



Conception d'une caméra électromagnétique pour la caractérisation du niveau d'exposition des personnes

Faïcel Ouasli

► To cite this version:

Faïcel Ouasli. Conception d'une caméra électromagnétique pour la caractérisation du niveau d'exposition des personnes. Electromagnétisme. Télécom Bretagne; Université de Bretagne Occidentale, 2013. Français. <tel-01217500>

HAL Id: tel-01217500

<https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01217500>

Submitted on 19 Oct 2015

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.

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

Télécom Bretagne

En habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne Occidentale

Ecole Doctorale – SICMA

Conception d'une caméra électromagnétique pour la caractérisation du niveau d'exposition des personnes

Thèse de Doctorat

Mention : « Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication »

Présentée par **Faïcel Ouasli**

Département : Micro-ondes

Laboratoire : Lab-STICC - Pôle: Micro-Ondes et Matériaux (MOM)

Directeur de thèse : Christian Person

Soutenue le 15/11/2013

Jury :

Rapporteurs

M. Xavier Begaud

- Professeur, Télécom Paris Tech

M. Ala Sharaiha

- Professeur, Université de Rennes 1

Examineurs

M. Cédric Quendo

- Professeur, Université de Bretagne Occidentale

M. Christian Person

- Professeur, Télécom Bretagne

M. Jean-Philippe Coupez

- Directeur d'études, Télécom Bretagne

M. Yann Toutain

- Responsable R&D, SATIMO Bretagne

Invité

M. Patrice Pajusco

- Directeur d'études, Télécom Bretagne

Remerciements

Ce travail de thèse a été financé par l'institut Mines-Télécom dans le cadre du projet Futur et Rupture. Il a été réalisé au sein du laboratoire Lab-STICC - Pôle Micro-Ondes et Matériaux (MOM)- au département Micro-Ondes de Télécom Bretagne de Brest. Je remercie Monsieur Patrick Quéffélec, responsable du Pôle MOM du Lab-STICC, et Monsieur Patrice Pajusco, chef du département Micro-ondes à télécom Bretagne, de m'avoir accueilli dans leur équipe.

J'exprime ma reconnaissance envers Monsieur Xavier Begaud, Professeur à Télécom Paris Tech, et Monsieur Ala Sharaiha, Professeur à l'université de Rennes 1, d'avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux de thèse. Je remercie Monsieur Cédric Quendo, Professeur à l'université de Bretagne Occidentale et Monsieur Yann Toutain, Ingénieur à SATIMO Bretagne, de participer au jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur Christian Person, Professeur à Télécom Bretagne, d'avoir dirigé ces travaux de thèse et pour ces conseils constructifs. Je tiens à remercier Monsieur Jean-Philippe Coupeuz, directeur d'études à télécom Bretagne, et Monsieur Patrice Pajusco chef du département Micro-ondes de Télécom Bretagne, pour leurs encadrements, conseils constructifs et aides durant la thèse.

Je tiens à remercier tous les membres du département Micro-Ondes de télécom Bretagne. Je remercie également les techniciens du Lab-STICC, Messieurs Guy Chuiton, Raymond Jézéquel et Serge Pinel pour leurs aides et disponibilités.

Table des matières

Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xiii
Acronymes	xv
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Contexte et objectif de la thèse.....	3
I. Contexte	3
1. Sources de rayonnement électromagnétique	4
2. Normes et valeurs limites d'exposition aux champs électromagnétiques.....	6
a) Grandeurs physiques utilisées	6
b) Cadre réglementaire	7
II. Etat de l'art des systèmes de visualisation des sources EM.....	9
1. Logiciels et outils de simulation EM.....	10
2. Systèmes de détection et de localisation de cibles en 3D	12
3. Méthodes de visualisation du rayonnement EM, basées sur la fusion d'images EM et optique.....	13
4. Systèmes de mesures du rayonnement EM d'un équipement sous test	14
III. Système de visualisation des sources EM à l'étude: la caméra EM.....	17
1. Principe de fonctionnement et synoptique du système envisagé	17
2. Cahier des charges fonctionnel de la caméra EM	18
IV. Objectif de la thèse	19
V. Spécifications techniques du système antennaire.....	20
Chapitre 2 : Etat de l'art des antennes et des réseaux d'antennes ultra larges bandes	25
Introduction	25
A/ Etat de l'art des antennes ULB.....	25
I. Antennes indépendantes de la fréquence	25
1. Les antennes spirales	26
a. L'antenne spirale logarithmique.....	26
b. L'antenne à spirale d'Archimède	27
c. L'antenne spirale conique	28
2. Les antennes log-périodiques	28
a. L'antenne log-périodique circulaire et l'antenne log-périodique trapézoïdale	29
b. L'antenne dipôle log-périodique	30
3. L'antenne sinueuse	33
II. Antennes fentes à transition progressives	33
III. Antennes élémentaires.....	35
1. Antenne biconique et discône	35
2. Les antennes monopôles.....	37
3. Les antennes cornets.....	39
IV. Récapitulatif des caractéristiques des antennes.....	40
B/ Etude de différentes géométries de réseaux d'antennes	42
I. Définition et principes des réseaux d'antennes	43
1. Définition	43
2. Définition du facteur de réseau	43
II. Réseau linéaire uniforme.....	44
III. Réseau uniforme planaire.....	48
1. Facteur de réseau	48

2.	Les lobes de réseaux d'un réseau planaire	50
IV.	Réseaux uniformes circulaires	51
C/	Etat de l'art des réseaux d'antennes ULB	53
I.	Les réseaux d'antennes indépendants de la fréquence	53
II.	Réseaux d'antennes Vivaldi	57
III.	Autres Réseaux.....	63
1.	Réseau d'antennes de géométrie spirale.....	63
2.	Réseaux fractals.....	64
IV.	Bilan et choix d'un réseau d'antennes.....	65
	Conclusions	66
	Chapitre 3 : Antenne log-périodique planaire sur un plan réflecteur orthogonal.....	69
	Introduction	69
I.	Etude et conception d'une antenne dipôle log-périodique planaire excitée à la base	69
1.	Etude de la possibilité de l'excitation à la base d'une antenne log-périodique uniplanaire	69
2.	Conception d'une transition large bande microstrip - CPS.....	73
3.	Réalisation et caractérisation de l'antenne dipôle log-périodique	75
II.	Amélioration des performances en rayonnement et en compacité de l'antenne	79
1.	Etude du dipôle modifié	80
2.	Etude de l'antenne dipôle log-périodique (LPDA) modifiée	84
III.	Amélioration des performances électriques de l'antenne log-périodique	87
1.	Phénomène des résonances parasites dans les antennes log-périodiques.....	88
2.	Atténuation des effets des résonances parasites de l'antenne proposée.....	89
i.	Modification du facteur de forme du dipôle extrême.....	90
ii.	Utilisation d'une ligne CPS taperisée.....	92
iii.	Combinaison des deux méthodes	93
IV.	Antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal	95
1.	Performances en rayonnement de l'antenne dipôle log-périodique avec une excitation idéale (sans balun).....	95
2.	Variation de la position du centre de phase de l'antenne dipôle log-périodique seule sans plan réflecteur orthogonal	98
3.	Influence d'un plan réflecteur infini sur l'impédance de l'antenne	101
4.	Influence du plan réflecteur sur le rayonnement de l'antenne	102
i)	Etude du rayonnement d'un dipôle sur un plan réflecteur infini.....	103
ii)	Performances en rayonnement de l'antenne dipôle log-périodique sur plan réflecteur infini	104
V.	Influence du plan réflecteur sur la variation spatiale du centre de phase de l'antenne ..	107
i)	Centre de phase d'un dipôle sur un plan réflecteur infini	107
ii)	Impact de la pondération sur la variation du centre de phase d'un réseau de deux dipôles	110
iii)	Centre de phase d'un dipôle avec des éléments parasites	112
iv)	Centre de phase de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur infini .	113
VI.	Mise au point d'une transition large bande MS-CPS sur substrats orthogonaux.....	114
1.	Etat de l'art des baluns MS- CPS	114
2.	Techniques d'excitation d'antennes sur substrats orthogonaux	116
3.	Etude et conception de la transition large bande MS-CPS.....	118
4.	Mesures de la transition ULB.....	120
VII.	Etude de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur orthogonal	122
	Conclusions	128
	Chapitre 4 : Etude et Conception de réseaux d'antennes ultra large bande	131
	Introduction	131
A.	Mise en réseau d'antennes ULB dans le plan H.....	131

I.	Réseau d'antennes à large champ de balayage.....	131
1.	Hypothèse pour la construction du réseau antennaire	131
2.	Description de la configuration du réseau proposé	132
3.	Performances en adaptation et en isolation inter-antennes du réseau proposé	133
4.	Etude de l'influence de l'environnement sur rayonnement des antennes	134
5.	Etude des performances en balayage du réseau proposé.....	137
II.	Réseau d'antennes linéaire ULB dans le plan H.....	143
1.	Description de la configuration du réseau proposé	143
2.	Adaptation et isolation inter-antennes.....	144
3.	Influence de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes.....	145
4.	Performances en balayages du réseau d'antennes dans le Plan H.....	147
III.	Bilan des résultats.....	151
B.	Mise en réseau d'antennes ULB dans le plan E	152
I.	Mise en réseau d'antennes ULB à large champ de vision.....	152
1.	Configuration du réseau d'antennes	152
2.	Performances en adaptation et isolation inter-antennes	152
3.	Impact de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes.....	153
4.	Evaluation des performances en balayage du réseau	156
II.	Réseau d'antennes linéaire ULB dans plan E	161
1.	Géométrie du réseau proposé	161
2.	Performances en adaptation et isolation inter-antennes	161
3.	Impact de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes.....	162
4.	Performances en balayage	164
	Conclusion.....	166
	Conclusion générale et perspectives.....	169
	Annexe	171
	Annexe I : Etat de l'art des méthodes pour la détermination de la position du centre de phase d'une antenne	173
1.	Définition du centre de phase.....	173
2.	Méthodes de calcul du centre de phase en 2D.....	173
a)	Méthode basée sur le changement de la position de référence.....	173
b)	Méthode basée sur la méthode de moindres carrés	174
3.	Méthodes de calcul du centre de phase en 3D.....	176
	Bibliographie.....	178

Liste des figures

Figure 1-1: Niveaux de référence pour le domaine public et professionnel [7].....	9
Figure 1-2: Exemple de simulation de rayonnement EM avec EMF Visual.	10
Figure 1-3: Exemple de simulations de rayonnement EM avec Wireless InSite.	11
Figure 1-4: Exemple de simulation EM avec WinProp.	12
Figure 1-5: Exemple de produits de la société « Lucid dimensions ».	13
Figure 1-6: Exemples de fusion d'images EM et optique.	14
Figure 1-7: Principe et exemple de la base de mesures Stargate.	14
Figure 1-8: Principe et exemple du système scan3D.	15
Figure 1-9: Exemple d'un système NSI et un résultat obtenu.	16
Figure 1-10: Principe et exemple du GyroScanField.	16
Figure 1-11 : Synoptique du système de caméra EM à l'étude.	17
Figure 2-1: Antennes spirales.	26
Figure 2-2: Antennes log-périodique circulaire et trapézoïdale.	29
Figure 2-3: Antennes dipôle log-périodique.	30
Figure 2-4 : Exemples d'antennes dipôles log-périodiques imprimées.	32
Figure 2-5: Antenne sinueuse.	33
Figure 2-6: Différents types d'antennes TSA.	34
Figure 2-7 : Antennes Vivaldi antipodales.	35
Figure 2-8 : Antennes biconique finie, discône et papillon.	36
Figure 2-9 : Antennes monopôles sur plan de masse.	38
Figure 2-10 : Exemples d'antennes monopôles planaires alimentées en coplanaires.	39
Figure 2-11 : Antenne cornet.	39
Figure 2-12 : Position du centre de phase en fonction de la fréquence de l'antenne Vivaldi ..	42
Figure 2-13: Configuration d'un réseau d'antennes.	43
Figure 2-14: Configuration d'un réseau linéaire uniforme.	44
Figure 2-15 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes isotropes pour différentes distances inter-élément et différents angles de dépointage.	47
Figure 2-16: Variation l'angle de balayage maximal en fonction du rapport d/λ	48
Figure 2-17: Configuration d'un réseau planaire.	48
Figure 2-18: Configuration d'un réseau circulaire.	51
Figure 2-19 : Configuration du réseau d'antennes proposé par Flanagan.	54
Figure 2-20 : Configuration du réseau d'antenne circulaire indépendant de la fréquence.	55
Figure 2-21: Configuration du réseau 3D-FIPA.	56
Figure 2-22: Configuration du réseau LPPA ($M=16$).	57
Figure 2-23 : Géométrie et paramètres de l'antenne Vivaldi.	58
Figure 2-24 : Réseau d'antennes Vivaldi de 31×31 antennes mono-polarisation [77].	59
Figure 2-25 : Géométries des trois réseaux indépendants de $8 \times 8 \times 2$ antennes.	60
Figure 2-26: Architecture et prototype du réseau WSA.	61
Figure 2-27 : Configuration des éléments rayonnants de base du réseau WSA.	61
Figure 2-28 : Diagrammes de rayonnement simulés du réseau WSA dans le plan E pour différentes fréquences. [79].	62
Figure 2-29 : Diagrammes de rayonnement simulés du réseau WSA dans le plan E pour différentes fréquences et pour un angle de balayage de 45° . [79].	62
Figure 2-30 : Configuration du réseau d'antennes de géométrie spirale logarithmique.	63
Figure 2-31 : Configuration du réseau d'antennes circulaires concentriques formées par des sous- réseaux de géométries spirales logarithmiques.	64
Figure 2-32 : Configuration du réseau fractal du projet LOFAR.	65

