des diagrammes après la calibration par une optimisation de l'éclairage des éléments rayonnants (figure 3.5.12) et après la calibration par inversion de la matrice des éclairages est donné dans la figure 3.5.10. $max(\sigma_x) = 0.03$, ce qui signifie que les diagrammes résultant de ces deux calibrations sont identiques. Ainsi, lors de la présentation de différents diagrammes dans ce paragraphe, les diagrammes calibrés sont mentionnés par diagramme après la calibration.

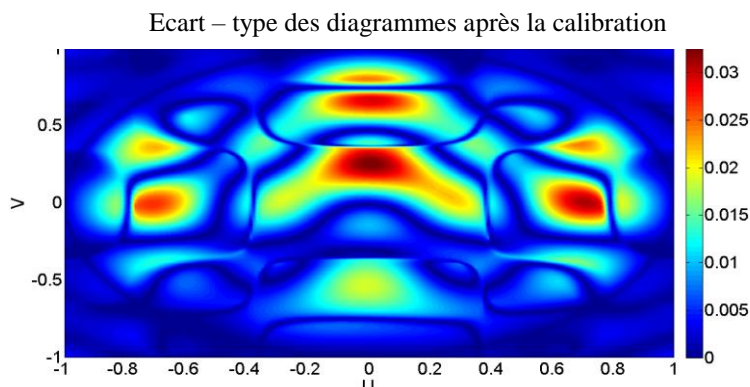


Figure 3.5.10 : Ecart - type des diagrammes (E_y en linéaire) après la calibration par une optimisation de l'éclairage des éléments rayonnants et celle par inversion de la matrice des éclairages.

Vu la polarisation de l'antenne et le décalage sur l'axe vertical des points d'alimentation par rapport au centre des patches, les effets du couplage entre les éléments sont forts dans ce plan. De ce fait, l'intérêt est porté au diagramme dans le plan $U = \text{constant}$.

Afin de distinguer les différentes calibrations effectuées, des définitions des calibrations sont introduites.

Définitions

- ❖ *La calibration qui s'effectue pour un diagramme de rayonnement correspondant à un éclairage uniforme en amplitude et en phase est nommée CAL 0.*
- ❖ *La calibration spécifique s'effectue pour chaque diagramme. Elle prend en compte les spécificités du diagramme : la loi de la pondération de l'éclairage pour lequel il est calculé et la direction de pointage. La calibration spécifique s'applique au diagramme pour lequel elle a été faite.*

3.5.2.3.1. Calibration d'antenne pour un diagramme pointé dans l'axe, non pondéré

Le réseau 5x5 (§2.2.4) est alimenté uniformément par des signaux de même amplitude et de même phase 0°. Le diagramme de rayonnement du réseau correspondant à cette alimentation est illustré sur la figure 3.5.11.

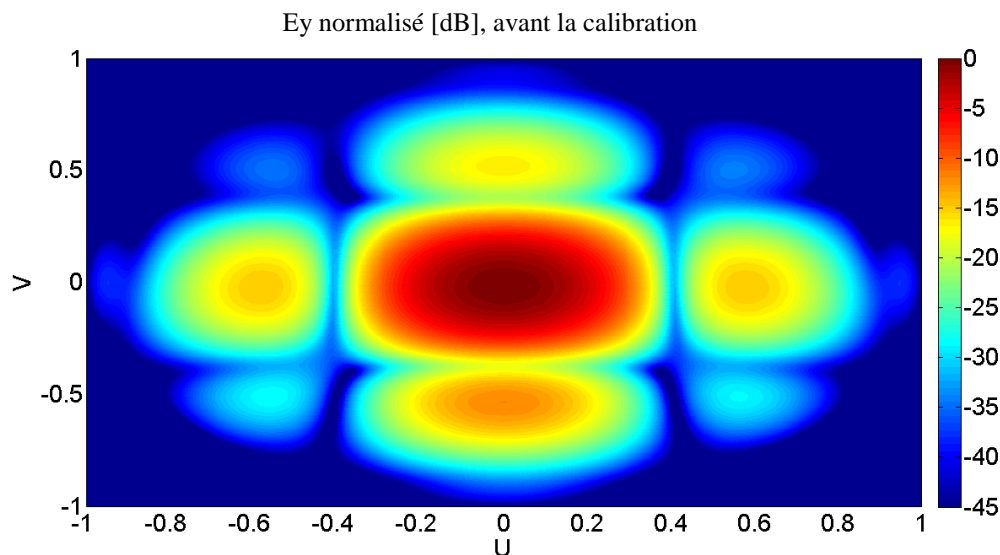


Figure 3.5.11 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

Une calibration CAL 0 est appliquée sur le diagramme de rayonnement pointé dans l'axe et non pondéré. Le résultat est présenté dans la figure 3.5.12. Les courbes bleue et rouge illustrées dans les figures 3.5.13 et 3.5.14 présentent le diagramme de rayonnement dans les plans $V, U = \text{constant}$ avant et après la calibration. Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure 3.5.14 sont indiquées dans le tableau 3.5.7 :

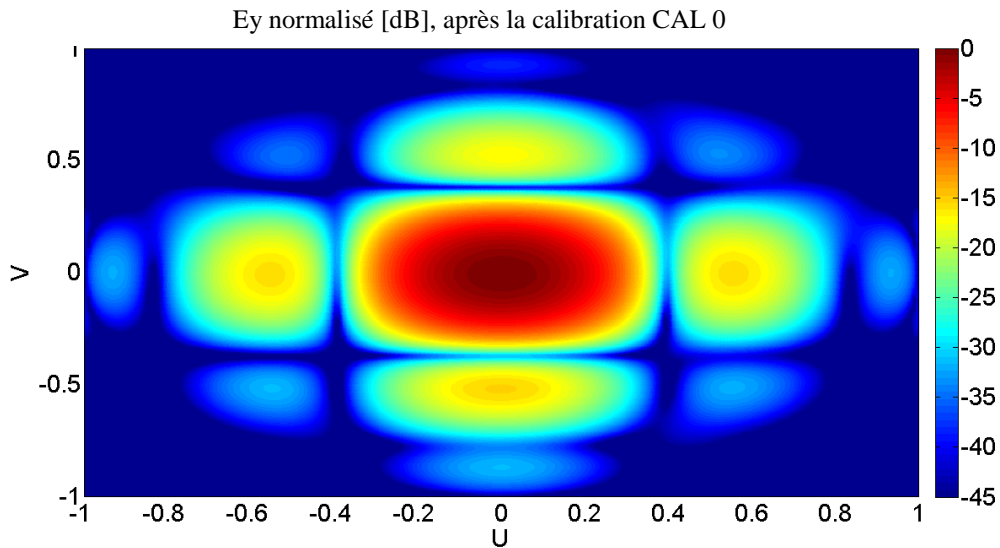


Figure 3.5.12 : Diagramme de rayonnement après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

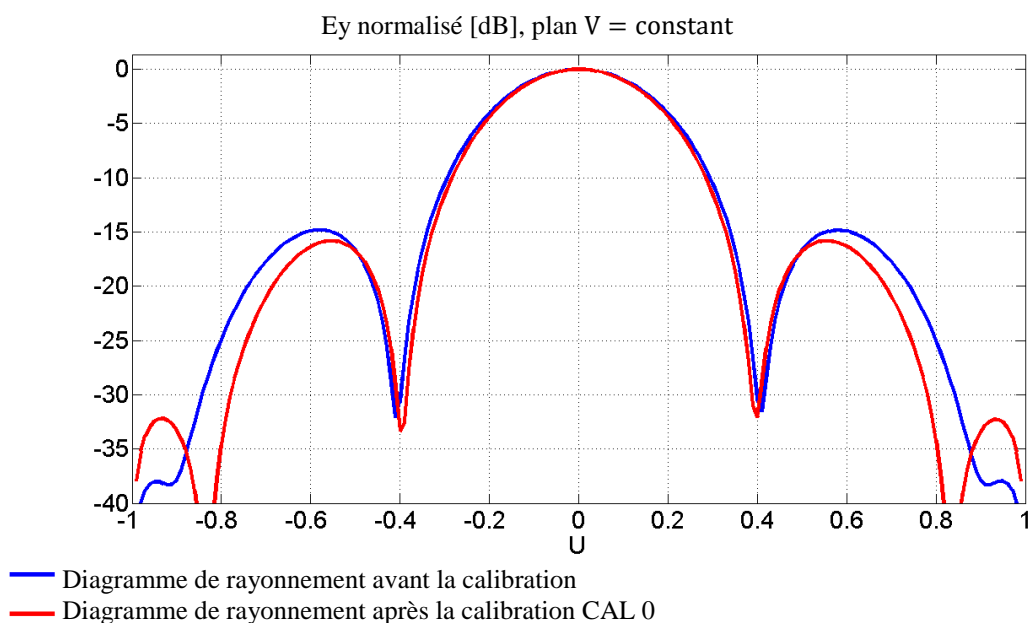


Figure 3.5.13 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

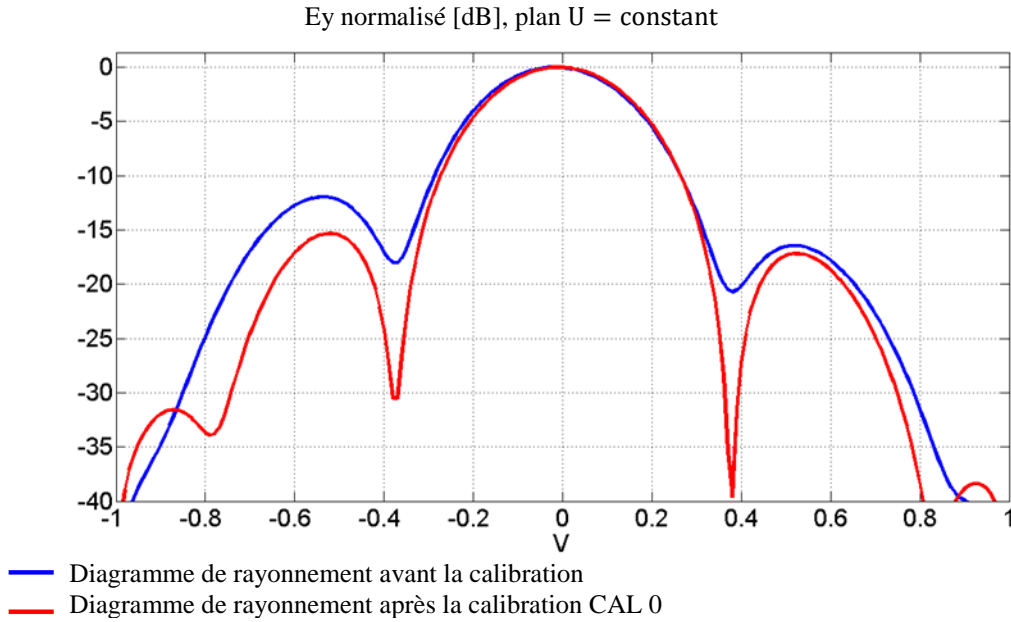


Figure 3.5.14 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

	V_0	ΔV à $-3dB$	$I^{er} NLS_d$	$I^{er} NLS_g$	$\theta_{1d} I^{er} LS_g$	$\theta_{1g} I^{er} LS_g$
Unité	[-]	[-]	dB	dB	[-]	[-]
Avant la calibration	-0.02	0.32	-11.9	-16.4	-0.37	0.38
Après la calibration	-0.01	0.34	-15.3	-17.2	-0.37	0.38
Souhaité	0	0.37	-14	-14	-0.42	0.42

Tableau 3.5.7 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

Dans le plan vertical ($U = constant$), le diagramme avant la calibration est dépointé de $\Delta V_0 = 0.02$ et il y a un fort déséquilibre de $4.5dB$ entre les niveaux de lobes secondaires (NLS_g et NLS_d). La largeur de l'ouverture du lobe principal se différencie de celle de l'objectif de $\Delta\Delta V = 0.05$. Cette différence est liée au rayonnement du pourtour de l'antenne. Les premières annulations de diagramme sont légèrement marquées et leur localisation n'est pas symétrique par rapport au zéro ($\theta_{1d} I^{er} LS_g, \theta_{1g} I^{er} LS_g = -0.37, 0.38$). La dégradation du diagramme est due à la variation importante des courants sur les patches dans le plan $U = constant$. La variation des courants dans le plan vertical est liée aux couplages forts dans ce plan à cause de la polarisation, et du décalage sur l'axe vertical des points d'alimentation par rapport au centre des patches.

La calibration apporte une amélioration de 0.01 dans la direction du pointage (courbe rouge sur figure 3.5.14). L'écart de niveau des lobes secondaires est diminué et inférieur à

2dB. Les premiers lobes secondaires du diagramme de rayonnement calibré sont vers $-16dB$ ce qui est lié aux effets de bord. Les annulations du diagramme sont plus marquées, par contre la dissymétrie de leur positionnement par rapport au zéro reste stable ($\theta_{1d} 1^{er} LS_g, \theta_{1g} 1^{er} LS_g = -0.37, 0.38$). La calibration diminue légèrement la différence entre la largeur de l'ouverture du lobe principal et celle du diagramme objectif.

3.5.2.3.2. Calibration d'antenne pour un diagramme pointé dans le plan vertical à $V=0.52$, non pondéré

Le réseau 5x5 (§2.2.4) est alimenté par des signaux de même amplitude mais avec un gradient de phase. Le gradient de phase est choisi pour avoir un pointage du diagramme dans le plan vertical à $V = 0.52$ (équivalent à $\theta \approx 31.3^\circ$).

Le diagramme de rayonnement correspondant à cette alimentation, c'est à dire le diagramme avant la calibration est illustré dans les figures 3.5.15.

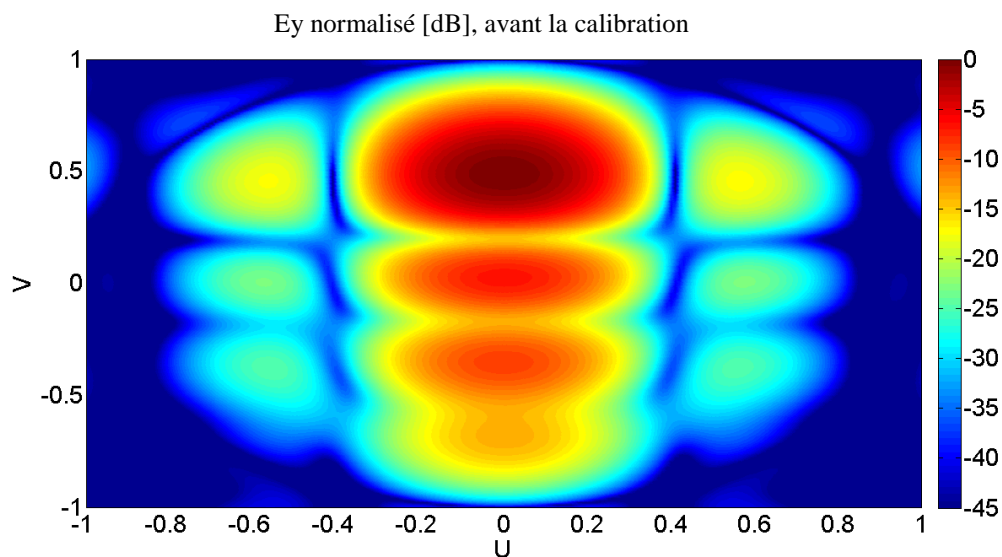


Figure 3.5.15: Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage à $U=0, V=0.52$.

La calibration effectuée pour un diagramme pointé dans l'axe et non pondéré (CAL 0) est appliquée au diagramme de rayonnement dépointé et non pondéré. Le résultat obtenu avec cette calibration est présenté dans la figure 3.5.16. Une calibration spécifique est appliquée au diagramme de rayonnement dépointé et non pondéré en amplitude. Le résultat obtenu est présenté dans la figure 3.5.17.

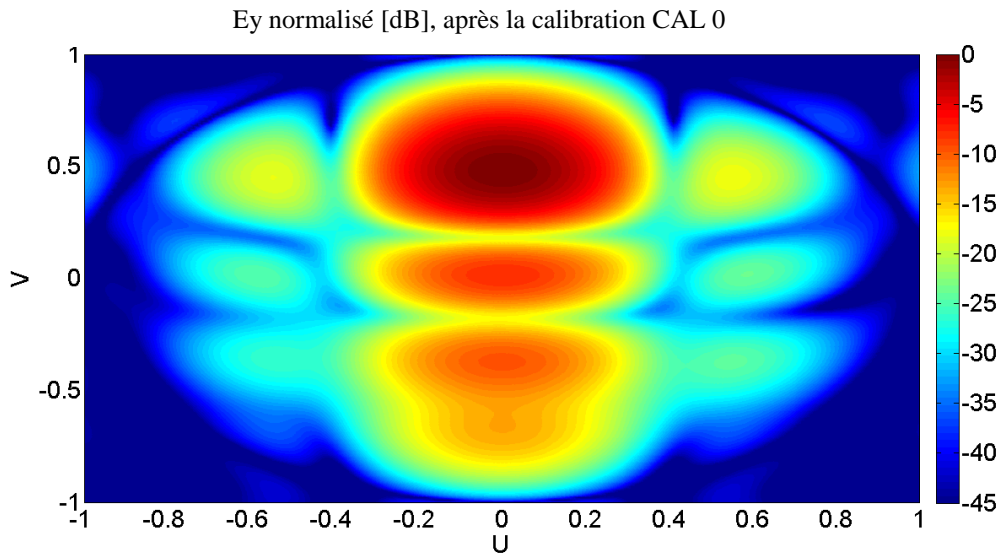


Figure 3.5.16 : Diagramme de rayonnement après la calibration CAL 0. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage à $U=0, V=0.52$.

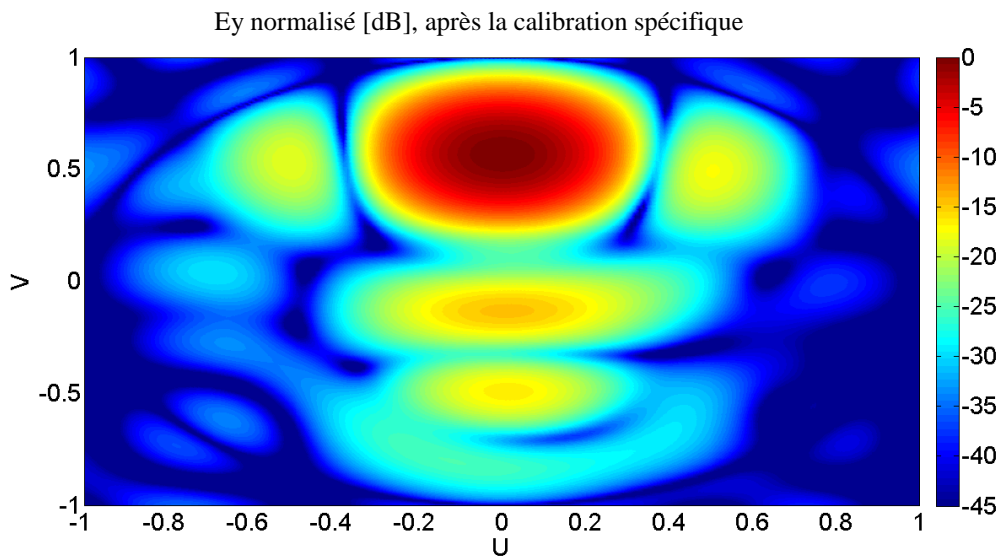


Figure 3.5.17 : Diagramme de rayonnement après la calibration spécifique. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage à $U=0, V=0.52$.

Les courbes bleue, rouge et noire illustrent le diagramme de rayonnement dans les plans $V, U = \text{constant}$ avant et après la calibration CAL 0 et après la calibration spécifique (figures 3.5.18 et 3.5.19).

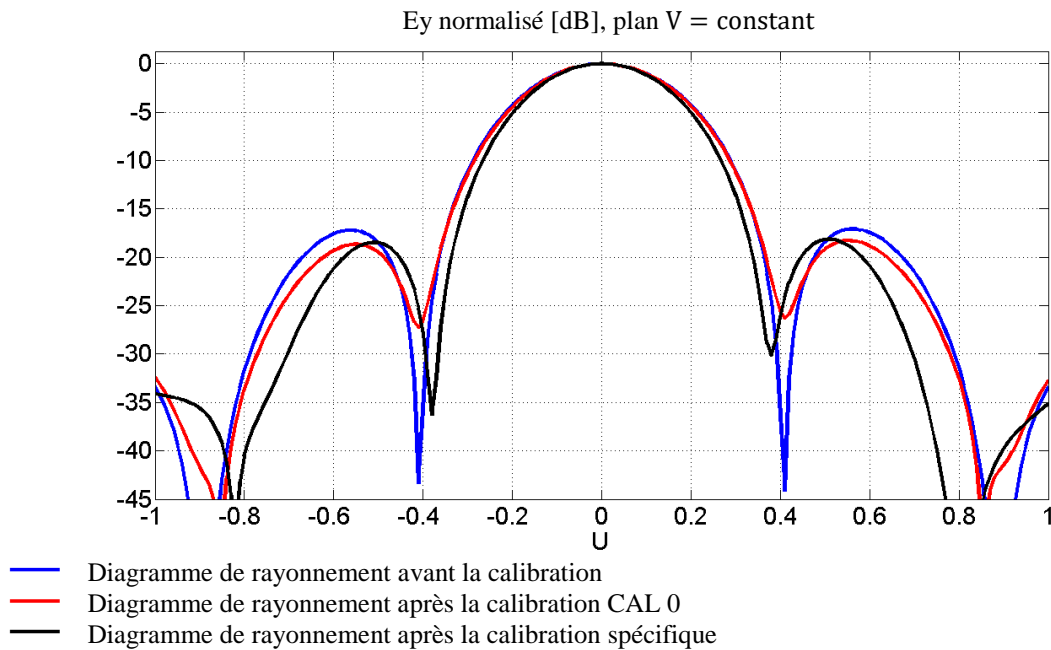


Figure 3.5.18 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0 et spécifique. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase: pointage à $U=0, V=0.52$.

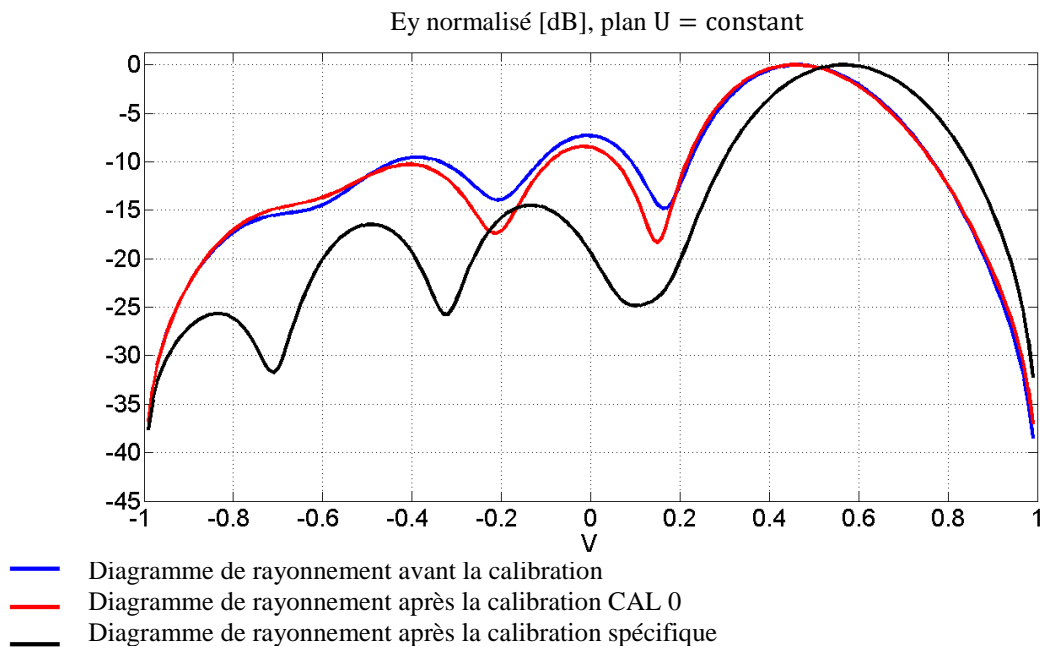


Figure 3.5.19 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration CAL 0 et spécifique. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase: pointage à $U=0, V=0.52$.

Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure 3.5.19 sont indiquées dans le tableau 3.5.8 :

	V_0	ΔV à $-3dB$	$1^{er} NLS$	$2^{ième} NLS$	$V_1 1^{er} LS_g$	$V_2 2^{ième} LS_g$
Unité	[-]	[-]	dB	dB	[-]	[-]
Avant la calibration	0.47	0.31	-6.6	-8.6	0.17	-0.2
Après la calibration CAL 0	0.46	0.32	-7.7	-9.6	0.15	-0.21
Après la calibration spécifique	0.57	0.32	-14	-16	0.1	-0.32
Souhaité	0.52	0.34	-10.3	-13.2	0.14	0.28

Tableau 3.5.8 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et pondérée en phase : pointage de 0.52 en vertical.

Dans le plan vertical ($U = constant$), la direction de pointage du diagramme avant la calibration diffère de celle de l'objectif de $\Delta V_0 = 0.05$. Les niveaux des lobes secondaires se différencient de ceux de l'objectif de $3.7dB$ et de $4.6dB$ pour les premier et deuxième lobes secondaires respectivement. Le bord de l'antenne contribue au rayonnement de l'antenne. Cela explique la différence de $\Delta \Delta V = 0.03$ entre la largeur de l'ouverture du lobe principal et celle de l'objectif. Les annulations de diagramme sont légèrement marquées et leur localisation diffère de celle de l'objectif de $0.03 (1^{er} LS_g)$ et de $0.08 (2^{ième} LS_g)$. La polarisation de l'antenne, et le décalage sur l'axe vertical des points d'alimentation par rapport au centre des patchs introduisent de forts couplages entre les éléments rayonnants. Les couplages forts causent une variation importante des courants sur les patchs dans le plan vertical. Finalement, la variation des courants donne lieu à une dégradation du diagramme de rayonnement dans le plan $U = constant$.

La calibration effectuée pour un diagramme pointé dans l'axe et non pondéré (CAL0) corrige légèrement le niveau des lobes secondaires. L'écart entre les niveaux des lobes secondaires et de ceux de l'objectif est diminué et il est de $2.6dB$ et de $3.6dB$ pour le premier et le deuxième lobes secondaires respectivement. Par contre, elle éloigne la direction de pointage avec un écart de $\Delta V_0 = 0.06$.

En revanche, la calibration spécifique améliore le diagramme de rayonnement. L'écart de niveau des lobes secondaires est de $3.7dB$ (pour premier lobe secondaire) et de $2.8dB$ (pour deuxième lobe secondaire). De plus, elle modifie le pointage du faisceau ; ainsi elle se différencie de celle de l'objectif de $\Delta V_0 = 0.05$. Les annulations de diagramme restent légèrement marquées, en revanche leur localisation diffère de celle de l'objectif seulement de

$\Delta V_1, \Delta V_2 = 0.04$. Les lobes secondaires du diagramme de rayonnement calibré sont inférieurs à ceux de l'objectif. Cet effet est lié aux effets de bord.

L'ouverture des diagrammes avant et après les calibrations est légèrement rétrécie en comparaison avec celle de l'objectif. Le rétrécissement de l'ouverture du diagramme est aussi lié au rayonnement du bord de l'antenne, qui élargit la surface rayonnante.

3.5.2.4. Récapitulatif

Ce modèle a été appliqué à un réseau d'antennes fortement couplées et avec des effets de bord importants. Une calibration de l'antenne a été effectuée pour un diagramme de rayonnement pointé dans l'axe, non pondéré. Ensuite, les amplitudes et les phases obtenues par cette calibration ont été appliquées aux éléments rayonnants du réseau. L'utilisation des résultats de la calibration CAL0 de l'antenne pour les autres diagrammes rayonnants montre que pour une antenne fortement couplée et qui présente de forts effets de bord, une calibration spécifique doit être réalisée. La calibration spécifique n'est vraiment efficace que pour un diagramme particulier (pondération et pointage) pour lequel elle a été conçue. D'ailleurs, la méthode met en évidence la nécessité de prendre en compte le rayonnement du bord de l'antenne dans le procédé de calibration. Ceci, afin d'éviter les modifications de direction de pointage et aussi les pondérations fortes des lobes secondaires lorsque le diagramme souhaité est dépointé fortement ($V = 0.27$) et pondéré.

Cette méthode ne prend pas en compte les effets de bord ; ainsi elle ne peut s'appliquer qu'à des grands réseaux pour lesquels l'influence des bords peut être négligée. Cette méthode peut être utilisée pour la calibration de l'antenne réelle pour tout type de faisceau avec prise en compte de l'influence entre partie rayonnante et circuits RF actifs et passifs.

3.5.3. Calibration par une optimisation de l'éclairement de toute la surface de l'antenne

Dans cette partie, une amélioration du procédé de calibration par optimisation de l'éclairement des éléments rayonnants (§3.5.2) est exposée. Grâce à l'agrégation des informations de la partie rayonnante et de la partie circuit RF de l'antenne dans la matrice $S_{\text{élargie}}$, le temps de calibration de l'antenne est réduit. La recherche des coefficients de calibration de l'antenne s'effectue par une optimisation de l'éclairement des éléments rayonnants, et aussi du pourtour de l'antenne. Ainsi, le procédé de calibration est robuste

mais sa limite de validité est contrainte par les dimensions de la surface de simulation champ proche (§2.5.2.4).

Cette méthode est appliquée au réseau 5x5 (§2.2.4) qui présente de forts effets de bord et de couplage ce qui met en évidence des améliorations apportées sur les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne avec peu de moyens employés.

Elle peut être utilisée pour la calibration de l'antenne réelle pour tout type de diagramme de rayonnement souhaité.

3.5.3.1. Calibration par une optimisation d'éclairement de la surface d'antenne

Selon le diagramme souhaité, une loi d'éclairement de la surface d'antenne est définie dans les objectifs du processus d'optimisation. Le diagramme souhaité prend en compte la géométrie du réseau ainsi que le rayonnement d'un élément du réseau qui est approximé par une loi en cosinus. Les effets de bord et de couplage présents au sein du réseau ne sont pas pris en compte lors de la définition du diagramme souhaité. Dans le but de contrôler le rayonnement du bord de l'antenne et en choisissant un niveau du champ plus bas que ceux des patches du réseau (équation 3.5.2), la loi de l'éclairement objectif est étendue sur toute la surface d'antenne. Ainsi l'éclairement objectif considère l'éclairement du réseau équivalent (figure 3.5.20).

$$e_b^{ob} = \frac{1}{10} \min(|e_{ij}^{ob}|)$$

Équation 3.5.2. Définition de l'éclairement du bord .

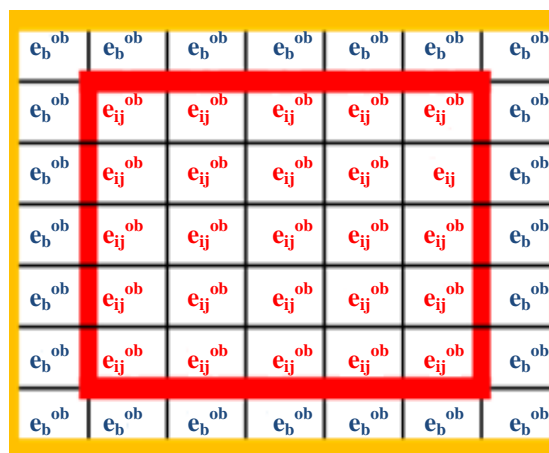


Figure 3.5.20 : Eclairement du réseau rayonnant équivalent: réseau de 7x7 patches. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches réels. 7x7-5x5 patches fictifs sont montrés avec la couleur bleue.

Les coefficients complexes d'éclairement objectif des patches réels (e_{ij}^{ob} , $i, j = 1, 5$) sont calculés pour un diagramme souhaité. Ensuite, l'éclairement des patches fictifs (pourtour de l'antenne) (e_b^{ob}) est calculé à partir de ces coefficients complexes des patches réels (équation 3.5.2).

Enfin, l'éclairement du réseau équivalent, des patches et du bord de l'antenne est fixé comme objectif de l'optimisation dans ADS. Le processus d'optimisation se déroule selon le schéma de la figure 3.4.3 (§3.4).

3.5.3.2. Résultats

Vu la polarisation de l'antenne et le décalage sur l'axe vertical des points d'alimentation par rapport au centre des patches, les effets du couplage entre les éléments sont forts dans ce plan. Consécutivement, l'intérêt est porté au diagramme dans le plan $U = constant$.

Dans le but de distinguer les différentes calibrations effectuées, une définition des calibrations employées est introduite.

Définitions

- ❖ *La calibration qui s'effectue par une optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants est nommée CAL SB (sans bord).*
- ❖ *La calibration qui se fait par une optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et aussi du pourtour de l'antenne est nommée CAL AB (avec le bord).*

3.5.3.2.1. Calibration d'antenne pour un diagramme pointé à $U, V = 0.27$ et pondéré

Un signal d'alimentation pondérée en amplitude et en phase est injecté à chaque patch du réseau (figure 2.2.5). Dans les plans vertical et horizontal, le gradient de phase est choisi pour avoir un pointage du diagramme $U, V = 0.27$ (équivalent à $\theta \approx 22^\circ$, $\varphi \approx 45^\circ$).

Le diagramme avant la calibration qui résulte de cette alimentation est présenté dans la figure 3.5.21.

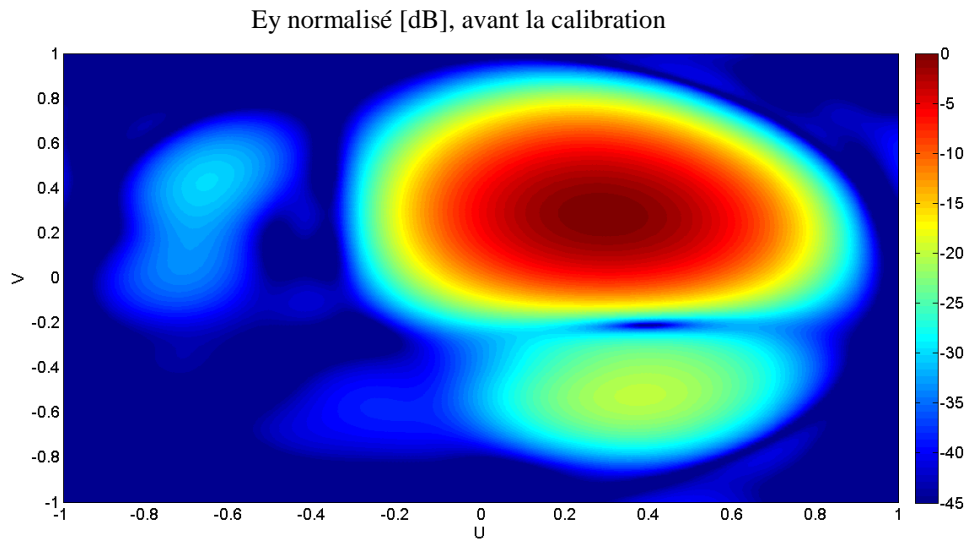


Figure 3.5.21: Diagramme de rayonnement avant la calibration Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27$, $V=0.27$.

Résultat obtenu après la calibration à base d'optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants (CAL SB) est illustré sur la figure 3.5.22.

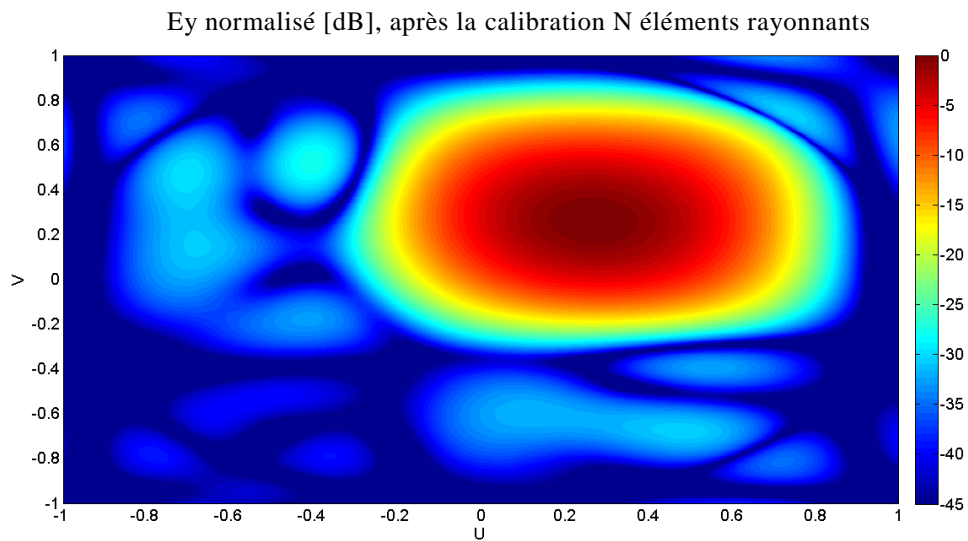


Figure 3.5.22: Diagramme de rayonnement après la calibration N éléments rayonnants. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27$, $V=0.27$.

Ensuite, une calibration à base d'optimisation de l'éclairement de N éléments et du bord (CAL AB) est effectuée et le diagramme obtenu est illustré dans la figure 3.5.23.

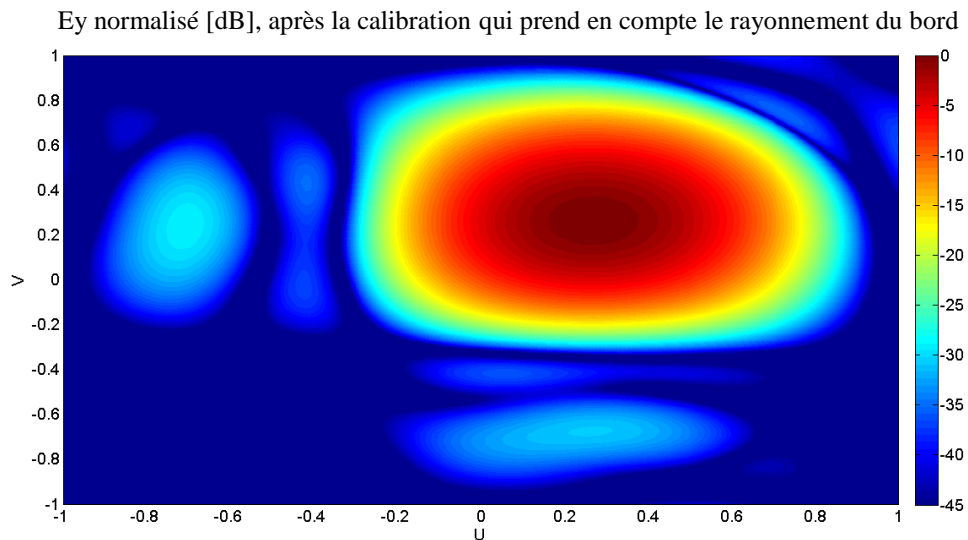


Figure 3.5.23 : Diagramme de rayonnement après la calibration qui prend en compte le rayonnement du bord. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27, V=0.27$.

Les courbes bleue, rouge et noire illustrent le diagramme de rayonnement dans les plans $V, U = \text{constant}$ avant et après la calibration CAL SB et après la calibration CAL AB (figures 3.5.24 et 3.5.25).