Figure 3-1 : Structure de l'antenne log-périodique imprimée.....	70
Figure 3-2 : Variation de l'impédance simulée en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle log-périodique excitée au sommet.....	71
Figure 3-3 : Variation de l'impédance simulée en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle log-périodique excitée à la base.	72
Figure 3-4. : Variation du paramètre S11(dB) simulé en fonction de la fréquence de l'antenne log-périodique excitée à la base.	72
Figure 3-5: Configuration du balun ULB ultra large bande en configuration back-to-back....	73
Figure 3-6. : Paramètres S (dB) simulés du balun ultra large en back-to-back.....	74
Figure 3-7. : Prototype de l'antenne dipôle log-périodique complète à 11 dipôles.	75
Figure 3-8. : Variations du paramètre S11 (dB) (simulé et mesuré) et du gain (simulé et mesuré) de l'antenne dipôle log-périodique (dBi) en fonction de la fréquence.....	75
Figure 3-9. : Distribution du champ électrique maximal de l'antenne log-périodique pour différentes fréquences.	76
Figure 3-10. : Comparaisons des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne log-périodique à 11 dipôles.	78
Figure 3-11: Rapport Co/Cross simulé dans l'axe principal de rayonnement du LPDA de base.	79
Figure 3-12 : Paramètre S11(dB) du dipôle de base.....	80
Figure 3-13. : Distribution du courant du 1 ^{er} et du 3 ^{ème} mode d'un dipôle demi-onde.....	80
Figure 3-14: Distribution du courant surfacique du dipôle de base pour $f = 1,9\text{GHz}$ et $f = 5,7\text{GHz}$	81
Figure 3-15. : Forme du dipôle modifié.	81
Figure 3-16. : Comparaison du paramètre S11(dB) du dipôle de base et du dipôle modifié... ..	82
Figure 3-17. : Distribution du courant surfacique du dipôle modifié pour $f = 1,9\text{GHz}$ et $f = 5,7\text{GHz}$	83
Figure 3-18 : Diagrammes de gain 3D du dipôle modifié et non modifié pour $f = 1,9\text{GHz}$ et $f = 5,7\text{GHz}$	83
Figure 3-19 : Configuration et dimensions du LPDA modifiée.....	84
Figure 3-20 : Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés du LPDA de base et modifiée avec une excitation idéale pour $f = 5\text{GHz}$, $5,5\text{GHz}$ et 6GHz	85
Figure 3-21: Distribution du champ E maximal pour différentes fréquences.....	86
Figure 3-22 : Comparaison des gains réalisés simulés de l'antenne LPDA de base complète et de l'antenne modifiée complète (avec balun).....	86
Figure 3-23. : Variation du paramètre S11 (dB) mesuré et simulé du LPDA modifiée complète en fonction de la fréquence et prototype de l'antenne réalisée.....	87
Figure 3-24. : Forme de dipôle filaire de forme triangulaire proposé par Gong et Balmain. ..	89
Figure 3-25. : Variation du gain réalisé simulé en fonction de la fréquence de l'antenne LPDA modifiée (excitation idéale avec un lumped port).	89
Figure 3-26. : Distribution du champ E du LPDA modifiée pour différentes fréquences.	90
Figure 3-27. : Forme proposée du dipôle extrême de l'antenne.....	91
Figure 3-28 : Comparaison de la variation du gain réalisé simulé du LPDA modifiée (excitation idéale) pour différentes valeurs de L_B	91
Figure 3-29 : Comparaison du gain réalisé simulé du LPDA modifié (antennes avec une excitation idéales) avec dipôle extrême modifié et LPDA modifié avec dipôle extrême non modifié.	92
Figure 3-30. : Représentation schématique de la ligne CPS taperisée.	92
Figure 3-31. : Comparaison de la variation du gain réalisé simulé (avec excitation idéale) en fonction de la fréquence de l'antenne alimentée par une ligne CPS et une CPS taperisée.....	93

Figure 3-32 : Comparaison du gain réalisé simulés pour les différentes approches (antennes avec excitation idéale).	93
Figure 3-33 : Comparaison des gains réalisés simulés (dBi) en fonction de la fréquence de l'antenne LPDA complète alimentée par une ligne taperisée et avec dipôle extrême modifié et et de l'antenne LPDA une ligne CPS.	94
Figure 3-34. : Variation du paramètre S11 (dB) (simulé et mesuré) de l'antenne complète en fonction de la fréquence et prototype de l'antenne réalisée.	94
Figure 3-35 : Configuration de l'antenne log-périodique à 15 dipôles sans plan réflecteur orthogonal.	96
Figure 3-36. : Variation du paramètre S11(dB) en fonction de la fréquence de l'antenne log-périodique à 15 dipôles (sans plan réflecteur).	96
Figure 3-37: Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne avec une excitation idéale pour différentes fréquences.	97
Figure 3-38: Répartition du champ E maximal pour $f = 1,5\text{GHz}$, $f = 3,5\text{GHz}$ et $f = 4\text{GHz}$.	97
Figure 3-39: Position du centre de phase de l'antenne seule (avec une excitation idéale) en fonction de la fréquence	100
Figure 3-40. : Représentation schématique des positions du centre de phase pour différentes fréquences sur l'antenne log-périodique sans plan réflecteur orthogonal.	100
Figure 3-41. : Comparaison des positions du centre de phase simulées sous CST et HFSS.	101
Figure 3-42: Variation du paramètre S11 (dB) en fonction de la fréquence de l'antenne sans et avec plan réflecteur infini.	102
Figure 3-43: Dipôle sur un plan réflecteur infini.	103
Figure 3-44: Diagrammes de rayonnement d'un dipôle sur un plan réflecteur infini dans les plans E et H pour différentes distances.	104
Figure 3-45: Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne avec et sans plan réflecteur.	106
Figure 3-46: Variation du gain réalisé simulé de l'antenne (excitation idéale) avec et sans un plan réflecteur infini	106
Figure 3-47: Copolarisation et phase de la copolarisation d'un dipôle demi-onde.	107
Figure 3-48: Représentation schématique d'un dipôle sur un plan réflecteur infini.	108
Figure 3-49: Copolarisation et phase de la copolarisation d'un dipôle sur un plan réflecteur infini.	108
Figure 3-50: Explication de la théorie des images.	109
Figure 3-51 : Copolarisation et phase de la copolarisation d'un réseau de deux dipôles pour différents plans de coupe.	109
Figure 3-52. : Phase de la copolarisation d'un dipôle sur un plan réflecteur infini	110
Figure 3-53. : Réseau de deux dipôles demi-onde.	110
Figure 3-54 : Variation de la position du centre de phase suivant l'axe z d'un réseau de 2 dipôles en fonction de la pondération	111
Figure 3-55. : Dipôle avec un élément directeur et un élément réflecteur.	112
Figure 3-56. : Variation de la position du centre de phase de l'antenne sans et avec un plan réflecteur infini.	114
Figure 3-57: Transition large bande MS-CPS proposé par Y.Suh et K. Chang [99]	115
Figure 3-58: Antenne patch alimentée par couplage électromagnétique.	116
Figure 3-59: Techniques d'excitation d'antennes sur substrats orthogonaux.	117
Figure 3-60: Configuration de la transition ultra large bande microruban - CPS.	118
Figure 3-61: Transformateur d'impédance multi-sections.	118
Figure 3-62: Paramètres S _{ii} (dB) du transformateur multi-sections.	119
Figure 3-63 : Impact de l'angle du stub radial sur les performances en adaptation et en transmission de la transition microruban-CPS.	120
Figure 3-64: Prototype de la transition ultra large bande microruban-CPS en back-to-back.	120
Figure 3-65 : Comparaison des résultats de simulations et de mesures de transition ULB.	121

Figure 3-66. : Variation du NPL mesurée en fonction de la fréquence de la transition en back-to-back.....	121
Figure 3-67: Variation du NPL simulée de la simple transition en fonction de la fréquence.....	122
Figure 3-68. : Prototype de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal.....	122
Figure 3-69 : Variation du paramètre S11 (dB) simulé et mesuré de l'antenne log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal.....	123
Figure 3-70 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur.....	125
Figure 3-71 : Variation du gain réalisé simulé dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur orthogonal.....	126
Figure 3-72 : Co/Cross polarisation simulé dans le plans E et H de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur pour différentes fréquences.....	127
Figure 3-73 : Comparaison de la position moyenne simulée du centre de phase de l'antenne seule (avec excitation idéale) et l'antenne complète.....	128
Figure 4-1 : Explication de l'hypothèse pour la construction du réseau antennaire.....	132
Figure 4-2: configuration et prototype du réseau d'antennes dans le plan H.....	133
Figure 4-3: Résultats de simulations et mesures des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes (réseau dans le plan H avec antennes latérales penchées).....	134
Figure 4-4: Les diagrammes de gains réalisés des antennes seules dans leur environnement pour différentes fréquences (réseau complet dans le plan H - Antennes latérales penchées).....	136
Figure 4-5 : Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne latérale (Ant3) dans le cas du réseau d'antennes dans le plan H avec plan réflecteur et réseau complet.....	136
Figure 4-6 : Comparaison des diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes dans le plan H sans plan réflecteur et du réseau complet pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$	138
Figure 4-7 : Variation du gain simulé (dBi) en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan H avec antennes inclinées).....	139
Figure 4-8 : Performances en balayage du réseau d'antennes dans le plan H avec antennes penchées.....	141
Figure 4-9 : Performances en balayage du réseau d'antennes à $\theta = \pm 16^\circ$ pour $f = 4GHz$	142
Figure 4-10 : Ouverture à -3dB du lobe principal en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan avec antennes inclinées).....	142
Figure 4-11: Prototype du réseau d'antennes linéaire dans le plan H.....	144
Figure 4-12: Résultats de simulations et mesures des paramètres d'adaptation.....	145
Figure 4-13 : Comparaisons de l'ouverture à -3dB de l'antenne centrale du réseau d'antennes complet dans le plan H pour différentes distances inter-éléments.....	146
Figure 4-14: Représentation schématique du dépointage du rayonnement des antennes latérales du réseau complet dans le plan H.....	147
Figure 4-15 : Performances en balayage du réseau d'antennes linéaire dans le plan H en fonction de la distance inter-éléments pour différentes fréquences et pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$	148
Figure 4-16 : Performances en balayage du réseau d'antennes linéaire dans le plan H en fonction de la distance inter-éléments pour différentes fréquences et pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$	148
Figure 4-17 : Performances en balayage du réseau d'antennes dans le plan H (antennes verticales) pour une distance inter-antennes égale à 80mm.....	151
Figure 4-18: Représentation schématique et prototype du réseau d'antennes linéaire (antennes latérales penchées) dans le plan E.....	152
Figure 4-19 : Résultats de simulations et mesures des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes (réseau dans le plan E avec antennes latérales penchées).....	153
Figure 4-20: Les diagrammes de gains réalisés des antennes seules dans leur environnement pour différentes fréquences (réseau complet dans le plan E - Antennes latérales penchées).....	155

Figure 4-21 : Ouverture à -3dB du lobe principal en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan avec antennes inclinées).	157
Figure 4-22 : Variation du gain simulé (dBi) en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan H avec antennes inclinées).	158
Figure 4-23 : Performances en balayage du réseau d'antennes dans le plan E avec antennes penchées.	160
Figure 4-24: Prototype du réseau d'antennes linéaire (3 antennes verticales) dans le plan E.	161
Figure 4-25: Résultats de simulations et mesures des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes.	162
Figure 4-26 : Distribution du champ de l'antenne centrale du réseau dans le plan E (excitation idéale).	163
Figure 4-27: Représentation schématique du dépointage du rayonnement de l'antenne latérale du réseau dans le plan E.	164
Figure 4-28 : Distribution du champ de l'antenne latérale du réseau dans le plan E.....	164
Figure 4-29: Performances en balayage du réseau d'antennes dans le plan E (antennes verticales).	166
Figure 0-1: Modèle pour la détermination du centre de phase avec la méthode de Betjes. ...	174

Liste des tableaux

Tableau 1-1: Restrictions de base pour le public [7].....	8
Tableau 1-2 : Niveaux de référence pour les champs électriques, magnétiques et EM [7].	9
Tableau 1-3 : Synthèse des spécifications techniques du réseau antennaire.....	21
Tableau 1-4 : Spécifications techniques de l'élément de base	21
Tableau 2-1 : Récapitulatif des caractéristiques des antennes.	40
Tableau 3-1: Dimensions de la transition MS-CPS ultra large bande.....	74
Tableau 3-2: Rapport Avant/Arrière simulés de l'antenne log-périodique pour différentes fréquences.....	79
Tableau 3-3 : Fréquences correspondantes aux chutes de gain.....	89
Tableau 3-4: Ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H.	98
Tableau 3-5 : Position du centre de phase de l'antenne log-périodique avec une excitation idéale.	99
Tableau 3-6 : Rapport entre la position du centre de phase et la longueur d'onde pour différentes fréquences.	102
Tableau 3-7: Variation de la position du centre de phase suivant l'axe z d'un réseau de 2 dipôles en fonction de la pondération.	111
Tableau 3-8 : Position du centre de phase d'un dipôle avec éléments directeur et réflecteur.	112
Tableau 3-9 : Dimensions du transformateur d'impédance multi-sections.....	119
Tableau 3-10 : Ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne dipôle log-périodique sur plan réflecteur orthogonal complète	125
Tableau 3-11 : Synthèses des performances de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur orthogonal.....	129
Tableau 4-1 : Distances entre les positions du centre de phase du réseau d'antennes.	133
Tableau 4-2 : Comparaison des ouvertures à -3dB de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale du réseau dans le plan H (antennes latérales penchées).....	135
Tableau 4-3: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan H pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$	137
Tableau 4-4: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan H pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$	138
Tableau 4-5: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan H pour un angle de dépointage $\theta = 45^\circ$	138
Tableau 4-6 : Distances entre les positions du centre de phase du réseau d'antennes linéaires (antennes latérales verticales).....	144
Tableau 4-7 : Comparaison des ouvertures à -3dB de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale (réseau linéaire dans le plan H).....	145
Tableau 4-8: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan H (antennes latérales verticales) pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$	147
Tableau 4-9 : Comparaison des ouvertures à -3dB des deux réseaux dans plan H pour un rayonnement à $\theta = 0^\circ$	149
Tableau 4-10: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan H (antennes latérales verticales) pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$	150
Tableau 4-11 : Comparaison des ouvertures à -3dB de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale (réseau linéaire dans le plan E- Antennes latérales inclinées).	154
Tableau 4-12: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan E (antennes latérales penchées).	156

Tableau 4-13: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan E pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$	157
Tableau 4-14: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan E pour un angle de dépointage $\theta = 45^\circ$	158
Tableau 4-15 : Comparaison des ouvertures à de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale du réseau dans le plan E (3 antennes verticales).....	162
Tableau 4-16: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan E (antennes latérales verticales).....	165
Tableau 4-17: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan E (antennes latérales verticales) pour un angle de dépointage.	165
Tableau 4-18 : Synthèses des performances du réseau antennaire.....	167

Acronymes

2D: 2 Dimensions.

3D: 3 Dimensions.

802.11: Standard IEEE pour les systèmes de communication des réseaux locaux sans fils.

ANFR: Agence Nationale des Fréquences.

Anses: Agence nationale de sécurité sanitaire de l'alimentation, de l'environnement et du travail.

BLSA: *Broken Linear Tapered Slot Antenna.*

CIPRNI: Commission Internationale de Protection contre les Rayonnements Non Ionisants.