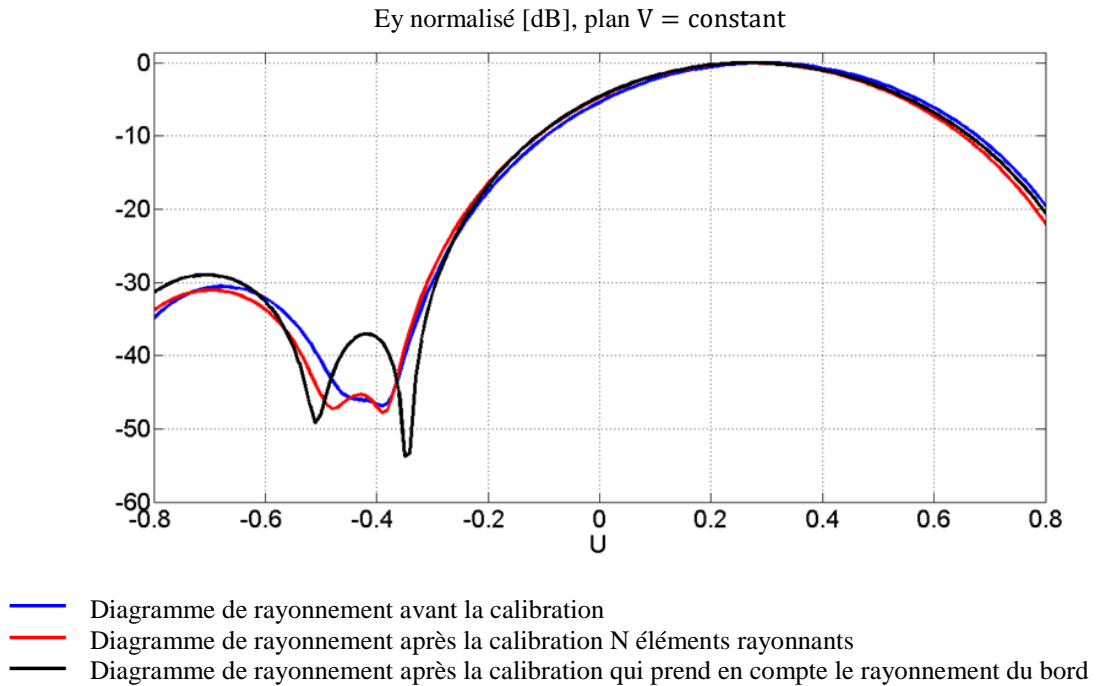


Figure 3.5.24 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27$, $V=0.27$.

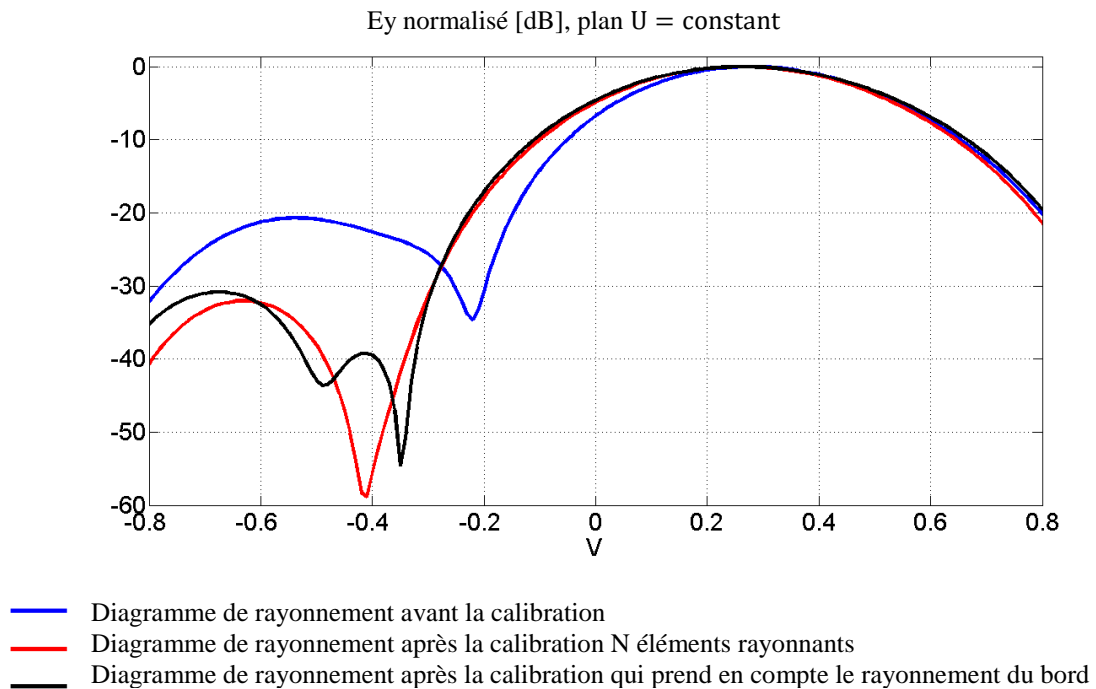


Figure 3.5.25 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27$, $V=0.27$.

Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure 3.5.25 sont montrées dans le tableau 3.5.9.

	V_0	ΔV à $-3dB$	$I^{er} NLS$	$V_1 I^{er} LS_g$	$G_{réalisé}^{total}$
Unité	[-]	[-]	[dB]	[-]	[dB]
Avant la calibration	0.27	0.38	-27.1	-0.22	15
Après la calibration CAL SB	0.26	0.4	-32	-0.41	11.6
Après la calibration CAL AB	0.26	0.45	-39	-0.35	13.5
Souhaité	0.27	0.45	-33	-0.34	16.5

Tableau 3.5.9 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.27$, $V=0.27$.

Du aux couplages forts dans le plan vertical ($U = constant$), le diagramme de rayonnement est fortement dégradé. La direction de pointage du diagramme avant la calibration est similaire à celle de l'objectif. Par contre, le niveau de lobe secondaire est différent de celui de l'objectif de $5.9dB$. Le gain réalisé est inférieur à celui souhaité de $1.5dB$. Le rayonnement du bord élargit les dimensions de l'antenne qui introduisent une différence de $\Delta\Delta V = 0.07$ entre la largeur de l'ouverture du lobe principal et celle de l'objectif. L'annulation de diagramme est éloignée par rapport celle de l'objectif de $\Delta V_1 = 0.12$.

La calibration qui s'effectue sur N éléments rayonnants apporte une légère amélioration sur le diagramme de rayonnement. La largeur de l'ouverture du lobe principal se différencie de celle de l'objectif de seulement de $\Delta\Delta V = 0.02$. Le niveau du lobe secondaire s'approche de celui de l'objectif ($-32dB$). Par contre, l'annulation du diagramme s'éloigne de celle de l'objectif avec $\Delta V_1 = 0.07$ et la direction de pointage diffère de $\Delta V_0 = 0.01$. Le rayonnement du bord augmente les couplages entre les éléments rayonnants, ce qui provoque une diminution du gain réalisé ($11.6dB$).

La calibration qui prend en compte l'éclairement de la totalité de la surface d'antenne (CAL AB) creuse un écart de $\Delta V_0 = 0.01$ dans la direction de pointage. Le niveau de lobe secondaire diffère de celui de l'objectif de $6dB$. En revanche, la largeur de l'ouverture du lobe principal du diagramme est similaire à celle de l'objectif. L'annulation du diagramme se distingue de celle de l'objectif simplement de $\Delta V_1 = 0.01$. Grâce à la prise en compte du rayonnement du bord, les effets du couplage inter-éléments sont limités ainsi le gain réalisé atteint $13.5dB$.

3.5.3.2.2. Calibration d'antenne pour un diagramme pointé à $U, V = 0.51$ et pondéré

Un signal d'alimentation pondérée en amplitude et en phase est injecté à chaque patch du réseau (figure 2.2.5). Dans les plans vertical et horizontal, le gradient de phase est choisi pour avoir un pointage du diagramme $U, V = 0.51$ (équivalent à $\theta \approx 46^\circ, \varphi \approx 45^\circ$).

Le diagramme de rayonnement résultant de cette alimentation cad le diagramme avant la calibration est illustré dans les figures 3.5.26.

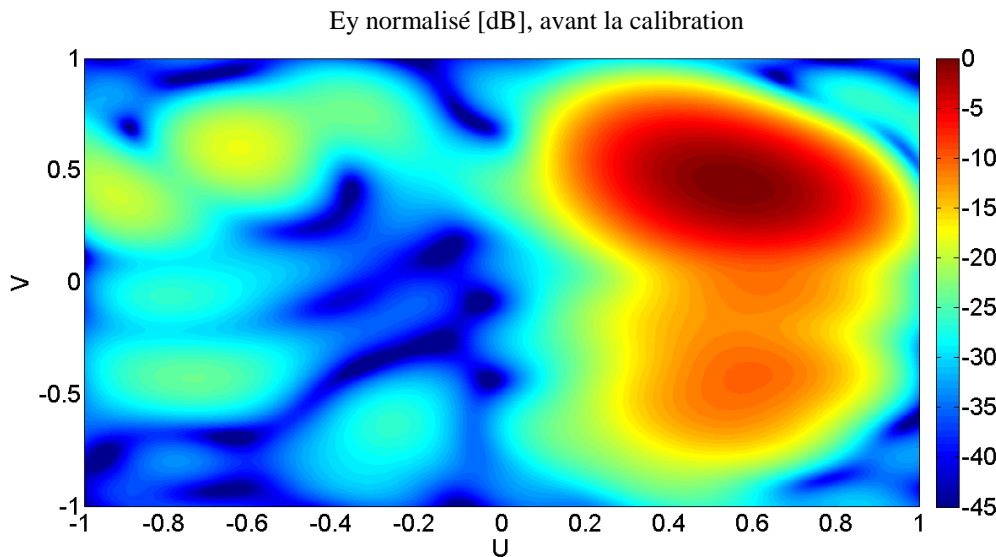


Figure 3.5.26: Diagramme de rayonnement avant la calibration Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$.

Une calibration à base d'optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants est effectuée. Le résultat est montré sur la figure 3.5.27.

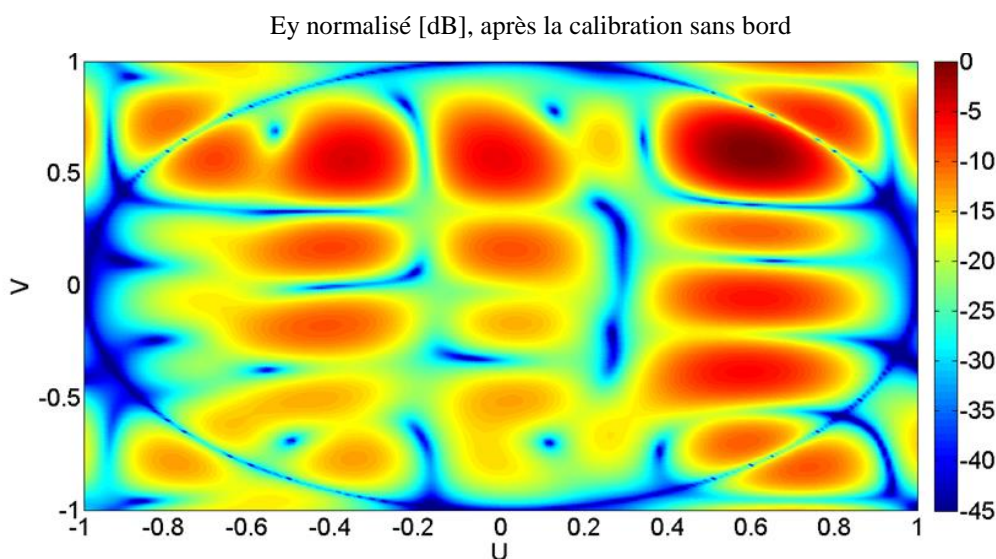


Figure 3.5.27 : Diagramme de rayonnement après la calibration N éléments rayonnants. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$.

Ensuite, une calibration à base d'optimisation de l'éclairement de N éléments et du bord est accomplie. Le diagramme obtenu est illustré dans la figure 3.5.28.

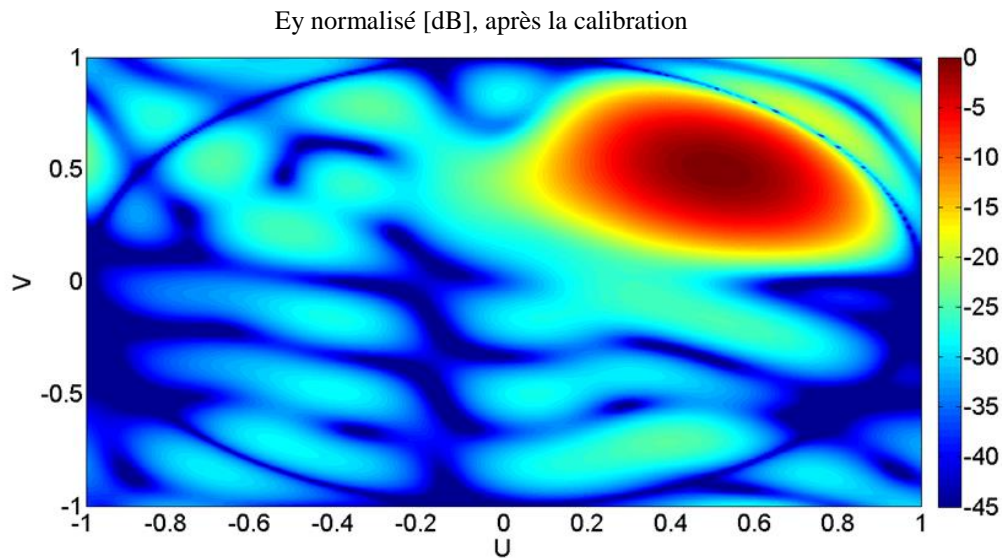


Figure 3.5.28 : Diagramme de rayonnement après la calibration qui prend en compte le rayonnement du bord. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51, V=0.51$.

Les courbes bleue, rouge et noire illustrent le diagramme de rayonnement dans les plans $V, U = \text{constant}$ avant et après la calibration qui s'effectue sur l'éclairement de N éléments rayonnants et après la calibration qui se fait sur l'éclairement de toute la surface d'antenne (N éléments rayonnants, $M - N (M > N)$ l'éclairement du bord) (figures 3.5.29 et 3.5.30).

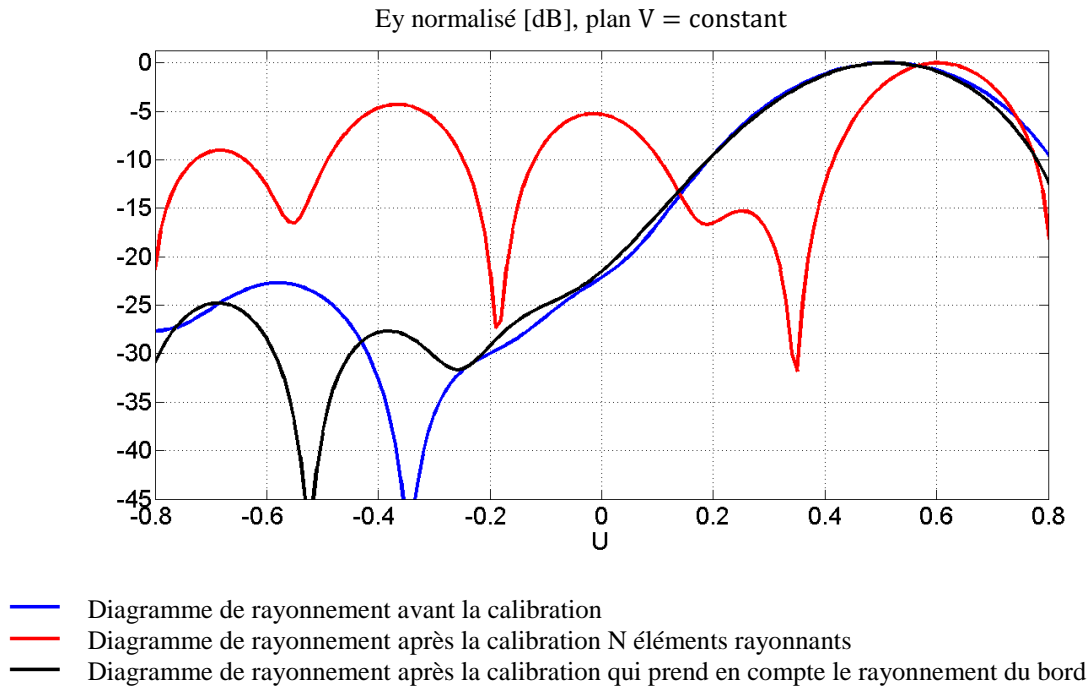


Figure 3.5.29 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51$, $V=0.51$.

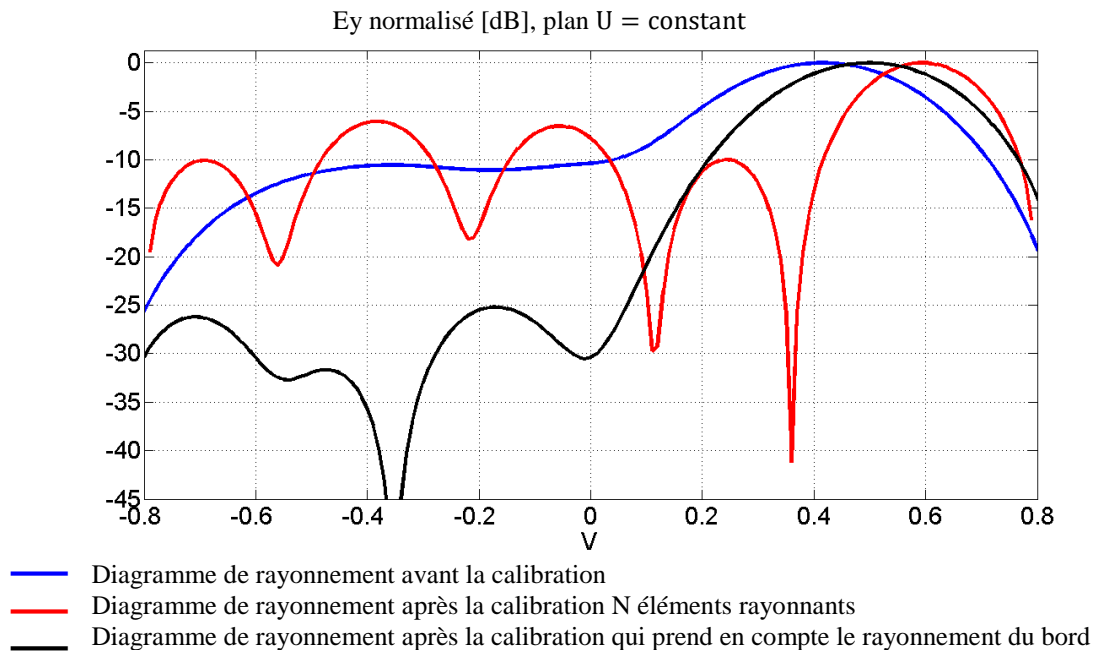


Figure 3.5.30 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration N éléments rayonnants, et la totalité de la surface. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51$, $V=0.51$.

Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure 3.5.30 sont indiquées dans le tableau 3.5.10.

	V_0	ΔV à $-3dB$	$1^{er} NLS$	$V_1 1^{er} LS_g$	$G_{réalisé}^{total}$
Unité	[-]	[-]	[dB]	[-]	[dB]
Avant la calibration	0.42	0.33	-10.5	-	12.5
Après la calibration SB	0.59	0.2	-10	0.36	-8.4
Après la calibration AB	0.5	0.27	-25.2	-0.01	2.1
Souhaité	0.51	0.4	-30.5	-0.04	16.7

Tableau 3.5.10 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0.51$, $V=0.51$.

Le diagramme de rayonnement avant la calibration est fortement dégradé à cause des effets de bord et de couplage forts dans le plan $U = constant$. Le gain réalisé du réseau est de $12.5dB$. La direction de pointage est différente de celle de l'objectif de $\Delta V_0 = 0.09$. Les lobes secondaires sont fusionnés avec le lobe principal et ont un niveau de $-10dB$.

La calibration qui s'effectue sur N éléments rayonnants s'avère inefficace pour les antennes ayant un petit nombre d'éléments rayonnants si le bord est négligé dans le procédé de calibration. La direction de pointage diffère de manière importante de celle de l'objectif de $\Delta V_0 = 0.08$. Le niveau des lobes secondaires est fortement augmenté ($-10dB$). Le rayonnement du bord renforce les couplages présents dans le réseau, ce qui provoque une diminution importante du gain réalisé de l'antenne ($-8.4dB$).

La calibration qui, prend en compte l'éclairement de la totalité de la surface d'antenne, apporte une nette amélioration sur le diagramme de rayonnement. L'écart entre la direction de pointage et celle de l'objectif est diminué de manière forte ($\Delta V_0 = 0.01$). Le niveau du premier lobe secondaire est de $-25dB$ et s'approche à celui de l'objectif ($-30dB$).

L'objectif d'amélioration du diagramme est atteint par la maîtrise du rayonnement du bord. Ce qui permet de réduire les effets de couplage entre les éléments rayonnants ainsi d'augmenter le gain réalisé ($2.1dB$). Mais cela fait apparaître un point nouveau qui est la prise en compte de la perte du signal par désadaptation (les coefficients actifs de réflexion augmentent en fonction des signaux de calibration). Pour éviter ce type de dysfonctionnement de l'antenne, il est nécessaire de prendre en compte les coefficients actifs de réflexion dans le processus de calibration. Ce qui va être démontré dans le paragraphe 4.3.

3.5.3.3. Récapitulatif

Cette méthode raccourcit le temps nécessaire pour un procédé de calibration d'antenne. Elle intègre les effets de bord et de couplage présents dans le réseau dans le processus de calibration, en apportant un regard innovant aux procédés actuels de calibration [3], [15], [17].

Un signal d'alimentation pondérée en amplitude et en phase est appliqué à l'antenne présentant de forts effets de bord et de couplage. Il s'avère que la calibration spécifique est inefficace si le rayonnement de bord n'est pas pris en compte dans le procédé de calibration.

La calibration qui prend en compte l'éclairement de toute la surface de l'antenne, améliore considérablement le diagramme de rayonnement. De plus, elle permet de corriger les défauts de diagramme de rayonnement qui peuvent être causés par les désadaptions lors d'un pointage et/ou d'une pondération. Grâce à cette nouvelle méthode de calibration le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes correspond à celui souhaité.

3.6. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à la description d'une méthode de calibration qui inclut les effets de bord et les effets de couplage entre les éléments rayonnants dans le processus de calibration. Une chronologie des étapes intermédiaires avec des exemples numériques est établie pour démontrer les améliorations apportées à la méthode de calibration afin d'obtenir une méthode rapide, performante et applicable à une large gamme d'antennes.

Une modélisation de l'antenne qui permet de prendre en compte le rayonnement de toute la surface d'antenne est faite. L'agrégation des informations de la partie rayonnante et de la partie circuit de l'antenne, donne la possibilité d'avoir un modèle plus réaliste de l'antenne. La modélisation de l'antenne avec son ensemble partie rayonnante et partie circuit contribue à la performance du procédé de la calibration d'antenne. L'utilisation du logiciel ADS accélère la recherche des coefficients de calibration.

Avec cette modélisation globale du réseau, les effets de désadaptation entre l'antenne et des circuits actifs sur le diagramme de l'antenne active peuvent être étudiés. Les éclaircissements peuvent être optimisés afin de répondre à un gabarit en tenant compte des effets de désadaptation et de couplage dans l'antenne ainsi que dans les circuits RF connectés à l'antenne. Aussi, la méthode peut être utilisée pour la calibration d'une antenne en présence d'un parasite (diélectrique, conducteur).

Chapitre 4

Validation de la méthode de calibration

4.1. Introduction

Le propos de ce chapitre est de valider le procédé de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne (N éléments rayonnants et les bords du réseau d'antennes). La validation est faite pour deux réseaux d'antennes à l'aide du logiciel HFS ou à l'aide du logiciel HFSS et par des mesures en champ lointain de l'antenne dans une chambre anéchoïque.

Ce chapitre est composé de trois parties. La première partie (§4.2) est consacrée à la validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes constitué de 5×5 patches. Pour ce réseau le nombre des patches fictifs est inférieur à celui des patches réels ($M-N < N$). Vu la complexité de la réalisation des mesures de ce réseau (25 atténuateurs, 25 déphaseurs ainsi qu'un diviseur de puissance 1 par 25), la validation de la méthode pour ce réseau s'effectue par une comparaison des diagrammes de rayonnement avant et après la calibration, obtenus à l'aide de la base des éclairagements avec ceux obtenus directement en champ lointain par HFSS. La deuxième partie (§4.3) va mettre en évidence une limitation de fonctionnement de la méthode de calibration pour les réseaux d'antennes ayant un nombre de patches fictifs supérieur au nombre des patches réels ($M-N > N$). Cette limitation est causée par les coefficients actifs de réflexion qui augmentent considérablement lors de l'injection des signaux de calibration aux ports de l'antenne. Afin d'éviter le dysfonctionnement du réseau, les coefficients actifs de réflexion sont pris en compte lors de la calibration du réseau. La validité de la méthode de calibration sera étudiée pour un réseau d'antennes 1×5 ($M-N > N$), choisi car plus accessible à une démonstration pratique par une comparaison des diagrammes de rayonnement avant et après la calibration. La nécessité de prendre en compte le rayonnement de toute la surface d'antenne lors de la calibration du réseau 1×5 sera étudiée en comparant les résultats obtenus par HFSS et par mesures en champ lointain (§4.4).

4.2. Validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs inférieur au nombre de patches réels

Afin de valider la méthode de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne (CAL AB) (présentée dans le §3.5.3) pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs inférieur au nombre des patches réels ($M-N < N$), la méthode est appliquée au réseau d'antennes 5×5 (§2.2.4). Les diagrammes avant et après la calibration obtenus à l'aide de la base des éclairissements sont comparés avec ceux directement calculés en champ lointain par HFSS. La comparaison des diagrammes s'effectue selon la méthode de validation développée dans le §3.3.4.

4.2.1. Résultat de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface de l'antenne

Des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase (tableaux 4.2.1 et 4.2.2) sont injectés à chaque patch du réseau (figure 2.2.4). Le gradient de phase des signaux est choisi pour avoir un pointage du diagramme $U = 0$, $V = 0.54$ (équivalent à $\theta \approx 32.7^\circ$, $\varphi = 90^\circ$).

1 0.11	6 0.11	11 0.11	16 0.11	21 0.11
2 0.55	7 0.55	12 0.55	17 0.55	22 0.55
3 1	8 1	13 1	18 1	23 1
4 0.55	9 0.55	14 0.55	19 0.55	24 0.55
5 0.11	10 0.11	15 0.11	20 0.11	25 0.11

Tableau 4.2.1 : Signaux d'alimentation de l'antenne. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches. La puissance normalisée par rapport à la valeur maximale est montrée avec la couleur noire.

1 154.6	6 154.6	11 154.6	16 154.6	21 154.6
2 -102.7	7 -102.7	12 -102.7	17 -102.7	22 -102.7
3 0	8 0	13 0	18 0	23 0
4 102.7	9 102.7	14 102.7	19 102.7	24 102.7
5 -154.6	10 -154.6	15 -154.6	20 -154.6	25 -154.6

Tableau 4.2.2 : Signaux d'alimentation de l'antenne. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$. La numérotation avec la couleur rouge présente les 5x5 patches. La phase en degré est montrée avec la couleur noire.

Les diagrammes de rayonnement avant et après la calibration, obtenus à partir de la base des éclairagements, sont illustrés sur les figures 4.2.1 et 4.2.2.

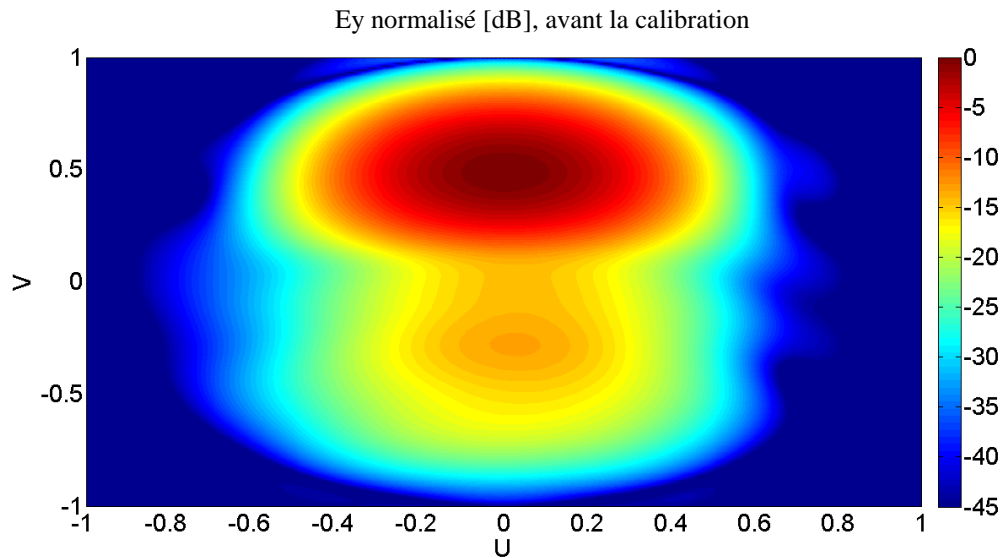


Figure 4.2.1 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.

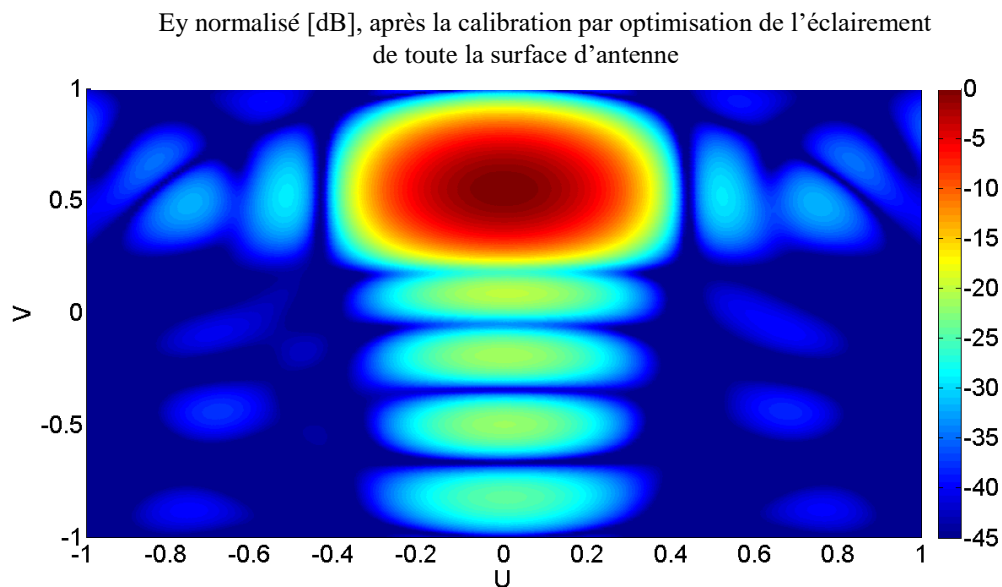
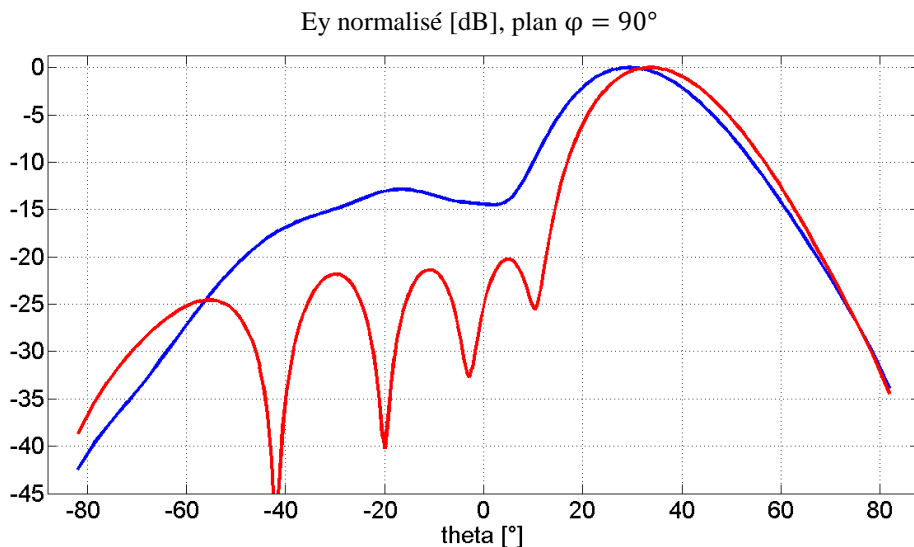


Figure 4.2.2 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.

La comparaison des diagrammes s’effectue dans le plan E ($\varphi = 90^\circ$) dans lequel les perturbations (causées par les effets de bord et de couplage) des diagrammes sont marquantes (figure 4.2.3). Quelques caractéristiques des diagrammes de la figure 4.2.3, sont données dans le tableau 4.2.3.



- Diagramme avant la calibration
- Diagramme après la calibration par optimisation de l’éclairement de toute la surface d’antenne

Figure 4.2.3 : Diagrammes de rayonnement avant et après la calibration. Cas des signaux d’alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Avant la calibration	30	24	-13	-13
Après la calibration CAL AB	34	21.6	-20.3	-21.4
Souhaité	32.7	29.8	-31.1	-24.3

Tableau 4.2.3 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas des signaux d’alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$.

Le diagramme de rayonnement avant la calibration présente de fortes perturbations dans le plan $\varphi = 90^\circ$ (courbe bleue continue). La direction de pointage s’écarte de celle du diagramme souhaité de 2.7° , et la largeur du lobe principal à $-3dB$ se différencie de celle du diagramme souhaité de 5.8° . Les lobes secondaires sont fusionnés avec le lobe principal et ont un niveau de $-13dB$.

La calibration améliore le diagramme de rayonnement (courbe rouge continue). La direction de pointage diffère de celle du diagramme souhaité de 1.3° . Les niveaux des lobes secondaires s’approchent de ceux des lobes secondaires du diagramme souhaité avec le

premier lobe secondaire à $-20.3dB$ et le deuxième lobe secondaire à $-21.4dB$. Par contre, la largeur du lobe principal à $-3dB$ est différente de celle du diagramme souhaité de 7° . La divergence entre ces deux diagrammes peut être expliquée par la définition de l'éclairement objectif (§3.5.3.1) qui ne prend pas en compte ni les effets de bord, ni de couplage, ainsi que par la convergence du processus d'optimisation qui n'est jamais de 100%.

4.2.2. Comparaison entre les diagrammes issus de HFSS et ceux calculés à partir de la base des éclairagements

Afin de valider la méthode de calibration, les diagrammes avant et après la calibration obtenus à l'aide de la base des éclairagements (figure 4.2.3) sont comparés avec ceux issus directement en champ lointain de HFSS (§3.3.4). La figure 4.2.4 montre la comparaison des diagrammes obtenus à partir de la base des éclairagements et issus de HFSS dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

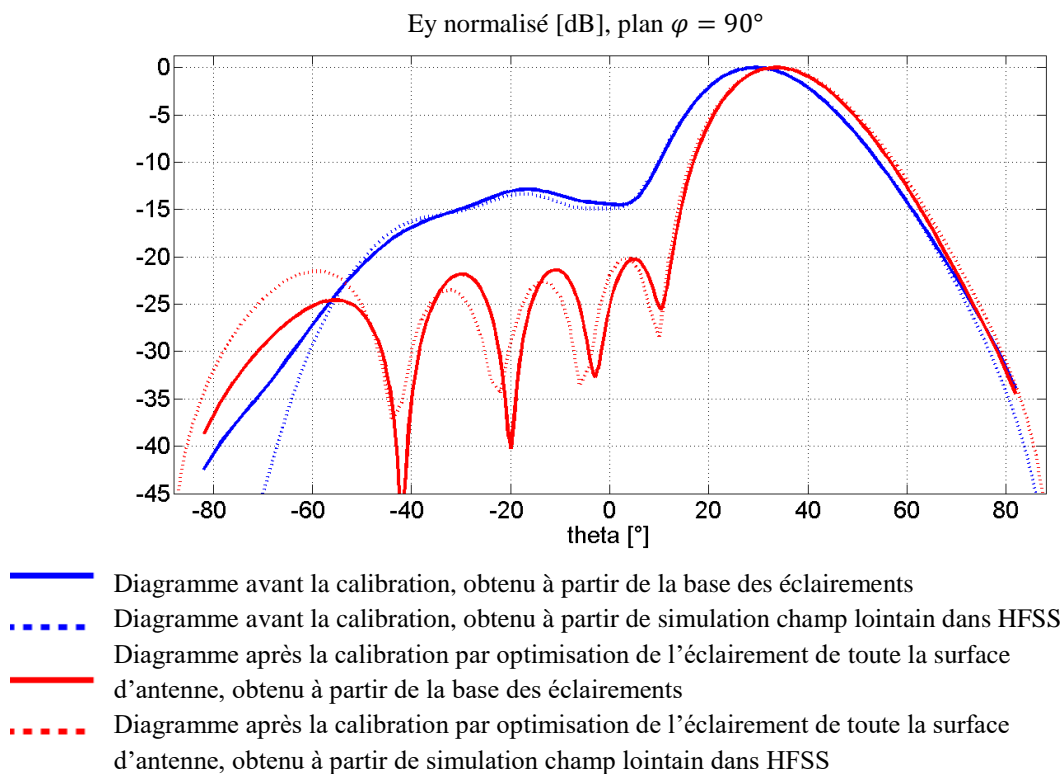


Figure 4.2.4 : Diagramme de rayonnement après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.

Le tableau 4.2.4 donne quelques caractéristiques des diagrammes illustrés sur la figure 4.2.4.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Avant la calibration BASE	30	24	-13	-13
Avant la calibration HFSS	30	24	-13.4	-13.4
Après la calibration CAL AB BASE	34	21.6	-20.3	-21.4
Après la calibration CAL AB HFSS	34	22.4	-20.1	-22.6

Tableau 4.2.4 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.54$.

La comparaison des diagrammes avant la calibration (courbes bleue continue et pointillée) met en évidence une bonne concordance de ces diagrammes. La direction de pointage de deux diagrammes de rayonnement est de 30° . La largeur du lobe principal du diagramme obtenu à partir de la base des éclairagements est de 24° et similaire à celle du diagramme obtenu directement en champ lointain de HFSS. Un léger écart de $0.5dB$ est apparu sur les niveaux des lobes secondaires. Cet écart augmente pour les directions éloignées et a une valeur de $2dB$ à -60° . Ceci peut être expliqué par le niveau élevé du champ sur le bord de la surface de simulation de champ proche (figure C.1 dans l'annexe C). Il a été observé que la distribution du champ sur la surface de simulation de champ proche est modifiée parallèlement à l'augmentation des coefficients actifs de réflexion. Ce qui cause aussi une différence entre le gain intrinsèque et le gain réalisé qui sont respectivement de $16.3dB$ et de $11.6dB$.

Les courbes sont différentes lors de la comparaison des diagrammes après la calibration (courbes rouges continues et pointillées). Les lobes principaux des deux diagrammes se superposent. Par contre, il y a une légère différence de niveau entre les deux courbes de $4dB$ à -60° . Cette différence entre les diagrammes obtenus à partir de la base des éclairagements et ceux obtenus à partir de simulation champ lointain dans HFSS est accompagnée par l'augmentation des coefficients actifs de réflexion (équation 2.3.3) des ports de l'antenne (tableau C.1 de l'Annexe C). A cause de l'augmentation des coefficients actifs de réflexion, un écart de $5.5dB$ entre le gain intrinsèque ($16.4dB$) et le gain réalisé ($10.9dB$) (issus de HFSS) du réseau se creuse.

Malgré une légère incohérence entre les diagrammes obtenus à l'aide de la base des éclairagements et issus de HFSS, les améliorations apportées au rayonnement du réseau d'antennes par la méthode de calibration sont acceptables.

4.2.3. Récapitulatif

La méthode de calibration par optimisation de l'éclairagement de toute la surface d'antenne a été validée par simulation pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs inférieur à celui des patches réels ($M-N < N$). Les diagrammes de rayonnement obtenus à l'aide de la base des éclairagements et calculés directement en champ lointain de HFSS ont été comparés afin de valider la méthode de la calibration. La comparaison des diagrammes avant et après la calibration a permis de valider la méthode de la calibration, ainsi que le fonctionnement de la base des éclairagements.

4.3. Validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patches fictifs supérieur au nombre de patches réels

Dans cette partie, une amélioration du procédé de calibration par une optimisation de l'éclairagement de toute la surface d'antenne (§3.5.3) est décrite. Ceci pour élargir le type des réseaux d'antennes pour lesquels elle peut être utilisée.

On a choisi un réseau d'antennes (§2.2.5) particulièrement perturbé par les effets de bord et de couplage, afin de pousser l'utilisation de la méthode de calibration dans ses derniers retranchements.

Par l'agrégation des informations de la partie rayonnante et de la partie circuit RF de l'antenne dans la matrice $S_{\text{élargie}}$, le temps de calibration de l'antenne a été raccourci. Malgré les performances de cette méthode, les résultats présentés dans les §3.5.3 et §4.2 semblent montrer qu'elle ne peut s'appliquer qu'aux réseaux d'antennes ayant un nombre de patches fictifs inférieur à celui de patches réels ($M-N < N$).

La limitation du fonctionnement de la méthode de calibration est liée aux coefficients actifs de réflexion des ports de l'antenne, qui augmentent de manière forte en fonction des signaux de calibration. L'augmentation des coefficients actifs de réflexion cause un dysfonctionnement de l'antenne en modifiant complètement son rayonnement. Il devient nécessaire de chercher les coefficients de calibration de l'antenne par une optimisation de l'éclairagement de toute la surface de l'antenne (N éléments rayonnants, et aussi le bord de l'antenne) et aussi des coefficients actifs de réflexion des N accès du réseau réel (§3.4.2

optimisation C). Ainsi, le procédé de calibration est applicable aux réseaux d'antennes ayant $M-N < N$ et $M-N > N$.

L'application de la méthode de calibration au réseau 1×5 (§2.2.5) montre sa capacité de corriger les défauts de diagrammes de rayonnement liés aux forts effets de bord et de couplage, ainsi qu'aux désadaptations des ports d'antennes qui surviennent lors d'un pointage ou d'une pondération du diagramme de rayonnement.

4.3.1. Calibration par une optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et aussi des coefficients actifs de réflexion

La définition de la loi d'éclairement de la surface d'antenne, qui correspond au diagramme souhaité, s'effectue selon la procédure décrite dans le §3.5.3.1.

Les valeurs des coefficients actifs de réflexion (équation 2.3.3) du réseau réel, correspondant à des signaux d'alimentation uniforme en amplitude et en phase, sont également définies dans les objectifs de processus d'optimisation (l'optimisation C dans le §3.4.2). Ces valeurs sont illustrées dans la figure 4.3.1 pour les fréquences de 2.8GHz à 3.2GHz.

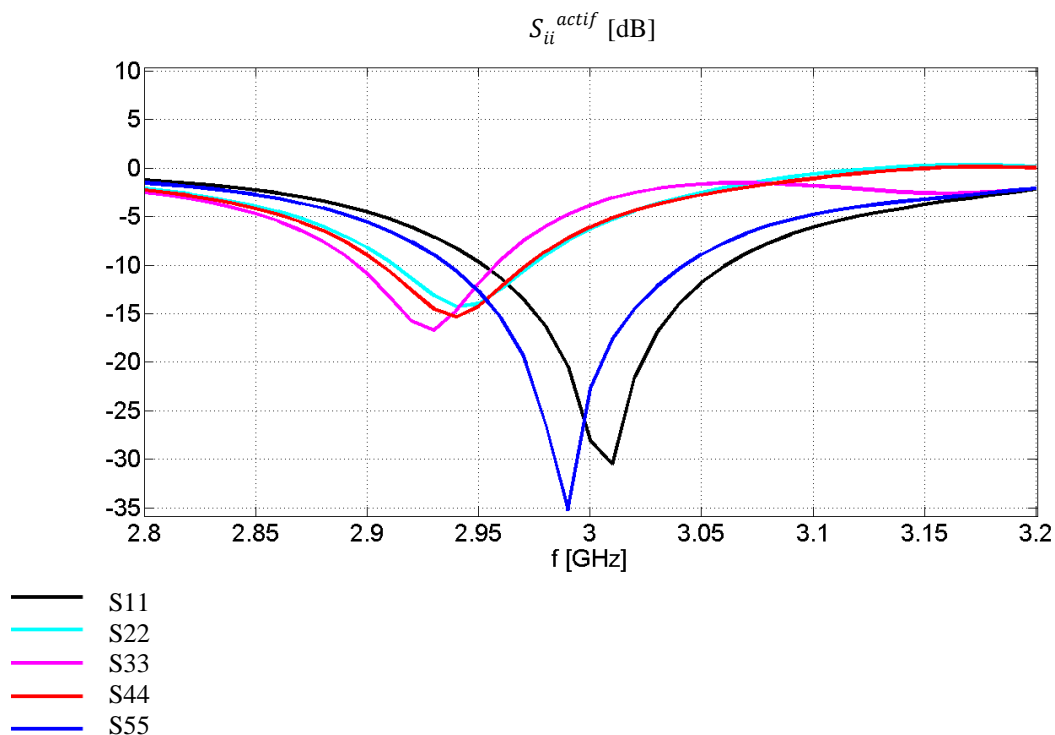


Figure 4.3.1 : Coefficients actifs de réflexion à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse. Cas des signaux d'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

Les valeurs des coefficients actifs à 3GHz sont prélevées de ces courbes (figure 4.3.1) et sont données dans le tableau 4.3.1.

	Signaux d'alimentation uniforme
$S_{11}^{\text{actif}} \text{ [dB]}$	-28
$S_{22}^{\text{actif}} \text{ [dB]}$	-6.3
$S_{33}^{\text{actif}} \text{ [dB]}$	-3.8
$S_{44}^{\text{actif}} \text{ [dB]}$	-6.1
$S_{55}^{\text{actif}} \text{ [dB]}$	-22.7

Tableau 4.3.1 : Coefficients actifs de réflexion des ports d'antenne à 3GHz. Ces valeurs sont issues de HFSS.

Les valeurs des coefficients actifs de réflexion sont inférieures à 0dB, ce qui permet au réseau d'antennes d'avoir un bon fonctionnement. Ceci sera démontré dans le paragraphe suivant (§4.3.2).

4.3.2. Influence des coefficients actifs de réflexion sur le fonctionnement du réseau d'antennes avant et après les calibrations

Afin de démontrer l'impact des coefficients actifs de réflexion sur le fonctionnement de l'antenne, les résultats de la calibration effectuée uniquement sur l'éclairement de la surface d'antenne (§3.5.3) sont comparés avec les résultats de calibration qui s'effectue sur l'éclairement de la surface d'antenne et aussi sur les coefficients actifs de réflexion.

Les signaux d'alimentation qui correspondent au diagramme avant la calibration, les signaux d'alimentation issus de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion, sont présentés dans le tableau 4.3.2.

N port	Signaux d'alimentation avant la calibration		Signaux d'alimentation après la calibration effectuée sur l'éclairement de toute la surface d'antenne		Signaux d'alimentation après la calibration effectuée sur l'éclairement de toute la surface d'antenne et sur les coefficients actifs de réflexion	
	Puissance normalisée*	Phase [°]	Puissance normalisée*	Phase [°]	Puissance normalisée*	Phase [°]
1	0.16	-138.2	0.23	-170.1	0.25	136.5
2	0.6	-69.1	0.57	17.4	0.2	-129.8
3	1	0	1	-161.1	0.75	-84.2
4	0.6	69.1	0.72	5.2	0.5	-37.1
5	0.16	138.2	0.13	166.5	1	28.8

*) Normalisé par rapport à la valeur maximale.

Tableau 4.3.2 : Signaux d'alimentation de l'antenne avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

On distingue facilement la pondération en amplitude et le gradient de phase des signaux avant la calibration (première colonne du tableau 4.3.2). Dans le cas des signaux de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne, on différencie la pondération en amplitude des signaux, par contre, le gradient de phase est quasiment invisible (deuxième colonne du tableau 4.3.2). Le gradient de phase est absent aussi pour les signaux après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Il est extrêmement difficile d'identifier la pondération en amplitude de ces signaux (troisième colonne du tableau 4.3.2).

Les signaux après les calibrations contiennent les corrections à apporter aux signaux d'alimentation afin de corriger ou de minimiser les effets de bord et de couplage. Ce qui explique la "disparition" visuelle de pondération en amplitude et en phase des signaux après les calibrations.

4.3.3. Evolution des coefficients actifs de réflexion en fonction des signaux d'alimentation de l'antenne

Les coefficients actifs de réflexion sont définis par l'équation 2.3.3. Les valeurs des coefficients actifs de réflexion correspondant aux signaux avant et après les calibrations (tableau 4.3.2), pour les fréquences de 2.8GHz à 3.2GHz sont présentées dans les figures 4.3.2-4.3.4.

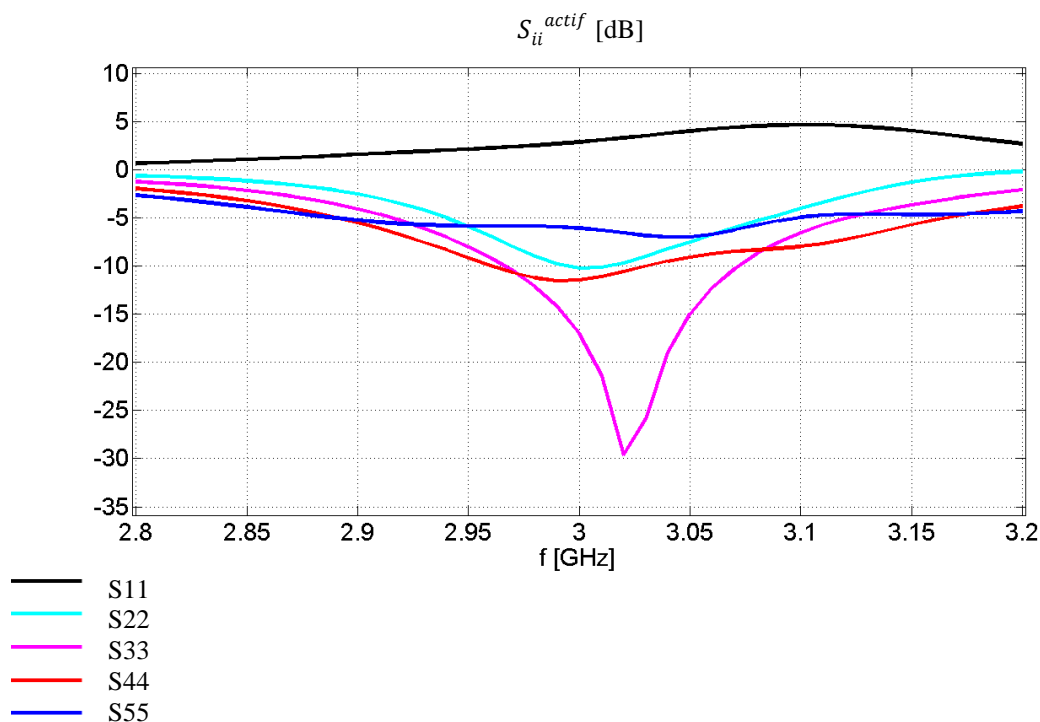


Figure 4.3.2 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

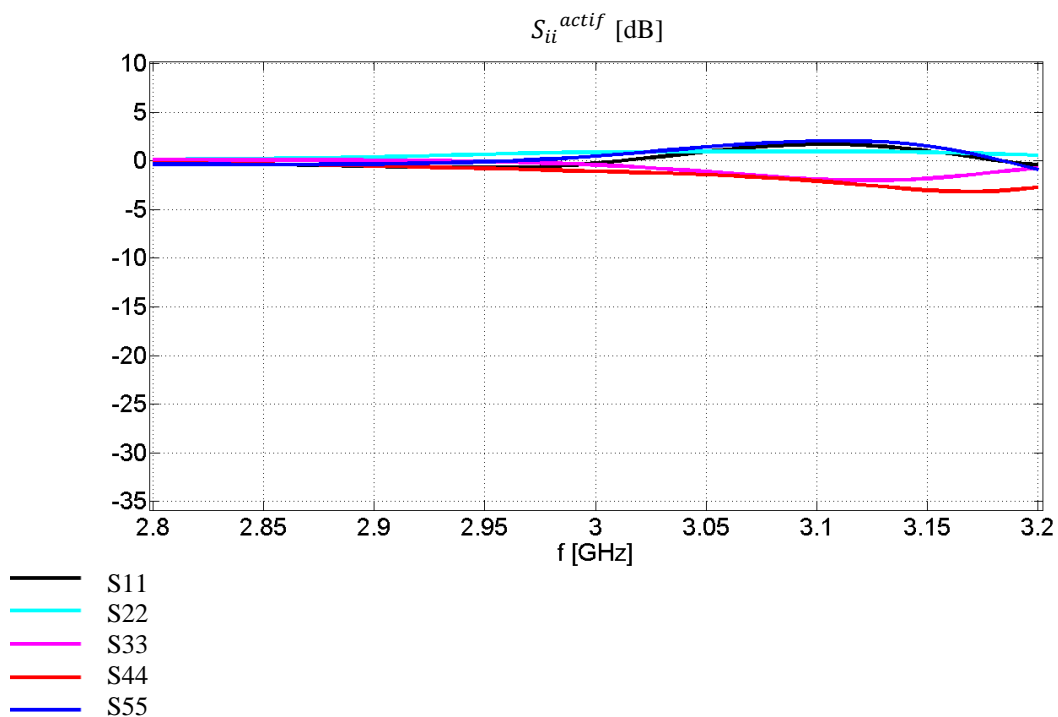


Figure 4.3.3 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) après la calibration par optimisation de l'éclairage de toute surface d'antenne. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

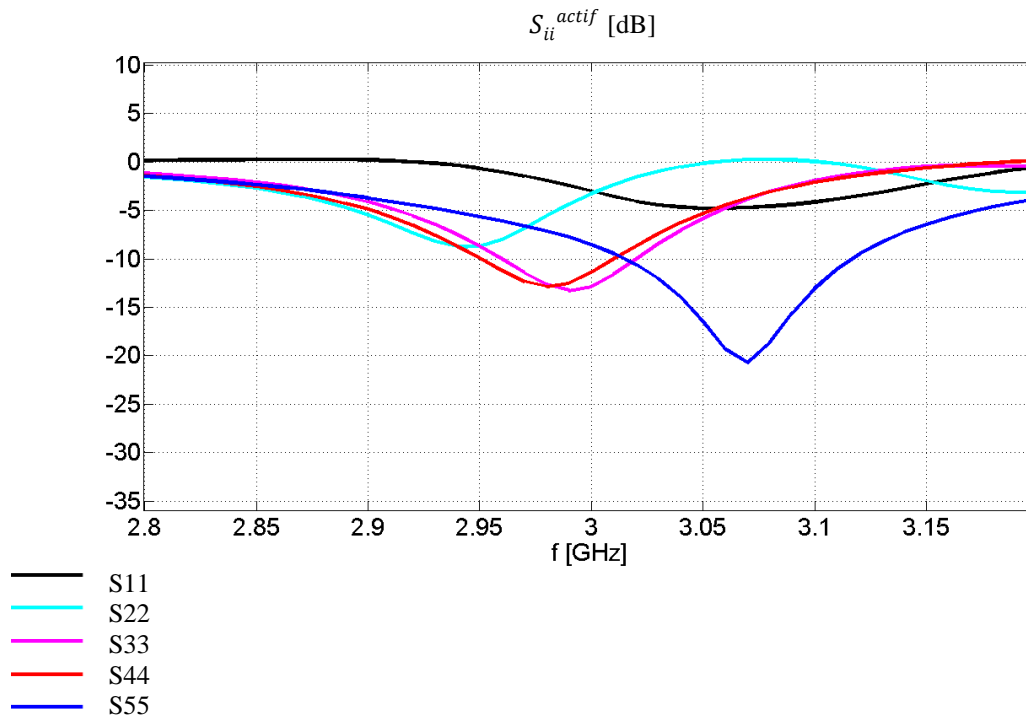


Figure 4.3.4 : Coefficients actifs de réflexion (à l’extrémité de l’âme centrale du câble coaxial d’accès des patches au niveau du plan de masse.) après la calibration par optimisation de l’éclairement de toute la surface d’antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d’alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Les valeurs des coefficients actifs de réflexion à $3GHz$ sont prélevées de ces courbes (figures 4.3.2-4.3.4) et sont données dans le tableau 4.3.3.

	Avant la calibration	Après la calibration effectuée sur l’éclairement de toute la surface d’antenne	Après la calibration effectuée sur l’éclairement de la surface d’antenne et coefficients actifs de réflexion
S_{11}^{actif} [dB]	2.9	-0.2	-3
S_{22}^{actif} [dB]	-10.2	0.9	-3
S_{33}^{actif} [dB]	-17	-0.4	-13
S_{44}^{actif} [dB]	-11.5	-1.1	-11.4
S_{55}^{actif} [dB]	-6.1	0.5	-8.5

Tableau 4.3.3 : Coefficients actifs de réflexion à $3GHz$. Ces valeurs sont issues de HFSS.

La première colonne (tableau 4.3.3) illustre les coefficients actifs de réflexion correspondant aux signaux d’alimentation avant la calibration. Il est observé que tous les coefficients actifs de réflexion des ports, sauf le premier (port $N^{\circ}1$), ont des valeurs

inférieures à $0dB$. Le coefficient actif de réflexion du port $N^{\circ}1$ est supérieur à $0dB$. La raison est que le fonctionnement de ce port est plus impacté par les effets de bord et de couplage par rapport aux autres ports, l'explication est liée à la polarisation verticale du réseau et aussi au décalage des points d'alimentation du réseau suivant l'axe y (vertical). Les conditions défavorables pour le port $N^{\circ}1$ sont amplifiées par le pointage du diagramme.

Dans le cas où aucune contrainte n'est fixée sur les coefficients actifs de réflexion (calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne), les coefficients actifs de réflexion augmentent et atteignent des valeurs supérieures ou égales à $-1.1dB$ (deuxième colonne du tableau 4.3.3). Ce qui impacte fortement le fonctionnement de l'antenne en l'empêchant de rayonner.

En revanche, lorsqu'une contrainte est fixée sur les coefficients actifs de réflexion (calibration par optimisation de l'éclairement de la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion), les valeurs des coefficients actifs de réflexion augmentent mais restent inférieures ou égales à $-3dB$ (troisième colonne du tableau 4.3.3). Grâce à un niveau maîtrisé des coefficients actifs de réflexions, le réseau d'antennes peut rayonner.

4.3.4. Résultat de calibration

Les trois groupes de signaux d'alimentation du tableau 4.3.2 sont successivement appliqués à la base des éclairagements (§3.3.3). Pour chacun de ces groupes, un éclairage équivalent à l'éclairement de la surface du réseau d'antennes est calculé selon l'équation 2.8.4. Ensuite, le diagramme de rayonnement de chacun de ces éclairagements est calculé en champ lointain (équation 2.6.6). Les diagrammes calculés (obtenus à partir de la base des éclairagements) sont illustrés sur les figures 4.3.5 – 4.3.7.

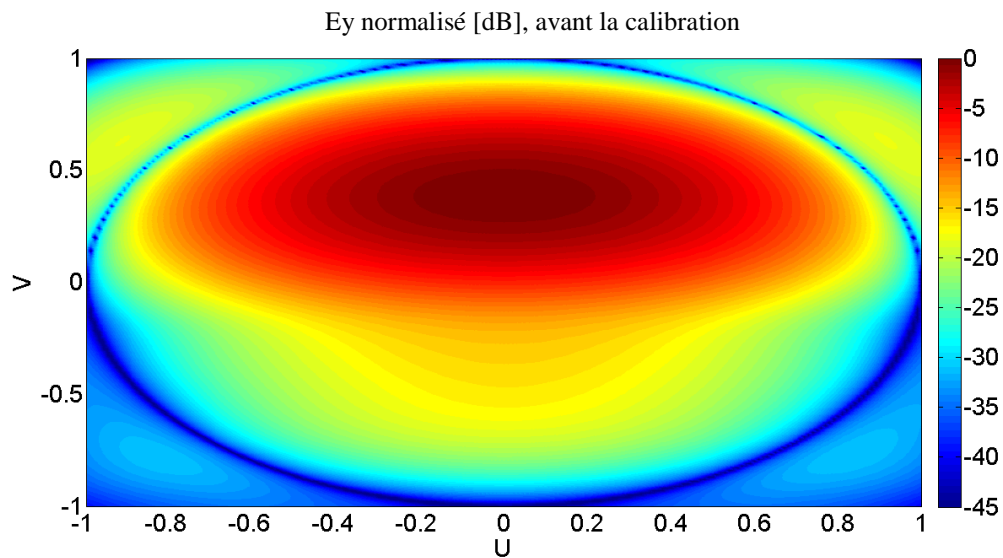


Figure 4.3.5 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

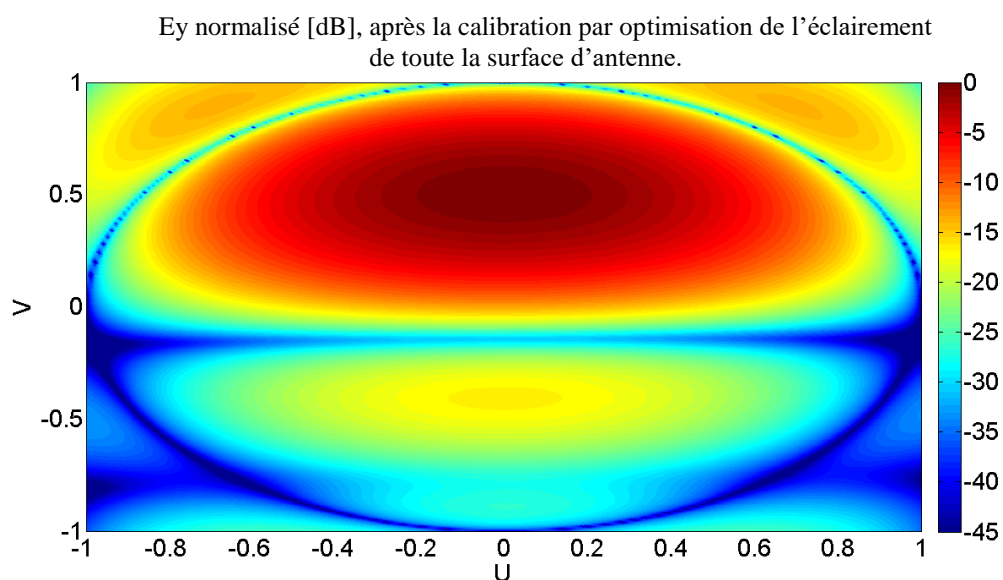


Figure 4.3.6 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

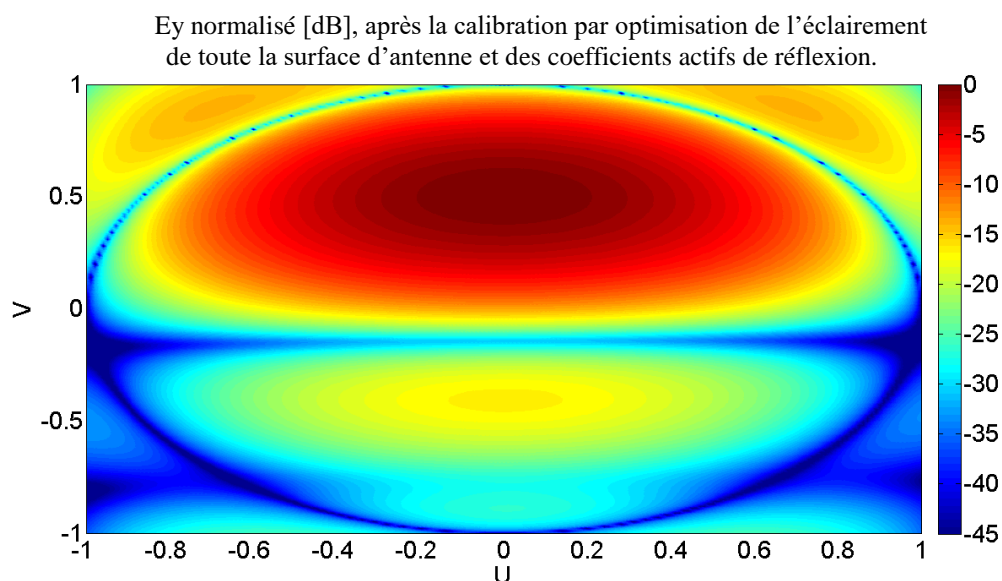


Figure 4.3.7 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Dans le but de faciliter la lecture de ces diagrammes, ils sont présentés dans le plan E ($\varphi = 90^\circ$) (figure 4.3.8).

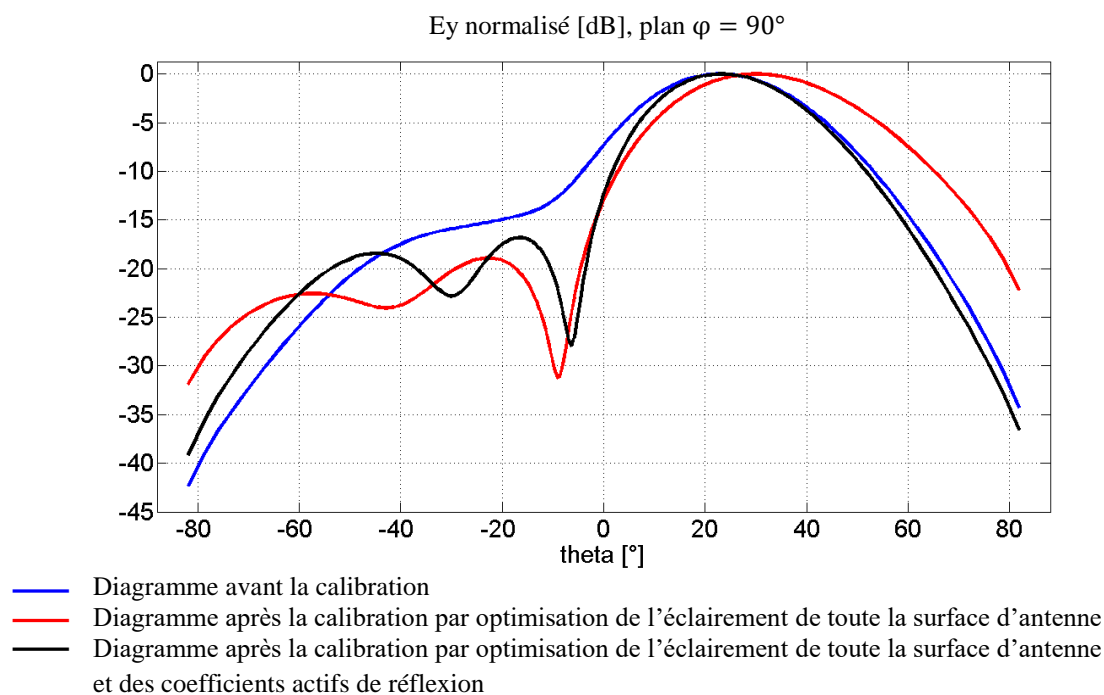


Figure 4.3.8 : Diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Quelques caractéristiques des diagrammes de rayonnement de la figure 4.3.8 sont données dans le tableau 4.3.4.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Avant la calibration	23	31	-15	-15
Après la calibration AB	30	34.7	-18.9	-22.5
Après la calibration AB + S_{ii}^{actifs}	23	27.9	-16.8	-18.4
Souhaité	29.3	38.4	-24.8	-28.3

Tableau 4.3.4 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

La courbe bleue illustre le diagramme de rayonnement avant la calibration (figure 4.3.8). A cause des effets de bord et de couplage fort, le diagramme avant la calibration présente de fortes perturbations. La direction de pointage diffère de celle du diagramme souhaité de 6.3° . Les lobes secondaires sont fusionnés avec le lobe principal du diagramme et ont un niveau élevé ($-15dB$). La largeur de l'ouverture du lobe principal est diminuée par rapport à celle du diagramme souhaité de 7.4° .

Le diagramme de rayonnement issu de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface de l'antenne (courbe rouge sur la figure 4.3.8) met en évidence les améliorations apportées par le processus de calibration. L'écart entre la direction de pointage et celle du diagramme de rayonnement souhaité est diminué et il est de 0.7° . Une nette amélioration est constatée sur la largeur du lobe principal du diagramme à $-3dB$: la différence entre celle-ci et celle du diagramme souhaité est de 3.7° . Les écarts des niveaux des lobes secondaires et ceux du diagramme souhaité sont inférieurs à $6dB$.

La calibration qui s'effectue par une optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et aussi des coefficients actifs de réflexion apporte une légère amélioration au diagramme qui est présenté avec la courbe noire (figure 4.3.8). L'écart de niveau des lobes secondaires est de $8dB$ (premier lobe secondaire) et de $10dB$ (deuxième lobe secondaire). La largeur du lobe principal à $-3dB$ est rétrécie et diffère de celle du diagramme souhaité de 10.5° . Aucune amélioration n'est apportée à la direction de pointage. Qui reste similaire à celle du diagramme avant la calibration (23°).

Au premier regard, lorsqu'on compare uniquement les formes des diagrammes (figure 4.3.8), il est possible de conclure que la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne apporte plus d'amélioration au diagramme de rayonnement que la

calibration lors de laquelle on optimise l'éclairement de toute la surface de l'antenne et aussi les coefficients actifs de réflexion. Mais il sera montré dans le paragraphe suivant que ces résultats sont trompeurs et ne correspondent pas à la réalité de l'antenne sous test. Il sera montré qu'il y a une nécessité de prendre en compte les coefficients actifs de réflexions dans le procédé de calibration.

4.3.5. Concordance entre le diagramme issu de HFSS et celui calculé à partir de la base des éclairagements

Dans le but de vérifier l'efficacité de la méthode de calibration décrite dans le §3.5.3, pour un réseau d'antennes ayant un nombre des patches fictifs supérieur au nombre des patches réels ($M-N > N$), un essai de validation de la base des éclairagements selon le principe décrit dans le §3.3.4 est fait. Pour procéder, les diagrammes (correspondant aux signaux donnés dans le tableau 4.3.2) calculés dans le paragraphe précédent (§4.3.4) sont comparés avec ceux obtenus en champ lointain de HFSS (les mêmes signaux sont injectés successivement dans HFSS). Tous les diagrammes sont tracés et comparés dans le plan E ($\varphi = 90^\circ$) (figure 4.3.9).

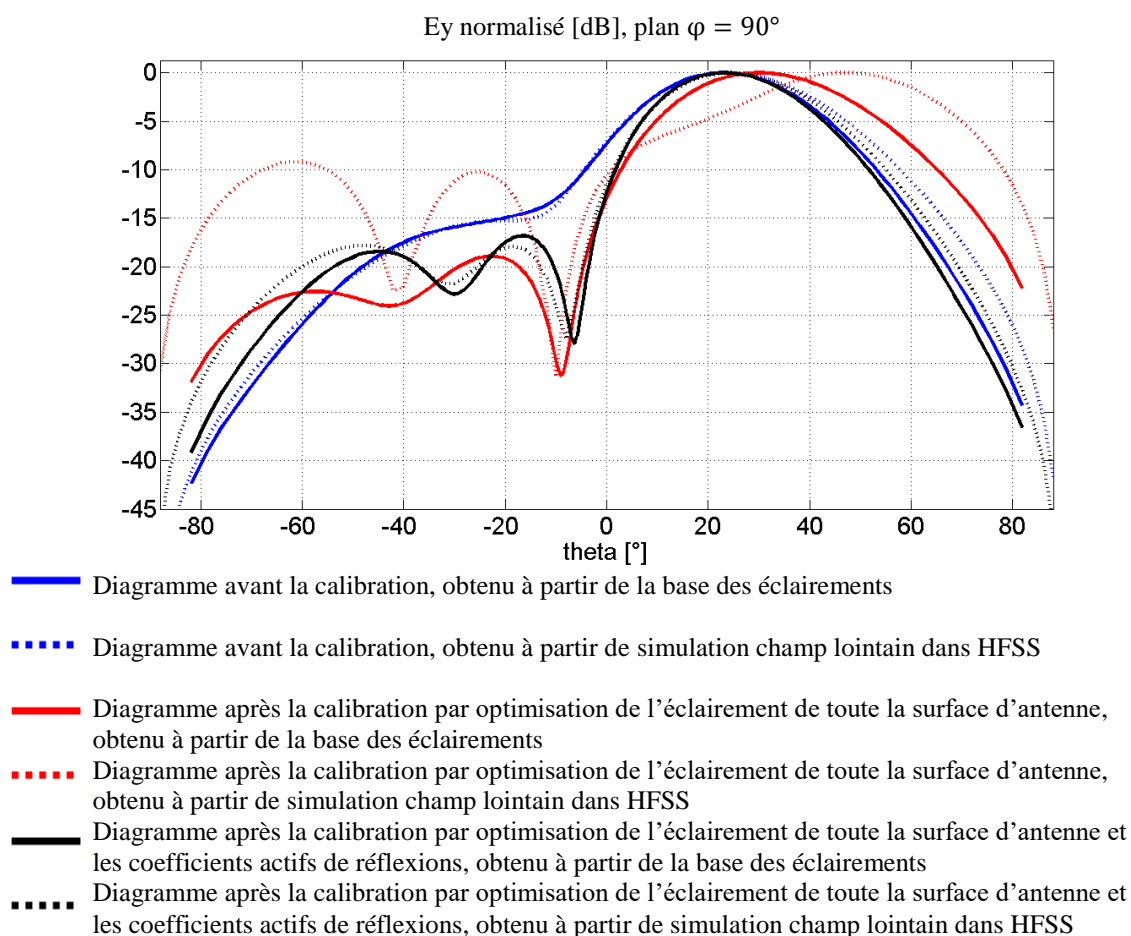


Figure 4.3.9 : Diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

Les courbes bleues illustrent les diagrammes de rayonnement avant la calibration et les courbes rouges montrent les diagrammes après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface de l'antenne (CAL AB). Les diagrammes de rayonnement résultants de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et aussi des coefficients actifs de réflexions sont montrés par les courbes noires (CAL AB + S_{ii}^{actifs}). Les courbes continues et pointillées indiquent que les diagrammes sont obtenus respectivement à partir de la base des éclairagements et à partir de simulation champ lointain dans HFSS. Quelques caractéristiques de ces diagrammes de rayonnement sont données dans le tableau 4.3.5.

	θ_0	$\Delta\theta$ à -3dB	1 ^{er} NLS	2 ^{ème} NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Avant la calibration BASE	23	31	-15	-15
Avant la calibration HFSS	24	33	-15	-15
Après la calibration CAL AB BASE	30	34.7	-18.9	-22.5
Après la calibration CAL AB HFSS	48	36	-10.2	-9.2
Après la calibration CAL AB + S_{ii}^{actifs} BASE	23	27.9	-16.8	-18.4
Après la calibration CAL AB + S_{ii}^{actifs} HFSS	24	29.9	-17.9	-17.8
Souhaité	29.3	38.4	-24.8	-28.3

Tableau 4.3.5 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas de l'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

On constate une légère différence lors de la comparaison des diagrammes de rayonnement avant la calibration (courbes bleues continues et pointillées), obtenus à partir de la base des éclairagements et à partir de simulation champ lointain dans HFSS. Les directions de pointage de ces diagrammes de rayonnement diffèrent de 1°. L'écart entre les largeurs des ouvertures des lobes principaux des diagrammes est de 2°. En revanche, il y a un bon accord entre les niveaux des lobes secondaires qui sont confondus avec les lobes principaux pour les deux diagrammes. La différence entre le diagramme obtenu à partir de la base des éclairagements et celui obtenu à partir de simulation champ lointain dans HFSS est liée à l'augmentation des coefficients actifs de réflexion des ports de l'antenne (figure 4.3.2, première colonne du tableau 4.3.3). Ce qui explique aussi la différence entre le gain intrinsèque (10.4dB) et le gain réalisé (9.6dB) qui sont calculés avec HFSS.

Un mauvais accord est constaté lors de la comparaison des diagrammes de rayonnement après la calibration (courbes rouges continues et pointillées) obtenus à partir de la base des éclairagements et à partir de simulation champ lointain dans HFSS. Cette fois, la

différence entre les gains simulés avec HFSS (le gain intrinsèque ($7.1dB$) et le gain réalisé ($-6.2dB$)) est de $13.3dB$. Un écart si important des gains est causé par les désadaptations (équation 2.3.3) des ports de l'antenne (figure 4.3.3, deuxième colonne du tableau 4.3.3). Les désadaptations des ports de l'antenne impactent directement le diagramme de rayonnement. Ainsi, un écart de 18° est constaté sur les directions de pointage des diagrammes de rayonnement. La différence entre les largeurs des ouvertures des lobes principaux à $-3dB$ est de 1.3° . L'écart entre les niveaux des lobes secondaires de ces diagrammes est de $8.7dB$ (premier lobe secondaire) et $13dB$ (deuxième lobe secondaire).

En revanche, les diagrammes obtenus à partir de la base des éclairagements et à partir de simulation champ lointain dans HFSS, issus d'une calibration par optimisation de l'éclairage de toute la surface d'antenne et aussi des coefficients actifs de réflexion montrent des caractéristiques proches. Les directions de pointage de ces diagrammes diffèrent uniquement de 1° . Les largeurs de l'ouverture des lobes principaux à $-3dB$ diffèrent de 2° . L'écart des niveaux des lobes secondaires est de $1.1dB$ (premier lobe secondaire) et de $0.6dB$ (deuxième lobe secondaire). La différence entre le gain intrinsèque ($11.1dB$) et celui réalisé ($10dB$) est de $1.1dB$, ce qui est obtenu grâce aux niveaux des coefficients actifs de réflexion maîtrisés.

4.3.6. Effet des coefficients actifs de réflexion sur le rayonnement du réseau d'antennes - champ proche

Afin de comprendre comment les coefficients actifs de réflexion influencent le rayonnement d'un réseau d'antennes, ce qui se traduit par une divergence entre le fonctionnement de la base des éclairagements et de HFSS, les signaux correspondant aux diagrammes de rayonnement de la figure 4.3.9 sont injectés successivement dans HFSS. La composante y du champ électrique est récupérée sur la surface de simulation en champ proche de l'antenne dans HFSS. Les figures 4.3.10 – 4.3.12 illustrent la distribution du champ sur la surface de simulation de champ proche avant et après les calibrations.

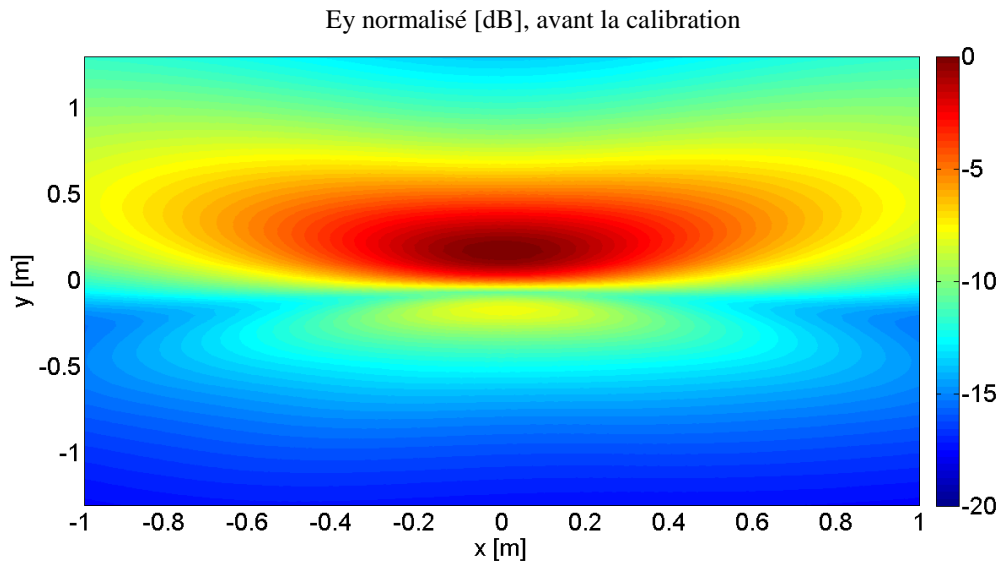


Figure 4.3.10 : Distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

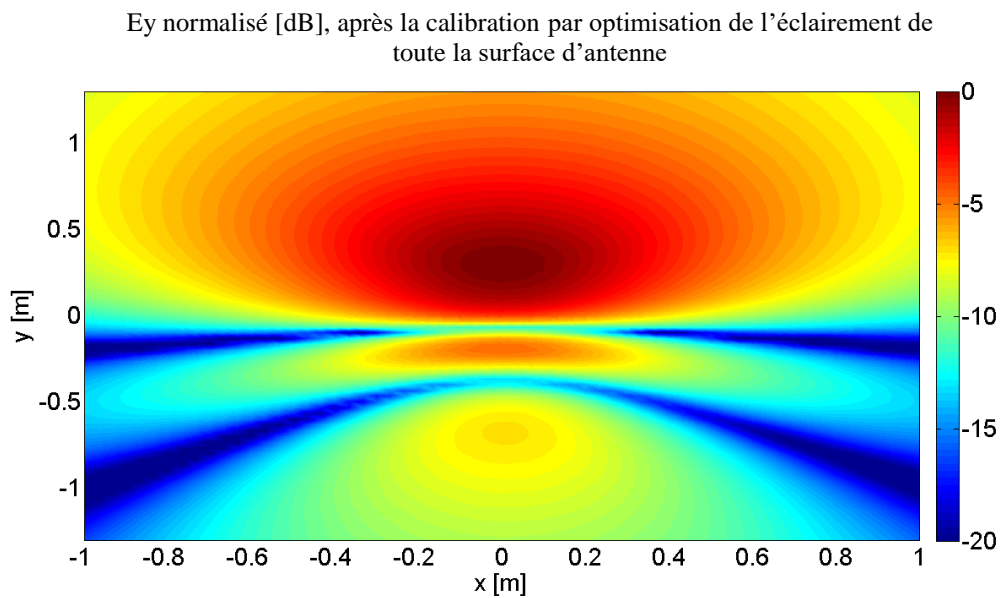


Figure 4.3.11 : Distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

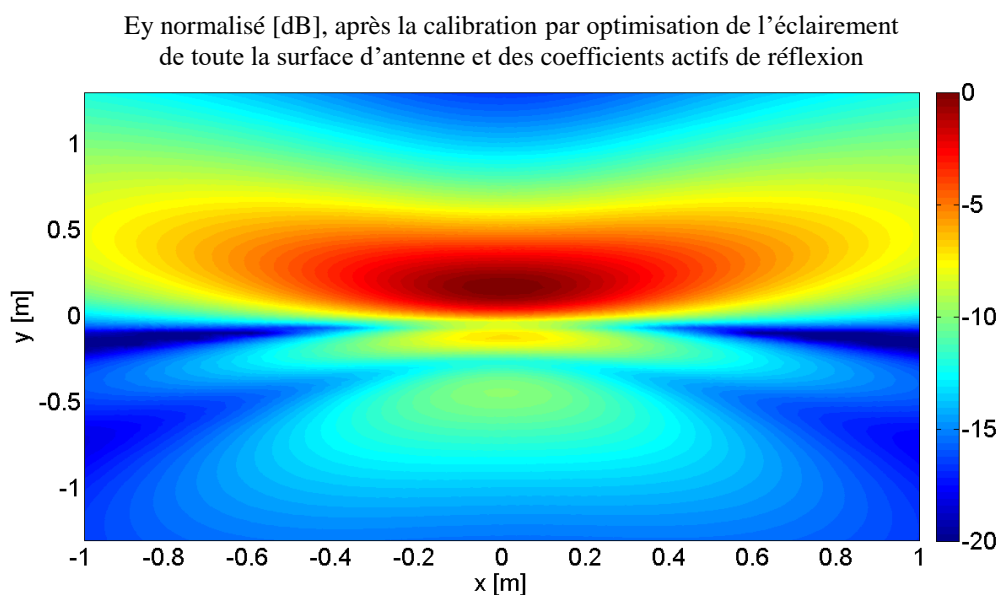


Figure 4.3.12 : Distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

La différence entre la valeur maximale du champ et celle observée sur le bord ($x = 0m$) de la surface de simulation sont prélevées des figures 4.3.10 – 4.3.12, et sont données dans le tableau 4.3.6. Ceci pour les bords supérieur (ΔE_{bs}) et inférieur (ΔE_{bi}) de la surface de simulation.