CWSA: *Continuous Width Slot Antenna.*

DAS: Débit d'Absorption Spécifique.

EM: Electromagnétique.

ESPRIT: *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques.*

EST: Equipement Sous Test.

GPR: *Ground Penetrating Radar.*

GSM: *Global System for Mobile communications.*

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers.*

IRM: Imagerie par la Résonance Magnétique.

LTE: *Long Term Evolution.*

LTSA: *Linear Tapered Slot Antenna.*

MMS: *Multimedia Messaging Service.*

MUSIC: *MUltiple SIgnal Classification.*

OMS: Organisation Mondiale de la Santé

SMA: *Sub Miniature version A.*

SMS: *Short Message Service*

TSA: *Tapered Slot Antenna.*

ULB: Ultra Large Bande.

UMTS: *Universal Mobile Telecommunications System.*

Wi-Fi: *Wireless Fidelity.*

Introduction générale

L'utilisation intensive des téléphones mobiles et la multiplication des antennes de stations de bases sur les toits de bâtiments et dans les zones urbaines, suscitent une préoccupation sociétale sans cesse grandissante. En effet, les effets des ondes EM (électromagnétiques) sur la biologie des êtres humains sont aujourd'hui une question majeure. Cette thèse s'inscrit dans un projet visant à concevoir une caméra EM (électromagnétique) pour visualiser des sources de rayonnement EM dans un lieu donné, et rendre ainsi visible « l'invisible ». Ce système devra identifier l'origine du rayonnement EM et le niveau de puissance associé. Il permettra de mesurer la pollution EM et de détecter les émissions EM illicites... L'un des enjeux clés du système à l'étude, est la conception d'un réseau d'antennes, qui est déterminant pour la capture et l'analyse du rayonnement. L'objectif est d'identifier dans l'espace la direction des sources de rayonnement EM et leur niveau de puissance associé. Cela demande l'étude d'un système antenne ULB (Ultra Large Bande) agile en direction de pointage. Ces recherches nécessitent la conception d'un réseau de capteurs ULB avec une maîtrise de leurs caractéristiques (allure des diagrammes de rayonnement, taille, position du centre de phase, etc.) en fonction de la fréquence. Plusieurs cas d'utilisation de la caméra EM peuvent être envisagés. En effet, il peut intéresser plusieurs types d'utilisateurs tels que : les opérateurs de télécom, l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR), l'Agence Française de Sécurité Sanitaire de l'Environnement et du Travail (AFSSET), les entreprises de diagnostic électromagnétique, les associations qui contrôlent la pollution EM, les universités et les laboratoires. Le principe de fonctionnement d'un tel système, son coût et sa complexité dépendent étroitement du type d'utilisation envisagée. Dans cette thèse, nous avons opté pour le cas d'un utilisateur grand public. C'est pourquoi nous avons fait appel à un réseau d'antennes de type tablette orientable manuellement.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes sources de rayonnement EM ainsi que les normes et les valeurs limites d'exposition aux champs EM. Nous décrivons également l'état de l'art des systèmes et techniques de visualisation des sources de rayonnement EM. La dernière partie de ce chapitre est, quant à elle, consacrée à la présentation du système de visualisation de sources de rayonnement envisagé (la caméra EM) ainsi qu'aux objectifs du travail de la thèse et cela en relation avec le cahier des charges fonctionnel de la caméra EM et les spécifications techniques du système antenne à développer qui en découlent.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude, d'une part, des antennes ULB et d'autre part, des réseaux d'antennes ULB. Dans la première partie, nous présentons les antennes ULB existantes dans la littérature et les performances associées. Cette première partie s'achève par une étude comparative des antennes présentées avec en conclusions le choix de la solution retenue dans cette thèse. Après une étude théorique des architectures de bases des réseaux d'antennes, nous dressons dans un second temps, un état de l'art des antennes réseaux ULB. Après une étude comparative des réseaux présentés, nous définissons les orientations retenues pour notre travail de thèse.

Nous consacrons le troisième chapitre à la conception et au développement d'une antenne log-périodique. Habituellement, les antennes log-périodiques sont excitées par le sommet. Afin de faciliter l'intégration d'une telle antenne avec un plan réflecteur orthogonal, nous proposons une solution originale pour laquelle l'excitation est effectuée à la base de l'élément rayonnant. Pour cette antenne, nous nous focalisons par la suite sur l'étude et la maîtrise de l'évolution des caractéristiques électriques de l'antenne (bande passante, allure des diagrammes de rayonnement, gain, position du centre de phase, etc.) en fonction de la fréquence. Différents prototypes d'antennes sont présentés et analysés tout au long de ce chapitre.

Dans le dernier chapitre, différents réseaux antennaires ULB, permettant de balayer l'espace sur un large champ de vision, sont proposés et analysés. Nous avons développé une « routine » MATLAB permettant de calculer la géométrie optimale d'un réseau d'antennes, dont la position du centre de phase d'un élément élémentaire varie en fonction de la fréquence, avec des distances inter-antennes constantes. Basée sur la minimisation d'une fonction de coût donnée, cette « routine » est valable pour n'importe quel nombre d'antennes et pour une loi de variation du centre de phase quelconque pour chaque élément rayonnant. Nous avons proposé une configuration de réseau disposée sur un plan réflecteur orthogonal. Les deux configurations de réseaux dans les plans E et H ont été étudiées, réalisées et mesurées.

Enfin, nous dressons dans la conclusion générale le bilan de nos travaux et nous proposons quelques perspectives de recherches.

Chapitre 1 : Contexte et objectif de la thèse

I. Contexte

Ces dernières décennies ont vu apparaître des avancées technologiques importantes dans le domaine des radiocommunications, applicables aux services publics ou dans les secteurs industriels.

De plus, les services offerts par les réseaux filaires et sans fil ont une complexité sans cesse croissante. Par exemple, les téléphones mobiles permettent des communications vocales, des envois de messages par SMS, des envois de photos par MMS, ou même l'accès en temps réel à l'Internet haut débit. Aujourd'hui, il est courant de trouver des systèmes radiofréquences dans les lieux de travail, les voitures, les transports publics, les hôpitaux, les écoles, etc., à l'extérieur comme à l'intérieur.

La généralisation des moyens de communication a induit un intérêt croissant pour les effets biologiques potentiels que peuvent provoquer ces types de réseaux de télécommunication sur les personnes. Ils sont liés, d'une part, à l'utilisation intensive des téléphones mobiles et, d'autre part, à la multiplication des antennes de stations de base dans les zones urbaines et sur les toits des bâtiments.

Les normes et les valeurs limites d'exposition aux champs électromagnétiques sont formulées pour qu'ils ne provoquent pas d'effets nuisibles aux êtres humains. Toutefois, les messages émanant d'organisations scientifiques du monde entier, affirment un manque de données de cause à effet entre l'exposition à long terme aux sources EM (électromagnétiques) et les effets sur la santé [1][2].

Aujourd'hui, l'information du public exige des stratégies de communication qui peuvent rendre toute information sur ce sujet plus faciles à comprendre. Pour ce faire, il apparaît indispensable de disposer d'équipements permettant de faire des mesures à la fois précises et facilement interprétables de l'environnement électromagnétique ambiant.

Dans la partie suivante, nous donnons les différentes sources de rayonnement EM, ainsi que les normes et les valeurs limites d'exposition aux champs EM. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous donnons un état de l'art des systèmes et techniques de visualisation des sources de rayonnement EM. Les deux dernières parties sont consacrées au système de visualisation des sources de rayonnement EM envisagé (la caméra EM), ainsi qu'à l'objectif de la thèse.

1. Sources de rayonnement électromagnétique

De nos jours, nous trouvons des millions d'émetteurs radioélectriques dans le monde, allant des systèmes de télécommande qui ne rayonnent que quelques dizaines de microwatts aux radars d'aéroport émettant plusieurs mégawatts à puissance maximale. Ces émetteurs contribuent d'une façon considérable à l'environnement électromagnétique, dans lequel nous vivons. Hormis les rayonnements naturels principalement issus du soleil, qui est la principale source de rayonnement dans le système solaire (le soleil rayonne des ondes électromagnétiques dont le spectre s'étend des ondes décamétriques aux rayons gamma, tout en passant par la lumière visible), les principales sources de rayonnement EM proviennent de plusieurs origines.

Elles peuvent être domestiques, industrielles, scientifiques et médicales :

- **les sources d'origine domestique** auxquelles nous sommes habituellement exposés, tels que les champs EM produits par les réseaux électriques à 50Hz, les appareils électroménagers électriques en raison de la présence des moteurs (aspirateurs, machine à laver, etc.), ou les téléviseurs. Les ordinateurs et leurs périphériques sont aussi des sources rayonnantes radioélectriques.
- **Sources d'origine industrielle:** pour ce type de sources, l'homme est exposé aux champs EM dans son métier. Nous citons par exemple :
 - Les applications des microondes ou ultra hautes fréquences : nous les trouvons dans le processus de chauffage et de séchage de matériaux, par exemple. La fréquence utilisée est généralement égale à 2,45GHz [3].
 - Systèmes de chauffage : par exemple le chauffage par effet diélectrique qui permet l'augmentation de la température d'un isolant par l'action d'un champ électrique. Cette technique de chauffage est utilisée pour la soudure de certains matériaux tels que le cuir (chaussures, sacs, etc.) ou les objets gonflables (piscines, objets gonflables publicitaires,...). Dans l'industrie du bois [3], elle est utilisée pour la formation et le séchage des morceaux de bois.
- **Télécommunications:** tels que la radiodiffusion, les téléphones mobiles, les stations de base, etc.
 - Les stations de base des réseaux de téléphonie mobiles émettent de façon continue des puissances variables en fonction du trafic des communications et selon la taille de la cellule qu'elles desservent (macrocellules ou microcellules). Ces puissances peuvent aller de quelques watts à plus de 100 W.

- Les relais hertziens émettent d'une façon continue avec des puissances allant de 30 à 250 mW dans une plage de fréquences allant de 18 à 38GHz. Les faisceaux hertziens établissent une liaison de communication point à point entre deux relais sur de longues distances.
- Les téléphones mobiles émettent avec des puissances variables, fonction de réseau (GSM, UMTS, LTE, etc.) et du niveau de réception de la station de base. Par exemple, la puissance maximale d'émission du mobile dans le cas GSM et UMTS est de l'ordre de 250 mW et de 200 mW pour le LTE. Le téléphone mobile en mode veille, émet régulièrement vers la station de base pour garder le contact.
- **Les radars** sont des sources significatives de rayonnement EM. Ces systèmes sont basés sur l'émission d'impulsions d'ondes EM de hautes fréquences : c'est-à-dire que les ondes EM ne sont pas émises d'une façon continue mais sous formes d'impulsions. Dans ces conditions, la puissance moyenne émise est beaucoup plus faible que la puissance de crête. Nous trouvons plusieurs types de radars tels que :
 - Les radars de marines qui équipent les navires de haut de mer ou les bateaux de plaisances. Leurs puissances crêtes atteignent 30 kW et leur puissance moyenne varie entre 1 et 25MW.
 - Les radars de contrôle de vitesse utilisés par la police ont des puissances moyennes très faibles de quelques milliwatts.
 - Les radars de trafic aérien qui servent à repérer et guider les avions jusqu'à leur atterrissage. Ce type de radar peut atteindre des puissances de crêtes de 1,5MW, mais la puissance moyenne émise n'est que quelques centaines de watts.
 - Les radars météorologiques fonctionnent à des fréquences plus élevées que les radars aériens, mais leurs puissances moyennes et leurs puissances de crêtes sont plus faibles que celles des radars aériens.
 - Les radars militaires sont nombreux et opèrent à une forte puissance de crêtes pouvant atteindre 1MW et des puissances moyennes de quelques kW.
- **Sources de rayonnement d'origine médicale:** Le secteur médical constitue une source d'exposition aux champs EM. Nous citons comme exemple l'IRM (imagerie par la résonance magnétique) et les appareils à RMN (résonance magnétique nucléaire) qui mettent en œuvre un électro-aimant à supraconducteur qui génère une induction magnétique statique maximale de 15 T au cœur du système [4].

- **Les lignes à hautes tensions :** Elles sont utilisées pour transporter le courant électrique sur de longues distances. Les lignes de transport et de distribution ainsi que les circuits électriques des habitations génèrent des champs électriques et magnétiques. A proximité d'une ligne à haute tension de 400kV, le champ électrique peut atteindre 10kV/m [4]. Le champ électrique augmente avec la tension mais diminue rapidement en s'éloignant de la ligne. L'induction magnétique est très variable sous une ligne à haute tension, mais reste faible de l'ordre de 30μT [4].

2. Normes et valeurs limites d'exposition aux champs électromagnétiques

Les champs EM font partie de notre environnement au même titre que la chaleur, la lumière, etc. Le domaine fréquentiel considéré s'étend de quelques hertz jusqu'à 300 GHz .

Dans cette partie, nous nous intéressons aux recommandations et aux normes de sécurité applicables aux champs électromagnétiques. Nous rappelons d'abord les grandeurs physiques couramment utilisées pour évaluer les risques des rayonnements EM.

a) Grandeurs physiques utilisées

- **Champ électrique**, créé par une charge électrique, est une grandeur vectorielle \vec{E} qui est en relation avec la force exercée sur l'unité de charge d'une particule chargée, au repos et distante de d (loi de Coulomb). Elle est exprimée en newton par coulomb (N/C) ou d'une manière équivalente en volt par mètre (V / m).
- **Champ magnétique**, créé par le déplacement de charges électriques (loi de Biot et Savart), est une grandeur vectorielle \vec{H} , source de l'existence d'une force (dite de Lorentz) agissant sur d'autres charges électriques en mouvement. Elle est exprimée en ampère par mètre (A / m).
- **Densité de puissance** (ou le vecteur de Poynting) S représente la densité de puissance d'une onde EM : c'est la puissance par unité de surface (ou le flux d'énergie) normale à la direction de propagation. Elle est liée au champ électrique E et champ magnétique H par la formule suivante:

$$S = E.H = E^2 / 377$$

La densité de puissance est exprimée en watt par mètre carré (W / m²).

- **Le débit d'absorption spécifique (DAS)**, exprimé en watt par kilogramme (W / kg), représente la puissance radiofréquence absorbée par unité de masse d'un tissu

biologique, exposé à un champ électrique d'amplitude E (en V/m) et caractérisé par sa conductivité électrique σ (en S/m) et sa densité de masse ρ (en kg/m^3) :

$$DAS = \frac{\sigma E^2}{\rho}$$

Le DAS est une mesure largement acceptée pour établir le rapport entre les effets thermiques et l'exposition aux radiofréquences. Ceci s'explique par la relation du DAS calculée en fonction de la température du tissu biologique ΔT en degré Kelvin (K), le temps de mesure de l'exposition Δt en secondes et la capacité calorifique c en J/KgK . Cette relation est donnée par [1]:

$$DAS = c \cdot \frac{\Delta T}{\Delta t}$$

b) Cadre réglementaire

La Commission Internationale de Protection contre les Rayonnements Non Ionisants (ICNIRP) [5] fixe les limites d'exposition aux champs EM. C'est une organisation reconnue par l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS) [2], et constituée de médecins et spécialistes des champs EM. En examinant les données scientifiques émanant de tous les pays du monde, ainsi qu'en s'appuyant sur des études scientifiques approfondies, cette commission établit les limites d'exposition recommandées. L'objectif de ces recommandations est de garantir que les expositions radioélectriques restent très en dessous des limites pour lesquelles les études biologiques démontrent un effet nuisible pour la santé des personnes exposées. Ces normes fixent des limites en prenant en compte des marges de sécurité entre ces limites et les seuils à partir desquels des effets sont démontrés.

Chaque pays établit ses propres normes nationales en se basant sur les recommandations de l'ICNIRP. D'autres organismes, comme le comité européen de normalisation électrotechnique et l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) [6], etc. complètent les travaux de l'ICNIRP, et établissent des normes visant à définir des méthodes de mesures et des moyens permettant de vérifier le respect de ces limites. Dans le domaine des champs EM, nous distinguons les restrictions de base et les niveaux de référence.

Les restrictions de base sont fondées sur des effets prouvés sur la santé. Les grandeurs physiques utilisées pour spécifier ces dernières, diffèrent selon la fréquence de rayonnement. Ces grandeurs physiques sont l'induction magnétique (B), la densité de courant (J), le débit d'absorption spécifique DAS et la densité de puissance (S).

Le tableau 1-1 montre les restrictions de base pour le public d'après la recommandation 1999/519/CE/12.07-99, adopté par le conseil des communautés européennes (est une

institution qui réunit les ministres compétents (de tous les états de l'union européenne) par domaine d'activité), et relative à la limitation de l'exposition du public aux champs EM. Dans ce tableau « f » désigne la fréquence en Hz . Nous signalons que ces restrictions sont fixées de manière à tenir compte des incertitudes liées aux conditions environnementales, de la diversité de l'âge et de l'état de santé du public.

Les niveaux de référence facilitent la mesure de l'exposition afin de déterminer un éventuel dépassement des restrictions de base. Ces niveaux sont dérivés des restrictions de base par l'intermédiaire des mesures et/ou de calculs. Les grandeurs physiques utilisées sont l'intensité de champ électrique (E), l'intensité de champ magnétique (H), l'induction magnétique (B) et la densité de puissance (S). Pour garantir la protection maximale des personnes exposées au rayonnement EM, les niveaux de référence sont obtenus sur la base des restrictions de base pour le couplage maximal du champ avec la personne exposée.

Gamme de fréquences	Induction magnétique (mT)	Densité de courant (mA/m)	Moyenne DAS pour l'ensemble du corps (W/kg)	DAS localisé (tête et tronc) (W/kg)	DAS localisés (membres) (W/kg)	Densité de puissance (W/m ²)
0 Hz	40	-	-	-	-	-
0 à 1 Hz	-	8	-	-	-	-
1 à 4 Hz	-	8 / f	-	-	-	-
4 Hz à 1 kHz	-	2	-	-	-	-
1 kHz à 100 kHz	-	f / 500	-	-	-	-
100 kHz à 10 MHz	-	f / 500	0,08	2	4	-
10 MHz à 10 GHz	-	-	0,08	2	4	-
10 GHz à 300 GHz	-	-	-	-	-	10

Tableau 1-1: Restrictions de base pour le public [7].

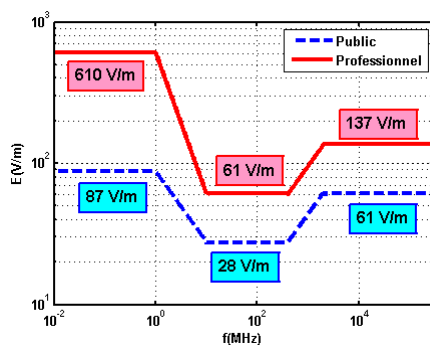
Le tableau 1-2 montre les niveaux de référence retenus par le conseil des communautés européennes. La figure 1-1 illustre la variation des niveaux de référence du champ E(V/m) et de la densité de puissance S(W/m²) en fonction de la fréquence pour le domaine public et professionnel [7].

Les niveaux de référence retenus pour le domaine public sont plus sévères que ceux retenus pour le milieu professionnel [7]. Cela s'explique par le fait que le domaine public s'adresse à l'ensemble de la population à protéger incluant les enfants, les personnes âgées et les malades

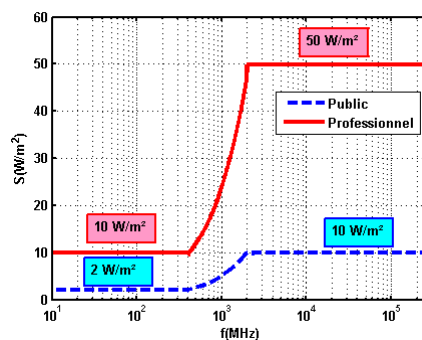
[7]. Dans le milieu professionnel les personnes exposées ont une formation qui leur permet de comprendre le risque auquel ils sont exposés et les précautions à prendre.

Gamme de fréquences	Intensité de champ électrique $E(V/m)$	Intensité de champ magnétique $H(A/m)$	Induction magnétique $B(\mu T)$	Densité de puissance $S(W/m^2)$
0 à 1 Hz	-	$3,2 \cdot 10^4$	$4 \cdot 10^4$	-
1 Hz à 8 Hz	10 000	$3,2 \cdot 10^4 f^2$	$4 \cdot 10^4 f^2$	-
8 Hz à 25 Hz	10 000	$4000 / f$	$5000 / f$	-
25 Hz à 800 Hz	$250 / f$	$4 / f$	$5 / f$	-
800 Hz à 3 kHz	$250 / f$	5	6,25	-
3 kHz à 150 kHz	87	5	6,25	-
150 kHz à 1 MHz	87	$0,73 / f$	$0,92 / f$	-
1 MHz à 10 MHz	$87 / f^{0,5}$	$0,73 / f$	$0,92 / f$	-
10 MHz à 400 MHz	28	0,073	0,092	2
400 MHz à 2 GHz	$1,375 f^{0,5}$	0,0037	$0,0046 \cdot f^{0,5}$	$f / 200$
2 GHz à 300 GHz	61	0,16	0,2	10

Tableau 1-2 : Niveaux de référence pour les champs électriques, magnétiques et EM [7].



(a) champ $E(V/m)$



(b) Densité de puissance $S(W/m^2)$

Figure 1-1: Niveaux de référence pour le domaine public et professionnel [7]

II. Etat de l'art des systèmes de visualisation des sources EM

Plusieurs outils et logiciels de simulation EM, systèmes et des techniques permettant la visualisation des sources de rayonnement EM et l'évaluation des niveaux de l'exposition du rayonnement EM ont été développés. Ils permettent de répondre à certaines questions telles

que le contrôle de la pollution EM, détection d'émissions illicites, la détection et l'identification de sources de rayonnement camouflées ou visibles et la mesure du niveau d'exposition au rayonnement EM. Dans cette partie, nous dressons un état de l'art de différents outils de simulations, systèmes et techniques de visualisations de sources de rayonnement EM.

1. Logiciels et outils de simulation EM

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs outils de simulations électromagnétiques pour évaluer les niveaux d'exposition aux champs EM. Ces outils s'appuient sur la modélisation en 3D de l'environnement.

L'un des logiciels les plus connus est le logiciel EMF Visual [8], développé par la société SATIMO, qui est un logiciel de simulations électromagnétiques permettant l'évaluation du niveau d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques.

La figure 1-2 montre un scénario de simulation EM obtenu par EMF Visual. Elle montre l'utilisation de cet outil pour modéliser le champ de propagation dans un milieu urbain enfermant des antennes et des bâtiments. Il est basé sur la méthode de tracé de rayon et il s'appuie sur une modélisation en 3 dimensions de l'environnement et la connaissance des caractéristiques réelles des stations de base à considérer. Le temps de simulation est lié au à la complexité de l'environnement à simuler ainsi que le nombre des émetteurs/récepteurs.

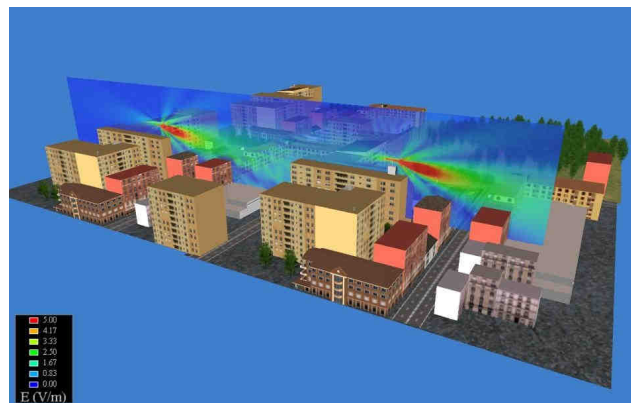


Figure 1-2: Exemple de simulation de rayonnement EM avec EMF Visual.

Nous trouvons aussi des outils de simulations qui permettent la simulation du canal de propagation d'environnements complexes (urbains, ruraux, indoor et mixtes). Par exemple, la société Remcom a développé le logiciel Wireless InSite [9] qui fournit un large éventail de prédictions des caractéristiques du canal de propagation d'environnements complexes. Il contient plusieurs modèles de propagation (Walfisch-Ikegami, Okumura-Hata, Free-Space [10], etc.) ainsi qu'une grande base de données des caractéristiques de différents matériaux.

Ce logiciel est basé sur la méthode de tracé de rayons et il fournit des résultats précis, mais au détriment d'un très long temps de calcul. Ce logiciel n'est pas adapté pour la simulation des grandes surfaces, qui nécessite un temps de calcul exorbitant. Le temps de calcul est directement lié au nombre des émetteurs/récepteurs ainsi qu'au nombre de faces pour décrire l'environnement. La figure 1-3 montre un exemple de simulation de rayonnement EM avec le logiciel Wireless InSite. Cette figure illustre un scénario de simulation pour prédire les caractéristiques du canal de propagation dans un environnement indoor (mur, table, etc.).

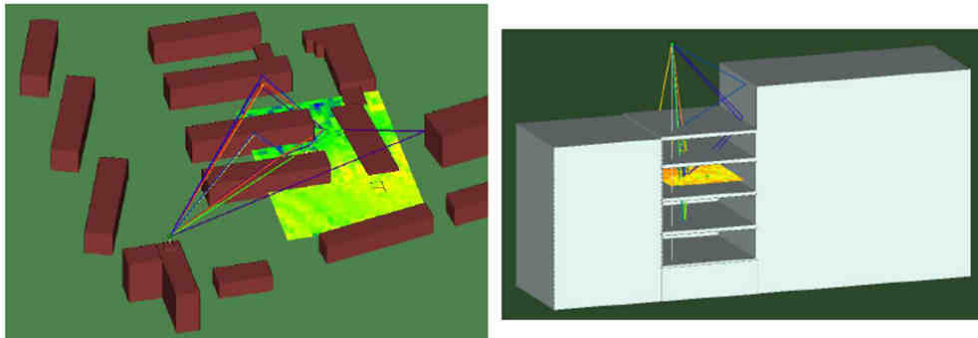


Figure 1-3: Exemple de simulations de rayonnement EM avec Wireless InSite.

Dans le cadre de la simulation des environnements complexes, la société AWE communications a développé le logiciel WinProp [11], qui est un logiciel dédié à la planification de réseaux mobiles en « outdoor » et en « indoor ». Il est basé sur la méthode de tracé de rayons. Les études sont réalisées à partir de données géographiques et topographiques (images 2D ou 3D). Il est destiné aux opérateurs de réseaux mobiles, aux fabricants de matériel, ainsi qu'aux organismes de contrôle de l'environnement proche des équipements.

Une des spécificités de ce logiciel est sa capacité à gérer, dans un même projet, les scénarios de planification complexes, incluant à la fois des réseaux « indoor » et « outdoor ». Il est possible de calculer les interactions entre deux stations situées dans deux zones de natures différentes (zone urbaine et une montagne par exemple).

Avec ce logiciel, l'utilisateur peut étudier les profils de terrain, des simulations de propagation, les informations sur la puissance ou l'évanouissement du signal, des simulations de trafic, etc.

La figure 1-4 illustre un scénario de simulation indoor du rayonnement EM avec le logiciel WinProp. C'est un scénario de simulation déterministe qui vise à prédire les caractéristiques du canal de propagation à partir du concept des rayons. Le temps de calcul de ce logiciel est étroitement lié au nombre des émetteurs/récepteurs ainsi qu'au nombre de faces pour décrire l'environnement (figure 1-4).

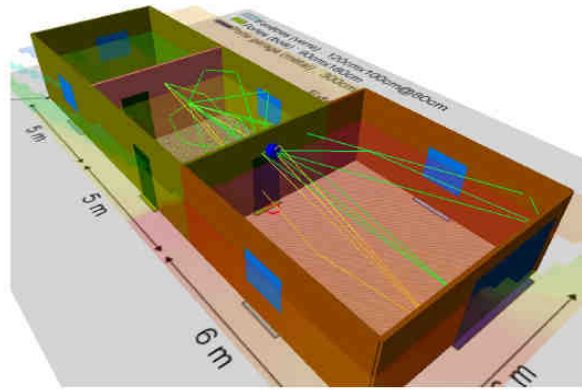


Figure 1-4: Exemple de simulation EM avec WinProp.

Nous concluons cette partie par le logiciel de simulation EFC-400 [12] dédié au calcul des champs produits par les installations à hautes et basses fréquences. En effet, il permet de calculer la répartition du champ de câbles hautes tensions aériens et câbles souterrains, alimentations aériennes de chemin de fer et de tramway, centrales électriques et installations électriques en général, etc.

Les résultats ainsi obtenus permettent, par exemple, de vérifier les valeurs recommandées, assurer la compatibilité électromagnétique et garantir la sécurité personnelle.

Les résultats sont affichés sous forme de graphiques et de valeurs numériques d'intensité de champ ou de densité surfacique de puissance.