	ΔE_{bs} bord supérieur	ΔE_{bi} bord inférieur
Unité	[dB]	[dB]
Avant la calibration	12	18
Après la calibration CAL AB	5	7
Après la calibration CAL AB + S_{ii}^{actifs}	17	13

Tableau 4.3.6 : Ecart entre la valeur maximale du champ et celle du bord de la surface de simulation dans le plan vertical ($x=0m$). Ces valeurs sont issues de HFSS.

La figure 4.3.10 montre la distribution de la composante y du champ électrique correspondant au diagramme de rayonnement avant la calibration. On constate que dans le plan vertical (plan $x = 0m$), la différence entre le niveau maximal du champ et celui du bord supérieur (ΔE_{bs}) de la surface de simulation est de $12dB$. Pour le bord inférieur cette différence (ΔE_{bi}) est de $18dB$. Dans le §2.5.2, il a été démontré que pour avoir une concordance entre le diagramme obtenu directement en champ lointain de HFSS et celui calculé à partir des données de champ proche, il est nécessaire d'avoir un écart d'au moins de $20dB$ entre le niveau maximal du champ et celui sur le bord de la surface de simulation. Le

critère énoncé ($\Delta E \geq 20dB$) n'est pas respecté pour ce cas particulier, ainsi le diagramme calculé à partir de la base des éclairements (courbe bleue en ligne continue sur la figure 4.3.9) est différent (ex. $3.7dB$ à 60°) de celui obtenu directement en champ lointain de HFSS (courbe bleue en ligne pointillée sur la figure 4.3.9).

La distribution du champ sur la surface de simulation en champ proche de l'antenne résultant des signaux de calibration par optimisation de l'éclairage de toute la surface d'antenne (CAL AB) est illustrée sur la figure 4.3.11. Il est observé que dans le plan vertical (plan $x = 0m$) la différence entre le niveau maximal du champ et celui prélevé sur le bord supérieur ΔE_{bs} est de $5dB$. L'écart entre le niveau du champ observé autour du bord inférieur (ΔE_{bi}) et celui maximal sur la surface est de $7dB$. Le niveau du champ sur les bords est extrêmement élevé, ainsi le champ prélevé sur la surface de simulation s'avère insuffisant pour le calcul de diagramme. Consécutivement, il y a un écart important (s'élevant jusqu'au $13.6dB$ à 60°) entre le diagramme calculé à partir de la base des éclairements (courbe avec la ligne rouge continue sur la figure 4.3.9) et obtenu directement en champ lointain de HFSS (courbe avec la ligne rouge pointillée dans la figure 4.3.9).

Lorsque la distribution de la composante y du champ électrique sur la surface de simulation en champ proche est calculée pour les signaux issus de la calibration par une optimisation de l'éclairage de toute la surface d'antenne et aussi des coefficients actifs de réflexion (CAL AB+S_{ii}^{actifs}) (figure 4.3.12), la différence entre le niveau maximal du champ et celui du bord supérieur ΔE_{bs} est de $17dB$. Le niveau maximal du champ et celui du bord inférieur (ΔE_{bi}) de la surface de simulation diffère de $13dB$. Dans ce cas, la différence entre le niveau maximal du champ et celui du bord de la surface de simulation est plus élevée que celle correspondant à la calibration qui ne prend en compte que le rayonnement de toute la surface de l'antenne, mais inférieure à $20dB$ (démonstré dans le §2.5.2.1.1) nécessaire pour avoir une concordance entre le diagramme obtenu directement en champ lointain de HFSS et celui calculé à partir de la base des éclairements. Cette différence de niveau maximal et minimal du champ sur la surface de simulation permet d'avoir une concordance entre le diagramme calculé à partir de la base des éclairements (calculée à partir des données de champ proche) (courbe noire avec la ligne continue sur la figure 4.3.9) et obtenu directement en champ lointain de HFSS (courbe noire avec la ligne pointillée sur la figure 4.3.9) environ sur le domaine angulaire $+, -54^\circ$. En même temps, cette différence ΔE n'est pas suffisante pour garantir un accord entre ces deux diagrammes pour toutes les directions (limitées angulairement $+, -72^\circ$ §2.5.2.4) et un écart se creuse vers les directions éloignées en attendant

4dB en approchant à la limite angulaire de la validité de la simulation en champ proche (+, -72°).

4.3.7. Récapitulatif

La méthode de calibration qui a été élaborée pour les réseaux ayant un nombre de patchs fictifs inférieur à celui des patchs réels ($M-N < N$) s'est avérée insuffisante pour la calibration d'un réseau d'antennes pour lequel le nombre des patchs fictifs est supérieur au nombre des patchs réels ($M-N > N$). Ceci par la faute des coefficients actifs de réflexion qui augmentent de manière forte lorsque les signaux de calibration sont injectés aux ports de l'antenne, ce qui modifie le rayonnement de l'antenne. Afin d'éviter le dysfonctionnement du réseau d'antennes ($M-N > N$), il est nécessaire de prendre en compte les coefficients actifs de réflexion dans le procédé de calibration.

Les améliorations apportées (calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et les coefficients actifs de réflexion) au diagramme de rayonnement d'un réseau $M-N > N$ sont moins importantes que les améliorations qui peuvent être apportées (calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne) au diagramme de rayonnement d'un réseau $M-N < N$. Ce qui est une conséquence de l'augmentation de nombre variable dans le processus de l'optimisation.

La comparaison des diagrammes de rayonnement calculés à l'aide de la base des éclairagements ainsi qu'avec HFSS, montre une cohérence entre le fonctionnement de la base et de HFSS. En même temps cette comparaison, permet de constater les améliorations apportées au diagramme de rayonnement par le procédé de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion.

4.4. Validation de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patchs fictifs supérieur au nombre de patchs réels (toute la surface d'antenne + S_{ii}^{actfs})

Dans cette partie, la méthode de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne est validée par des comparaisons des diagrammes de rayonnement calculés à l'aide de la base des éclairagements et directement en champ lointain de HFSS, ainsi que les diagrammes mesurés en champ lointain de l'antenne dans une chambre anéchoïque.

L'objectif premier de cette partie n'est pas de démontrer les performances des méthodes de calibration, mais de prouver par la mesure que les corrections apportées sont effectivement réalisées. Les performances des procédés de calibrations ont été démontrées

dans les paragraphes précédents. La méthode de calibration d'antenne décrite dans le §3.5.3 est appliquée à un réseau d'antennes ayant un nombre de patchs fictifs supérieur à celui des patchs réels ($M-N > N$). Selon le §4.3, les coefficients actifs de réflexion sont pris en compte lors du procédé de la calibration (sont définis dans les variables d'optimisation).

Afin de montrer la nécessité de prendre en compte le rayonnement du bord dans le processus de calibration, les résultats sont comparés avec ceux obtenus par la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants.

4.4.1. Calibration d'antenne pour un diagramme pointé à $U = 0, V = 0.49$ et pondéré

Des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase sont injectés à chaque patch du réseau (figure 2.2.6). Afin d'avoir un pointage du diagramme $U = 0, V = 0.49$ (équivalent à $\theta \approx 29.3^\circ$) dans le plan vertical ($\varphi = 90^\circ$), un gradient de phase est choisi.

Le diagramme avant la calibration résultant de cette alimentation est présenté sur la figure 4.4.1.

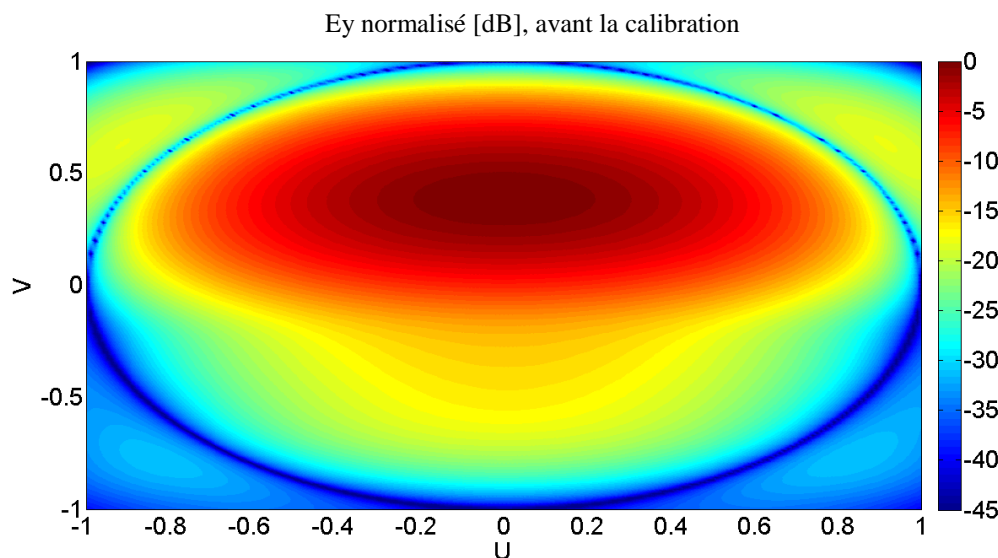


Figure 4.4.1 : Diagramme de rayonnement avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Le résultat obtenu après la calibration par l'optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants ($CAL SB + S_{ii}^{actfs}$) et des coefficients actifs de réflexion est illustré sur la figure 4.4.2. La figure 4.4.3 montre le diagramme de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne ($CAL AB + S_{ii}^{actfs}$) (N éléments rayonnants et bord d'antenne) et des coefficients actifs de réflexion.

Ey normalisé [dB], après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants d'antenne et des coefficients actifs de réflexion

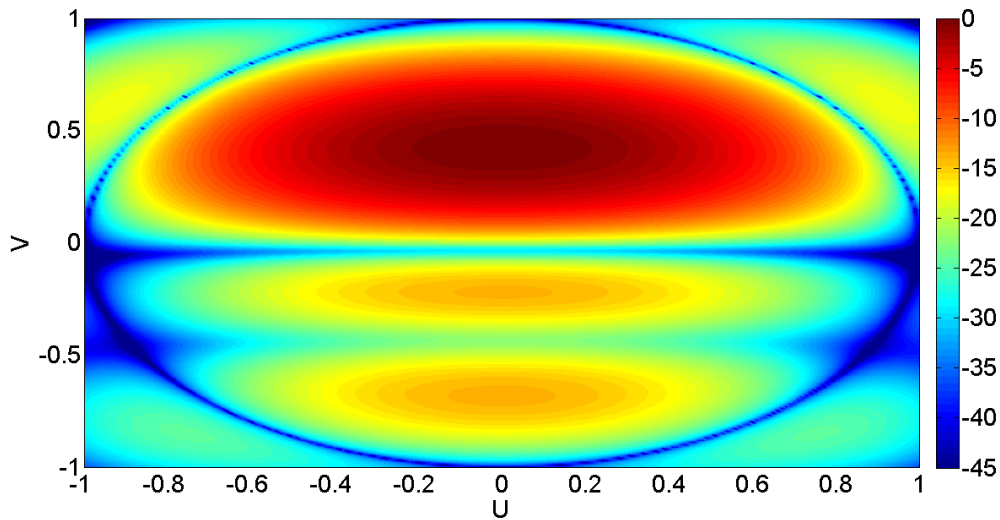


Figure 4.4.2 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Ey normalisé [dB], après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion

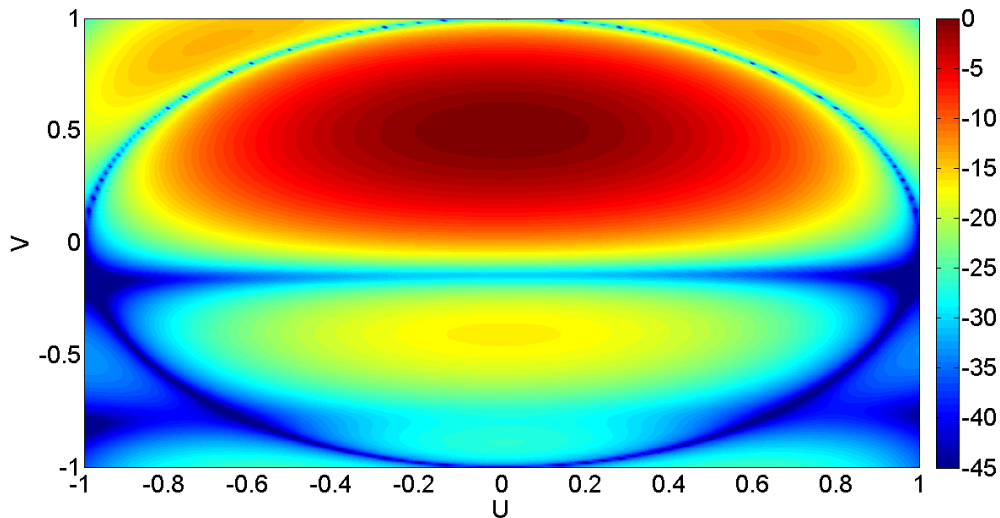


Figure 4.4.3 : Diagramme de rayonnement après la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Afin de faciliter la comparaison de ces diagrammes de rayonnement, les diagrammes sont présentés dans le plan E ($\varphi = 90^\circ$) de l'antenne (figure 4.4.4). Quelques caractéristiques de ces diagrammes sont données dans le tableau 4.4.1.

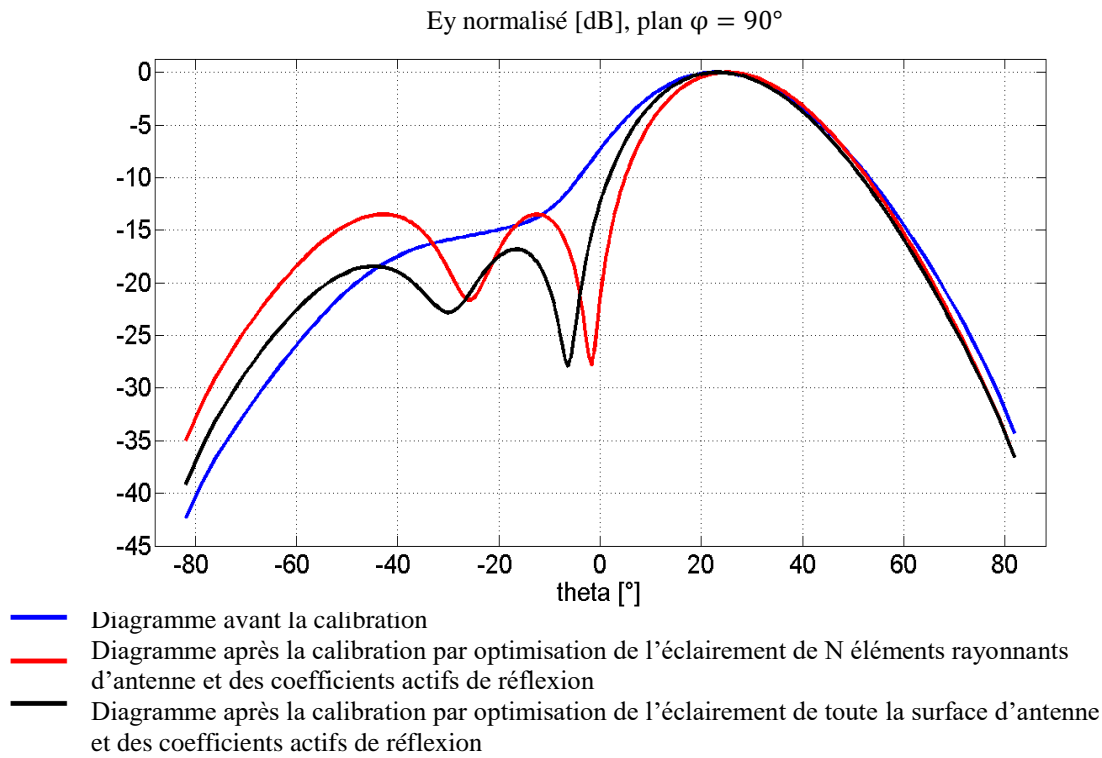


Figure 4.4.4 : Diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	1^{er} NLS	2^{ieme} NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Avant la calibration	23	31	-15	-15
Après la calibration CAL SB + S_{ii}^{actfs}	24.8	27.8	-13.5	-13.5
Après la calibration CAL AB + S_{ii}^{actfs}	23	27.9	-16.8	-18.4
Souhaité	29.3	38.4	-24.8	-28.3

Tableau 4.4.1 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

A cause des effets de bord et de couplage fort, le diagramme avant la calibration présente de fortes perturbations (courbe bleue sur la figure 4.4.4). La direction de pointage diffère de celle du diagramme souhaité de 6.3° . Les lobes secondaires sont fusionnés avec le lobe principal du diagramme et ont un niveau élevé ($-15dB$). La largeur de l'ouverture du lobe principal est diminuée par rapport à celle du diagramme souhaité de 7.4° .

La calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion améliore le diagramme de rayonnement (courbe rouge sur la figure 4.4.4). L'écart entre la direction de pointage et celle du diagramme de rayonnement est diminué et il est de 4.5° . Les annulations de diagramme sont marquées, et les lobes secondaires sont distincts du lobe principal du diagramme. Les niveaux des deux lobes secondaires sont similaires et ils sont de $-13.5dB$. Cependant, la largeur du lobe principal est rétrécie, et elle diffère de celle du diagramme souhaité de 10.6° .

Une nette amélioration est apportée sur les niveaux des lobes secondaires du diagramme par la calibration par une optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion (courbe noire sur la figure 4.4.4). À l'opposé de cette amélioration, la direction de pointage avec 23° reste identique à celle du diagramme avant la calibration. La largeur du lobe principal à $-3dB$ diffère de celle du diagramme souhaité de 10.5° . Cela peut être expliqué par l'augmentation de nombre des objectifs dans le processus d'optimisation ($M=21$ objectifs et $N=5$ équations).

4.4.2. Banc de mesures en chambre anéchoïque de Telecom ParisTech

La base longue en chambre anéchoïque (rectangulaire) a été choisie pour effectuer les mesures du réseau d'antennes. Les dimensions de cette base de mesures sont de $9m$ en longueur sur $4.5m$ en largeur, avec une hauteur de $3.05m$. Afin d'éviter tous types de perturbations externes, la chambre anéchoïque (SIEPEL) est blindée, constituant ainsi une cage de Faraday. Les parois intérieures sont couvertes par des absorbants (figure 4.4.5), qui permettent des mesures des antennes à partir de la fréquence de $800MHz$.

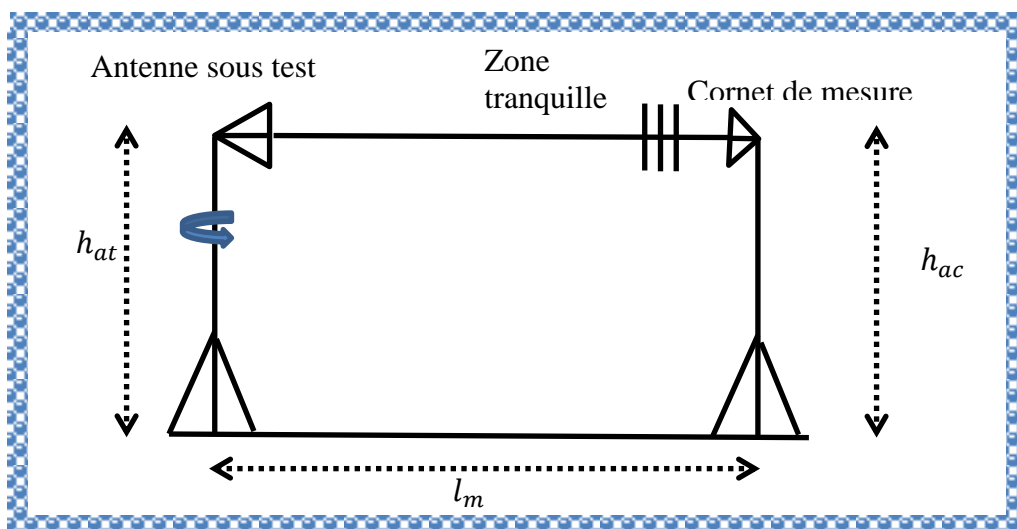


Figure 4.4.5 : Configuration de mesures d'antenne dans la base longue en chambre anéchoïque .

L'antenne de réception est un cornet (3117 ETS-LINDGREN) qui fonctionne dans la bande allant de 1 à 18 GHz. La figure 4.4.6 donne l'image du cornet de face et de profil.

La distance de séparation des antennes est de $l_m = 5.3m$. Lors des mesures, l'antenne sous test et le cornet de mesure sont montés sur des mâts dont les hauteurs sont choisies pour aligner les antennes. Le mât de l'antenne sous test est monté sur un support qui permet une rotation de l'antenne autour de l'axe vertical (l'axe x dans le repère de l'antenne). Tandis que le cornet de mesures reste immobile. Une rotation de 90° du cornet permet de mesurer les deux polarisations de l'antenne sous test.

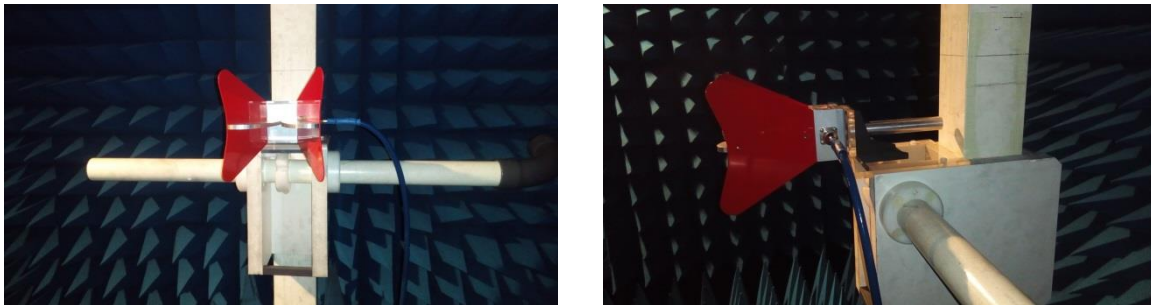


Figure 4.4.6 : Cornet de mesure de face et de profil.

4.4.2.1. Orientation du réseau d'antennes sur le support monté sur le tour

Pour rappel, notre intérêt est porté sur le plan ($\varphi = 90^\circ$) de l'antenne. Ceci par ce que l'antenne a une polarisation selon l'axe y (repère du réseau d'antennes) et les couplages sont forts dans ce plan.

Vu la configuration de la base des mesures, le réseau d'antennes est placé sur un support qui à son tour est monté sur le mât rotatif et permet d'accueillir le circuit d'alimentation du réseau (figure 4.4.7).

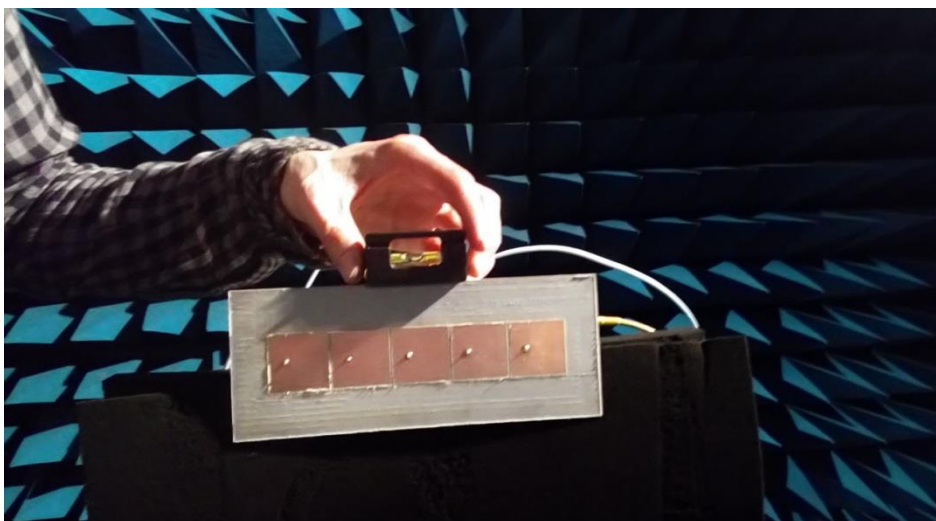


Figure 4.4.7 : L'orientation du réseau d'antennes dans la chambre anéchoïque.

La configuration de l'orientation du réseau d'antennes à mesurer est présentée dans la figure 4.4.8. Le réseau d'antennes est placé dans le plan xoy . Le centre de l'antenne à mesurer correspond avec le centre du repère global des mesures. L'axe z est centré sur le repère du réseau et il est orthogonal à la surface de l'antenne. La rotation du réseau à mesurer donne la possibilité de balayer le plan E de l'antenne suivant θ pour une valeur de $\varphi = 90^\circ$ (θ et φ sont les coordonnées sphériques).

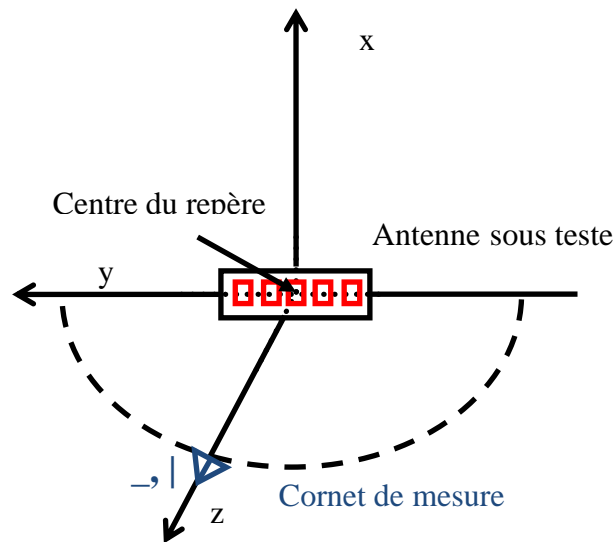


Figure 4.4.8 : Définition de l'orientation du réseau d'antennes.

4.4.2.2. Traitement des diagrammes de rayonnement mesurés

La base des éclairages du réseau d'antennes 1×5 (§2.2.5) est construite pour la polarisation principale du réseau (composante E_y). La calibration de ce réseau s'effectue sur cette composante, tandis que les mesures en champ lointain se font sur les composantes sphériques du champ (selon l'orientation du réseau d'antennes dans le banc de mesures E_θ : composante principale et E_φ : composante croisée dans le plan E) du champ électrique. Afin d'avoir des composantes comparables de champ, un traitement est effectué sur les diagrammes de rayonnement mesurés. Il a été démontré dans le §2.6.3 que le lien entre les composantes y (coordonnées cartésiennes) et θ (coordonnées sphériques) du champ électrique se simplifie dans le plan $\varphi = 90^\circ$ (équation 2.6.16). Ainsi, la composante y du champ électrique peut être calculée par un simple produit de la composante θ du champ (mesurée en champ lointain) et un cosinus.

4.4.2.3. Alimentation du réseau d'antennes

Le schéma du circuit d'alimentation du réseau d'antennes est présenté sur la figure 4.4.9 et sa réalisation est donnée sur la figure 4.4.10.

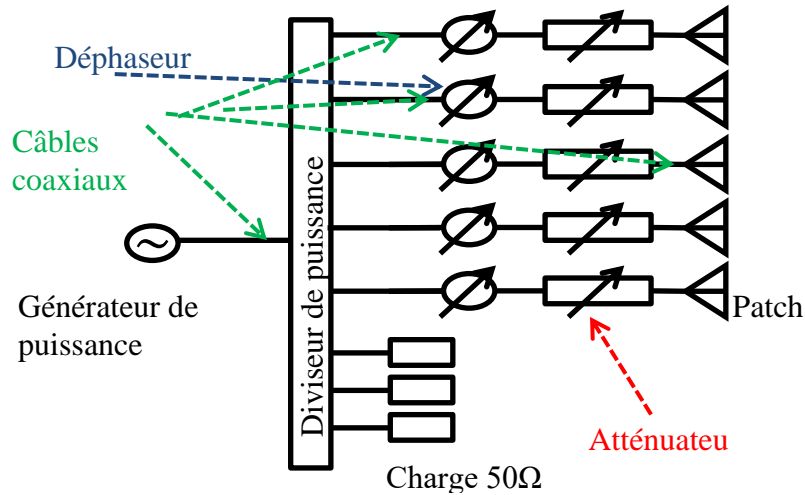


Figure 4.4.9 : Configuration de l'alimentation du réseau d'antennes.

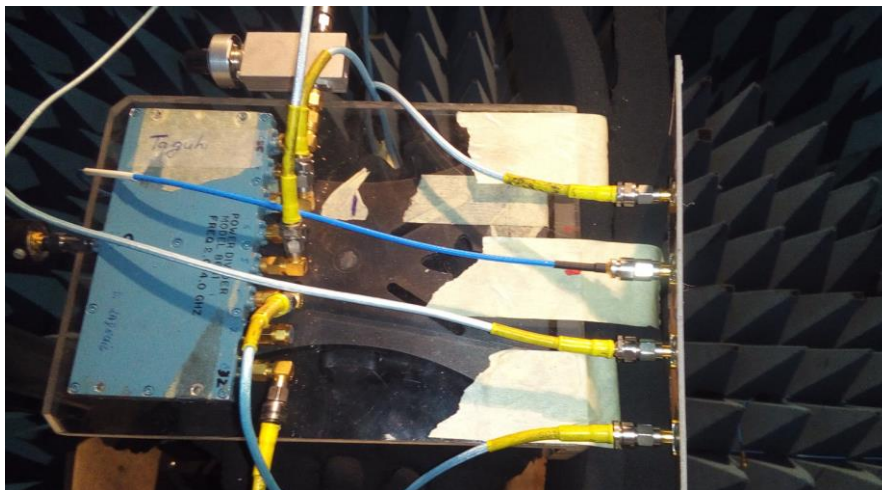


Figure 4.4.10 : Présentation du réseau d'antennes avec son circuit d'alimentation.

Afin d'obtenir les signaux d'alimentation des patchs, le signal de référence généré par un générateur de puissance (E8267D de Agilent Technologies) est divisé en 8 parties "égales" par un diviseur de puissance (modèle 8681 de Norsal IND, fréquence de fonctionnement de 2 à 4 GHz). Trois sorties du diviseur de puissance sont chargées par 50Ω. Les signaux des autres cinq ports sont déphasés (déphaseurs manuels variables 3752 de Narda Microline, fréquence de fonctionnement de 1 à 5 GHz) et atténués (atténuateurs manuels variables 791FM de Narda Microline, fréquence de fonctionnement de 2 à 12.4 GHz, avec une possibilité d'atténuation jusqu'au 37.5dBm) selon les valeurs requises des signaux d'alimentation avant et après les calibrations.

4.4.2.4. Mesures de gain du réseau

La mesure du gain de réseau d'antennes se fait en trois étapes. Tout d'abord le réseau d'antennes est orienté de telle manière que la direction de pointage du diagramme de rayonnement soit orientée vers le cornet de mesure. La mesure de puissance s'effectue avec l'analyseur de spectre (FSIQ 40 de Rohde & Schwarz) à travers un câble coaxial. Afin de prendre en compte les pertes dans le câble coaxial reliant le cornet et l'analyseur de spectre et de calibrer l'analyseur de spectre on utilise un wattmètre de référence (437B de Hewlett Packard, fréquence de fonctionnement de 0.1MHz à 18GHz). Ce dernier est connecté successivement au cornet (figure 4.4.11) puis à l'extrémité du câble où sera connecté l'analyseur de spectre.

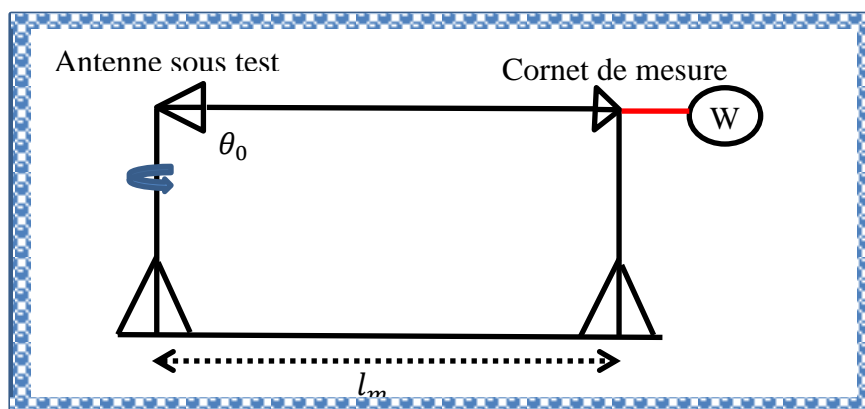


Figure 4.4.11 : Configuration de mesures d'antenne dans la base longue en chambre anéchoïque .

Ensuite, le wattmètre est approché au plus près possible à l'entrée d'un patch (figure 4.4.12). La puissance de la voie est prélevée avant l'entrée du patch. Les autres patches continuent à rayonner. Cette procédure est répétée pour toutes les voies d'alimentation. La puissance à l'entrée du réseau est ainsi calculée par la somme des puissances mesurées à l'entrée de chaque patch.

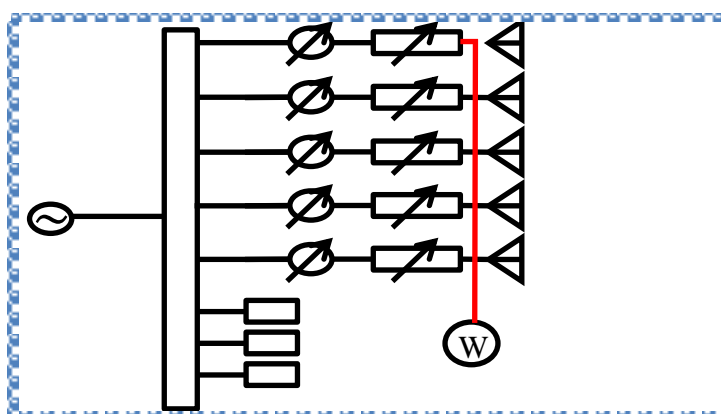


Figure 4.4.12 : Mesure de la puissance disponible à l'entrée des patches.

4.4.3. Concordance entre les diagrammes issus de HFSS, calculés à partir de la base des éclairagements et mesurés

Dans le but de vérifier l'efficacité de la méthode de calibration décrite dans le §3.5.3, et appliquée à un réseau d'antennes (§2.2.5) ayant un nombre des patches fictifs supérieur au nombre des patches réels ($M-N > N$), les diagrammes avant et après les calibrations (obtenus à l'aide de la base des éclairagements) sont comparés avec ceux calculés directement en champ lointain à l'aide du logiciel HFSS, ainsi qu'avec ceux mesurés en champ lointain dans une chambre anéchoïque.

Les figures 4.4.13-4.4.15 illustrent les diagrammes de rayonnement avant et après les calibrations. Les diagrammes obtenus à partir de la base des éclairagements sont présentés avec des courbes continues. Les courbes pointillées montrent les diagrammes calculés dans le champ lointain de HFSS. Les diagrammes mesurés sont présentés par des courbes avec des étoiles.

Les diagrammes de rayonnement avant les calibrations sont illustrés sur la figure 4.4.13.

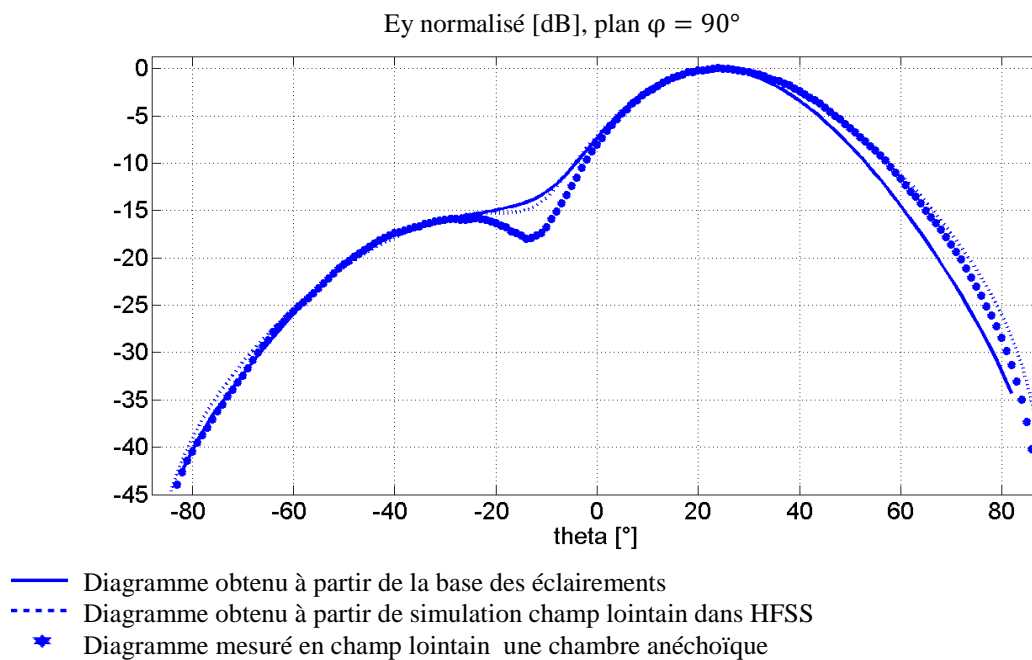


Figure 4.4.13 : Diagrammes de rayonnement avant les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

Quelques caractéristiques de diagrammes de la figure 4.4.13 sont données dans le tableau 4.4.2.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Obtenu à l'aide de la BASE	23	31	-15	-15
Obtenu par HFSS	24	33	-15	-15
Mesuré	24	33	-15.8	-15.8

Tableau 4.4.2 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement avant la calibration. Cas de signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

On constate une très bonne concordance lors de la comparaison des diagrammes de rayonnement avant la calibration (courbes bleues continue, pointillée et étoilée) obtenus à partir de la base des éclaircissements et à partir de simulation champ lointain dans HFSS (tableau 4.4.2). Les directions de pointage de ces diagrammes de rayonnement diffèrent de 1° . Les largeurs des ouvertures des lobes principaux des diagrammes diffèrent de 2° . En revanche, il y a un bon accord entre les niveaux des lobes secondaires qui sont confondus avec les lobes principaux pour les deux diagrammes. La différence entre le diagramme obtenu à partir de la base des éclaircissements et celui obtenu à partir de simulation champ lointain dans HFSS est liée à l'augmentation des coefficients actifs de réflexion des ports de l'antenne (première colonne du tableau C.2 dans l'Annexe C). Ce qui explique aussi la différence entre le gain intrinsèque ($10.4dB$) et le gain réalisé ($9.6dB$) qui sont calculés avec HFSS. Cependant, on constate un bon accord entre le diagramme issu de HFSS et celui mesuré dans une chambre anéchoïque. La direction de pointage est de 24° , elle est similaire pour les deux diagrammes. Une deuxième similitude est observée sur la largeur du lobe principal à $-3dB$, qui est de 33° . Une petite différence de $0.8dB$ est relevée sur les niveaux des lobes secondaires. La différence des niveaux des lobes secondaires, ainsi que la différence entre les gains simulé et mesuré sont liées à une surévaluation des couplages dans le modèle de réseau d'antennes dans HFSS (première colonne du tableau C.2 dans l'Annexe C).