2. Systèmes de détection et de localisation de cibles en 3D

Lucid dimensions [13] est une entreprise spécialisée dans la fabrication des systèmes de détection infrarouge et de suivi pour la défense et la sécurité territoriale. Elle se concentre sur le développement des systèmes de détection sphérique (c.-à-d. la détection en 3D « Sensing in every direction »). Les systèmes développés par cette entreprise offrent la possibilité de détecter et localiser de multiples cibles dans n'importe quelle direction et ceci en temps réel. Ces systèmes peuvent être adaptés à diverses applications dans des secteurs tels que, par exemple, la sécurité, la défense, l'aérospatiale et le sauvetage. Cependant, les produits développés actuellement répondent seulement aux besoins croissants de la défense et de la sécurité intérieure. Ces systèmes peuvent pointer automatiquement des caméras ou d'autres systèmes auxiliaires pour l'identification de cibles. Lucid dimensions s'appuie sur le brevet de R. Riel and A. Calihman [14], dans lequel l'auteur s'est intéressé aux méthodes et équipements de détection et de localisation des signaux avec un réseau d'antennes 3D. Ce brevet contient une liste assez complète sur les méthodes de détection et de localisation de sources en 3D. La figure 1-5 montre un exemple de produits développés par cette entreprise. Ce sont deux systèmes de détection d'intrusions sur 360° en azimut. La couverture sur 360° en azimut est obtenue grâce à l'utilisation d'un réseau de capteurs de géométrie circulaire. Le

produit de gauche est équipé d'une caméra pour la localisation visuelle de cible. Ce produit reste limité au domaine de l'infrarouge et n'est pas fonctionnel en ultra large bande.



Figure 1-5: Exemple de produits de la société « Lucid dimensions ».

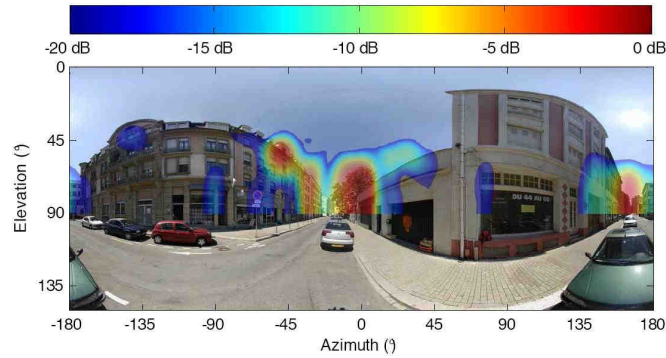
3. Méthodes de visualisation du rayonnement EM, basées sur la fusion d'images EM et optique

Dans l'objectif de disposer de moyens d'interprétations simples et fiables pour l'analyse des phénomènes de propagation, plusieurs auteurs ont eu l'idée de fusionner des photographies de l'environnement et des résultats de mesures des directions d'arrivées des sources de rayonnement EM. Le premier qui a eu cette idée est B.H. Fleury et al. [15]. Cependant, la photographie utilisée dans cet article ne permet pas d'avoir une vision globale 3D.

Kwakkernaat et al. [16] ont présenté une méthode de superposition de mesures sur des photos panoramiques construites à partir de flux vidéo provenant de 6 caméras différentes. Cependant, la synchronisation du flux vidéo est très complexe. Les études plus récentes ont eu recours à la fusion d'images EM et optique [17]. Elles s'appuient sur des réseaux d'antennes virtuels utilisant un grand nombre de capteurs. Dans cet article, Conrat et al. [17] ont montré une technique d'interprétation basée sur la superposition de photos panoramiques avec des résultats de direction d'arrivée de la source de rayonnement EM. Par contre, cette méthode nécessite un temps d'acquisition relativement long (à peu près 10 mn), ce qui interdit des applications temps réel. Toutes les méthodes sont dédiées au sondage de canal, et sont limitées à une seule bande de fréquences. Deux exemples de fusion d'images EM et optique sont données sur la figure 1-6. Elles montrent les positions de sources de rayonnement (azimut et élévation) dans l'espace et leur niveau de puissance.



(a) Exemple de fusion d'images EM et optique présenté par Kwakkernaat et al. [16]



(b) Exemple de fusion d'images EM et optique présenté par Conrat et al. [17]

Figure 1-6: Exemples de fusion d'images EM et optique.

4. Systèmes de mesures du rayonnement EM d'un équipement sous test

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs systèmes permettant de visualiser le champ EM d'un EST (équipement sous test).

Le système le plus connu est le STARLAB, de la société SATIMO [8], qui mesure les diagrammes de rayonnement 3D d'un EST. La solution proposée par SATIMO est basée sur le brevet [18][19] et l'article [20]. Le principe consiste à mesurer en double polarisation sur un réseau réparti sur une arche circulaire le champ issu de l'EST. Une demi-rotation de l'objet permet de le caractériser complètement en connaissant le champ sur une surface englobant cet objet. La figure 1-7 illustre le principe de fonctionnement et un exemple de la base de mesure Stargate. Les capteurs en polarisation croisée sont large bande et permettent une caractérisation de 0,4 à 18 GHz .

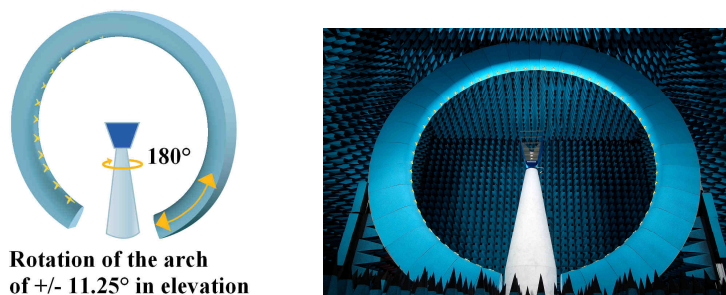


Figure 1-7: Principe et exemple de la base de mesures Stargate.

Le LEOST (Laboratoire d'Electronique Ondes et Signaux pour les Transports) de l'INRETS¹, a développé un système permettant aussi de mesurer et de visualiser le rayonnement EM d'un EST en 3D à une distance d'environ 30cm. Ce système est appelé scan 3D. La figure 1-8 illustre le principe de fonctionnement et un exemple du système.

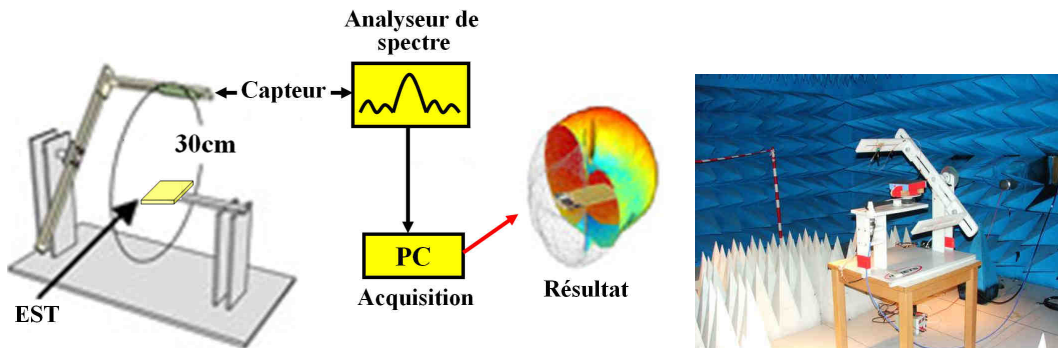


Figure 1-8: Principe et exemple du système scan3D.

L'EST est connecté à un analyseur de spectre qui est liée à un ordinateur permettant l'acquisition en continu de l'amplitude maximale du signal (l'information sur la phase du signal n'est pas disponible). A l'aide d'un logiciel spécifique de visualisation 3D, nous pouvons visualiser les diagrammes de rayonnement de l'EST en 2D ou 3D.

Un autre système, de la société NSI (*Nearfield System Inc.*), a pour objectif de mesurer les diagrammes de rayonnement 2D et 3D des antennes. Ce système est équipé d'une interface permettant de visualiser d'une façon dynamique le champ proche et le champ lointain de l'antenne sous test. Il permet de donner toutes les informations sur les performances en rayonnement de l'antenne (Gain, diagrammes de rayonnement 2D et 3D, position du centre de phase, etc.). Les systèmes NSI dédiés aux mesures d'antennes peuvent couvrir la gamme de fréquences allant de 1 GHz à 110 GHz. La figure 1-9 montre un exemple du système de mesure développé par NSI et basé sur leur propre brevet² [21]. Une sonde est placée au-dessus de l'antenne permettant de mesurer en champ proche l'amplitude et la phase du signal rayonné et ceci pour différentes positions dans l'espace. En se basant sur une technique de transformation champ proche-champ lointain, basée sur la transformée de Fourier, les données obtenues sont traitées par le logiciel NSI 2000, afin de déterminer les performances en rayonnement de l'antenne.

¹ En Janvier 2011 l'INRETS et le LCPC ont fusionné pour donner naissance à l'IFSTTAR.

² Les différents brevets de la société NSI sont disponibles sur le lien suivant :

<http://www.nearfield.com/aboutus/Patents.aspx>

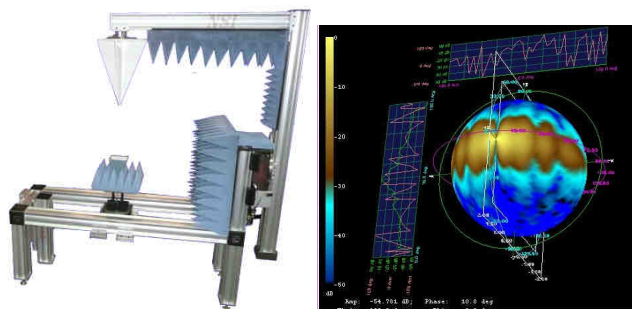


Figure 1-9: Exemple d'un système NSI et un résultat obtenu.

Tous les systèmes cités précédemment ne permettent pas un traitement temps réel. Pour pallier ce problème, J. Rioult et al. [22][23] ont proposé un dispositif permettant de visualiser en 3D le champ électromagnétique d'un EST en temps réel (figure 1-10).

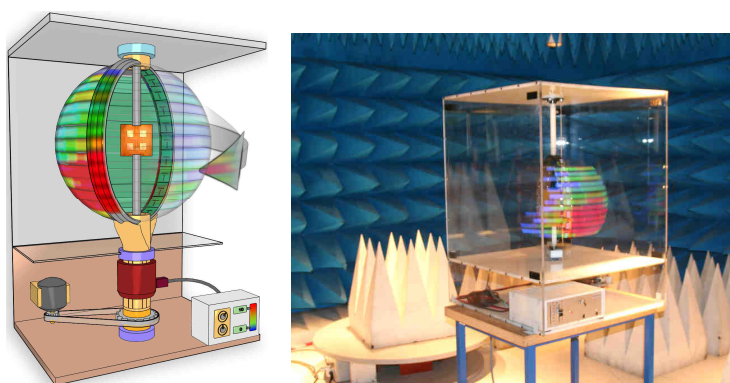


Figure 1-10: Principe et exemple du GyroScanField.

Il exploite un réseau de capteurs identiques disposés régulièrement le long d'une boucle circulaire réalisée en matériau diélectrique. L'équipement sous test est maintenu au centre de cette boucle. Le dispositif permet de mesurer les niveaux de puissance sur l'ensemble d'une bande de fréquences donnée. Il fonctionne dans une gamme de fréquences allant de quelques centaines de MHz jusqu'à quelques GHz.

L'ensemble des capteurs disposés sur la boucle permet de construire la sphère de visualisation souhaitée par simple rotation de la boucle autour de son axe vertical.

Le pilotage de l'appareil et l'acquisition des données se font par l'intermédiaire d'une tablette tactile. Ce dispositif de mesure innovant permet d'effectuer de telles observations et également de voir les *bursts* émis par les appareils de communications mobiles tels que le GSM, l'UMTS, le Bluetooth et le Wi-Fi, par exemple. Le système permet de fonctionner sur une large bande passante et en temps réel. Cependant, il est fonctionnel que dans le cas d'un EST.

III. Système de visualisation des sources EM à l'étude: la caméra EM

1. Principe de fonctionnement et synoptique du système envisagé

Le système envisagé est une caméra EM capable de visualiser en temps réel l'intensité des ondes EM et ainsi de « rendre visible l'invisible ».

L'innovation est d'explorer la dimension spatiale en mesurant le niveau d'exposition dans toutes les directions (azimut et élévation de l'espace). Il s'agit ici de trouver la direction du rayonnement (figure 1-6) sur une large bande passante. Le résultat correspondant est une image panoramique 360° du champ EM ambiant, c'est-à-dire une fusion d'images optique et radio [17]. Un tel dispositif permettra d'identifier dans l'espace la direction des sources de rayonnement et leur niveau de puissance associée. Dans de nombreux cas, cette direction permettra d'identifier une source visible ou camouflée. Un tel dispositif devra être capable de traiter de larges bandes de fréquences pouvant atteindre plus d'une octave.

Couplée au réseau d'antennes très large bande, une mesure « immersive » optique devra être imaginée et synchronisée avec la mesure électromagnétique. Dans l'application envisagée, il sera nécessaire de fonctionner en temps réel, c'est-à-dire avec un environnement variable aussi bien d'un point de vue électromagnétique qu'optique. L'atout d'un tel dispositif sera donc sa capacité à identifier en temps réel la direction des sources. Le synoptique du dispositif envisagé est représenté sur la figure 1-11.

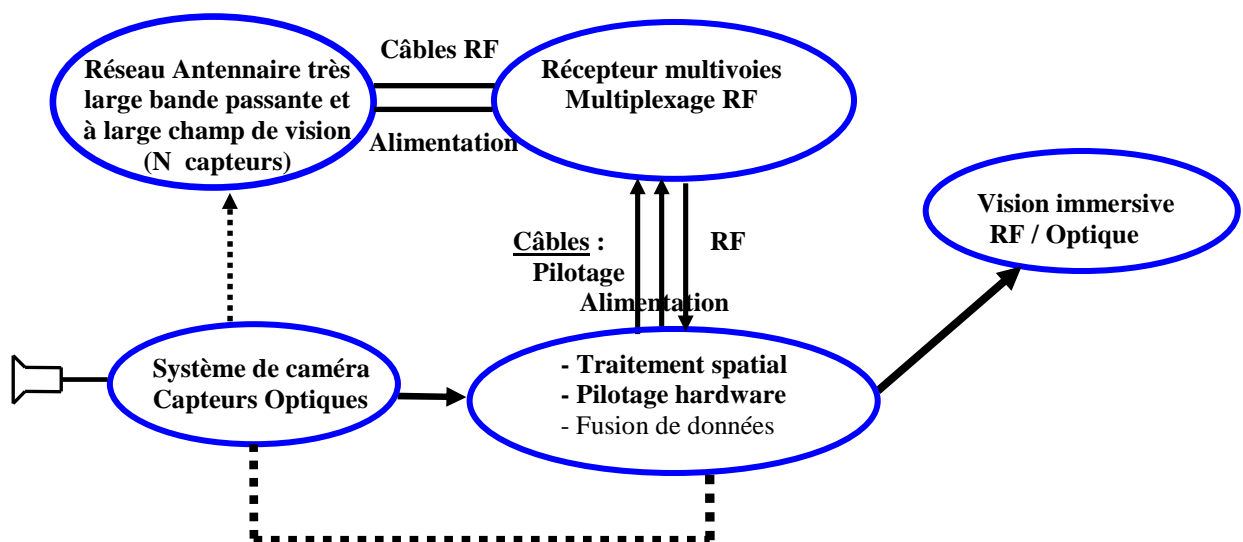


Figure 1-11 : Synoptique du système de caméra EM à l'étude.