Les diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion sont illustrés sur la figure 4.4.14. Quelques caractéristiques de ces diagrammes sont données dans le tableau 4.4.3.

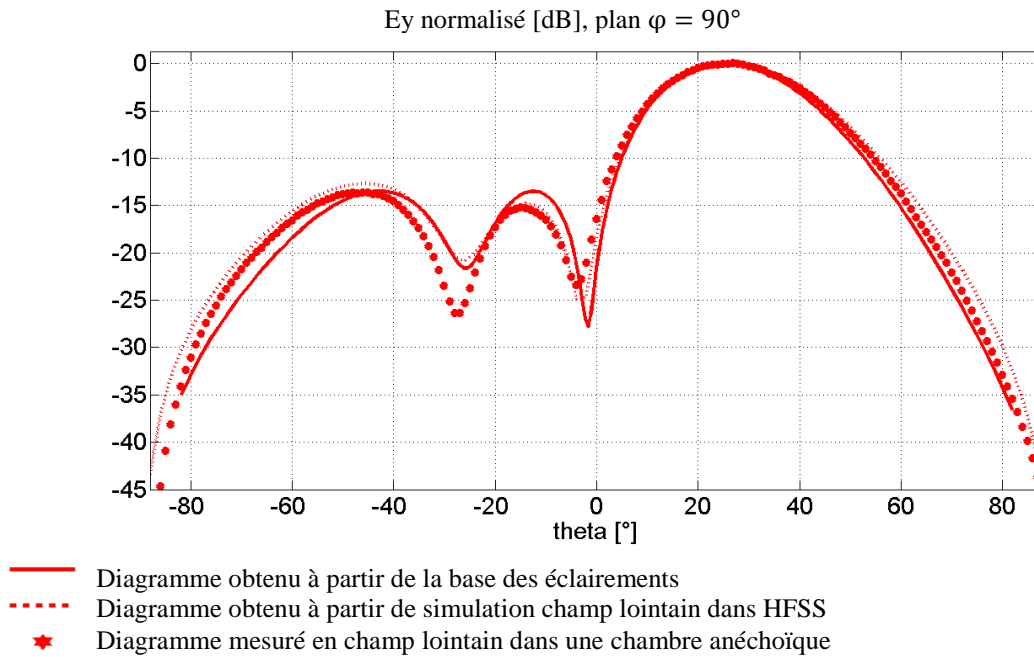


Figure 4.4.14 : Diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

	θ_0	$\Delta\theta$ à -3dB	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Obtenu à l'aide de la BASE	24.8	27.1	-13.5	-13.5
Obtenu par HFSS	26	28.7	-14.8	-12.7
Mesuré	26	29	-15.2	-13.6

Tableau 4.4.3 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Un léger désaccord lié à l'augmentation des coefficients actifs de réflexion (deuxième colonne C.2 dans l'Annexe C) est constaté lors de la comparaison des diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion (courbes rouges continue et pointillée sur la figure 4.4.14) obtenus à partir de la base des éclairagements et à partir de la simulation en champ lointain dans HFSS. La direction de pointage du diagramme obtenu à l'aide de la base et celle du diagramme issu de HFSS est de 1.2° (tableau 4.4.3). L'écart entre les largeurs des lobes

principaux de ces diagrammes est de 1.6° , et celui des niveaux des lobes secondaires est de 1.3dB . La comparaison des diagrammes calculé dans HFSS et mesuré met en évidence un bon accord entre ces deux diagrammes. Les directions de pointage sont les mêmes (26°). L'écart entre les largeurs des lobes principaux à -3dB est de seulement de 0.3° . La différence des niveaux des lobes secondaires est inférieur à 1dB . Cette fois-ci aussi, on constate un écart de 2.7dB entre les gains réalisés simulé (10dB) et mesuré (12.7dB), lié à l'amplification des couplages dans le modèle dans HFSS (§C.2.3 dans l'Annexe C).

Les diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion sont illustrés sur la figure 4.4.15 et quelques caractéristiques de ces diagrammes sont données dans le tableau 4.4.4.

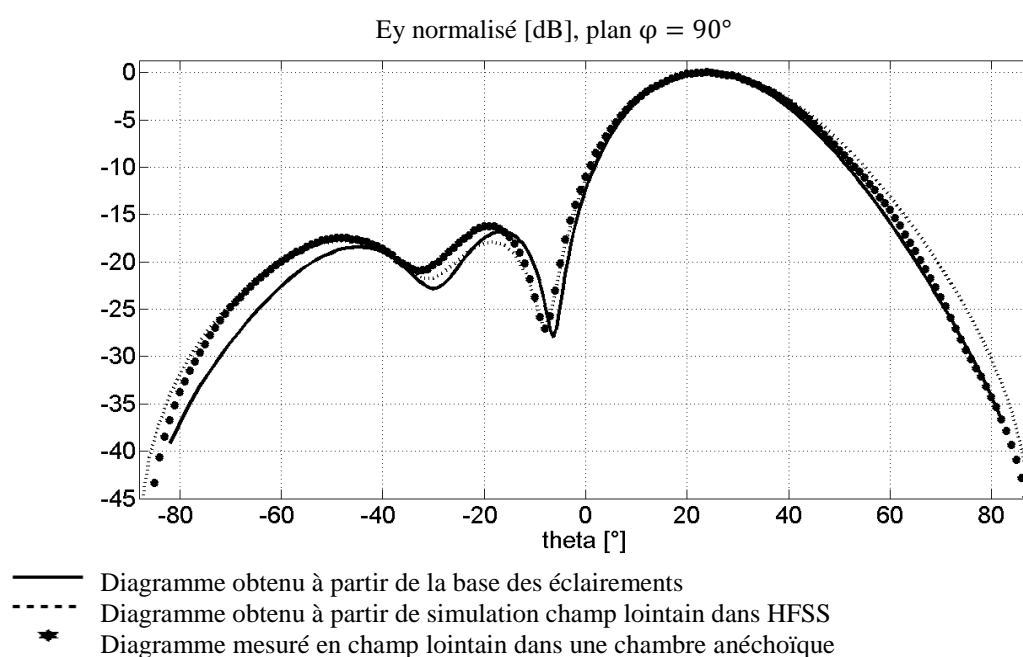


Figure 4.4.15 : Diagrammes de rayonnement après les calibrations par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

	θ_0	$\Delta\theta$ à -3dB	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]
Obtenu à l'aide de la BASE	23	27.9	-16.8	-18.4
Obtenu par HFSS	24	29.9	-17.9	-17.8
Mesuré	24	29	-16.2	-17.5

Tableau 4.4.4 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Les diagrammes obtenus à partir de la base des éclairagements et à partir de simulation champ lointain dans HFSS, issus d'une calibration par optimisation de l'éclairage de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion sont illustrés sur la figure 4.4.15. Les directions de pointage de ces diagrammes diffèrent uniquement de 1° (tableau 4.4.4). Les largeurs de l'ouverture des lobes principaux à $-3dB$ diffèrent de 2° . L'écart des niveaux des lobes secondaires est de $1.1dB$ (premier lobe secondaire) et de $0.6dB$ (deuxième lobe secondaire). La différence entre le gain intrinsèque ($11.1dB$) et celui réalisé ($10dB$) est de $1.1dB$ ce qui est une conséquence de la maîtrise des niveaux des coefficients actifs de réflexion. Comme pour le cas précédent, un bon accord est observé lorsqu'on compare les diagrammes de rayonnement simulé (HFSS) et mesuré. Les directions de pointages coïncident (24°). Une légère différence inférieure à 1° est constatée lors de la comparaison des largeurs des lobes principaux à $-3dB$. L'écart entre les niveaux des lobes secondaires est inférieur de $2dB$.

4.4.4. Validation de la méthode de calibration par la mesure

Afin de vérifier les améliorations apportées au diagramme de rayonnement du réseau d'antennes réalisé, les diagrammes de rayonnement mesurés des figures 4.4.13-4.4.15 sont comparés et présentés sur la figure 4.4.16.

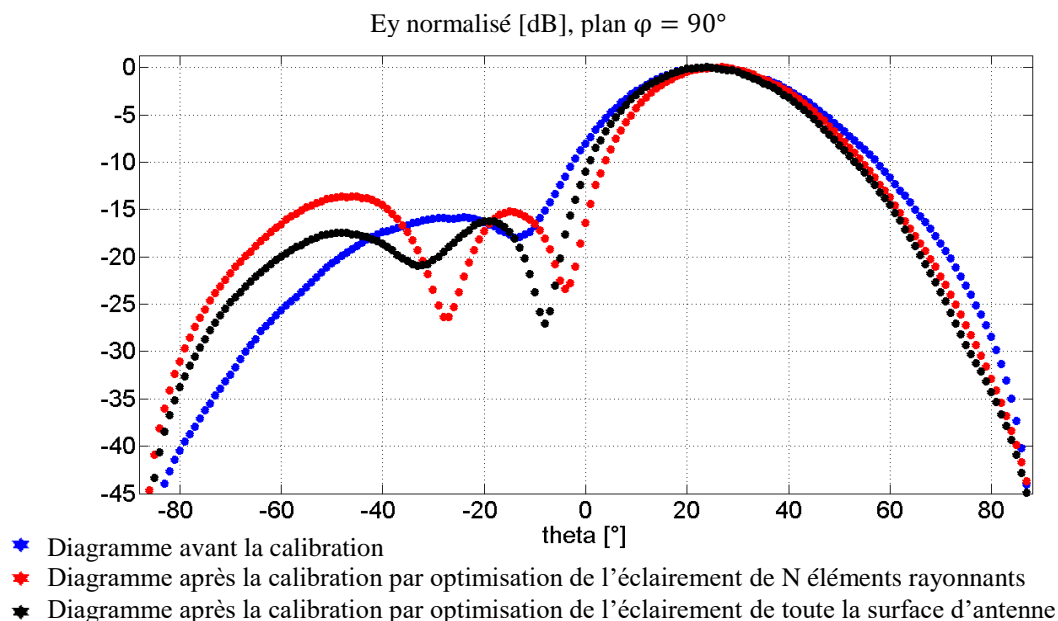


Figure 4.4.16 : Diagrammes mesurés de rayonnement avant et après les calibrations. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

Quelques caractéristiques des diagrammes de rayonnement de la figure 4.4.16 sont données dans le tableau 4.4.5.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	1^{er} NLS	$2^{ième}$ NLS	$G_{réalisé}^{total}$
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]	[dB]
Avant la calibration	24	33	-15.8	-15.8	12.3
Après la calibration CAL SB	26	29	-15.2	-13.6	12.7
Après la calibration CAL AB	24	29	-16.2	-17.5	13
Souhaité	29.3	38.4	-24.8	-28.3	13.8

Tableau 4.4.5 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement mesurés. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0, V=0.49$.

La calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants et des coefficients actifs de réflexion corrige la direction de pointage de 2° , ainsi qu'elle améliore le gain réalisé du réseau d'antennes de $0.4dB$. Les annulations du diagramme après la calibration sont plus marquées par rapport à celle du diagramme avant la calibration. Par contre, aucune amélioration n'est apportée au niveau des lobes secondaires. La largeur du lobe principal est rétrécie de 4° par rapport à celle du diagramme avant la calibration.

La calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion ne corrige pas la direction de pointage qui reste similaire (24°) à celle du diagramme de rayonnement avant la calibration. En revanche, elle corrige les niveaux des lobes secondaires dont les valeurs s'approchent de ceux du diagramme souhaité. L'écart entre les niveaux des lobes secondaires et ceux du diagramme souhaité est diminué et il est de $8.6dB$ (premier lobe secondaire) et de $10.8dB$ (deuxième lobe secondaire). Grâce à la maîtrise de l'éclairement de toute la surface de l'antenne ainsi que les valeurs des coefficients actifs de réflexion, le gain du réseau d'antennes est de $13dB$ qui s'approche de la valeur souhaitée ($13.8dB$).

4.4.5. Récapitulatif

Cette partie a été dédiée à la validation de la méthode de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne par la mesure. La limite du fonctionnement de la calibration a été élargie, ainsi elle peut être appliquée aux réseaux d'antennes pour lequel le nombre des patchs fictifs est supérieur à celui des patchs réels ($M-N > N$). Afin d'éviter le dysfonctionnement de ce type de réseau, les coefficients actifs de réflexion doivent être inclus

dans la procédure de calibration. Ceci permet d'avoir un diagramme de rayonnement de forme proche de celui du diagramme souhaité, ainsi que d'augmenter le gain de l'antenne. Les limites du fonctionnement de la méthode de calibration restent liées au domaine de la validité de simulations du champ proche.

4.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la validation de la méthode de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne.

La méthode de calibration a été appliquée au réseau d'antennes constitué de 5×5 patches. Pour ce réseau, le nombre de patches fictifs est inférieur au nombre de patches réels. Les performances de la méthode ont été validées par des simulations dans HFSS. Pour ce faire, les diagrammes de rayonnement calculés à l'aide de la base des éclairissements ont été comparés avec ceux obtenus directement en champ lointain de HFSS.

La validité de la méthode de calibration a été étudiée pour le réseau 1×5 pour lequel le nombre de patches fictifs est supérieur au nombre de patches réels. Cette fois, la validation de la méthode s'est faite en deux étapes. La première étape a consisté à comparer les diagrammes de rayonnement calculés à l'aide de la base des éclairissements avec ceux obtenus directement en champ lointain de HFSS. Lors de la seconde partie, on a validé les résultats obtenus (pas nécessairement les plus performants) par la mesure. Pour le réseau 1×5 , il a été démontré qu'il est nécessaire de prendre en compte les coefficients actifs de réflexion des ports de l'antenne dans le processus d'optimisation. Ceci permet d'éviter un dysfonctionnement de l'antenne lors d'un pointage et/ou pondération du diagramme de rayonnement.

Cette méthode de calibration est applicable aux réseaux d'antennes très couplées sans aucune limitation de nombre d'éléments rayonnants et de leur disposition au sein du réseau. De plus, il pourrait être intéressant d'utiliser ADS pour prévoir les perturbations induites par les non linéarités des amplificateurs de puissance.

Conclusion générale et perspectives

Les systèmes radar ainsi que les méthodes de calibration des antennes de ces radars évoluent parallèlement. Les besoins en performance des procédés de calibration pour répondre à de nouvelles problématiques augmentent. Par ailleurs, la diminution du temps et des moyens nécessaires pour la mise en œuvre du processus de calibration représente une contrainte permanente.

Afin de situer notre travail par rapport à ce contexte actuel et de justifier les besoins de développement de nouveaux procédés de calibration, un chapitre complet a été dédié à l'état de l'art des principales techniques de calibration.

Le deuxième chapitre a détaillé le cadre théorique sur lequel se base le modèle numérique de procédé de calibration développé lors de cette thèse.

Le troisième chapitre a exposé les différentes étapes du développement de la méthode de calibration. Une modélisation globale de l'antenne avec ses défauts ainsi que du banc de mesure en champ proche mis en œuvre dans les phases de mise au point de l'antenne en usine du dispositif de calibration est effectuée. De plus, le modèle prend en compte dans la calibration les effets de bord et de couplages entre éléments rayonnants. Il est fait appel aux logiciels tels que HFSS pour obtenir les simulations électromagnétiques en champ proche, et aussi MatLab pour le calcul du champ électrique en champ lointain à partir du champ simulé en champ proche dans HFSS. La rétro-propagation du champ lointain vers la surface d'antenne a aussi été effectuée par calcul avec Matlab. Le réseau d'antennes est représenté par un circuit équivalent dans ADS. Ceci a permis d'obtenir les coefficients de calibration par un processus d'optimisation par la méthode du gradient.

En fonction de la différence entre le nombre des patches réels et fictifs, les coefficients de calibration de l'antenne ont pu être trouvés par une optimisation de l'éclairement de la surface d'antenne ou de l'éclairement de la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion.

L'application de la méthode de calibration à des réseaux d'antennes fortement couplés et avec des effets de bord a montré l'efficacité de la méthode en terme de gain de temps et de moyens. Dans ce chapitre, il a été démontré qu'une calibration effectuée (sans prendre en compte les effets de bord) pour un diagramme non pondéré et pointé dans l'axe n'est pas valide, ni pour les diagrammes pointés dans une autre direction, ni pour les diagrammes de pondération différente.

Ainsi, pour chaque forme de diagramme et de direction de pointage, une calibration spécifique s'est avérée nécessaire avec la nécessité de prendre en compte le rayonnement du bord de l'antenne.

La validation de la méthode de calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patchs réels supérieur à celui de patchs fictifs a été faite et elle a été présentée dans le quatrième chapitre. Dans ce chapitre, on a démontré aussi un élargissement des limites de la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne. Il a été démontré que pour que la méthode de calibration soit applicable aux réseaux d'antennes ayant un nombre de patchs réels inférieur à celui de patchs fictifs, il faut prendre en compte les coefficients actifs de réflexion dans le processus de calibration. Ceci a permis d'éviter un dysfonctionnement de l'antenne causé par l'augmentation des coefficients actifs de réflexion. L'efficacité de la méthode de calibration pour un réseau d'antennes ayant un nombre de patchs réels inférieur au nombre de patchs fictifs a été validée par des mesures en champ lointain de l'antenne.

Même si, au départ cette étude était destinée aux antennes radar de surveillance, la méthode de calibration est aussi applicable aux réseaux d'antennes ayant un petit nombre d'éléments rayonnants. Comme elle se base sur les simulations du champ électrique en champ proche de chaque élément rayonnant du réseau, il est envisageable d'utiliser les simulations en champ proche à base sphérique ou à base cylindrique (selon le type de réseau d'antennes). Ceci permettrait d'éviter des incertitudes liées à la troncature de la surface de simulation (base planaire) en même temps que de garantir une correction de rayonnement d'antenne pour toutes les directions du rayonnement de l'antenne. Cette méthode pourrait ainsi être utilisée pour la calibration des antennes montées sur un support mécanique ou pour des antennes en présence des perturbateurs diélectriques ou conducteurs dans le champ proche de l'antenne.

Afin d'apporter un raffinement au modèle numérique, il est aussi envisageable d'intégrer des circuits RF actifs dans le modèle. Ainsi, la méthode peut être utilisée pour la calibration de l'antenne réelle pour tout type de faisceau avec prise en compte de l'influence réciproque entre l'antenne et les circuits RF actifs et passifs qui lui sont connectés. Le modèle de l'antenne et de son réseau d'alimentation étant implanté sur ADS, la prise en compte des effets non linéaires des amplificateurs de puissance pourra être faite dans la phase de conception du système radar. L'utilisation des signaux de modulations multi-porteuses peut être envisagée, ce qui permettrait de construire la base des éclairagements pour la bande de fréquences de fonctionnement de manière simultanée.

Enfin, le modèle peut être utilisé pour identifier les améliorations à apporter aux calibrations actuelles.

Liste des publications personnelles

Conférences nationales à comité de lecture :

- T. Chalumyan, O. Maas, X. Begaud, B. Huyart, “Correction des lois d’illumination d’une antenne réseau par rétro-propagation”, 19^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes 2015, Bordeaux, France
- T. Chalumyan, O. Maas, X. Begaud, B. Huyart, “Calibration des antennes actives avec prise en compte des effets de bord et de couplage”, 20^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes 2017, Saint-Malo, France

Conférences internationales à comité de lecture :

- T. Chalumyan, O. Maas, X. Begaud, B. Huyart, “Active phased antenna arrays calibration method including edge effects and mutual coupling,” 11th European Conference on Antennas and Propagation 2017, Paris, France

Communications :

- T. Chalumyan, O. Maas, X. Begaud, B. Huyart, “Nouveaux Procédés de Calibration d’Antenne Active”, 3^{ème} RADAR Ph Day 2015 ONERA/SONDRA/THALES 2015, Rungis, France

Annexe A

A. Définition de la distance d de la localisation de la surface de simulation de champ proche

Afin de définir la distance d de la localisation de la surface de simulation de champ proche, deux études seront menées. Dans un premier temps, un réseau de 70×50 dipôles courts va être utilisé pour évaluer le vecteur de Poynting en fonction de la distance d'observation. Ceci permet de différencier les trois zones (région réactive champ proche, région de rayonnement champ proche et région de rayonnement champ lointain) qui entourent le réseau d'antennes. Dans une deuxième partie, l'évolution du champ d'un réseau de 7×5 dipôles courts dans l'espace entourant l'antenne est étudiée. Il va être démontré qu'avec un bon choix de la distance de localisation du plan de calcul, le rayonnement calculé par CST peut être reproduit à partir des composantes transverses du champ électrique calculées sur un plan placé parallèlement au réseau et se situant dans la zone de champ proche du réseau.

A.1. Élément rayonnant utilisé

Du fait qu'un dipôle court est une antenne facile à étudier, les dipôles de longueur infiniment petits par rapport à longueur d'onde ($l \ll \lambda$) sont utilisés comme éléments rayonnants d'un réseau. La configuration d'un élément du réseau est donnée sur la figure A.1.

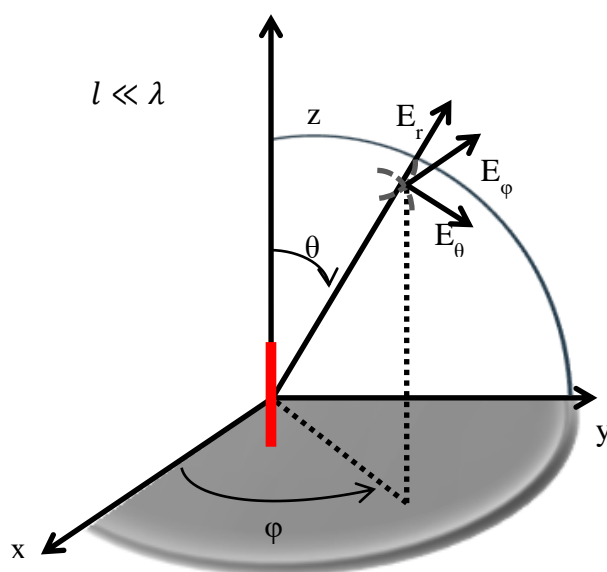


Figure A.1 : Configuration d'un dipôle infiniment petit et les composantes du champ électrique en coordonnées sphériques.

Les composantes du champ électromagnétique de ce dipôle sont données par les équations A.1 et A2 (p. 135 [41]).

$$\begin{aligned} E_r &= \mu \frac{I_0 l \cos\theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta &= j\mu \frac{kI_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \\ E_\phi &= 0 \end{aligned}$$

Équation A.1 : Composantes du champ électrique d'un dipôle orienté selon l'axe z.

$$\begin{aligned} H_r &= H_\theta = 0 \\ H_\phi &= j \frac{kI_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \end{aligned}$$

Équation A.2 : Composantes du champ magnétique d'un dipôle orienté selon l'axe z.

Le vecteur de Poynting ou la densité de puissance est calculé avec l'équation A.3 (p. 136 [41]).

$$\mathbf{W} = \frac{1}{2} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) = \frac{1}{2} (\hat{a}_r E_r + \hat{a}_\theta E_\theta) \times (\hat{a}_\phi H_\phi^*) = \frac{1}{2} (\hat{a}_r E_\theta H_\phi^* - \hat{a}_\theta E_r H_\phi^*)$$

Équation A.3 : Définition du vecteur de Poynting.

Ainsi, les composantes du vecteur Poynting sont données par l'équation A.4.

$$\begin{aligned} W_r &= \frac{\mu}{8} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \left[1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right] \\ W_\theta &= j\mu \frac{k|I_0 l|^2 \cos\theta \sin\theta}{16\pi^2 r^3} \left[1 + \frac{1}{(kr)^2} \right] \\ W_\phi &= 0 \end{aligned}$$

Équation A.4 : Composantes du vecteur Poynting.

A.2. Etude de la densité de puissance en fonction de la distance d'observation

A.2.1. Définition du réseau de 70x50 dipôle courts

Le réseau est constitué des dipôles de dimension $l = \frac{\lambda}{50}$ (§A.1). Ces éléments sont disposés sur le plan xoz . L'axe y est perpendiculaire à la surface du réseau. Le réseau est centré sur le point $(0,0,0)$. Le nombre d'éléments rayonnants sur l'axe x et z est

respectivement 70 et 50 (figure A.2). L'espacement entre les éléments rayonnants en vertical et en horizontal est égal à la demi-longueur d'onde : $d_z = d_x = \frac{\lambda}{2}$. λ correspond à la fréquence de travail du réseau : $f = \frac{c}{\lambda}$ où c est la vitesse de la lumière dans le vide et $f = 3\text{GHz}$. Ainsi, $\lambda = 0.1\text{m}$ et $d_z = d_x = 0.05\text{m}$. Les dimensions du réseau sont nommées H_a et L_a . H_a est la hauteur du réseau par rapport à l'axe z et $H_a = 2.4\text{m}$. L_a est la largeur du réseau par rapport à l'axe x et $L_a = 3.4\text{m}$.

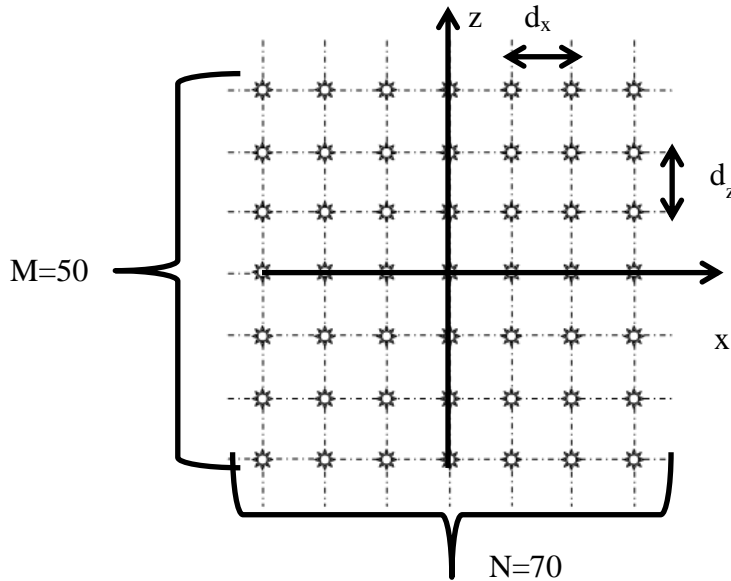


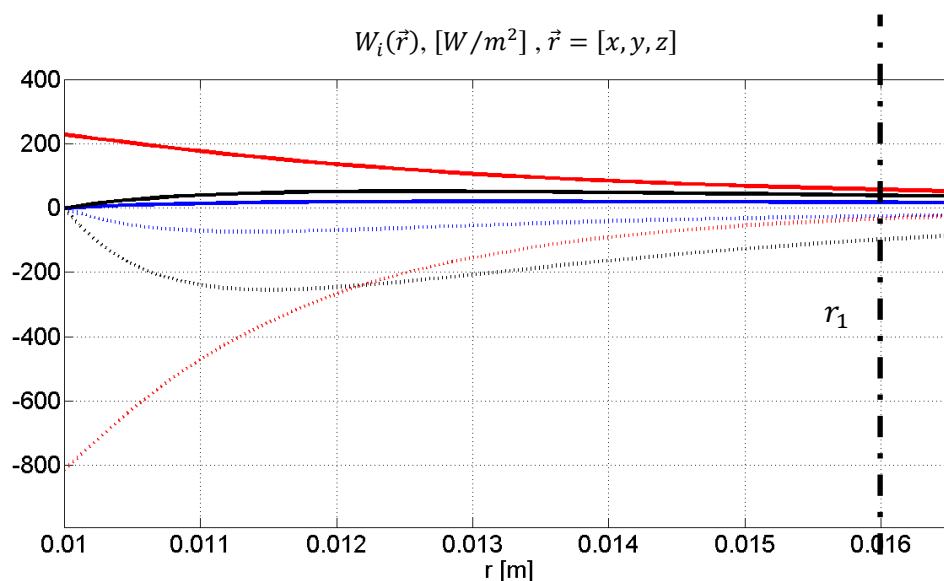
Figure A.2 : Géométrie du réseau de 70x50 dipôle courts

Les limites de trois zones entourant le réseau peuvent être calculées selon le tableau 2.4.1 (§2.4). Dans ce cas $D \gg \lambda$, où D est le diamètre de la sphère la plus petite qui inclut les parties rayonnantes de l'antenne. Ainsi, $r_1 = \lambda/2\pi = 0.0159\text{m}$ et $r_2 = 2D^2/\lambda = 86.6\text{m}$.

A.2.2. Zone réactive de réseau

Cette zone est appelée aussi zone de Rayleigh et elle commence à partir de la surface de l'antenne et elle s'étale sur l'intervalle $(0, \lambda / 2\pi)$. Dans cette région, la densité de puissance est essentiellement imaginaire. Pour cette raison, la zone est aussi appelée zone réactive. Dans cette zone, il y a un échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur. Les interférences entrent en jeu dès la surface de l'antenne.

Les résultats numériques correspondant à la zone réactive de l'antenne étudiée sont présentés sur la figure A.3.



- Valeur réelle de la composante W_x
- Valeur réelle de la composante W_y
- Valeur réelle de la composante W_z
- - - Valeur imaginaire de la composante W_x
- - - Valeur imaginaire de la composante W_y
- - - Valeur imaginaire de la composante W_z

Figure A.3 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région réactive.

A partir de la surface de l'antenne jusqu'à la distance $\lambda/2\pi$ ($r_1 = 0.0159m$), les composantes W_x , W_y , W_z de densité de puissance sont étudiés (figure A.3). Dans cette zone, la composante W_y domine par rapport aux composantes W_x , W_z . Pour chacune des composantes W_x , W_y , W_z la partie imaginaire est plus élevée que la partie réelle.

A.2.3. Région de rayonnement en champ proche du réseau

Cette région se situe entre la région de champ proche réactif et la région de champ lointain et elle est aussi connue comme la zone de Fresnel. Elle s'étale sur l'intervalle $(\lambda/2\pi, 2D^2/\lambda)$. La densité de puissance est définie avec des valeurs complexes. L'observation de l'évolution de la densité de puissance dans cette zone montre que plus la distance d'observation est importante, plus la partie réelle devient prépondérante sur la partie imaginaire. La partie imaginaire décroît selon une loi en $1/r^5$. Les résultats numériques correspondant à la région de rayonnement champ proche de l'antenne étudiée sont présentés sur la figure A.4.

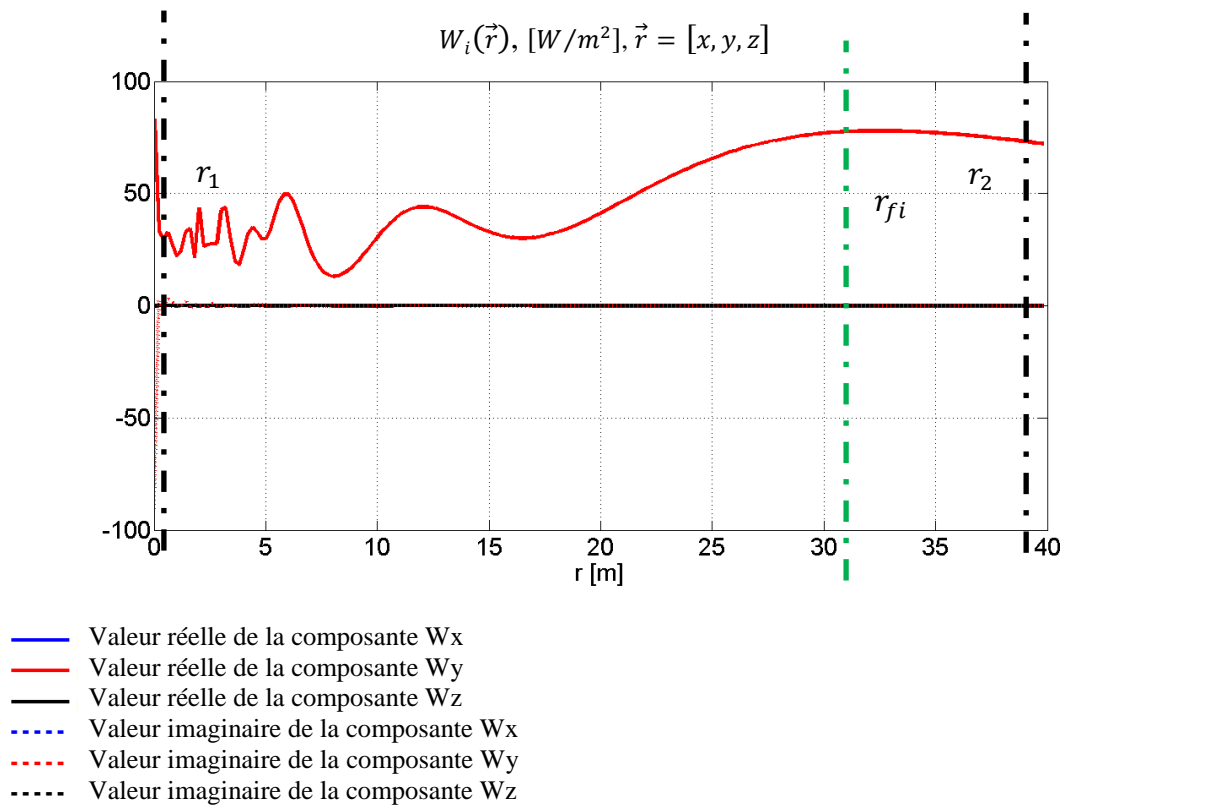


Figure A.4 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région champ proche.

Dans la zone de rayonnement champ proche, la domination de la composante W_y est trop importante (figure A.4) par rapport aux W_x et W_z . Les valeurs imaginaires de W_x, W_y, W_z décroissent selon une loi en $1/r^5$. Les fluctuations au début de cette zone sont dues aux interférences qui entrent en jeu dès la surface de l'antenne. Ces interférences atteignent leur maximum ($80W/m^2$) autour de la fin de la zone de rayonnement champ proche ($r_{fi} = 31m$, sur la figure A.4). Ensuite, le vecteur de Poynting commence à décroître. L'antenne commence à rayonner dans cette zone.

A.2.4. Région de rayonnement du champ lointain du réseau

Cette région se situe après la région de rayonnement champ proche. Elle est aussi dénommée la zone de Fraunhofer et s'étale sur l'intervalle $(2D^2/\lambda, \infty)$. La densité de puissance est de valeur purement réelle. Elle décroît selon une loi en $1/r^2$. Dans cette zone, le réseau rayonne et le champ rayonné a localement la forme d'une onde plane. Les résultats numériques correspondant à la région de rayonnement champ lointain de l'antenne étudiée sont présentés sur la figure A.5.

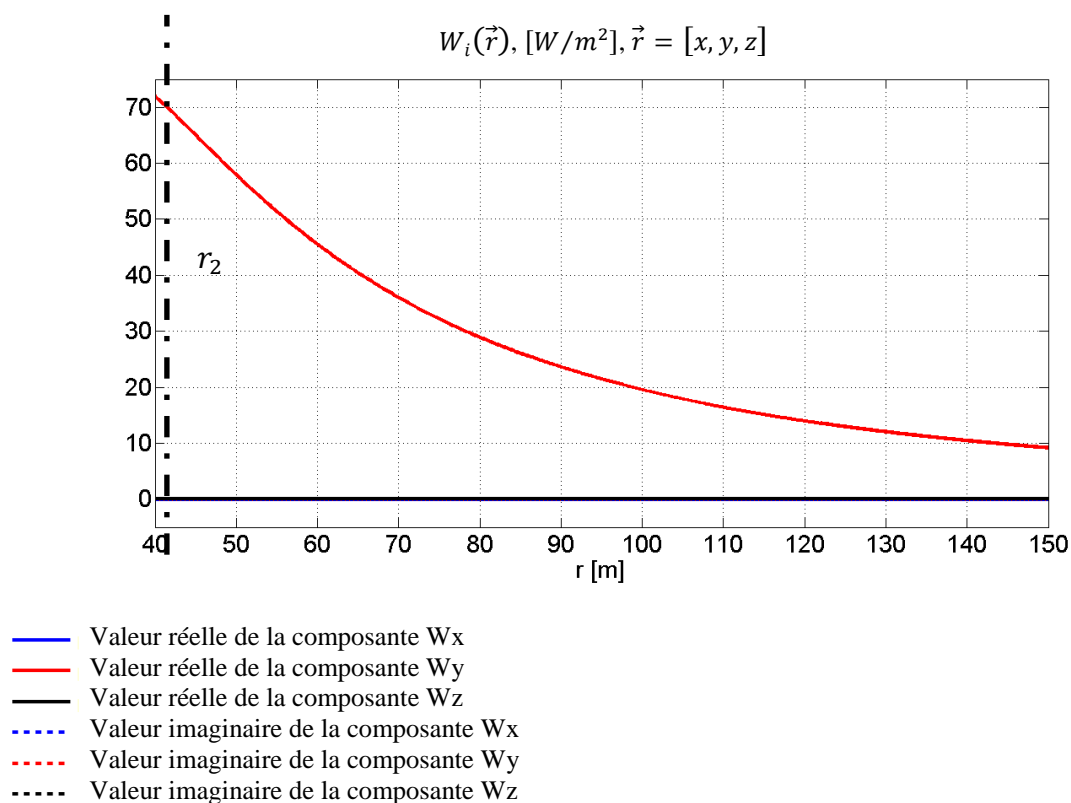


Figure A.5 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région champ lointain.

Dans le champ lointain, les composantes du vecteur W_x et W_z n'existent plus (figure A.5). Dans cette région il n'existe plus d'interférences. La composante W_y du vecteur Poynting est purement réelle et continue à se décroître avec une loi $1/r^2$. Le vecteur de Poynting a la direction de propagation selon l'axe y

A.2.5. Application à la simulation en champ proche ($d = 3\lambda$)

Grâce à l'étude champ proche et champ lointain, une distance de simulation en champ proche peut être définie. Dans la pratique, cette distance se situe entre 2λ et 10λ (p. 43 [55]). Une simulation est effectuée pour le réseau de dipôles défini dans le paragraphe A.2.1. La longueur d'onde correspondant à la fréquence du fonctionnement du réseau ($f = 3GHz$) est $\lambda = 0.1m$. Les distances correspondantes à 3λ et 4λ sont respectivement égales à $d_1 = 0.3m$ et $d_2 = 0.4m$. Ces distances sont incluses dans l'intervalle (r_1, r_2) . Les bornes de cet intervalle sont calculées par la dimension physique du réseau (tableau 2.4.1, §2.4), ainsi $r_1 = \lambda/2\pi = 0.0159m$ et $r_2 = 2D^2/\lambda = 86.6m$. Les résultats numériques sont montrés sur la figure A.6.