Aucun des systèmes de visualisation des sources de rayonnement EM que nous avons présenté précédemment, est similaire à la caméra EM. En effet, au niveau de la bande passante seul le GyroScanField et la solution STARLAB de SATIMO sont très larges bandes.

Par contre, le GyroScanField ne peut traiter que le cas d'un EST, alors que la caméra EM doit pouvoir fonctionner dans un environnement variable. La solution STARLAB, le système scan3D et le système NSI sont dédiés à la mesure des diagrammes de rayonnement 3D des antennes, ce qui n'est pas la même application visée par la caméra, mais le concept de fonctionnement peut être exploitable au niveau de l'acquisition des données.

Le produit le plus similaire est le « Sensing in every direction » de la société « Lucid dimensions », mais ce produit reste limité au domaine infrarouge.

Les techniques d'interprétation basées sur la superposition de photographies panoramiques [15] [16] [17] avec des résultats de direction d'arrivée de la source de rayonnement EM, nécessitent un temps d'acquisition relativement long, alors que, pour la caméra EM, il est nécessaire de fonctionner en temps réel. Le reste des outils de simulations (EMF Visual, WinProp, FieldView et Wireless InSite), sont des logiciels de simulations électromagnétiques qui s'appuient sur la modélisation 3D de l'environnement et ne permettent pas une étude en temps réel.

2. Cahier des charges fonctionnel de la caméra EM

Le système envisagé doit permettre à un utilisateur de visualiser les sources de rayonnement EM, détectables en un lieu donné. Le résultat correspondant est une image panoramique du champ EM ambiant: c'est-à-dire une cartographie EM projetée sur une photographie optique. La figure 1-6 illustre un exemple du résultat attendu.

Cette caméra³ EM doit permettre d'explorer la dimension spatiale en mesurant le niveau d'exposition dans toutes les directions de l'espace (azimut et élévation) et de trouver l'origine de rayonnement. Outre la mesure du niveau d'exposition, le système envisagé doit permettre de mesurer la pollution EM, ainsi que détecter des émissions EM illicites, par exemple.

Les perspectives de valorisation de ce système sont importantes. Il peut intéresser plusieurs types d'utilisateurs tels que : les opérateurs de télécommunication, l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR), l'Agence nationale de sécurité sanitaire de l'alimentation, de l'environnement et du travail (Anses), les entreprises de diagnostic électromagnétique (par exemple, MANTENNA Expertise), les associations qui contrôlent la pollution EM (comme l'association Agir pour l'environnement, l'association PRIARTéM, etc.), les universités et les laboratoires. Les différents utilisateurs sont en relation directe avec les différents cas d'utilisation envisagés (contrôle de la pollution EM, détection d'émissions EM illicites, détection et localisation de sources). Le nombre de sources à détecter par la caméra EM est en liaison étroite avec le nombre d'antennes utilisées ainsi que la méthode de détection des

³ Notre objectif dans cette thèse n'est pas de concevoir la caméra EM (voir section suivante qui clarifie l'objectif de la thèse).

angles d'arrivée utilisée. Par exemple, dans le cas des méthodes haute résolution, telles que les méthodes MUSIC [24][25] ou ESPRIT [26], nous pouvons détecter théoriquement un nombre de sources strictement inférieur au nombre des antennes réceptrices. Cependant, nous trouvons d'autres méthodes capables de détecter un nombre de sources supérieur au nombre des antennes réceptrices, telles que la méthode 4-MUSIC [27], l'algorithme JADE-MUSIC [28] et SIJADE [29]. La précision angulaire de détection et le pouvoir de discrimination (résolution angulaire) entre les sources sont aussi en liaison étroite avec la méthode de détection des angles d'arrivée utilisée et les performances de l'élément antenne de base.

Le système à concevoir doit être facilement mis en œuvre par un utilisateur. En effet, la facilité d'utilisation et de mise en œuvre est un paramètre très important à prendre en compte, notamment dans le cas d'un utilisateur non professionnel. Il faut aussi prendre en compte la taille du système, le volume, le poids, la facilité de transport, et la facilité d'utilisation.

Un tel système doit pouvoir ausculter tout l'environnement géographique. En effet, il doit être opérationnel dans un environnement indoor (halls d'aéroport, salle de congrès, stades, etc.), et en environnement outdoor (urbain, semi-urbain et rural). Comme nous avons opté pour un système grand public et orientable manuellement par un l'utilisateur, le champ de vision (restreint) envisagé de la caméra EM est de $[-60^\circ, 60^\circ]$ en azimut et de $[30^\circ, 150^\circ]$ en co-élévation. L'alimentation de ce système doit être autonome avec une durée d'autonomie de quelques heures. La technologie utilisée pour le système doit être à faible coût afin de minimiser le coût global.

IV. Objectif de la thèse

D'après le synoptique envisagé de la caméra EM, nous comprenons que l'un des verrous de ce système est la conception du réseau d'antennes très large bande passante et à large champ de vision. En effet, un des problèmes clés, lors de la mise en réseau ultra large bande d'éléments rayonnants, est typiquement une variation des distances électriques inter-capteurs en fonction de la fréquence, pour une répartition spatiale fixée des antennes. Cette variation limite la plage de balayage à une gamme réduite de fréquences au sein de la bande passante globale et engendre également un effet de couplage plus ou moins élevé entre les sources voisines. Dans le cas de sources proches ou très couplées, nous pouvons obtenir, par exemple, un gain nul (*Blind effect*) pour certaines directions. L'optimisation du balayage du faisceau sur un large champ de vision, ainsi que la maîtrise des niveaux des lobes secondaires sur une très large bande passante, constituent aussi des verrous qui doivent être levés lors de la mise en réseau d'éléments ultra large bande.

Le choix de l'antenne répondant à ce type d'exigences diffère selon la solution de mise en réseau retenue, ainsi que les contraintes d'agilité demandées dans la zone à couvrir. Ainsi, l'un des problèmes auquel nous sommes confrontés dans le cadre des réseaux d'antennes est la conception de l'élément rayonnant répondant à un cahier des charges donné. Il demande une maîtrise de ses caractéristiques physiques ainsi que de ses performances en rayonnement, telles que sa taille, l'allure des diagrammes de rayonnement, l'ouverture à -3dB , le gain, la position du centre de phase en fonction de la fréquence, etc.

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le défi majeur de la mise en réseau d'éléments rayonnants très large bande est la variation de la distance électrique inter-antennes, qui limite la plage de balayage et engendre un effet de couplage plus ou moins élevé. D'où la nécessité de proposer **un réseau antennaire ultra large bande, dont la distance électrique inter-capteurs reste inchangée en fonction de la fréquence !**

L'objectif de cette thèse est d'étudier la possibilité de concevoir un réseau d'antennes ultra large bande avec une distance électrique inter-antenne invariante en fonction de la fréquence, compacte et agile en rayonnement.

Une étape cruciale qui précède la mise en réseau est celle visant à concevoir l'élément rayonnant de base répondant aux exigences de la mise en réseau retenue et aux performances en rayonnement demandées.

V. Spécifications techniques du système antennaire

Afin de répondre au cahier des charges fonctionnel de la caméra EM, nous donnons, dans le tableau 1-3, les spécifications techniques visées, qui en découlent pour le réseau d'antennes associé. La caméra EM devra être capable de traiter de larges bandes de fréquences pouvant atteindre plus d'une octave. La bande de fréquence ciblée doit couvrir les standards de communication existants tels que le GSM, l'UMTS, le LTE, IEEE 802.11 a/b/g, etc. comprise entre 400 MHz et 6 GHz.

Dans le tableau 1-4 nous présentons les différentes spécifications techniques de l'élément rayonnant de base. Comme la gamme de fréquence de l'antenne est celle des standards de communication, et que la majorité des standards de communication sont polarisés linéairement ainsi la polarisation d'une antenne élémentaire doit être linéaire.

Le niveau de la polarisation croisée est lié à la qualité de la polarisation d'une antenne. Pour une antenne polarisée linéairement de bonne qualité, le niveau de la polarisation croisée est faible. Par contre, pour une antenne polarisée linéairement de mauvaise qualité le niveau de la polarisation croisée est élevé. Dans notre cas, nous allons fixer le niveau de la polarisation croisée à 20 dB en dessous la composante copolaire sur l'ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne. Ce niveau de polarisation croisée permet d'avoir une antenne ayant

une bonne pureté de polarisation et ainsi d'envisager dans le futur d'utiliser l'antenne pour concevoir une antenne à double polarisation linéaire.

Spécifications techniques du réseau antenne	
Bande de fréquence de fonctionnement	400 MHz - 6 GHz
Impédance d'entrée	50 Ω
Adaptation S_{11}	≤ -10 dB
Isolation inter-antennes	≤ -15 dB
Niveau des lobes secondaires	≤ -20 dB
Rapport rayonnement Avant /Arrière	≤ -20 dB
Connecteurs	SMA
Ouverture à -3dB du lobe principal en azimut $\Delta\varphi$	$\leq 60^\circ \forall$ l'angle de dépointage
Ouverture à -3dB du lobe principal en élévation $\Delta\theta$	$\leq 60^\circ \forall$ l'angle de dépointage
Rapport Co/Cross sur l'ouverture à -3dB	≤ -20 dB
Volume	$20 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$
Gain minimum quelque soit l'angle de dépointage	≥ 8 dBi
Poids	2 kg
Polarisation d'un capteur	linéaire
Nombre de capteurs	9
Angle de balayage en azimut	$\varphi \in [-60^\circ, 60^\circ]$
Angle de balayage en co-élévation	$\theta \in [30^\circ, 150^\circ]$

Tableau 1-3 : Synthèse des spécifications techniques du réseau antenne

Spécifications techniques de l'élément de base	
Bande de fréquence	400 MHz - 6 GHz
Impédance	50 Ω
S_{11}	≤ -10 dB
Polarisation	linéaire
Ouverture du lobe principal à -3dB, $\Delta\varphi$	$\geq 120^\circ$
Ouverture du lobe principal à -3dB, $\Delta\theta$	$\geq 120^\circ$
Connecteurs	SMA
Surface physique	$< 20 \text{ cm}^2$
Gain minimum sur la bande	≥ 2 dBi
Cross-polar dans l'ouverture à -3dB	≤ -20 dB
Rapport rayonnement Avant /Arrière	≤ -20 dB
Centre de phase	Varie linéairement avec la fréquence

Tableau 1-4 : Spécifications techniques de l'élément de base

Une antenne ultra large bande est généralement considérée comme étant adaptée si son coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -10dB. Au niveau de la connectique nous avons choisi d'utiliser les connecteurs de type SMA qui fournissent un excellent rendement

électrique jusqu'à 18GHz. Ces connecteurs ont une taille compacte et une bonne longévité mécanique.

La surface physique de l'antenne que nous avons fixée est inférieure à 20cm^2 . En effet, cette surface physique permet d'avoir un espacement inter-antennes inférieure à la demi-longueur d'onde ($0,5\lambda_{6\text{GHz}} = 25\text{mm}$) à la fréquence 6GHz (si nous considérons une antenne de forme carrée) et ceci dans le cas d'un réseau bidimensionnel. A la fréquence basse, la taille maximale de cette antenne est très petite par rapport à la longueur d'onde ce qui va induire une dégradation importante des performances de l'antenne. Le gain envisagé pour l'antenne à concevoir doit être supérieur à 2dBi sur toute la bande de fréquence. Nous avons fixé ce gain en se référant au gain d'un dipôle demi-onde.

Un des paramètres importants du réseau d'antennes est l'angle de balayage. Dans notre cas nous avons visé l'angle de balayage maximal obtenu en pratique⁴ dans le cas d'un réseau d'antennes linéaire ou planaire qui est $\varphi \in [-60^\circ, 60^\circ]$ (en azimut) et $\theta \in [30^\circ, 150^\circ]$ (en co-élévation). Afin d'avoir un tel angle de balayage, il faut avoir une antenne ayant des ouvertures à -3dB (dans les deux plans principaux de rayonnement de l'antenne) supérieures ou égales à 120° . Cet angle d'ouverture permet d'avoir un dépointage de réseau de $\pm 60^\circ$, avec une perte de 3dB de gain par rapport au gain obtenu à la direction principale de rayonnement ($\theta_0 = 0^\circ$).

Pour le réseau d'antennes le nombre des antennes est fixé à 9 (c.-à-d un réseau de 3×3 antennes). Ce nombre d'antennes permet d'envisager une tablette ayant une taille et un poids acceptables et pouvant être facilement transportable par un utilisateur. Le poids maximal du réseau est fixé à 2kg. Nous rappelons la taille de la tablette est étroitement liée à la distance inter-antennes à la fréquence basse qui devient très important⁵. C'est pourquoi l'augmentation du nombre d'antennes engendrera l'augmentation de la taille totale de la tablette. L'augmentation du nombre d'antennes demande l'utilisation d'un dispositif de dépointage et d'alimentation plus complexe.

Dans le cas d'un réseau à 9 antennes, le gain total du réseau (dans la direction principal de rayonnement $\theta_0 = 0^\circ$) doit être égal à 11,5dBi⁶. Comme le gain varie en fonction de l'angle

⁴ Nous rappelons que le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire ou planaire s'élargit en fonction de l'angle de dépointage θ_0 . L'élargissement est en $1/\cos\theta_0$ et ainsi en dépassant un angle de dépointage $\theta_0 = \pm 60^\circ$ l'élargissement devient très important. Par exemple pour un angle de dépointage égale à $\theta_0 = \pm 70^\circ$, nous avons un élargissement d'un rapport de 3 par rapport à l'ouverture du lobe principal ($\theta_0 = 0^\circ$).

⁵ Si nous prenons, par exemple, une distance inter-antennes égale à $0,5\lambda$ à la fréquence basse.

⁶ Gain minimum de l'antenne $+10\log_{10}(9) = 11,5\text{dBi}$

de dépointage et ainsi en tenant compte des pertes par dépointage (-3dB à $\theta_0 = \pm 60^\circ$ parce que l'ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne de base est égale à 120°), ce réseau doit permettre d'avoir un gain minimal supérieur à 8dBi et ceci quelque soit l'angle de dépointage. En tenant compte du nombre d'antennes⁷ du réseau et de l'angle de dépointage visé⁸ $\theta_0 = \pm 60^\circ$, les angles d'ouvertures à -3dB du lobe principal en azimut $\Delta\varphi$ et en élévation $\Delta\theta$ doivent être inférieures à 60° , et ceci quelque soit l'angle de balayage. Nous estimons que des ouvertures à -3dB plus importantes engendrent une ambiguïté importante sur l'identification de la direction d'arrivée des sources de rayonnement EM.

Le niveau d'isolation inter-antennes est fixé à -15dB ce qui permet d'avoir des antennes (au sein du réseau) électriquement indépendantes.

Afin de ne pas avoir d'interaction avec l'utilisateur nous avons fixé le rapport avant arrière à -20dB. Le niveau des lobes secondaires est fixée à -20dB, ce qui permettra d'avoir une réception sans ambiguïté.

Notre objectif consiste à concevoir un réseau d'antennes ultra large bande avec une distance électrique entre les positions du centre de phase invariante en fonction de la fréquence, l'antenne doit avoir une position du centre de phase qui varie d'une façon appropriée avec la fréquence. Nous estimons qu'une antenne dont la position du centre de phase varie linéairement avec la fréquence permet de faciliter la mise en réseau. En effet, une antenne avec une variation instable de la position du centre de phase compliquera la mise en réseau en ultra large bande.

Après avoir présenté le système de visualisation de sources de rayonnement EM envisagé (la caméra EM), nous avons établi le cahier des charges fonctionnel de la caméra EM ainsi que les spécifications techniques du système antenne et de l'élément rayonnant brique de base de ce réseau. Le deuxième chapitre fera l'objet d'une étude des antennes et des réseaux d'antennes ULB. Cette étude nous permettra de choisir l'élément rayonnant ainsi que la géométrie du réseau d'antennes permettant de répondre à la problématique à laquelle nous sommes confrontés.

⁷ Le nombre d'antennes et la distance inter-antennes déterminent l'ouverture à -3dB du lobe de rayonnement du réseau pour la direction principale de rayonnement $\theta_0 = 0^\circ$.

⁸ L'angle de dépointage permet de déterminer théoriquement le rapport d'élargissement du lobe principal. Pour un réseau linéaire le lobe s'élargit en $1/\cos\theta_0$.

Chapitre 2 : Etat de l'art des antennes et des réseaux d'antennes ultra larges bandes

Introduction

Comme nous l'avons signalé dans le premier chapitre, notre objectif est d'explorer la possibilité de concevoir un réseau d'antennes très large bande avec une distance électrique inter-antenne invariante en fonction de la fréquence, compacte et agile en rayonnement. Le choix de l'élément rayonnant diffère selon la mise en réseau envisagée et les performances en rayonnement demandées. Ce chapitre est dédié à la présentation de l'état de l'art des antennes et des réseaux d'antennes ultra larges bandes. Nous présentons tout d'abord les antennes ULB les plus connues dans la littérature ainsi que les performances associées. Cette première partie sera achevée par une étude comparative des différentes antennes présentées afin de choisir une base d'étude pour la suite du travail. La seconde partie est consacrée à l'étude théorique des géométries de base des réseaux d'antennes telles que les réseaux d'antennes linéaires, planaires et circulaires. Cette partie constitue une base théorique pour la compréhension du principe de fonctionnement des réseaux d'antennes. Dans la dernière partie du chapitre, nous dressons un état de l'art des réseaux d'antennes ultra larges bandes et posons à travers une étude comparative des réseaux présentés, les orientations pour notre travail de thèse.

A/ Etat de l'art des antennes ULB

I. Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence ont été définies par Rumsey [30]. Ce sont des antennes dont la géométrie est définie par des angles ce qui leur permet d'avoir des performances indépendantes de la fréquence. Leur fonctionnement part du principe, que si nous multiplions toutes les dimensions de l'antenne par un facteur k , ses performances (impédance d'entrée, diagramme de rayonnement et polarisation) restent inchangées [31][32], et seule la fréquence de fonctionnement est multipliée par ce même facteur. Il faut que l'antenne soit constituée d'éléments pouvant se déduire les uns des autres par homothétie, et que sa structure soit infinie et définie par des angles.

L'expression générale de leur forme géométrique peut se mettre sous la forme suivante:

$$r = e^{a(\varphi+\varphi_0)} F(\theta)$$

Où r, θ, φ sont les coordonnées sphériques, a et φ_0 deux constantes et F une fonction ne dépendant que de θ .

1. Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1957 [33]. Nous distinguons, trois types d'antennes spirales :

a. L'antenne spirale logarithmique

Cette antenne obéit au principe de Rumsey [30], La figure 2-1-(a), illustre la géométrie de cette antenne. L'équation de cette antenne en coordonnées polaires est donnée par :

$$\rho(\theta) = \rho_0 e^{(a\theta)} \quad (1)$$

Avec ρ_0 : rayon vecteur à l'origine ($\theta_0 = 0$)

a : Coefficient réglant l'expansion de la spirale

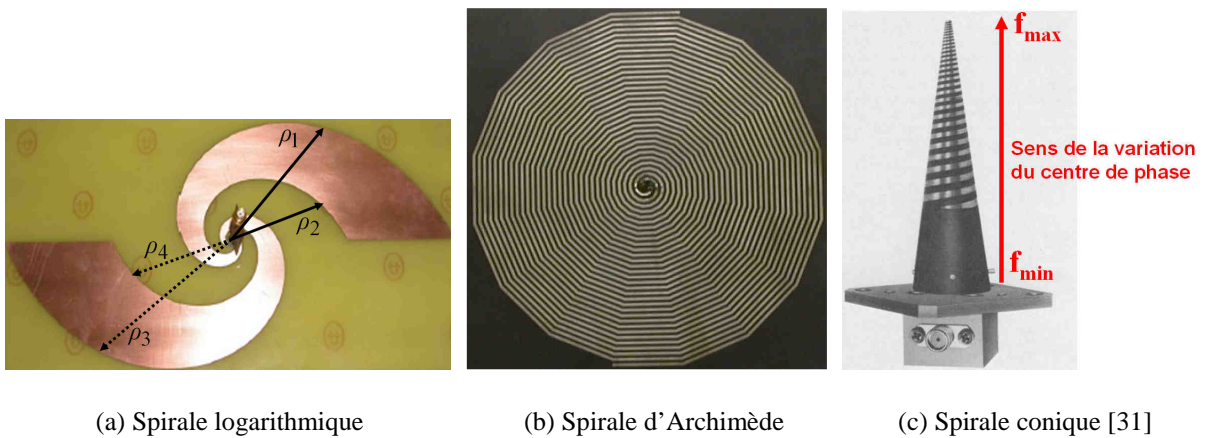


Figure 2-1: Antennes spirales

Pour que l'antenne ait une impédance indépendante de la fréquence, il faut que la largeur de la partie rayonnante reste proportionnelle à la longueur des brins [32]. C'est pourquoi l'antenne n'est pas formée par un simple fil, mais consiste en une bande limitée par deux spirales d'équations respectives (figure 2-1 -(a)):

$$\begin{cases} \rho_1(\theta) = \rho_0 \exp(a\theta) \\ \rho_2(\theta) = \rho_0 \exp(a(\theta - \theta_0)) \end{cases} \quad (2)$$

θ_0 définit la largeur angulaire entre les deux courbes indépendamment de ρ_0 .

De plus, si nous voulons une structure symétrique, l'antenne doit être constituée de deux brins identiques, dont chacun forme deux spirales de même centre. Les équations des deux spirales du brin symétrique sont données par :

$$\begin{cases} \rho_3(\theta) = \rho_0 \exp(a(\theta - \pi)) \\ \rho_4(\theta) = \rho_0 \exp(a(\theta - \theta_0 - \pi)) \end{cases} \quad (3)$$

En fréquence basse, les parties de l'antenne participant au rayonnement sont les plus éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne. Inversement, pour les fréquences élevées, les parties participant au rayonnement sont les plus rapprochées du centre de l'antenne.

La bande passante est limitée par les dimensions finies de l'antenne. Elle peut atteindre facilement plusieurs octaves. Son rayonnement est bidirectionnel, symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant sa normale et nul dans le plan de l'antenne. Son gain atteint 4dBi sur la quasi-totalité de la bande et sa polarisation est circulaire.

L'excitation de cette antenne requiert l'utilisation d'un symétriseur adaptateur d'impédance. L'impédance de cette antenne est comprise entre 75Ω et 100Ω et varie selon le substrat utilisé.

b. L'antenne à spirale d'Archimède

Cette antenne est constituée par deux spirales imbriquées autour d'un même centre (figure 2-1-(b)). L'équation décrivant le brin de la spirale est donnée par :

$$\rho(\theta) = \rho_0 + a\theta \quad (4)$$

Où ρ_0 est le rayon de vecteur à l'origine et a une constante décrivant l'expansion de la spirale. D'après l'équation (3), nous remarquons que cette antenne n'est pas définie uniquement par des angles (comme l'antenne spirale logarithmique- voir équation (1)), et donc elle n'obéit pas tout à fait au concept des antennes indépendantes de la fréquence [31], comme l'antenne spirale logarithmique.

La bande passante de cette antenne peut atteindre plusieurs octaves et elle est limitée par le rayon externe. Sa polarisation est circulaire, son rayonnement est bidirectionnel. Son impédance d'entrée varie entre 120Ω et 200Ω . Nous signalons que nous pouvons avoir une structure ayant un rayonnement unidirectionnel, en utilisant une cavité absorbant le rayonnement arrière.

c. L'antenne spirale conique

Elle présente une forme dérivée de l'antenne spirale logarithmique. Afin de la réaliser, il faut imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin.

La figure 2-1-(c) illustre un prototype d'une antenne spirale conique [31].

Contrairement aux deux antennes précédentes, cette structure offre un rayonnement unidirectionnel, et dont le maximum du champ est orienté suivant l'axe du cône. Sa polarisation est circulaire et son centre de phase (voir définition en Annexe I) varie avec la fréquence. La position du centre de phase varie de la base vers le sommet en montant en fréquence.

2. Les antennes log-périodiques

Comme pour l'antenne spirale, nous pouvons imaginer qu'une seule partie de l'antenne participe au rayonnement et pour une fréquence donnée.

Le fonctionnement d'une telle antenne à une fréquence donnée f_0 peut être maîtrisé en localisant la zone de rayonnement tout en répétant un motif de base et un rapport d'homothétie imposé entre les dimensions de ces motifs.

Les antennes log-périodiques sont formées d'éléments rayonnants se déduisant les uns des autres par homothétie de facteur τ de leurs dimensions. En effet, si un élément rayonnant constituant l'antenne est accordé sur une fréquence f_0 , les éléments voisins de part et d'autre de cet élément sont accordés l'un sur $f \cdot \tau$ et l'autre sur f / τ , les deux éléments immédiatement extérieurs à cet ensemble de 3 antennes sont accordés sur $f \cdot \tau^2$ et f / τ^2 , et ainsi de suite. Le principe de dimensionnement des antennes log-périodiques est analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence. Néanmoins, elles ne sont pas entièrement définissables par les angles. C'est pourquoi elles ne répondent pas tout à fait à la définition des antennes indépendantes de la fréquence.

Cependant, ce type d'antennes est classé parmi les antennes indépendantes de la fréquence, vu que les variations observées au niveau des performances sont relativement faibles. L'enveloppe des antennes log-périodiques est définissable par un angle, mais les formes à l'intérieur de cet espace peuvent varier (dipôles, dipôles repliées, triangles, arc de cercles, etc.).

a. L'antenne log-périodique circulaire et l'antenne log-périodique trapézoïdale

L'antenne log-périodique a été imaginée pour la première fois par Duhamel et Isbell [34]. La figure 2-2-(a) illustre la géométrie de l'antenne log-périodique circulaire. Elle est définie par les paramètres suivants :

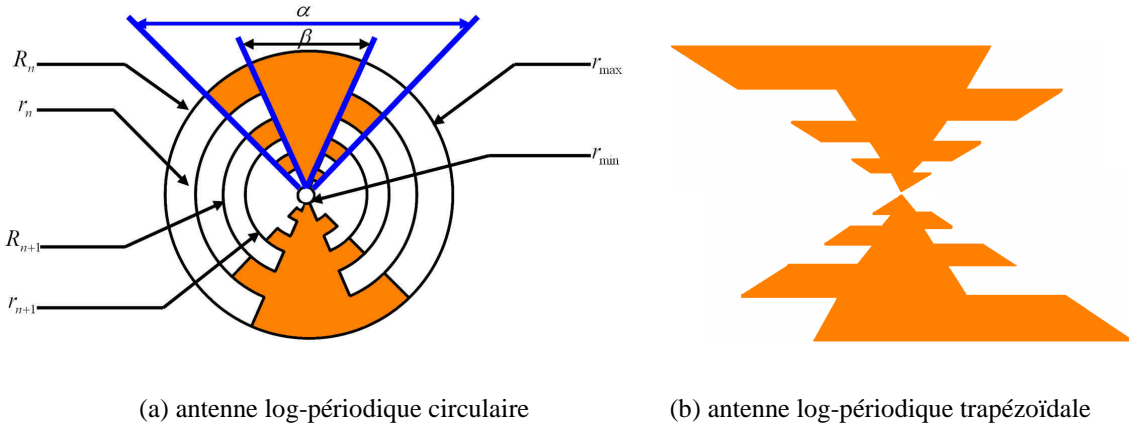


Figure 2-2: Antennes log-périodique circulaire et trapézoïdale

- le facteur d'expansion ou facteur de périodicité τ , défini par l'équation suivante:

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{f_1}{f_2} \text{ avec } f_1 < f_2 \quad (5)$$

Il a été montré que pour des valeurs de τ proches de 1, cette antenne présente un comportement proche de celui d'une antenne indépendante de la fréquence. Cependant, le nombre des dents est plus important pour couvrir une même bande de fréquences.

-le rapport χ définit la largeur des dents :

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (6)$$

- les angles α et β fixent la longueur des dents ainsi que les rayons minimum et maximum qui délimitent les extrémités de la structure.