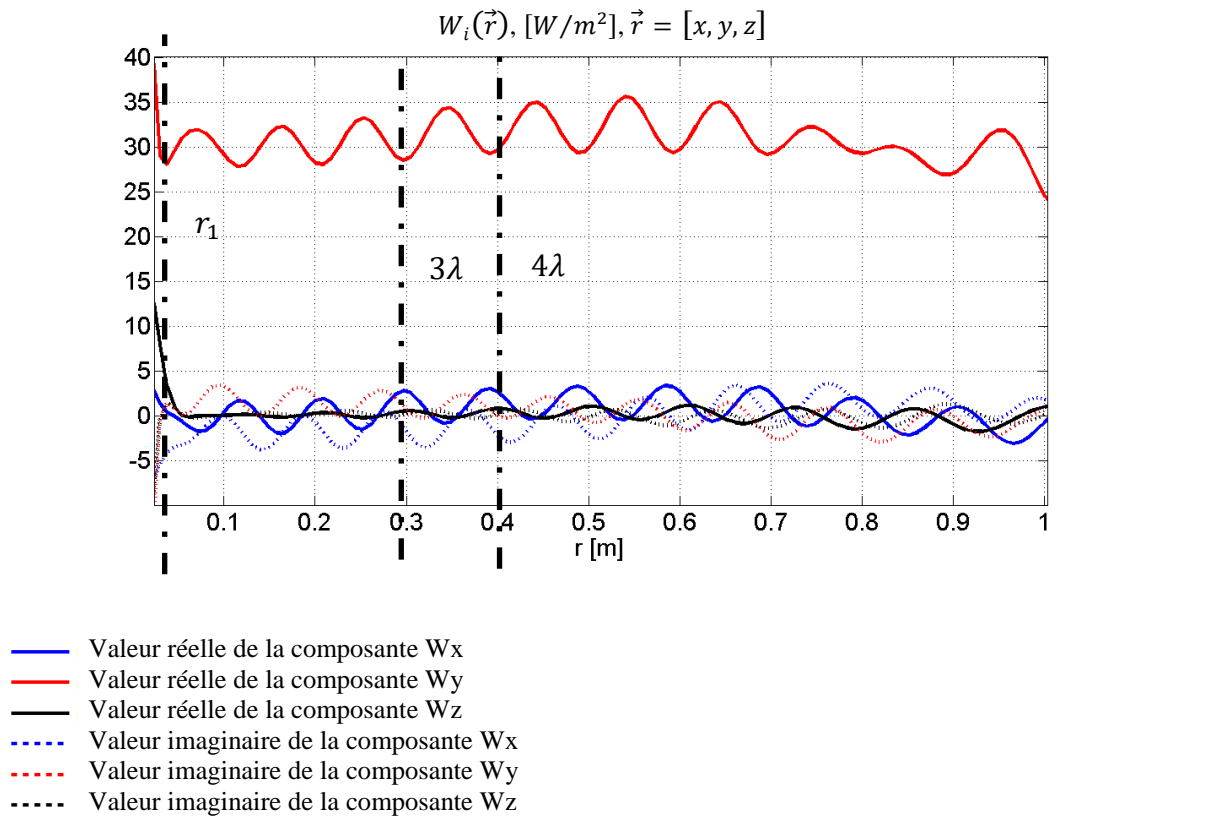


Figure A.6 : Valeurs réelles et imaginaires des composantes du vecteur de Poynting dans la région champ proche.

La figure A.6 représente les valeurs réelles et imaginaires de trois composantes de la densité de puissance (W/m^2). L'écart entre les parties réelle et imaginaire des valeurs des composantes est important. La partie réelle est environ 30 fois plus élevée que la partie imaginaire pour toutes les composantes. La composante W_y de la densité de puissance est environ 11 fois plus grande que la composante W_x . De même, la composante W_y est environ 66 fois plus grande que la composante W_z .

La comparaison des valeurs imaginaires de W_x , W_y , W_z , montre qu'elles tendent vers zéro en oscillant à partir d'une distance de $\lambda/2\pi$ environ (limite supérieure du champ proche réactif). Autour d'une distance de 3λ , les parties imaginaires sont quasiment nulles. De même pour une distance de 4λ .

A.3. Evolution du champ d'un réseau dans l'espace entourant l'antenne

A.3.1. Définition du réseau de 7x5 dipôles courts

Le réseau est constitué des dipôles de longueur $l = \frac{\lambda}{50}$ (§A.1). Ces éléments sont disposés sur le plan xoz . L'axe y est perpendiculaire à la surface du réseau. Le réseau est centré sur le point $(0,0,0)$. Le nombre d'éléments rayonnants sur l'axe x et z sont respectivement 7 et 5. Le pas de réseau en vertical et en horizontal est égal à la demi-longueur d'onde : $d_z = d_x = \frac{\lambda}{2}$. λ correspond à la fréquence de travail du réseau : $f = 3GHz$. Consécutivement, $\lambda = 0.1m$ et $d_z = d_x = 0.05m$. Ainsi les dimensions du réseau sont nommées H_a et L_a . H_a est la hauteur du réseau par rapport à l'axe z et $H_a = 0.2m$. L_a est la largeur du réseau par rapport à l'axe x et $L_a = 0.3m$.

L'espace qui entoure le réseau est séparé en trois zones dont les limites sont définies à l'aide du tableau 2.4.1 (§2.4). Dans ce cas $D \approx \lambda$, où D est le diamètre de la sphère la plus petite qui inclut les parties rayonnantes de l'antenne. Alors $r_1 = \lambda/2\pi = 0.0159m$ et $r_2 = \max(3\lambda, 2D^2/\lambda) = \max(0.3, 0.65) = 0.65m$.

A.3.2. Définition du plan de calcul du champ électrique

Le plan de calcul est de dimension de $H_s = n_h H_a = 16 * 0.2 = 3.2m$ et $L_s = n_l L_a = 16 * 0.3 = 4.8m$. Il est placé parallèle au plan de l'antenne et il est centré sur le point $(0, y_m, 0)$ (figure A.7) $y_m \in (-\infty, +\infty)$. Ainsi y_m peut prendre des valeurs appartenant au champ proche et aussi au champ lointain de l'antenne.

Les points de calculs sur ce plan sont pris avec un espacement en vertical et en horizontal égale à $d_{zn} = d_{xm} = \frac{\lambda}{3}$. λ correspond à la fréquence de travail du réseau : $f = \frac{c}{\lambda}$, où c est la vitesse de la lumière dans le vide et $f = 3GHz$. Consécutivement, $\lambda = 0.1m$ et $d_{zm} = d_{mx} = 0.0333m$ (figure A.8). Le pas d'échantillonnage est choisi conforme au théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon [66] : « La fréquence d'échantillonnage (f_e) doit être au moins deux fois supérieure à la fréquence du signal ($f_e \geq 2f$) » En exprimant cette condition avec la longueur d'onde (λ) et le pas d'échantillonnage (λ_e), on aura : $\lambda_e \leq \frac{\lambda}{2}$.

Ainsi, $d_{zm} = d_{xm} = \frac{\lambda}{3} = \lambda_e \leq \frac{\lambda}{2}$.

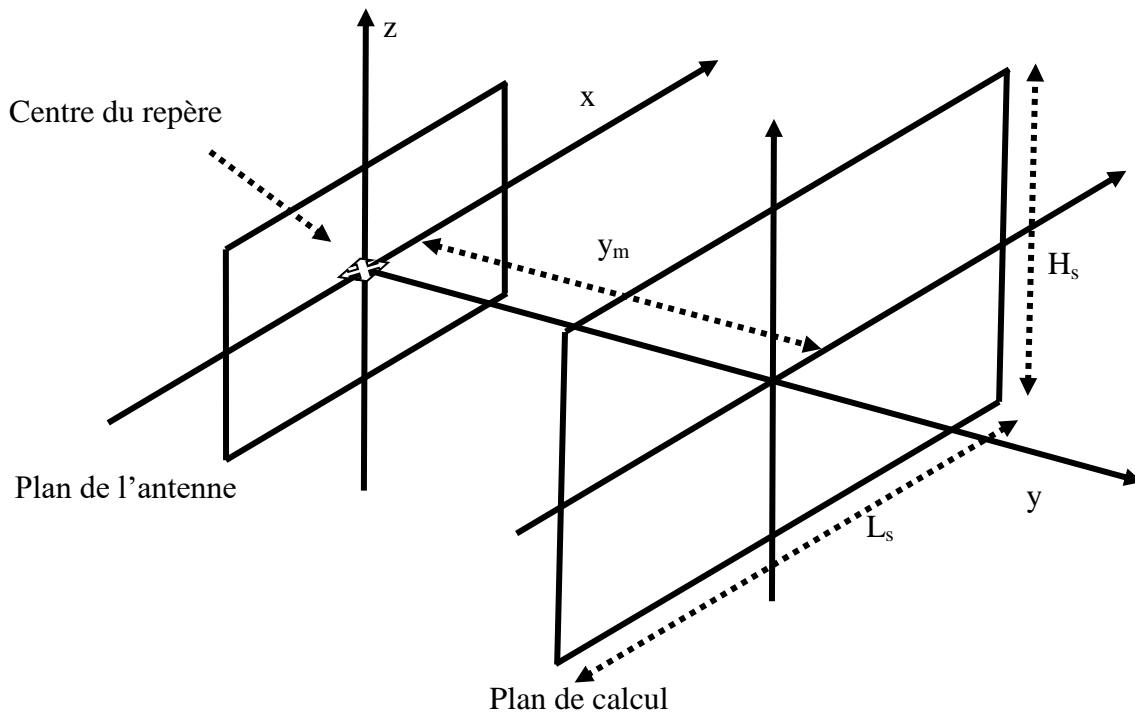


Figure A.7 : Orientation de l'antenne et du plan de calcul dans l'espace.

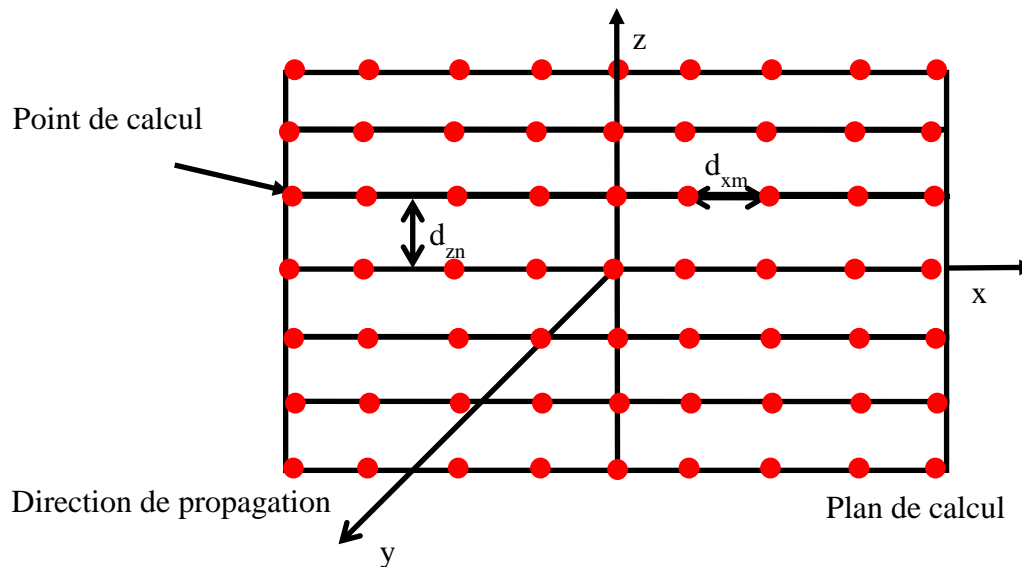


Figure A.8 : Plan de calcul avec des points de calculs.

A.3.3. Résultat de calculs

Les calculs numériques avec Matlab sont effectués pour différentes distances de calcul y_m . y_m prend des valeurs qui parcourent la région réactive, la région rayonnement champ proche et aussi la région champ lointain : $y_m = 0.01, 0.3, 0.4, 0.65, 1, 10 m$. Les valeurs de y_m sont choisies pour montrer l'évolution du champ électrique dans les trois zones

et aussi autour des bornes de ces zones. Afin d'exploiter les informations pour la suite des travaux, une valeur $y_m = 4\lambda$ a été choisie. En effet, cette distance correspond à la distance de mesure qui est couramment employée pour effectuer des mesures en champ proche. Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures A.9 - A.20.

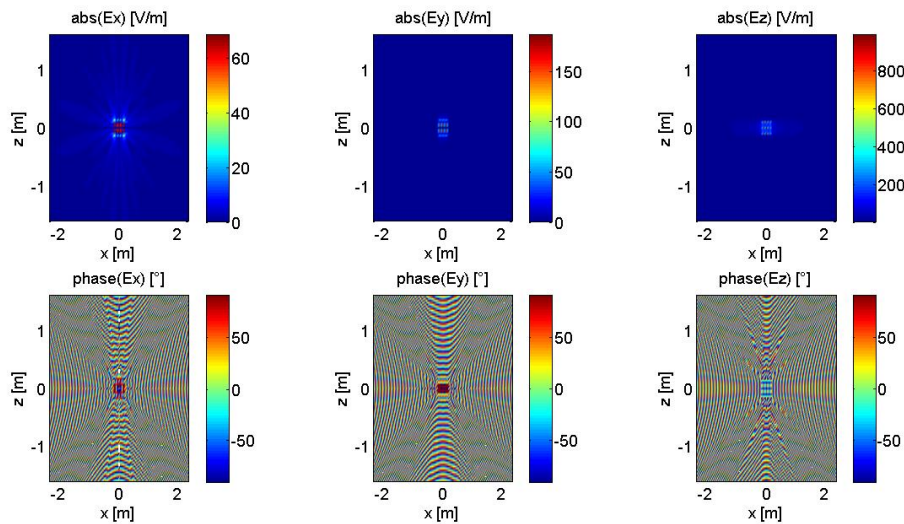


Figure A.9 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.01m$.

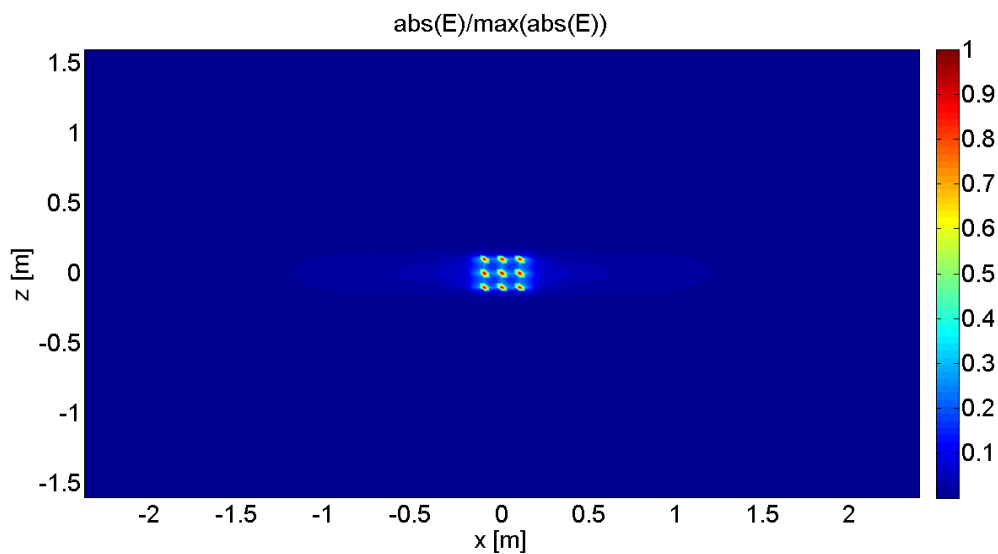


Figure A.10 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.01m$.

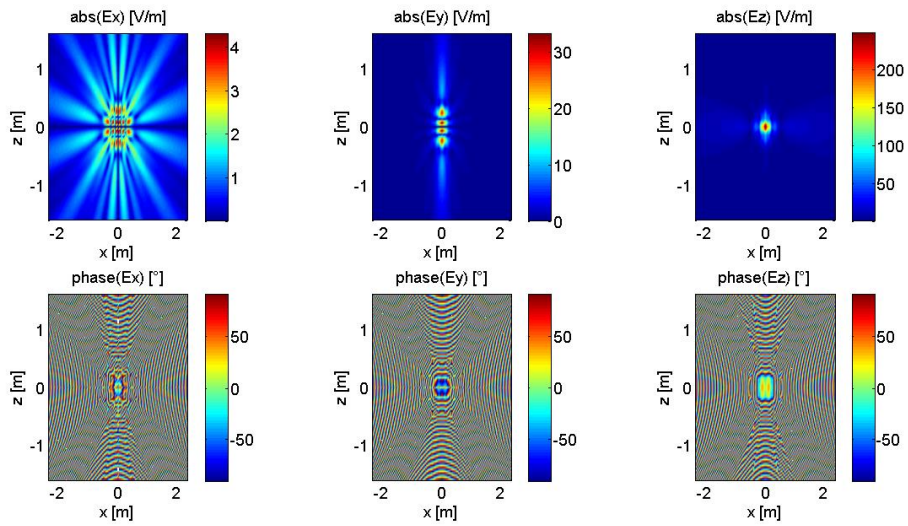


Figure A.11 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.3m$.

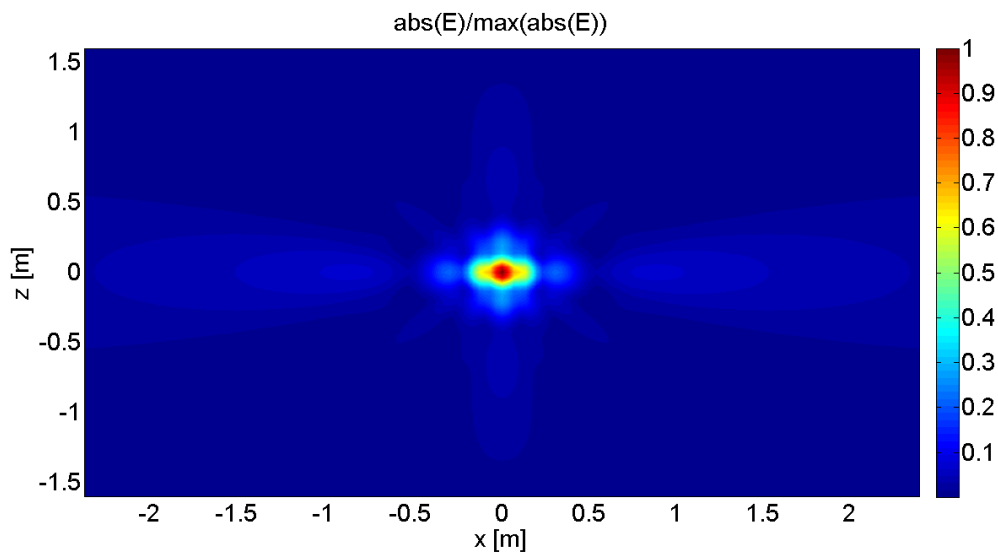


Figure A.12 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.3m$.

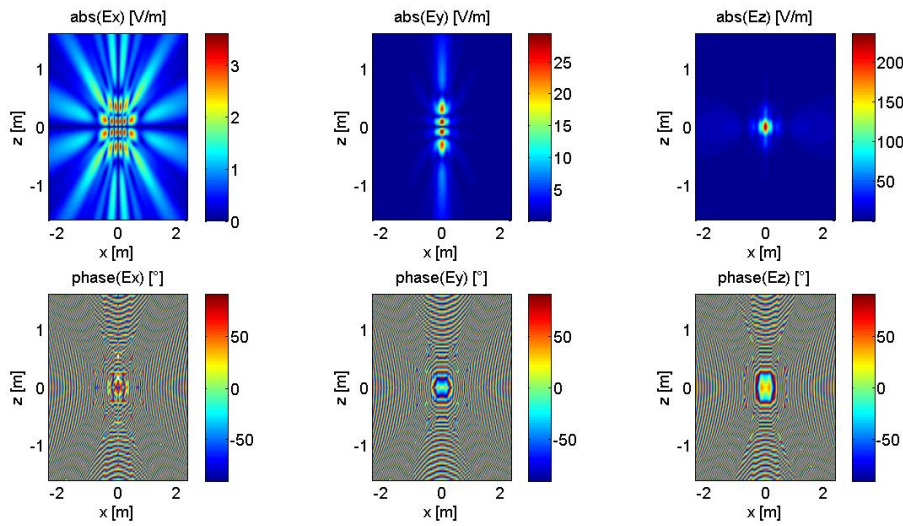


Figure A.13 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.4m$.

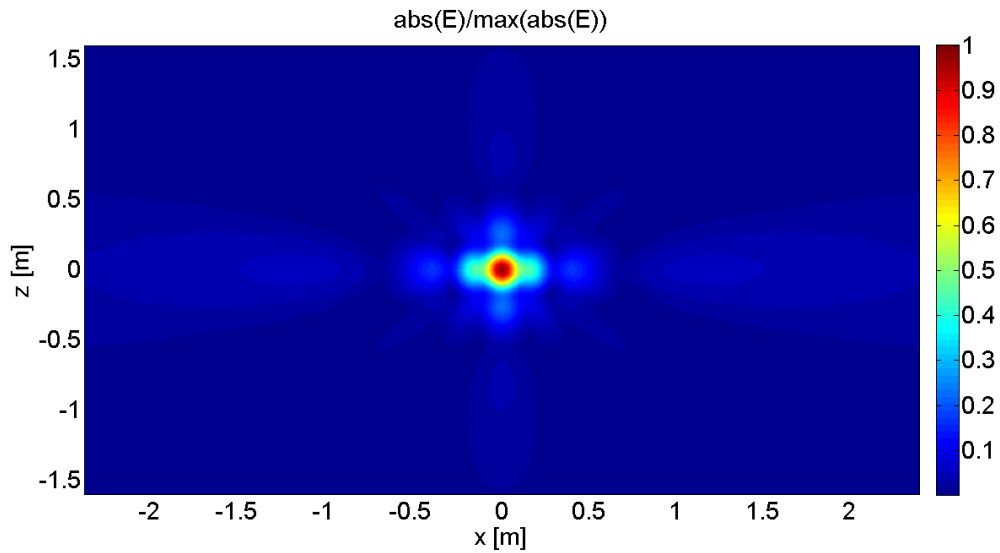


Figure A.14 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.4m$.

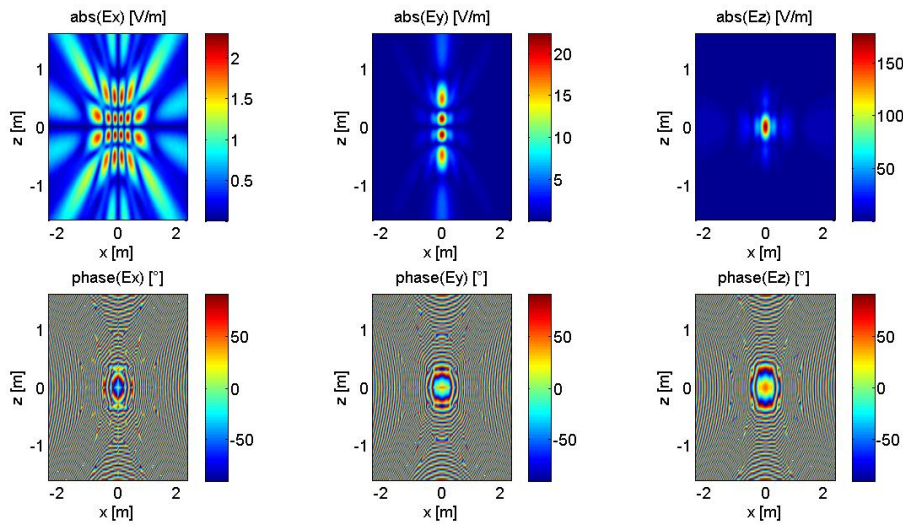


Figure A.15 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 0.65m$.

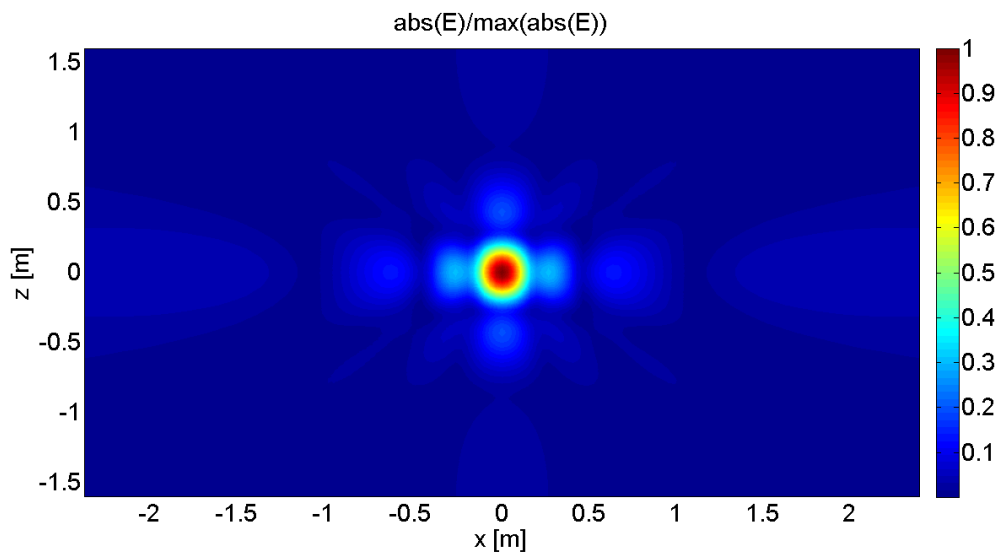


Figure A.16 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 0.65m$.

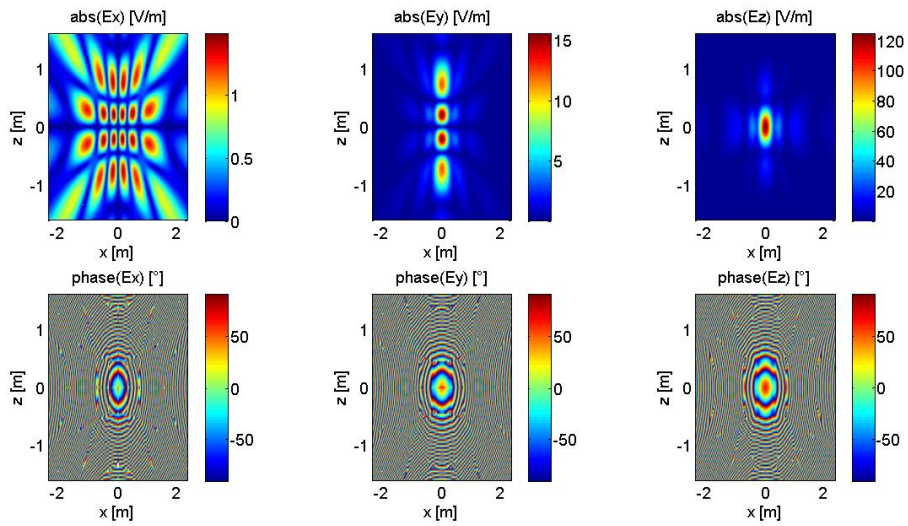


Figure A.17 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 1m$.

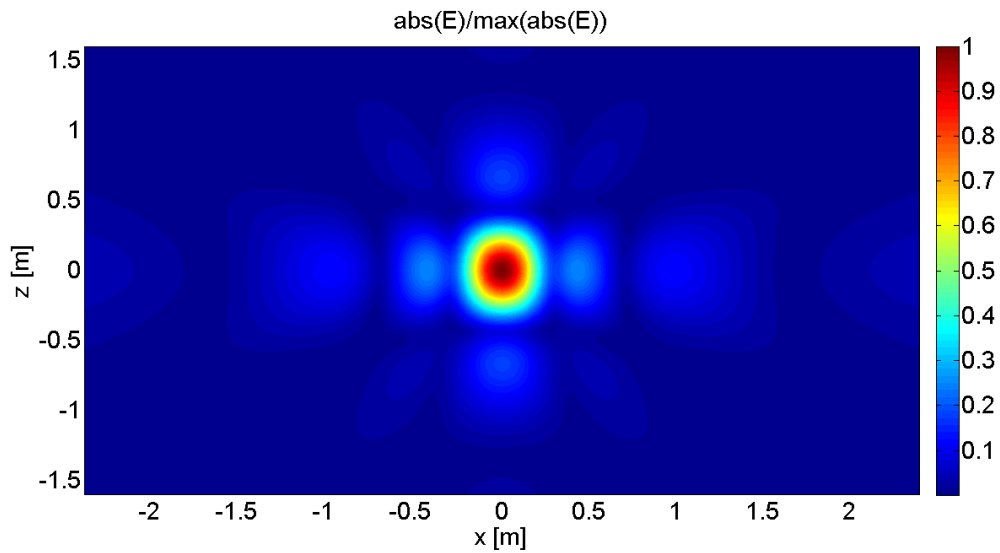


Figure A.18 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 1m$.

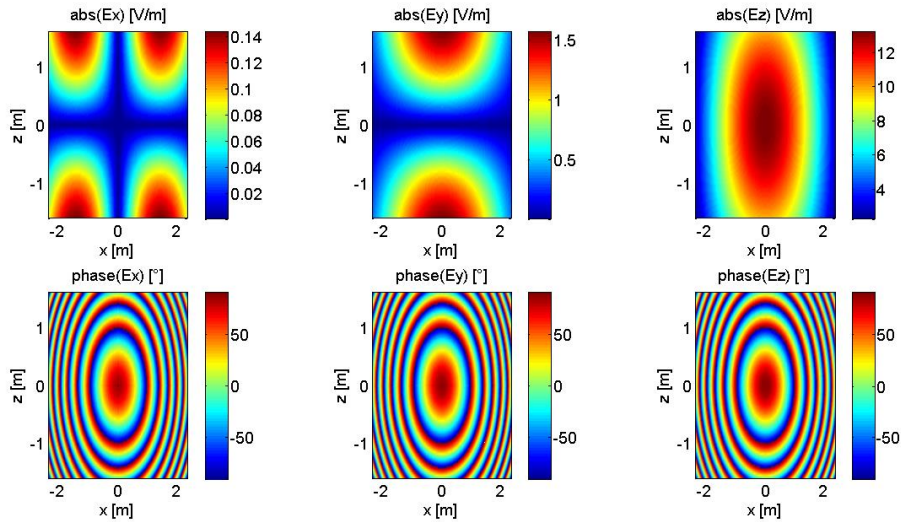


Figure A.19 : La valeur absolue et la phase des composantes du champ électrique pour $y_m = 10m$.

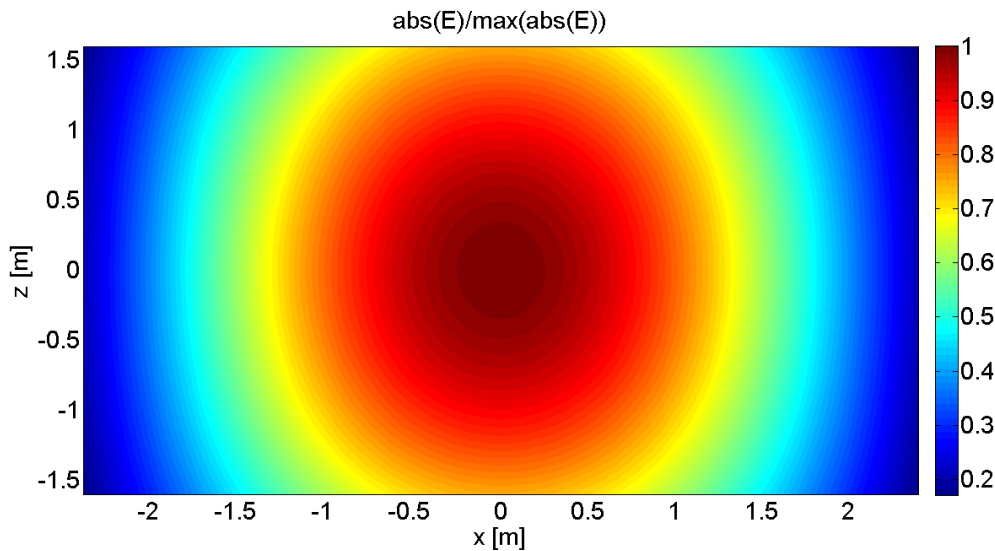


Figure A.20 : La valeur absolue du champ électrique pour $y_m = 10m$.

Dès la surface de l'antenne, les interférences entrent en jeu. Des valeurs maximales du champ correspondant aux interférences constructives et des valeurs minimales du champ qui correspondent aux interférences destructives sont observées. En s'éloignant de la surface de l'antenne, le phénomène d'interférences s'affaiblit (figures A.10, A.12, A.14, A.16). Ces phénomènes s'arrêtent autour de la limite de la région réactive et de la région de rayonnement champ proche ($r_2 = 0.65m$) (figure A.16). A partir de la surface de l'antenne jusqu'à la distance $r_2 = 0.65m$, le champ reste concentré devant l'antenne et se propage dans un "tube" dont les dimensions sont $L_a * H_a * r_2$. Autrement dit, à la sortie de l'antenne jusqu'à la distance r_2 le champ a une propagation "guidée". Dès le passage de la limite du champ

proche et du champ lointain (r_2), le champ évolue dans l'espace de manière sphérique (figures A.18, A.20). Le calcul du champ sur le plan de calcul à grande distance montre qu'il a une distribution uniforme sur ce plan (figure A.20). Ainsi, pour des grandes distances par rapport à la longueur d'onde, le champ peut être considéré comme une onde plane. Les points de calcul, qui sont autour des axes $x = 0$ et $z = 0$ pour E_x et de l'axe $z = 0$ pour E_y , sont des points où les composantes arrivent avec une distance de parcours égale, mais avec des phases opposées. L'opposition de phase est dû au fait que l'antenne et le plan de calcul sont centrés respectivement sur $(0,0,0)$ et $(0, y_m, 0)$. Ainsi, la composante E_x s'annule autour de l'axe $x = 0$, et $z = 0$ et la composante E_y s'annule autour de l'axe $z = 0$ (figures A.9, A.11, A.13, A.15, A.17, A.19). Dans la zone réactive ($r < r_1$), les composantes du champ électrique sont en phase (figure A.9). En évoluant dans la région du champ proche ($r_1 < r < r_2$), les composantes du champ électrique ne sont plus en phase (figures A.11, A.13, A.15). En champ lointain ($r > r_2$), les composantes du champ électrique sont de nouveau en phase (figures A.17, A.19).

A.3.4. Influence de la distance d de la localisation du plan de calcul sur le diagramme de rayonnement

Afin de trouver l'impact du choix de la distance (d) de localisation du plan de calcul sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, la composante transverse E_z du champ électrique est calculée avec Matlab sur un plan de calcul selon §A.3.2. La distance à laquelle le plan de calcul est placé parcourt la zone de Rayleigh, la zone de Fresnel et celle de Fraunhofer ($y_m = 0.01, 0.3, 0.4, 0.65, 1, 10 \text{ m}$). Le diagramme de rayonnement de l'antenne est ensuite calculé (§2.6.2) à partir de la distribution de E_z sur le plan de calcul et ceci est pour chacune de ces distances y_m . Le calcul des diagrammes sont effectués avec Matlab. Les diagrammes de rayonnement calculés à partir de la distribution de E_z obtenue à chaque y_m sont illustrés sur la figure A.21.

Dans le but de valider les résultats de calculs numériques (Matlab), un réseau de 7×5 dipôles courts (§A.3.1) est modélisé, et un calcul de diagramme de rayonnement en champ lointain est effectué à l'aide du logiciel CST. Le diagramme de rayonnement issu de CST est ensuite appelé diagramme de rayonnement de référence. La comparaison des diagrammes obtenus par les calculs avec Matlab et le diagramme de rayonnement de référence est illustrée sur la figure A.21. Les caractéristiques de ces diagrammes sont données dans le tableau A.1.

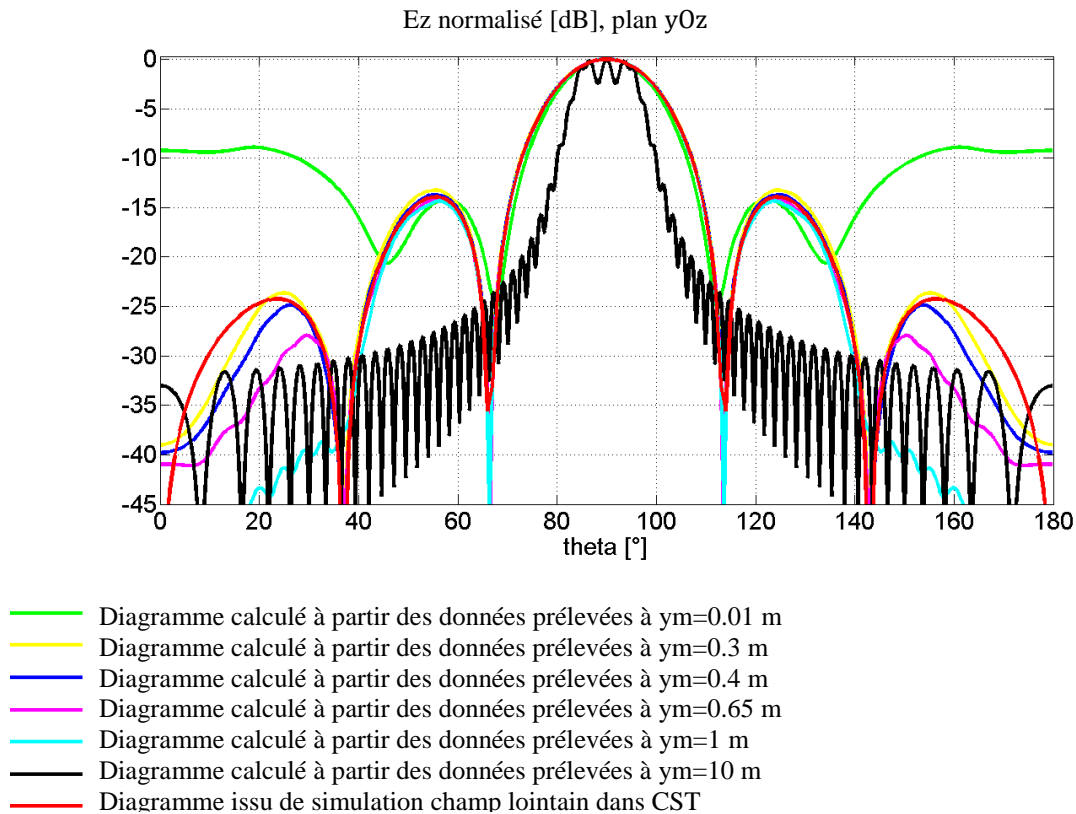


Figure A.21 : Comparaison des diagrammes calculés à partir du plan de calcul placé à une distance y_m et celui obtenu directement en champ lointain dans CST.

	θ_0	$\Delta\theta$ à $-3dB$	$I^{er} NLS_d$	$I^{er} NLS_g$	$\theta_{1d} I^{er} LS_g$	$\theta_{1g} I^{er} LS_g$
	[°]	[°]	[dB]	[dB]	[°]	[°]
$y_m=0.01m$	90	19	-14.2	-14.2	67	112
$y_m=0.3m$	90	20.5	-13.2	-13.2	66.4	113.6
$y_m=0.4m$	90	20.3	-13.7	-13.7	66.4	113.6
$y_m=0.65m$	90	21.1	-14.1	-14.1	66.5	113.5
$y_m=1m$	90	20.2	-14.3	-14.3	66.4	113.6
$y_m=10m$	-	-	-	-	-	-
Référence	90	20.2	-13.9	-13.9	66	114

Tableau A.1 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.

Les premières annulations des diagrammes (θ_{1d} et θ_{1g}) obtenus à partir des données à $y_m = 0.01, 0.65, 1m$, montrent un élargissement de la surface de l'antenne (p. 432 [19], p. 813 [61]). Cet élargissement de la surface de l'antenne se confirme avec l'ouverture de 19° du lobe principal à $-3dB$ pour le diagramme de rayonnement calculé à partir des données à

$y_m = 0.01m$. La composante E_z sur le plan de calcul est purement imaginaire ce qui se traduit par la présence d'ondes évanescentes dans le spectre d'ondes planes.

Une surface rayonnante grande, par contre avec un éclairage pondéré est vue à partir de E_z calculé à $y_m = 0.65m$. Ce qui introduit un écart de 0.9° entre la largeur de l'ouverture de diagramme à $-3dB$ et celle du diagramme de référence.

Le diagramme de rayonnement issu des données à $y_m = 10m$, n'a pas le gabarit d'un diagramme. Une grande partie de l'énergie est passée sur les côtés du plan de calcul, ainsi le champ calculé à cette distance ne traduit pas le rayonnement de l'antenne.

Le choix de la distance d du placement du plan de calcul est un point essentiel pour la caractérisation de l'antenne par des simulations en champ proche. En fonction de la distance d , les caractéristiques simulées de l'antenne peuvent être fausses ou correctes.

Les diagrammes de rayonnement calculés à partir des données à $y_m = 0.3, 0.4m$, ont des caractéristiques similaires au diagramme de référence. Le taux d'incertitude est infiniment petit pour les directions principales; et il augmente pour les directions éloignées.

A.3.5. La distance à laquelle on placera la surface de simulation

Afin de déterminer l'impact de la localisation de la surface de simulation de champ proche, une étude est réalisée. Ceci consiste à calculer une des composantes transverses du champ électrique (E_z) sur un plan de calcul (défini dans §A.3.2 de l'annexe) et ensuite calculer le diagramme en champ lointain. Le réseau d'antennes d'étude est décrit dans §A.3.1. La longueur d'onde correspondant à la fréquence du fonctionnement du réseau ($f = 3GHz$) est $\lambda = 0.1m$. Les distances correspondantes à 3λ , 4λ et 5λ sont respectivement égales à $d_1 = 0.3m$, $d_2 = 0.4m$ et $d_3 = 0.5m$. Ces distances sont incluses dans l'intervalle (r_1, r_2) . Les bornes de cet intervalle sont calculées par la dimension physique du réseau, ainsi $r_1 = \lambda/2\pi = 0.0159m$ et $r_2 = \max(3\lambda, 2D^2/\lambda) = \max(0.3, 0.65) = 0.65m$.

Ce réseau est également modélisé dans le logiciel CST, afin de calculer le diagramme directement en champ lointain. Le diagramme de rayonnement issu de CST sert de référence pour la validation de le choix de distance d de la localisation du plan de calcul. La comparaison des diagrammes de rayonnement est illustrée sur la figure A.22.

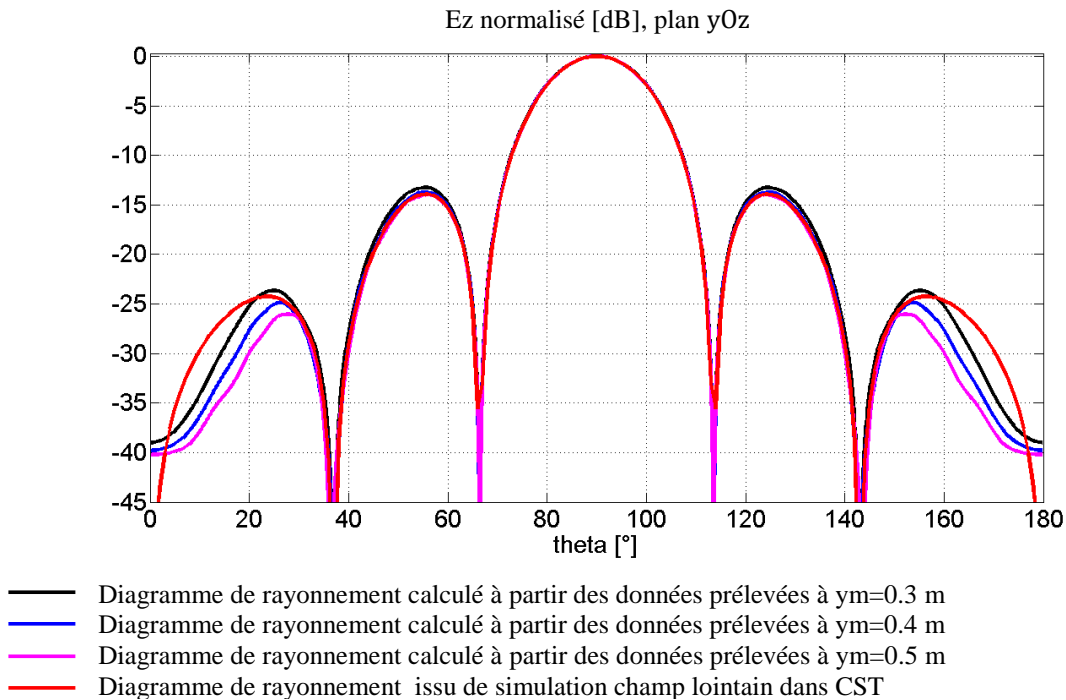


Figure A.22 : Comparaison des diagrammes de rayonnement calculés à partir du plan de calcul placé à $d=3\lambda, 4\lambda, 5\lambda$ distance et celui obtenu directement en champ lointain dans CST.

Un accord entre les diagrammes calculés à partir des données de E_z calculées pour $y_m = 0.3m, 0.4m, 0.5m$ et celui obtenu directement en champ lointain de CST est observé sur l'intervalle $(28^\circ, 152^\circ)$. Ensuite, un écart se creuse entre les diagrammes en s'éloignant de la direction principale. Par exemple, il atteint $4.4dB, 7.5dB$ et $8.2dB$ respectivement pour $y_m = 0.3m, y_m = 0.4m$ et $y_m = 0.5m$ à 10° et 170° . Cet écart est lié au domaine de validité de simulation défini par l'équation 2.5.4 et donné dans le tableau 2.5.2 pour chaque y_m . Plus la distance de simulation de champ proche augmente, plus le domaine angulaire de la définition de diagramme rétrécit. De même que l'incertitude croît sur le diagramme pour les directions éloignées par rapport à l'axe dans le cas du réseau de 7×5 dipôles courts.

Annexe B

B. Limite de fonctionnement de la méthode de calibration itérative

Afin de montrer la limite de l'utilisation de la méthode de calibration itérative décrite dans le §3.5.1, elle a été appliquée au réseau 1x5 décrit dans le §2.2.5. On rappelle que de forts effets de bord et de couplage sont présents au sein de réseau d'antennes.

B.1. Calcul du diagramme à partir du champ proche prélevé sur la surface de simulation

L'antenne est alimentée de manière uniforme en amplitude et en phase. La composante y du champ électrique a été simulée sur une surface (figure 2.5.1) placée en champ proche de l'antenne avec HFSS. La distribution du champ (normalisée par rapport à la valeur maximale) sur la surface de simulation est illustrée sur la figure B.1.

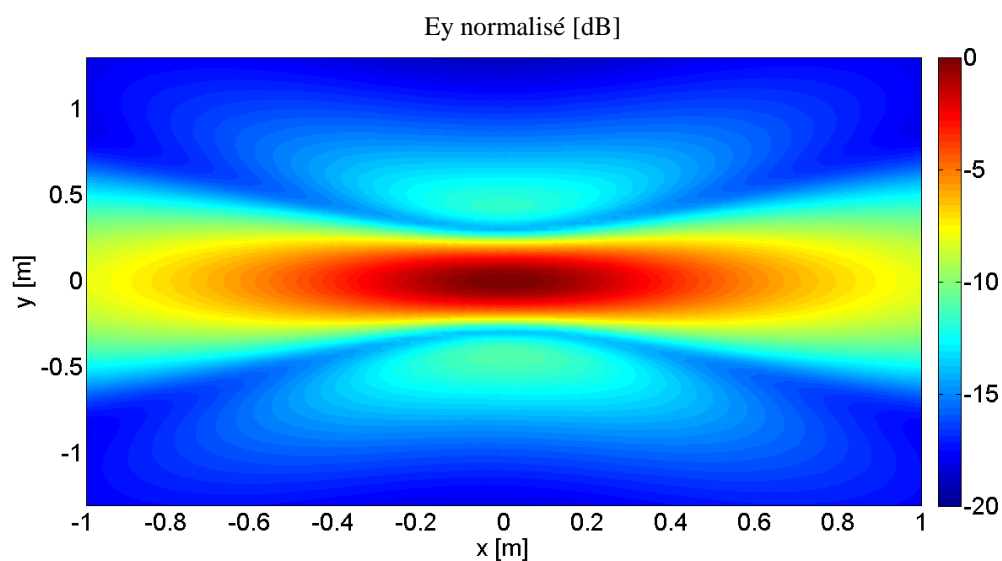


Figure B.1 : Distribution de composante y du champ E sur la surface de simulation champ proche. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

Le diagramme de rayonnement calculé à partir des données de champ proche (§2.6.2) est présenté sur la figure B.2.

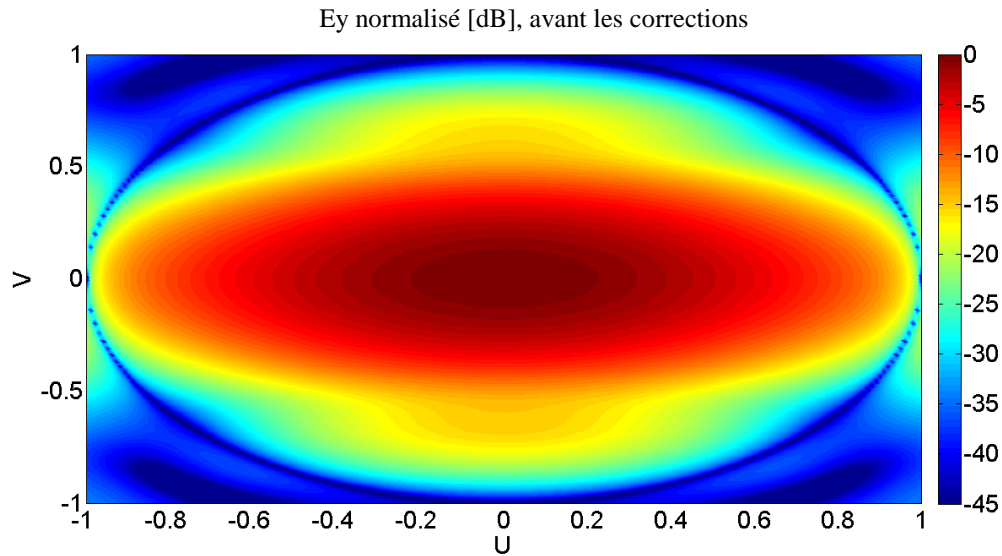


Figure B.2 : Diagramme de rayonnement avant les corrections. Cas de l'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

Ensuite, le champ lointain est rétro-propagé sur la surface de l'antenne (§2.7.1). Les points de calcul du champ sur la surface de l'antenne correspondent aux centres des patches. La distribution du champ sur les patches est donnée dans la colonne AI du tableau B.1.

B.2. Ajustements appliqués

Trois étapes de correction des amplitudes et des phases pour chaque patch sont effectuées. Les ajustements des amplitudes et des phases appliqués à chaque étape sont présentés dans le tableau 3.5.1 (§3.5.1). Les éclaircissements de la surface de l'antenne (en amplitude normalisée par rapport à la valeur maximale et en phase du champ) issus de chaque étape de correction (C_i , $i=1,3$), sont donnés dans le tableau B1.

N°Correction N°patch	AI		C1		C2		C3	
	E/E _{max}	φ [°]	E/E _{max}	φ [°]	E/E _{max}	φ [°]	E/E _{max}	φ [°]
1	0.30	136	0.44	10	0.35	-0.2	0.21	124
2	0.78	116	0.97	7.1	0.90	6	0.75	119
3	1.00	101	1.00	2.0	1.00	5	1.00	114
4	0.78	118	0.96	4.4	0.86	2.6	0.71	117
5	0.31	135	0.42	4.7	0.33	-6.5	0.22	120

Tableau B.1 : Distribution de champ E sur la surface d'antenne obtenue par rétro-propagation.

La distribution du champ sur les patchs avant les corrections (la colonne AI dans le tableau B.1) a une variation importante en amplitude (l'écart entre les valeurs maximale et minimale est de 0.7) ainsi que en phase (l'écart entre les valeurs maximale et minimale est de 35°).

La correction C1 corrige uniquement les phases des signaux d'alimentation de l'antenne (la colonne C1 dans le tableau B.1). L'écart maximal en amplitude du champ observé est de 0.58. Les valeurs maximale et minimale du champ sur les patchs diffèrent seulement de 8°.

La correction C2, apporte des corrections seulement aux amplitudes des signaux d'alimentation. La colonne C2 dans le tableau B.1 montre la distribution du champ sur la surface d'antenne après la correction C2. L'écart entre les valeurs maximale et minimale de phase de la surface de l'antenne se dégrade et atteint à 12°. Idem pour l'écart entre les valeurs maximale et minimale de l'amplitude normalisée qui est de 0.6.

Lors de la correction C3, seules les phases des signaux d'alimentation de l'antenne sont corrigées. La distribution du champ issue de cette correction est donnée dans la colonne C3 dans le tableau B.1. Une diminution de l'écart est constatée entre les valeurs maximale et minimale de phases des patchs. Il est de 10°. Par contre, l'écart des valeurs de la distribution de l'amplitude normalisée augmente en atteignant à 0.79.

B.3. Résultats

Les diagrammes de rayonnement avant les corrections et après chaque correction sont illustrés sur les figures B.3 et B.4. Ces diagrammes sont présentés dans les plans xOz et yOz , ce qui facilite la lecture des diagrammes. Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement prélevées à partir des courbes présentées sur la figure B.4 sont données dans le tableau B.2.

Les éléments rayonnants du réseau selon l'axe x ne sont pas entourés, ainsi les effets de couplages sont inexistant dans ce plan. De ce fait, les courants de surface ne varient pas au cours de différentes corrections sur les patches dans le plan xOz , ce qui assure que les diagrammes se superposent dans ce plan (figure B.3).

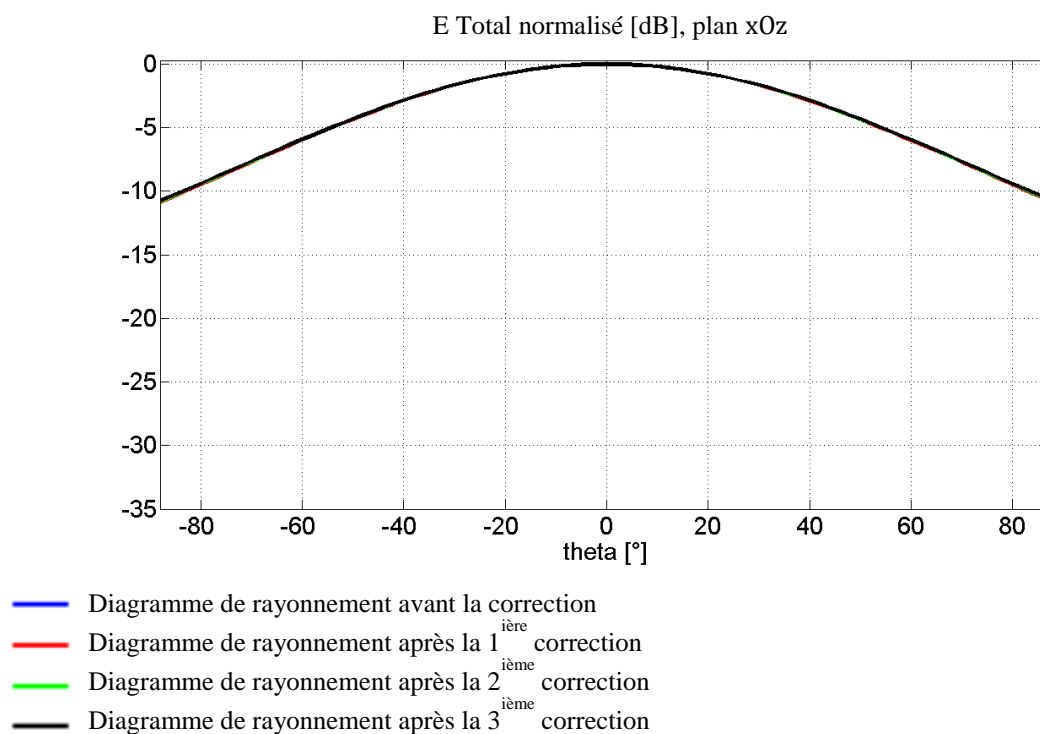


Figure B.3 : Diagramme de rayonnement dans le plan xOz.

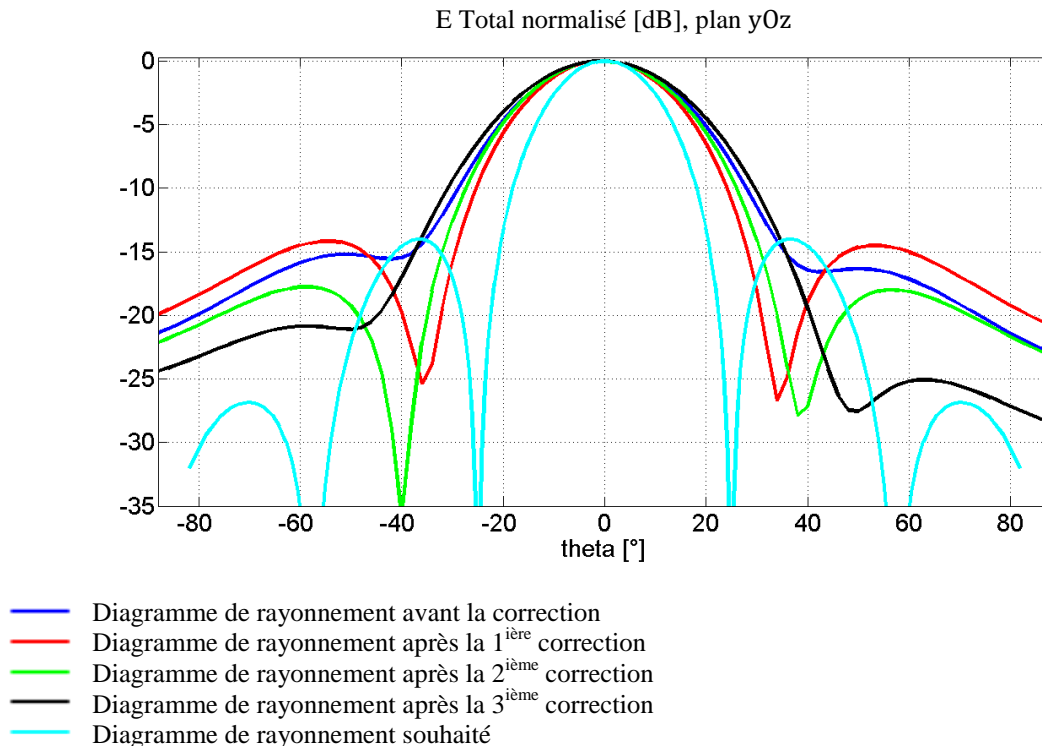


Figure B.4 : Diagramme de rayonnement dans le plan yOz.

	θ_0	$\Delta\theta$ à -3dB	$I^{er} NLS_d$	$I^{er} NLS_g$	$\theta_{1d} I^{er} LS_g$	$\theta_{1g} I^{er} LS_g$
Unité	[°]	[°]	[dB]	[dB]	[°]	[°]
Sans Correction	0	31	-15.2	-16.3	-40	40
1 ^{ière} Correction	0	28.8	-14.2	-14.5	-36	34
2 ^{ième} Correction	0	30	-17.7	-18	-40	38
3 ^{ième} Correction	0	33.7	-20.8	-25	-48	48
Souhaité	0	21.3	-14	-14	-25	25

Tableau B.2 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.

Par contre, les diagrammes évoluent de manière importante dans le plan yOz (figure B.4). Le diagramme, avant toutes corrections, présente de fortes dégradations. Même si la direction de pointage est dans l'axe comme celle de diagramme souhaité, la largeur du lobe principal diffère de celle du diagramme souhaité de 9.6° . Les lobes secondaires sont déséquilibrés et ils diffèrent de ceux du diagramme souhaité de $1.2dB$ ($I^{er} NLS_d$) et $2.3dB$ ($I^{er} NLS_g$). Les premières annulations de diagramme sont éloignées en comparaison de celles du diagramme souhaité de 15° côté gauche et droit ($\theta_{1d} I^{er} LS_g$ et $\theta_{1g} I^{er} LS_g$).

Des améliorations ont été apportées au diagramme par la première correction (C1). La largeur du lobe principal à $-3dB$ s'écarte de celle du diagramme souhaité de 7.4° . Les lobes secondaires sont équilibrés et la différence entre les niveaux des lobes secondaires avec ceux du diagramme souhaité est inférieure à $0.6dB$ ($I^{er} NLS_d$ et $I^{er} NLS_g$). Par contre, les annulations de diagramme sont dissymétriques par rapport à l'axe, et elles diffèrent de celles du diagramme souhaité de 15° ($\theta_{1d} I^{er} LS_g$) et 13° ($\theta_{1g} I^{er} LS_g$).

L'allure est complètement différente pour le diagramme issu de la deuxième correction (C2). Au lieu d'apporter des améliorations au diagramme, la correction C2 dégrade le diagramme par rapport à celui obtenu avec la première correction. La largeur du lobe principal est élargie et elle est de 30° . Les niveaux des lobes secondaires diffèrent de ceux du diagramme souhaité de $3.7dB$ (côté gauche) et $4dB$ (côté droit). Les annulations de diagramme sont dissymétriques par rapport à l'axe et elles s'écartent de celle du diagramme souhaité de 15° ($\theta_{1d} I^{er} LS_g$) et 13° ($\theta_{1g} I^{er} LS_g$).

La correction C3 apporte une légère amélioration au diagramme de rayonnement. Les annulations de diagrammes sont symétriques par rapport à l'axe et elles diffèrent de celles du diagramme souhaité de 23° ($\theta_{1d} I^{er} LS_g$ et $\theta_{1g} I^{er} LS_g$). Par contre, la largeur du lobe principal est de 33.7° . Les niveaux des lobes secondaires sont différents de ceux du diagramme souhaité de $6.8dB$ ($I^{er} NLS_d$) et $11dB$ ($I^{er} NLS_g$).

Les dégradations des diagrammes de rayonnement sont liées aux effets de bord. Malgré les corrections des amplitudes et des phases d'alimentation des éléments rayonnants, l'impact des effets de bord persiste au sein du réseau. Ce qui se traduit par un déséquilibre des niveaux des lobes secondaires ainsi que par un élargissement du lobe principal.

B.4. Récapitulatif

L'application de la méthode de calibration à une antenne ayant un petit nombre des éléments rayonnants (réseau 1×5) et fortement perturbée par les effets de bord et de couplage, met en évidence une limitation de l'efficacité de cette méthode. Cette méthode de calibration ne prend pas en compte les effets de bord. Elle ne peut être qu'appliquée aux antennes ayant un grand nombre des éléments rayonnants pour lesquels les effets de bord peuvent être négligés.

Annexe C

C. Informations complémentaires pour les différents paragraphes du chapitre 4

C.1. Réseau de 5x5 patches

C.1.1. Evolution de coefficients actifs de réflexion en fonction des signaux d'alimentation de l'antenne

Dans le but d'évaluer les coefficients actifs de réflexion du réseau de 5x5 patches, les signaux d'alimentation d'antenne correspondant aux diagrammes de rayonnement de la figure 4.2.4 sont injectés successivement dans HFSS.

A titre d'exemple, les coefficients actifs de réflexion des ports N°11 – N°15 à 3.1GHz, pour des signaux d'alimentation avant et après les calibrations, sont donnés dans le tableau C.1. Le choix de ces ports n'a aucune importance parce que les valeurs observées pour les autres ports du réseau sont de même nature (signe et grandeur).

Les coefficients actifs de réflexion, obtenus pour chaque signal injecté, sont comparés avec ceux obtenus avec un signal d'alimentation uniforme en amplitude et en phase.

	Signaux d'alimentation uniforme	Signaux d'alimentation avant la calibration	Signaux d'alimentation après la calibration effectuée sur l'éclairage de toute la surface d'antenne
$S_{11}^{\text{actif}}_{\text{[dB]}}$	-4.6	4.5	2
$S_{12}^{\text{actif}}_{\text{[dB]}}$	-0.9	-1.1	-0.9
$S_{13}^{\text{actif}}_{\text{[dB]}}$	-1.1	-4.7	-3.6
$S_{14}^{\text{actif}}_{\text{[dB]}}$	-1.6	-2.3	-3.4
$S_{15}^{\text{actif}}_{\text{[dB]}}$	-2.6	0.4	-1.6

Tableau C.1 : Coefficients actifs de réflexion à 3.1GHz. Cas des signaux d'alimentation uniforme (1^{ère} colonne) et pondérée en amplitude et en phase (2^{ème} et 3^{ème} colonnes): pointage à U=0, V=0.54. Ces valeurs sont issues de HFSS.

La première colonne du tableau C.1 présente les coefficients actifs de réflexion qui sont obtenus lorsque des signaux d'alimentation uniforme en amplitude et en phase sont injectés aux ports de l'antenne. Les coefficients actifs de réflexion de tous les ports ont des

valeurs inférieures à $0dB$. Ce qui garantit un bon fonctionnement du réseau ainsi qu'une concordance entre le fonctionnement de la base des éclaircissements et celui de HFSS, ce qui a été démontré dans le §3.3.4. On observe que les valeurs les plus faibles sont obtenues pour les patchs sur les bords extrêmes, car les antennes ne sont couplées que d'un côté.

La deuxième colonne (tableau C.1) illustre les coefficients actifs de réflexion correspondant aux signaux d'alimentation avant la calibration pour un pointage à $U = 0, V = 0.54$. Les coefficients actifs de réflexion des ports ont des valeurs inférieures ou supérieures à $0dB$. Le coefficient actif de réflexion du port $N^{\circ}11$ est de $4.5dB$ car le fonctionnement de ce port est plus impacté par les effets de bord et de couplage que les autres ports. Du fait de la pondération, la puissance couplée en provenance d'un voisin qui émet beaucoup plus de puissance que lui, amplifie naturellement le coefficient actif de réflexion de ce port ($N^{\circ}11$).

Les coefficients actifs de réflexion obtenus par le signal d'alimentation après la calibration (troisième colonne du tableau C.1) ont des valeurs inférieures ou supérieures à $0dB$. Cette fois ci, des valeurs des coefficients actifs de réflexion supérieures à $0dB$ ne sont pas observées uniquement pour les ports près du bord supérieur du réseau.

Bien que les valeurs des coefficients actifs de réflexion évoluent de manière importante en fonction des signaux d'alimentation, elles n'impactent pas trop le fonctionnement de l'antenne. Les améliorations apportées sur le diagramme de rayonnement sont convaincantes (§4.2.2). Ainsi, la méthode de calibration est efficace pour un réseau d'antennes pour lequel le nombre de patchs fictifs est inférieur à celui de patchs réels ($M-N < N$).

C.1.2. Effet des coefficients actifs de réflexion sur le rayonnement du réseau d'antennes - champ proche

Afin de montrer l'impact des coefficients actifs de réflexion sur le rayonnement d'un réseau ($M-N < N$), les signaux d'alimentation correspondant aux diagrammes de rayonnement de la figure 4.2.4 sont injectés successivement dans HFSS. La composante y du champ électrique est prélevée sur la surface de simulation placée parallèlement à la surface d'antenne et se situant dans le champ proche de l'antenne dans HFSS. Les figures C.1 et C.2 illustrent la distribution du champ (E_y) sur la surface de simulation de champ proche avant et après la calibration.

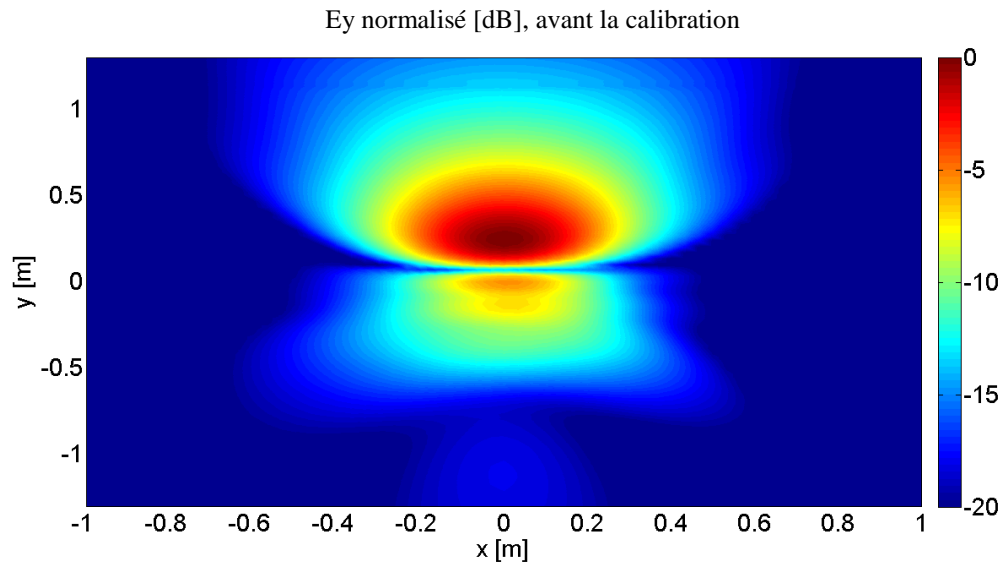


Figure C.1: Distribution du champ E (avant la calibration) sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.

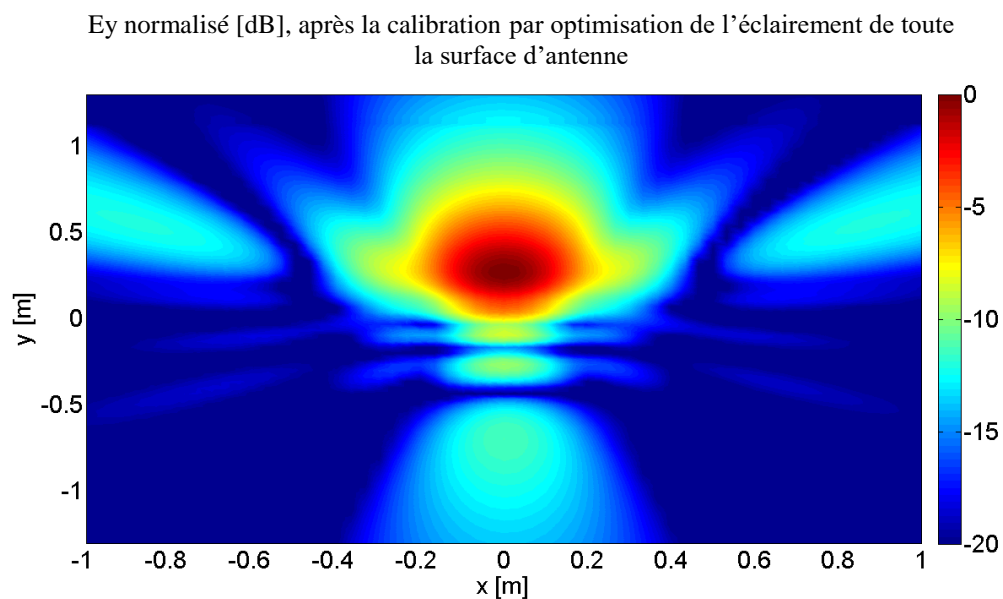


Figure C.2 : Distribution du champ E (après la calibration) sur la surface de simulation en champ proche dans HFSS. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.54$.

Sur la figure C.1, on constate que dans le plan vertical (plan $x = 0m$), la différence entre le niveau maximal du champ et ceux des bords supérieur et inférieur de la surface de simulation est respectivement de $12dB$ et de $17dB$. Ceci signifie qu'une partie de l'énergie rayonnée par l'antenne n'est pas captée sur la surface de simulation ; ainsi une incertitude apparaît entre le diagramme obtenu à partir de la base et celui obtenu directement en champ lointain par HFSS.

La distribution du champ (E_y) sur la surface de simulation en champ proche de l'antenne résultant du signal de calibration par optimisation de l'éclairage de toute la surface d'antenne est illustrée sur la figure C.2. Dans le plan vertical (plan $x = 0m$), la différence entre le niveau maximal du champ et celui du bord supérieur est de $13dB$, elle est de $12dB$ autour du bord et inférieur.

Un niveau élevé du champ sur les bords de la surface de simulation en champ proche cause une différence entre les diagrammes obtenu à l'aide de la base des éclairages et celui calculé directement en champ lointain de HFSS (courbes rouges sur la figure 4.2.4).

C.2. Réseau 1x5

C.2.1 Evolution de coefficients actifs de réflexion en fonction des signaux d'alimentation de l'antenne

Les coefficients actifs de réflexion sont définis par l'équation 2.3.3. Les valeurs des coefficients actifs de réflexion correspondant aux signaux avant et après les calibrations, pour les fréquences de $2.8GHz$ à $3.2GHz$ sont présentées dans les figures C.3-C.5.

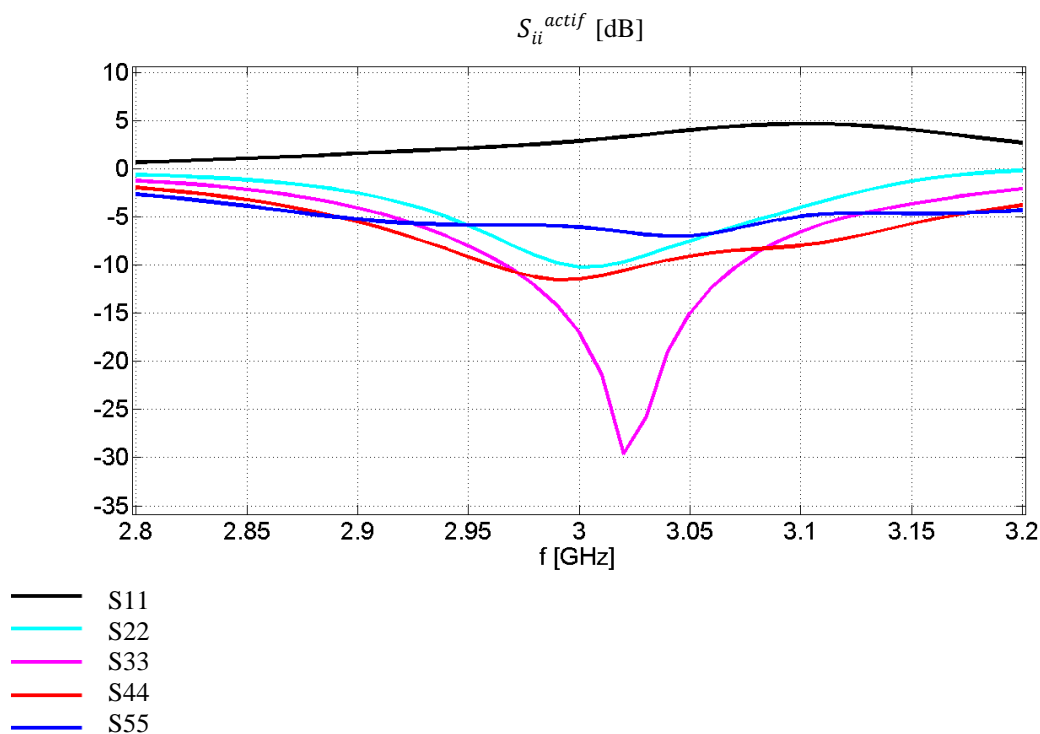


Figure C.3 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) avant la calibration. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

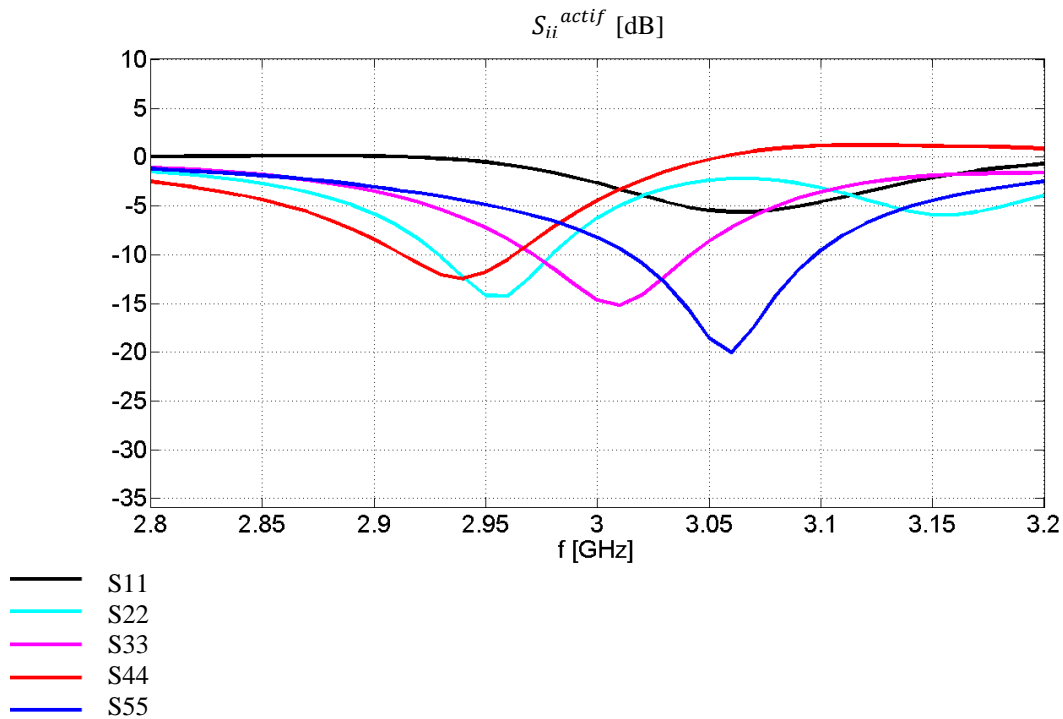


Figure C.4 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) après la calibration par optimisation de l'éclairement de N éléments rayonnants d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

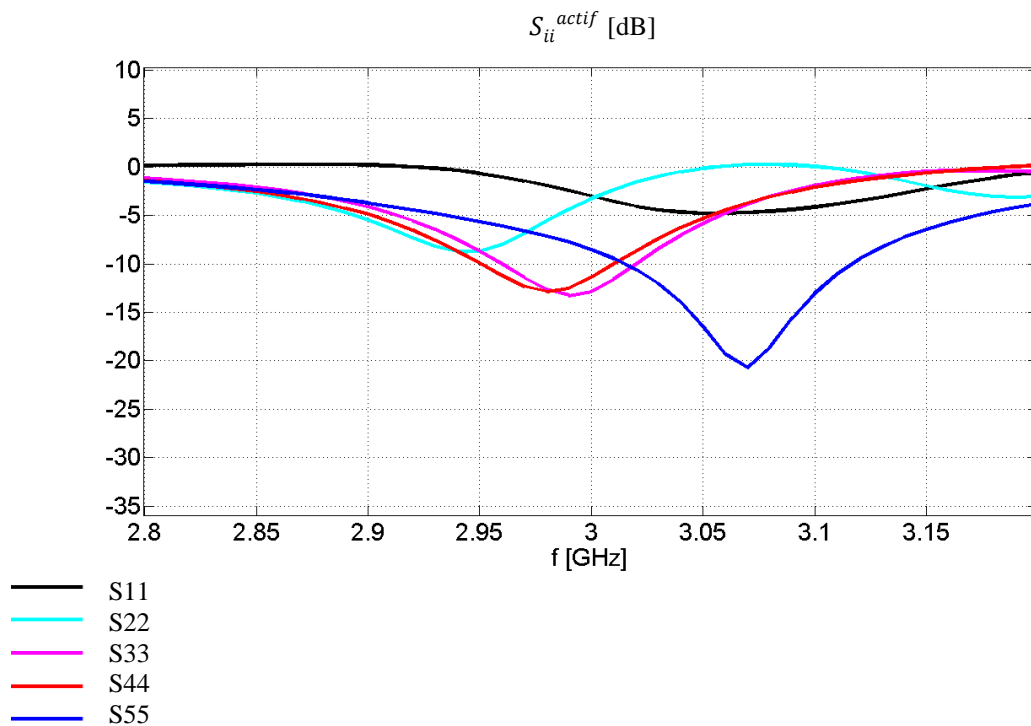


Figure C.5 : Coefficients actifs de réflexion (à l'extrémité de l'âme centrale du câble coaxial d'accès des patches au niveau du plan de masse) après la calibration par optimisation de l'éclairement de toute la surface d'antenne et des coefficients actifs de réflexion. Cas des signaux d'alimentation pondérée en amplitude et en phase : pointage à $U=0$, $V=0.49$.

Les valeurs des coefficients actifs de réflexion à 3GHz sont prélevées de ces courbes (figures C.3-C.5) et sont données dans le tableau C.2.

	Avant la calibration	Après la calibration effectuée sur l'éclairement de N éléments rayonnants de l'antenne + S_{ii}^{actif}	Après la calibration effectuée sur l'éclairement de toute la surface d'antenne + S_{ii}^{actif}
$S_{11}^{\text{actif}}_{[dB]}$	2.9	-2.7	-3
$S_{22}^{\text{actif}}_{[dB]}$	-10.2	-6.2	-3
$S_{33}^{\text{actif}}_{[dB]}$	-17	-14.7	-13
$S_{44}^{\text{actif}}_{[dB]}$	-11.5	-4.4	-11.4
$S_{55}^{\text{actif}}_{[dB]}$	-6.1	-8.2	-8.5

Tableau C.2 : Coefficients actifs de réflexion. Ces valeurs sont issues de HFSS.

La première colonne (tableau C.2) donne les coefficients actifs de réflexion correspondant aux signaux d'alimentation avant la calibration. Les coefficients actifs de réflexion des ports sauf celui du premier (port N°1), ont des valeurs inférieures à 0dB.

Le fonctionnement de ce port est plus perturbé par les effets de bord et de couplage par rapport aux autres ports, ce qui est lié à la polarisation verticale du réseau et encore au décalage des points d'alimentation du réseau suivant l'axe y (vertical). De plus, le pointage du diagramme aggrave d'avantage la situation déjà défavorable pour ce port. Consécutivement, le gain réalisé du réseau est dégradé (9.6dB).

Grâce à la maîtrise des valeurs des coefficients actifs de réflexion des ports lors de la calibration (deuxième et troisième colonnes du tableau C.2), le gain réalisé du réseau atteint 10dB. Et ceci par la calibration effectuée sur l'éclairement de N éléments rayonnants de l'antenne ainsi que par la calibration effectuée sur l'éclairement de toute la surface d'antenne.

C.2.2 Adaptation de l'antenne

Les coefficients de réflexion mesurés (dans un environnement protégé par des absorbants) de l'antenne (réseau 1×5) sont comparés avec ceux issus de simulation de HFSS. Les figures C.6 -C.10 présentent les coefficients d'adaptation de chaque port du réseau entre 2.8GHz et 3.2GHz.

Afin d'avoir des couplages forts entre les éléments du réseau, les patches sont très rapprochés (les distances inter-éléments selon l'axe y sont de 1.5mm). Ainsi les patches se touchent pratiquement, ce qui complique l'adaptation des ports. Consécutivement, on considère que le port d'antenne est adapté si le coefficient de réflexion de ce port est inférieur à $-6dB$.

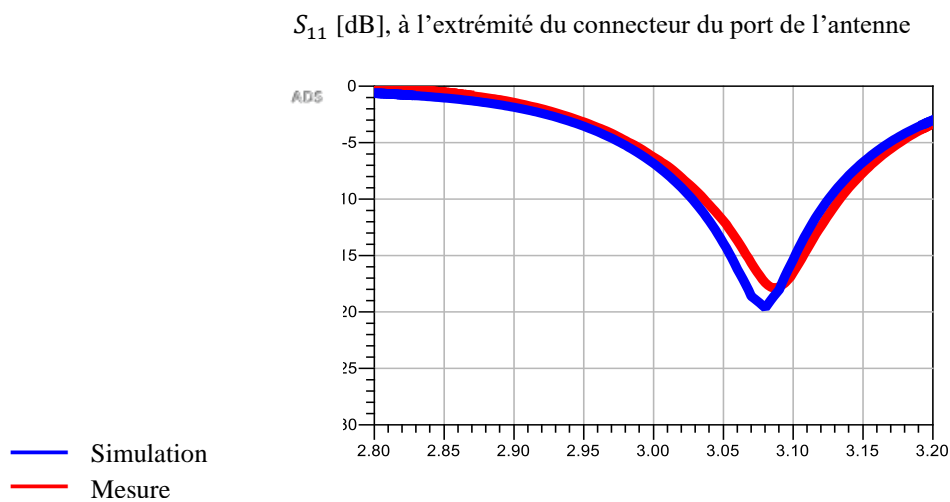


Figure C.6 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°1.

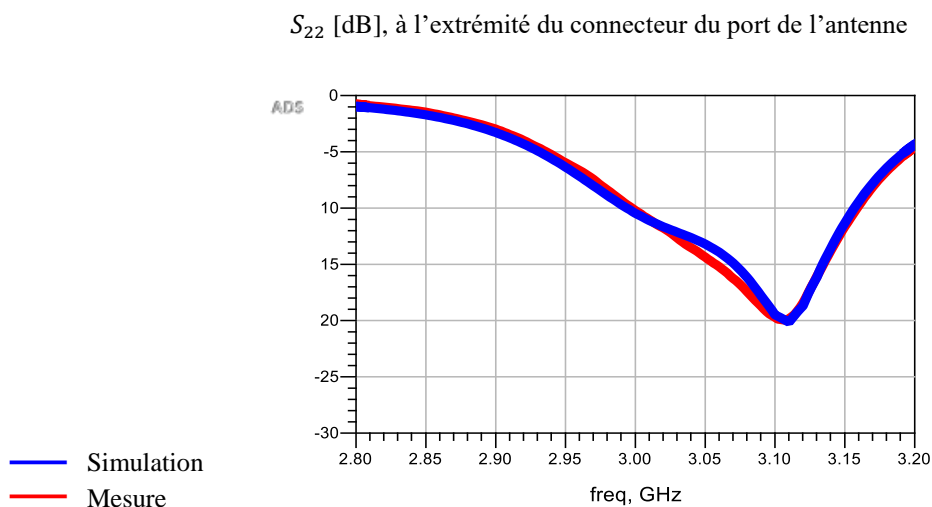


Figure C.7 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°2.

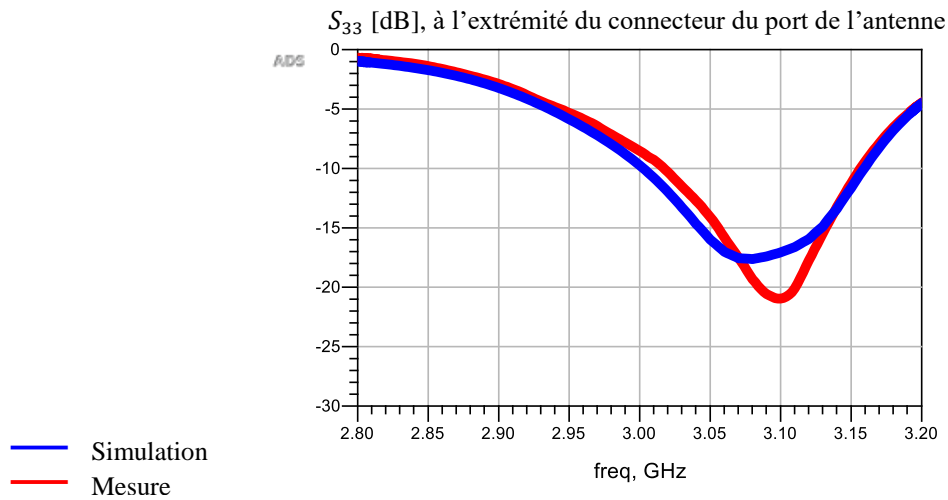


Figure C.8 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°3.

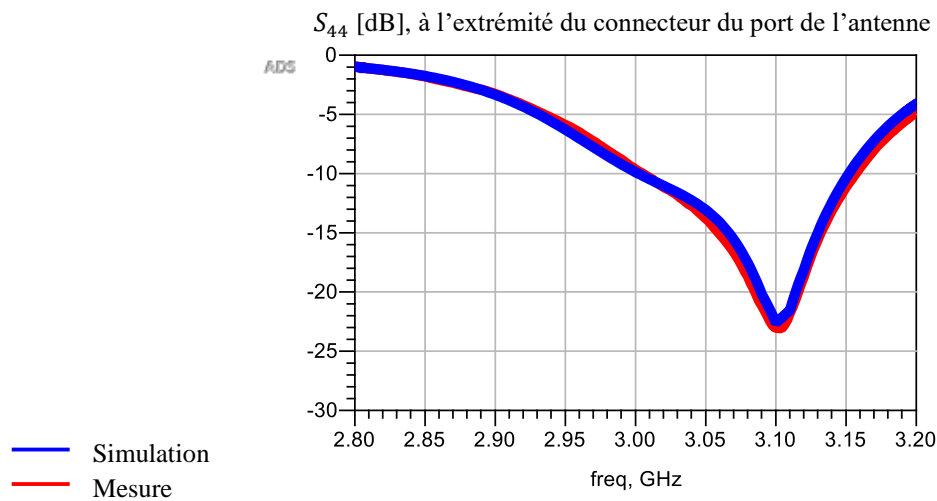


Figure C.9 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°4.

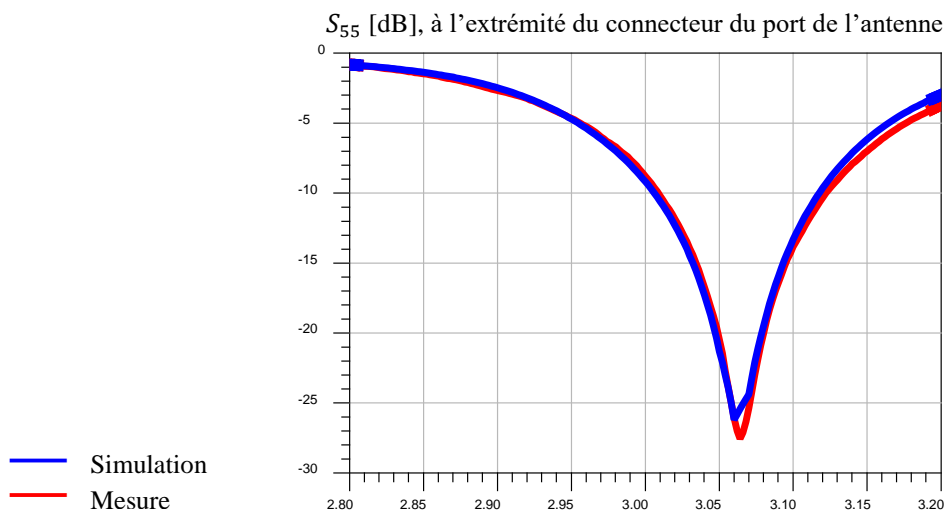


Figure C.10 : Comparaison de coefficients de réflexion simulé et mesuré du port N°5.

Les coefficients de réflexion à 3GHz des figures C.6 -C.10 sont prélevés et donnés dans le tableau C.3.

	S_{ii}		$\Delta(S_{iis}-S_{iim})$	$\Delta f/f_0$		$\Delta(f_S-f_M)/f_M$
Unité	[dB]		[dB]	[%]		[d%]
	Simulation	Mesure	-	Simulation	Mesure	-
Port N°1	-6.8	-6.3	0.5	5.1	5.1	0
Port N°2	-10.2	-10.5	0.3	7.7	7.7	0
Port N°3	-9.7	-8.5	1.2	6.6	7	5.7
Port N°4	-9.8	-9.7	0.1	7.5	7.7	2.2
Port N°5	-9.2	-8.8	0.4	5.8	6.1	5.4

Tableau C.3 : Comparaison des données simulées et mesurées des ports du réseau d'antennes.

Les valeurs simulées et mesurées des coefficients de réflexion sont très proches. A cause du positionnement de chaque patch dans le réseau, l'écart entre les valeurs simulées et mesurées varie d'un élément à l'autre. Malgré cette légère variation de l'écart, il reste inférieur à 1.2dB. Le positionnement des éléments dans le réseau joue un rôle important sur la bande passante des patches. On constate une bande passante plus large pour les éléments rayonnants entourés (N°2 et N°4) que celle pour les éléments rayonnants qui n'ont qu'un voisin élément (N°1 et N°5).

Le fonctionnement du patch N°3 est moins impacté des effets de bord et de couplage. Les courants de surface de ce patch ne varient pratiquement pas, ce qui se traduit par une stabilisation de la bande passante. A cause de surestimations des couplages entre les éléments rayonnants du réseau (figures C.6–C.10), une différence de 5.7% est observée sur la bande passante simulée et sur celle mesurée.

La comparaison des valeurs mesurées et simulées des coefficients de réflexion des ports N°1 et N°5 ainsi que N°2 et N°4 (figures C.11 et C.12) donne une illustration de manière quantitative des effets de bord et de couplage entre les éléments rayonnants du réseau.

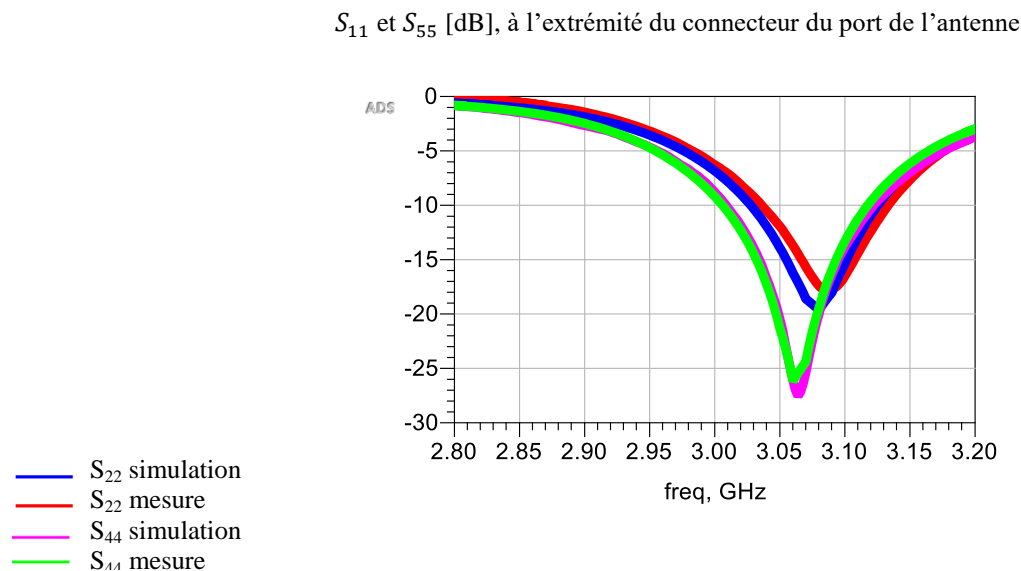


Figure C.11 : Comparaison de coefficients de réflexion simulés et mesurés des ports N°1 et N°5.

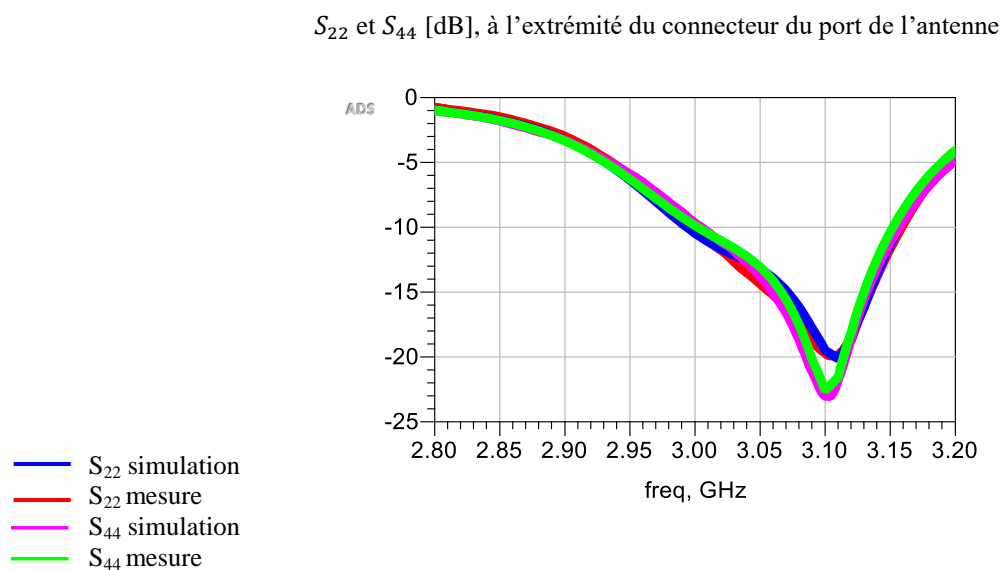


Figure C.12 : Comparaison de coefficients de réflexion simulés et mesurés des ports N°2 et N°4.

Les patches N°2 et N°4 sont entourés avec d'autres patches ; ainsi les courants sur ces patches sont quasi constants. Consécutivement, les courbes d'adaptation de ces ports ont la même allure, mais des niveaux d'adaptation différents. Cela est lié aux variations importantes des courants sur la partie supérieure de l'antenne. L'inhomogénéité de courants de la surface

d'antenne est liée à la polarisation de l'antenne et au décalage de point d'alimentation par rapport au centre des patches.

Les patches N°1 et N°5 sont des éléments de bord. Les courants sur ces patches varient considérablement. Les courants varient plus fortement sur le premier patch que sur le cinquième patch. Le patch N°1 est l'élément le plus touché par des effets de bord au sein du réseau. En raison de polarisation de réseau et de décalage des points d'alimentation, le bord supérieur du réseau rayonne plus fortement que le bord inférieur, ce qui a compliqué aussi l'adaptation de ce port.

C.2.3. Couplage entre les éléments rayonnants du réseau

Les coefficients de transmission mesurés du port N°3 et des autres ports du réseau d'antennes sont comparés avec ceux calculés à l'aide du logiciel HFSS. Les figures C.13 – C.16 illustrent les coefficients de transmission entre les ports mentionnés pour les fréquences incluses entre 2.8GHz et 3.2GHz.

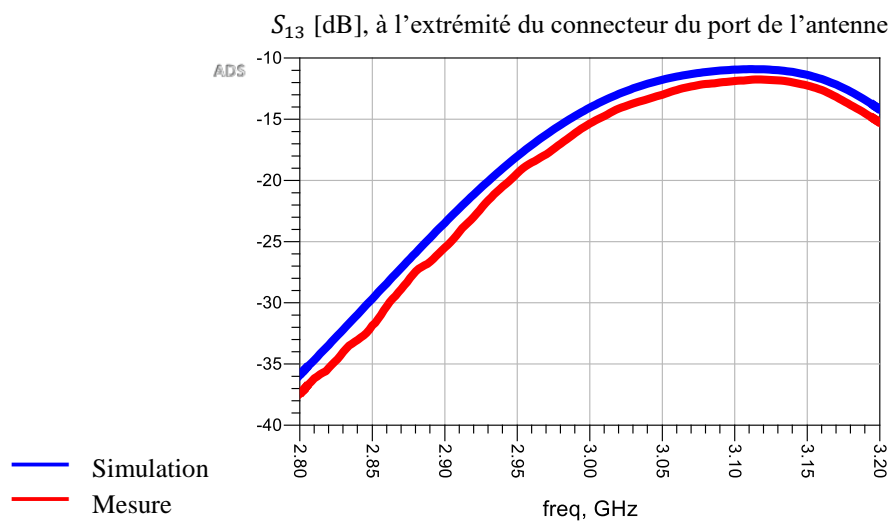


Figure C.13 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°1.

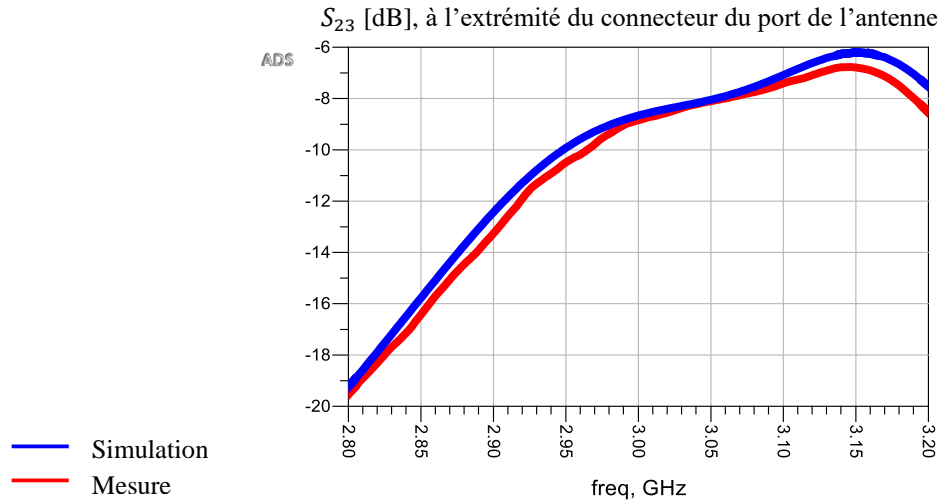


Figure C.14 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°2.

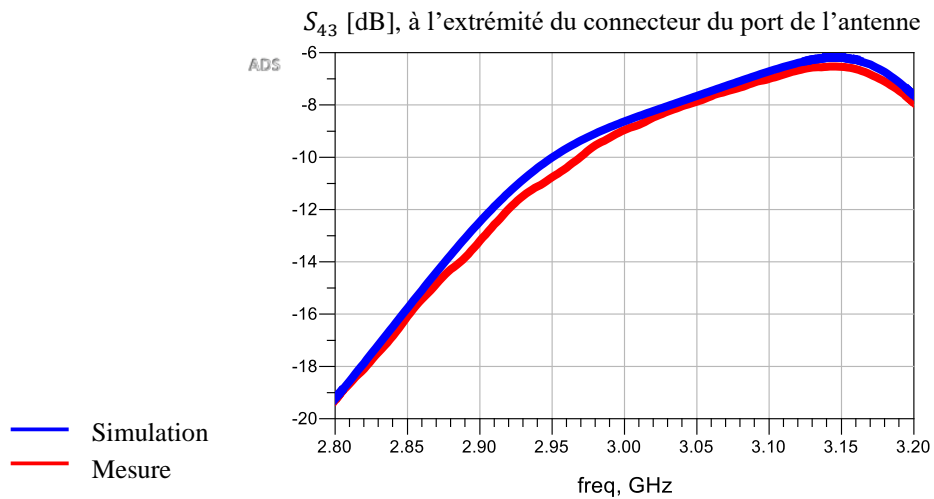


Figure C.15 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°4.

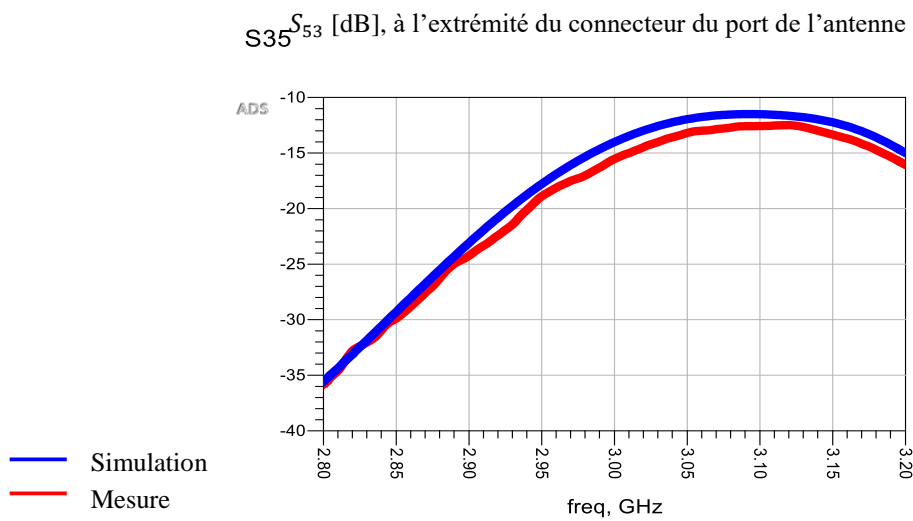


Figure C.16 : Comparaison de coefficient de couplage simulé et mesuré des ports N°3 et N°5.

Les allures des courbes des coefficients mesurés et simulés de transmission entre les ports sont les mêmes. Ceci pour chaque couple de ports. Un écart *de 0.2dB* est noté à 3GHz entre les valeurs simulées et mesurées de coefficients de transmission entre le port N°2 et le port N°3 (figure C.14). Le même ordre d'écart (*0.3dB*) est observé lors de la comparaison de coefficients de transmission entre le port N°4 et le port N°3 (figure C.15). L'écart est plus important sur les valeurs mesurées et simulées de coefficients de transmission entre les ports N°1 et N°3 (*1.4dB*) ainsi qu'entre les ports N°5 et N°3 (*1.5dB*). Cet écart entre les résultats de mesures et de simulations est lié aux pertes dans le substrat considérées comme nulles lors de la modélisation du réseau d'antennes dans HFSS. De ce fait, les couplages entre les éléments rayonnants du réseau d'antennes dans HFSS sont amplifiés. Ce fait explique aussi la différence entre la grandeur de l'écart pour les patchs entourés (N°2 et N°4) (ayant des voisins patchs) et pour les patchs du bord (N°1 et N°5).

L'impact de la surestimation des couplages entre les éléments rayonnants du réseau est constaté dans le chapitre 4 lors de la comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés.

Bibliographie

- [1] F. Le Chevalier, F. Medynski and D. Muller, "Position et nature des problèmes de calibration d'antenne Particularités de l'application au radar," *Traitement du Signal*, vol. 10, no. 5 - 6, pp. 361 - 369, 1993.
- [2] M. Schwerdt, D. Hounam and M. Stangl, "Calibration concept for the TerraSAR-X instrument," in *IEE Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Toulouse, 2003.
- [3] M. Bachmann, M. Schwerdt, B. Doring and C. Schulz, "Accurate Antenna Pattern Modelling for Spaceborne Active Phased Array Antennas," *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 267-270, Boston, USA, 2010.
- [4] M. Bachmann, M. Schwerdt, B. Bräutigam, B. Grafmüller, A. Herschlein and J. L. Álvarez-Pérez, "The TerraSAR-X Antenna Model Approach," in *2nd International ITG Conference on Antennas*, Munich , 2007.
- [5] M. Schwerdt, B. Bräutigam, M. Bachman and B. Döring, "Final TerraSAR-X Calibration Results Based on Novel Efficient Methods," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 2, pp. 677 - 689, 2010.
- [6] M. Zink, R. Torres, C. H. Buck, B. Rosich and J. Closa , "Calibration and Early Results of the ASAR on ENVISAT," in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Toronto, 2002.
- [7] T. Gao, J. Wang, Y. Guo and X. Chen , "Large Phased Array Antenna Calibration Using Mutual Coupling Method," in *CIE International Conference on Radar Proceedings*, Beijing, 2001.
- [8] H. M. Aumann, A. J. Fenn and F. G. Willwerth, "Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 7, pp. 844 - 850, 1989.
- [9] A. Agrawal and A. Jablon, "A Calibration Technique for Active Phased Array Antennas," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Boston, 2003.
- [10] L. Faxin, Y. Jun and C. Jianyun, "Research on Onboard Amplitude and Phase Measurement for Phased Array Antenna Calibration," in *IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, Harbin, 2013.

- [11] D. Segovia-Vargas, R. Marh'n-Cuerdo and M. Sierra-Perez, "Mutual coupling effects correction in microstrip arrays for direction-of-arrival (DOA) estimation," *IEE Proc.-Microw : Antennas Propag*, vol. 49, no. 2, pp. 113-119, April 2002.
- [12] M. Sierra Cartaher, J. L. Masa, O. Moreno, J. M. Fernandez and D. Castellanos, "Estimation of Patch Array Coupling Model Through Radiated Field Measurements," *Antennas and Propagation Society International symposium, 2003 IEEE*, vol. 1, pp. 610-613, 22-27 June 2003.
- [13] K. Kihira, T. Takahashi and H. Miyas, "Fast Measurement Technique Using Multicarrier Signal for Transmit Array Antenna Calibration," in *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, Orlando, 3013.
- [14] D. Liu, J. Teng and X. Shao, "A New Moveable Calibration Method For Phased Array Radar," *International Conference on Measurement, Information and Control (MIC)*, pp. 865-868, 2012.
- [15] M. Popova, V. Boyanov, V. Vitkov and V. Peshlov, "An Efficient Procedure for Calibration of Scanning Phased Antennas by Means of Near Field Planar Scanner," in *IEEE International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Warsaw, 2004.
- [16] T. Chalumyan, O. Maas, X. Begaud and B. Huyart, "Correction des lois d'illumination d'une antenne réseau par rétro-propagation," in *XIXèmes Journées Nationales Microondes*, Bordeaux, 2015.
- [17] A. Frink, G. Whitaker, J. Maas and K. W. O'Haver, "Planar Near-field Calibration of Digital Arrays Using Element Plane Wave Spectra". USA Patent 2015/0349419 A1, 3 December 2015.
- [18] A. E. Sayers, W. Mark, K. W. O'Have and J. A. Valenzi, "Planar Near-Field Measurement of Digital Phased Arrays Using Near-Field Scan Plane Reconstruction," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 2711 - 2718, 2012.
- [19] J. Darricau, *Physique et théorie du radar TOME 1*, Paris: Sodipe, 1993.
- [20] D. M. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 6, pp. 1191 - 1196, 1982.
- [21] P.-S. Kildal, *Foundations of Antenna Engineering: A Unified Approach for Line-of-sight and Multipath*, Boston, London: Artech House, 2015.

- [22] P. W. Hannan, "The Element - Gain Paradox for a Phased - Array Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 12, pp. 423 - 433, 1964.
- [23] J. M. Laheurte, *Petites antennes*, Paris: Lavoisier, 2011.
- [24] G. Ramesh , *Microstrip Antenna Design Handbook*, Boston: MA : Artech House, 2001.
- [25] A. C. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 1, pp. 116 - 119, 1973.
- [26] J. E. Roy and L. Shafai, "Generalization of the Ludwig-3 Definition for Linear Copolarization and Cross Polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 6, pp. 1006 - 1010, 2001.
- [27] N. G. Alexopoulos and I. E. Rana, "Mutual Impedance Computation Between Printed Dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 106 - 111, 1981.
- [28] M. F. Otero and R. G. Rojas, "Analysis and Treatment of Edge Effects on the Radiation Pattern of a Microstrip Patch Antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Columbus , 1995.
- [29] X. Q. Yan and Z. Xu, "Effects of edge elements on the scanning character analysis of millimetre wave phased antenna array," in *Microwave and Millimeter Wave Technology*, Shenzhen, 2012.
- [30] L. H. Yorinks, "Edge effects in low sidelobe phased array antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Moorestown, 1985.
- [31] Y. -. M. Yoon, H. -. M. Koo, T. -. Y. Kim and B. -. G. Kim, "Effect of Edge Reflections on the Mutual Coupling of a Two-Element Linear Microstrip Patch Antenna Array Positioned Along the E - Plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 783 - 786, 2012.
- [32] R. Borowiec, R. Hossa, P. Slobodzian and Z. Langowski, "Compensation of Mutual Coupling in Small Antenna Arrays," in *Microwaves, Radar and Wireless Communications 14th International Conference on*, Gdansk, 2002.
- [33] N. Inagaki, T. Sekiguchi and K. Nagai , "Exact Design of an Array of Dipole Antennas Giving the Prescribed Radiation Patterns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 1, pp. 128 - 129, 1971.
- [34] R. King and S. Sandler, "Effects of Current Distributions on the Synthesis of Dipole

- Arrays of Parallel Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, no. 3, pp. 418 - 420, 1970.
- [35] D. M. Pozar, "Finite Phased Arrays of Rectangular Microstrip Patches," *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 34, no. 5, pp. 658 - 665, 1986.
- [36] D. F. Kelley and W. L. Stutz, "Array Antenna Pattern Modeling Methods That Include Mutual Coupling Effects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 12, pp. 1625 - 1632, 1993.
- [37] A. Kazemipour, X. Begaud and B. Huyart, "Calcul Rapide du Diagramme de Rayonnement d'un Réseau d'antennes Avec Prise en Compte du Couplage," in *13èmes Journées Nationales Microondes*, Lille, 2003 .
- [38] W. K. Kahn, "Active Reflection Coefficient and Element Efficiency in Arbitrary Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, no. 5, pp. 653 - 654, 1969.
- [39] J. Gomez-Tagle and C. G. Christodoulou, "Broadband Characterization of the Active Reflection Coefficient of Finite - Sized Phased Array Microstrip Antennas," in *IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, Dana Point, 2000.
- [40] E. de Lera Acedo, M. Arts, C. Craey and H. B. Van, "On the effects of mutual coupling in the active reflection coefficient of wide-field scanning electrically large random phased arrays," in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications* , Carins, 2016.
- [41] C. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and design*, USA, 1997.
- [42] M. A. Saghir, *Contribution à la Caractérisation des Structures Rayonnantes. Application aux Etudes en Champ Proche de Rayonnement Electromagnetique*, Toulouse: Thèse, Doctorat de l'université de Toulouse, 2013.
- [43] P. Arnold, "The "Slant" Antenna Range," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 658 - 659, 1966.
- [44] G. D, *Antennes et Propagation radio*, Québec: Département de génie électrique et génie informatique de l'Université Laval, 2017.
- [45] J. Doble, *Introduction to Radio Propagation for Fixed and Mobile Communications*, Norwood, Massachusetts: Artech House, 1996.
- [46] L. Reynier, *Radiocommunications : Liaison hertziennes, antennes, équipements*, Paris:

- Ellipses Edition Marketing, 2014.
- [47] Y. Rahmat - Samii and S. F. Razavi, "The Art and Engineering of Modern Antenna Near - Field Measurements," in *International Microwave and Optoelectronics Conference*, Belem, 2009.
- [48] S. F. Razavi and Y. Rahmat-Samii, "Phaseless Measurements Over Nonrectangular Planar," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 1, pp. 143 - 152, 2013.
- [49] M. H. Francis , A. C. Newell, K. R. Grimm, J. Hoffman and H. E. Schrank, "Planar Near-Field Measurements of Low-Sidelobe Antennas," *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, vol. 99, no. 2, pp. 143 - 167, March-April 1994.
- [50] M. H. Francis, A. C. Newell, K. R. Grimm, J. Hoffman and H. E. Schrank, "Comparison of Ultralow – Sidelobe - Antenna Far - Field Patterns Using the Planar – Near - Field Method and the Far - Field Method," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 6, pp. 7 - 15, 1995.
- [51] D. Sanchez - Escuderos , M. Baquero - Escudero, J. I. Herranz - Herruzo and F. Vico - Bondia , "Iterative Algorithm for Probe Calibration in Spherical Near - Field Antenna Measurement," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 9, pp. 3069 - 3074, 2010.
- [52] T. Laitinen, "Double ϕ - Step θ -Scanning Technique for Spherical Near - Field Antenna Measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1633 - 1639, 2008.
- [53] D. M. Kerns, *Plane-Wave Scattering-Matrix Theory of Antennas and Antenna-Antenna Interactions*, Washington: U.S. Government Printing Office, 1981.
- [54] A. D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 1, pp. 30 - 45, 1986.
- [55] S. Gregson, J. M. Cormick and C. Parini, *Principles of planar near-field antenna measurements*, London, UK: The Institution of Engineering and Technology, 2007.
- [56] O. Breinbjerg, "Spherical Near-Field Antenna Measurements The Most Accurate Antenna Measurement Technique," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Fajardo, 2016.

- [57] O. Breinbjerg, S. N. Pivnenko, O. S. Kim and J. M. Nielsen, "Recent Advances in Antenna Measurement Techniques at the DTU - ESA Spherical Near - Field Antenna Test Facility," in *XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, Beijing, 2014 .
- [58] S. Jash, A. Mahanti, M. Pal and R. Ghatak, "Near Field and Far Field Characteristics of a Typical Base Station Antenna Array with Variation in Radome Material Permittivity," in *International Conference on Microelectronics, Computing and Communications*, Durgapur, 2016.
- [59] N. -W. Kang, D. -. J. Lee, J. -. S. Kang and J. -. H. Kim, "Base - Station Antenna Characterization by sing Cylindrical Near - Field Scanning," in *Conference on Precision electromagnetic Measurements*, Washington, 2012.
- [60] A. C. Newell and M. L. Crawford, "Planar Near-field Measurements," National Bureau of Standards, Boulder, Colorado, 1974.
- [61] S. J. Orfanidis , *Electromagnetic Waves and Antennas*, Piscataway: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>, 2016.
- [62] F. D'Agostino, F. Ferrara, C. Gennarelli, R. Guerriero and G. Riccio, "An Effective Technique for Reducing the Truncation Error in the Near – Field – Far - Field Transformation with Plane - Polar Scanning," *Progress In Electromagnetics Research, PIER 73*, pp. 213-238, 2009.
- [63] E. Martini, O. Breinbjerg and S. Maci, "Reduction of Truncation Errors in Planar Near - Field Aperture Antenna Measurements Using The Method of Alternating Orthogonal Projections," in *European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, 2006.
- [64] F. J. Cano-Fácil, S. Pivnenko and M. Sierra-Castañe, "Reduction of Truncation Errors in Planar, Cylindrical, and Partial Spherical Near - Field AntennaMeasurements," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, p. 19, 2012.
- [65] J. -. C. Bolomey, O. M. Bucci, L. Casavola, G. D'Elia, M. D. Migliore and A. Ziyat, "Reduction of Truncation Error in Near Field Measurements of Atennas of Base -Station Mobile Communication Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 593 - 602, 2004.
- [66] C. E. Shannon, "Communication in the Presence of Noise," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 2, pp. 447-457, February1998.
- [67] A. C. Newell, "Upper Bound errors in Far - Field Antenna Parameters Determined from

- Planar Near-field Measurements," Boulder, Colorado, National Bureau of Standards.
- [68] A. D. Yaghjian, "Upper Bound Errors in Far - Field Antenna Parameters Determined From Near - Field Measurements," National Bureau of Standards, Boulder, Colorado, 1975.
- [69] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas : The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1995.
- [70] D. G. Fang, *Antenna Theory and Microstrip Antennas*, Boca Raton: Taylor and Francis Group LLC, 2010.
- [71] W. Wasylkiwskyj and W. Kahn, "Theory of Mutual Coupling Among Minimum-Scattering Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, no. 2, pp. 204 - 216, 1970.
- [72] Y.-W. Kang and D. M. Pozar, "Correction of Error in Reduced Sidelobe Synthesis due to Mutual Coupling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 9, pp. 1025 - 1028, 1985.
- [73] R. Martin-Cuerdo, D. Segovia-Vargas and M. Sierra-Pérez, "Minimization of Mutual Coupling Effects in Eigenstructure Algorithms Based on Modal Analysis," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Orlando, 1999.
- [74] A. G. Repjar, A. C. Newell and M. H. Francis , "Accurate Determination of Planar Near - Field Correction Parameters for Linearly Polarized Probes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , vol. 36, no. 6, pp. 855 - 868, 1988.

Résumé

Les travaux effectués pendant cette thèse portent sur le développement d'une nouvelle méthode de calibration des antennes actives pour applications radars. La méthode de calibration, détaillée au cours de ce manuscrit, prend en compte les effets de bord et de couplage entre les éléments rayonnants du réseau, en les intégrant dans le procédé de calibration ; de plus, elle permet d'éviter les dégradations de diagramme de rayonnement qui peuvent être causés par les désadaptations lors d'un pointage et/ou d'une pondération. Le champ lointain est calculé par Matlab à partir des données du champ proche calculé par HFSS. Ensuite par rétro-propagation des données de champ lointain, on calcule l'éclairement de la surface de l'antenne. A partir d'un schéma électrique équivalent du réseau d'antennes, on optimise avec ADS les valeurs de l'éclairement afin d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité. Les valeurs résultantes correspondent aux constantes de calibration du réseau. Cette approche a le double avantage de permettre de traiter ensemble les informations de la partie circuit et de la partie rayonnante de l'antenne et d'obtenir les coefficients de calibration de manière automatique en respectant la réalité de l'antenne. Cette méthode peut être appliquée aux antennes réelles afin d'obtenir un diagramme de rayonnement souhaité. Le modèle numérique peut être amélioré en y intégrant les schémas électriques équivalents des circuits RF.

Mots clés : Simulation de champ proche à base planaire, réseau d'antennes, calibration, éclairement de la surface d'antenne, rétro-propagation, diagramme de rayonnement.

Abstract

The main goal of this thesis is to develop a new active antennas calibration method for radar application. The calibration method takes into account the edge effects and the coupling between the antenna radiating elements. Moreover, this method allows avoiding the degradations of the antenna radiation pattern caused by mismatch produced during a scanning and/or a weighting process. HFSS software is used to provide near-field electromagnetic numerical simulations. Matlab is used for far-field calculation from the near-field data; and also for the calculation of the illumination on the antenna surface by back-propagation of far-field datas. The calibration process is performed by an optimization process by means of ADS software. An equivalent schematic is built in it, in order to obtain desired radiation pattern which corresponds to the illumination on the antenna surface. The presented approach allows full simulation of RF circuits and radiation of the antenna array together and to get the calibration coefficients automatically. The model can be applied to the real antennas in order to get the desired pattern. The antenna equivalent model can be improved by adding RF schematic in it.

Keywords: Planar near-field measurement, antenna array, calibration, antenna surface illumination, back-propagation, radiation pattern.