En effet, plusieurs études ont été effectuées [34] pour étudier l'impact des valeurs de α , β et τ sur les performances de l'antenne (ouverture à -3dB du lobe principal dans les deux plan E et H, gain, etc.).

La bande de fonctionnement de l'antenne est fixée par les dimensions des éléments rayonnants extrêmes. En effet, les dimensions maximales dépendent de la fréquence basse et les dimensions minimales de la fréquence haute de la bande passante. L'excitation de l'antenne est effectuée au centre de l'antenne.

Comme pour les antennes équiangulaires, seule une partie de l'antenne dont les « dents » mesurent un quart de longueur d'onde participent au rayonnement. La zone participant au

rayonnement de l'antenne se déplace vers le centre de l'antenne en augmentant la fréquence. La polarisation est linéaire et son diagramme de rayonnement est bidirectionnel, symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant sa normale et nul dans le plan de l'antenne, et elle présente la même ouverture à -3 dB, dans les deux plans E et H, avoisinant les $60^\circ/70^\circ$ [32]. Elle a un gain maximal de 4 dBi. Il a été montré expérimentalement que cette ouverture dépend très fortement du facteur de périodicité τ . L'alimentation de cette antenne nécessite un symétriseur (BALUN : BALanced to UNbalanced⁹).

En changeant le profil des dents par un profil plat, nous obtenons l'antenne log-périodique trapézoïdale (figure 2-2-(b)). Elle a des performances identiques à celles de l'antenne de forme circulaire en termes de bande passante, rayonnement, polarisation et gain. Le dimensionnement de cette antenne est identique à l'antenne précédente. Son alimentation nécessite un symétriseur. Cette antenne existe en version fente [35] alimentée par une ligne coplanaire. Cette dernière présente un rayonnement bidirectionnel et un gain maximum de 6,7 dBi.

b. L'antenne dipôle log-périodique

Elle consiste en une séquence de dipôles de différentes longueurs placés côte à côte (figure 2-3). Les dipôles successifs sont connectés alternativement à une ligne de transmission symétrique.

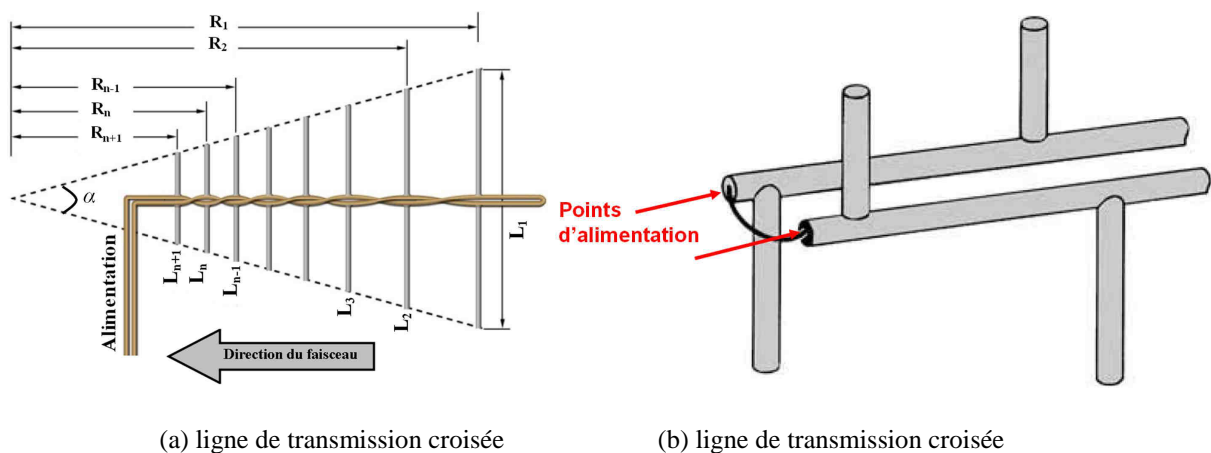


Figure 2-3: Antennes dipôle log-périodique.

Cette ligne peut être croisée (figure 2-3-(a)), ce qui crée un déphasage entre les dipôles successifs de 180° , les uns par rapport aux autres. Ce déphasage permet d'éviter les interférences de rayonnement entre les dipôles successifs [31].

⁹ Voir chapitre 3 pour la définition d'un BALUN.

Une autre possibilité pour avoir le déphasage 180° entre les éléments adjacents est d'utiliser la configuration illustrée sur la figure 2-3-(b). Dans ce cas de figure, la ligne de transmission est équilibrée (balancée).

Ce dispositif d'alimentation fournit un symétriseur large bande intégré. Il est possible d'alimenter l'antenne directement avec un câble coaxial. Il faut relier le conducteur central du câble coaxial avec un bras d'alimentation et relier le conducteur extérieur du câble coaxial avec le conducteur extérieur de l'autre bras. Les deux conducteurs extérieurs des bras d'alimentation forment la ligne d'alimentation des dipôles.

Les équations de définition de cette antenne sont les suivantes [36]:

$$\begin{cases} \frac{R_n}{R_{n+1}} = \frac{\ell_n}{\ell_{n+1}} = \tau \\ \sigma = \frac{R_n - R_{n+1}}{2l_n} \\ \alpha = \arctan\left(\frac{1-\tau}{4\sigma}\right) \\ 0 < \tau < 1 \end{cases} \quad (7)$$

Où l_n désigne la longueur du dipôle n et R_n est la distance entre le « sommet fictif » de l'antenne et la position du dipôle n . Nous désignons par τ le facteur de périodicité, par σ le facteur d'espacement et par α l'angle d'ouverture. L'adaptation de cette antenne est assurée conjointement par les valeurs du facteur de périodicité τ et de l'angle d'ouverture α . Pour de petites valeurs de τ ou de grandes valeurs de α , nous obtenons des structures plus compactes avec moins d'éléments, mais un peu plus espacées entre eux. A contrario, une augmentation du rapport τ ou une diminution de l'angle α implique des structures ayant beaucoup plus d'éléments [5].

La bande passante est donnée par le rapport Γ des fréquences extrêmes:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{\ell_1}{\ell_N} \\ \Gamma &= \frac{1}{\tau^{N-1}} \end{aligned} \quad (8)$$

N : étant le nombre de dipôles. Une bonne approximation du nombre de dipôles requis est donnée par [31] :

$$N \approx 1 - \frac{\ln(f_{\max} / f_{\min})}{\ln(\tau)} \quad (9)$$

Ici $\ln(\cdot)$ désigne le logarithme népérien.

A une fréquence donnée, l'un des dipôles présente une impédance minimale car sa fréquence correspond à sa fréquence de résonance ou presque. Les autres dipôles ont des impédances plus élevées en module. Le courant à l'entrée de l'antenne se distribue au travers les dipôles en privilégiant les dipôles à faibles impédances parce que la tension à l'entrée de l'antenne est la même pour tous les dipôles. Une seule partie de l'antenne est active. Le reste des dipôles reçoit peu de courant et est donc inactif. Dans ce cas, ils agissent comme étant des éléments parasites (réflecteurs ou directeurs). La zone active de l'antenne change avec la fréquence. Ceci montre que la position du centre de phase de cette antenne se déplace vers le sommet de l'antenne (c.-à-d. côté du dipôle le plus petit) en augmentant la fréquence.

L'antenne présente un rayonnement unidirectionnel dans la direction suivant son sommet. Sa directivité est comprise entre 5 et 11 dBi et augmente avec le facteur de périodicité τ et diminue avec l'angle d'ouverture α [32] [31]. Sa polarisation est linéaire.

Ces antennes existent aussi en version imprimée [37][38][39][40]. Pour avoir une configuration similaire au cas de figure présenté sur la figure 2-3-(b), l'antenne doit être imprimée sur les deux faces du substrat (figure 2-4).

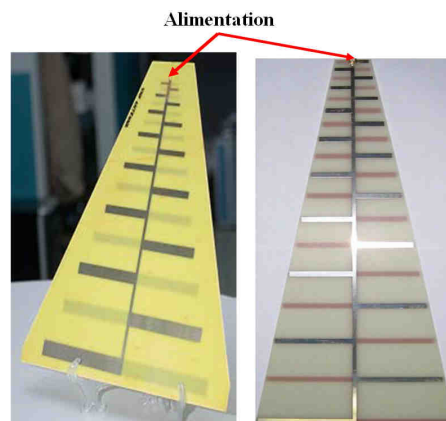


Figure 2-4 : Exemples d'antennes dipôles log-périodiques imprimées

Dans la littérature nous trouvons plusieurs types d'antennes de type dipôles log-périodiques imprimées ayant des éléments rayonnants de bases de formes variées (fractales, méandre, etc.) [41][42][43]. Ces formes sont utilisées pour réduire la taille de l'antenne. Ces antennes ont un rayonnement unidirectionnel. Dans [44], Kim et al ont proposé une **antenne dipôle log-périodique imprimée** en version fente. Cette antenne est **uni-planaire** (c.-à-d elle est imprimée sur la même face du substrat) et elle est **alimentée à la base** (du côté du dipôle le plus grand) par une ligne coplanaire. Elle couvre une bande passante supérieure à la décade. Son **rayonnement est bidirectionnel**, symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant sa normale et nul dans le plan de l'antenne. Son gain varie entre 1,8dBi et

3,6dBi sur toute la bande passante. Le rayonnement de cette antenne est instable dans les deux plans E et H.

3. L'antenne sinueuse

Elle a été proposée par R.H. Duhamel [45] et elle consiste en une forme hybride entre l'antenne log-périodique et l'antenne spirale (figure 2-5).



Figure 2-5: Antenne sinueuse.

Elle est obtenue en combinant les concepts large bande utilisés dans les antennes log-périodique et les antennes spirales. Cependant, cette combinaison présente un gain non stable sur toute la bande. Elle présente un rayonnement bidirectionnel, symétrique par rapport au plan de l'antenne. L'angle d'ouverture à -3dB varie sur l'ensemble de la bande de 60° à 100° dans les deux plans E et H. C'est pourquoi elle est habituellement disposée sur une cavité contenant de l'absorbant, pour supprimer le rayonnement arrière. Les dimensions de cette cavité doivent être optimisées pour ne pas perturber le caractère large bande de l'antenne. Sa bande de fréquence peut atteindre 5 octaves. Sa polarisation est linéaire et son gain maximum est de 5dBi.

II. Antennes fentes à transition progressives

Les antennes fentes à transitions progressives ont été imaginées par Lewis [46] en 1974 et Gibson [47] en 1979. Elles se présentent sous la forme d'une fente réalisée dans un plan métallique déposé sur un substrat diélectrique. Cette fente s'élargit progressivement suivant un profil donné jusqu'à l'arrêt du substrat et des conducteurs. Elles sont connues sous le nom d'antennes TSA (*Tapered Slot Antenna*). Nous distinguons plusieurs profils d'antennes TSA (figure 2-6).

Les plus connues sont les antennes à profil linéaire (LTSA pour *Linear Tapered Slot Antenna*), les antennes en ligne brisée (BLTSA pour *Broken Linear Tapered Slot Antenna*),

les antennes à profils exponentiels connues sous le nom d'antennes Vivaldi et les antennes à profils exponentiel-constant (CWSA pour *Continuous Width Slot Antenna*).

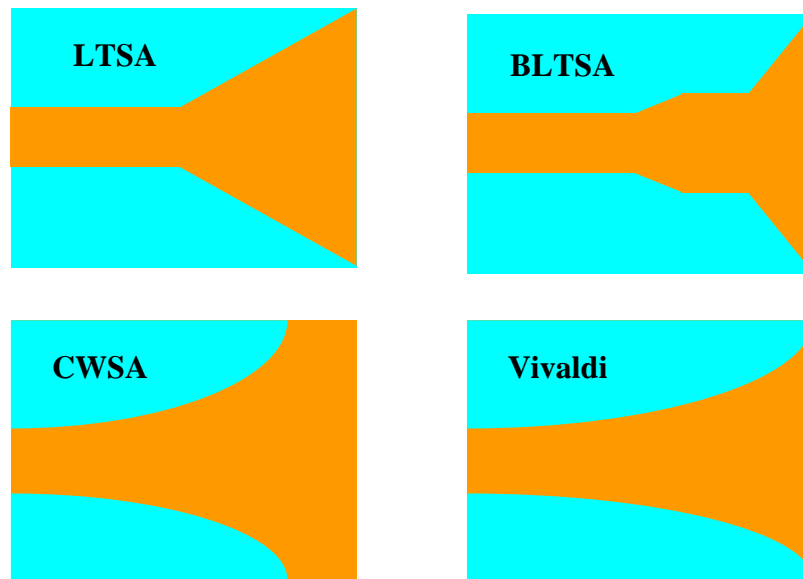


Figure 2-6: Différents types d'antennes TSA.

L'adaptation de l'antenne sur une large bande de fréquences dépend directement du choix du profil de variation de la largeur de la fente. Il est à noter que l'antenne est d'autant plus large bande que la longueur augmente. Les TSA peuvent être alimentées par l'intermédiaire d'une transition microruban - fente. Cette dernière présente l'avantage d'être connectée à un câble coaxial. Dans ce cas, l'antenne est imprimée sur les deux faces du substrat.

Ces antennes sont adaptées sur de très larges bandes de fréquences dépassant 100% de bande passante. Elles ont un gain allant de 7 à 10dBi selon les profils d'antennes. Elles ont un diagramme de rayonnement unidirectionnel dans le plan du substrat et une polarisation linéaire. Dans [47], Gibson a montré la possibilité d'avoir un rayonnement symétrique dans les deux plans E et H.

Néanmoins, l'antenne Vivaldi proposée originellement par Gibson [47] est limitée en terme de bande passante, à cause de l'alimentation, qui consiste généralement en une transition microruban - fente. Afin de pallier cette limitation, Gazit [48] a proposé une antenne de type Vivaldi antipodale, dont la géométrie est donnée sur la figure 2-7-(a).

Elle consiste en une structure imprimée sur les deux faces du substrat et elle est alimentée par une ligne microruban. Le côté plan de masse de la ligne microruban se rétrécit et forme une section à paire de rubans (*twin line*) qui sert de transition et symétrise la structure. La partie rayonnante est constituée par une fente évasive (*flared slot*) formée entre les deux métallisations de part et d'autre du substrat.

Cette antenne couvre une très large bande de fréquences pouvant dépasser 175% de bande. Cependant, elle souffre d'un niveau de polarisation croisée très élevé. Il a été montré que son niveau de polarisation croisée est dépendant de la fréquence de fonctionnement et peut atteindre des niveaux supérieurs à -5dB [49]. Ceci est dû à l'inclinaison du champ E au sein de la structure par rapport à l'axe principal de l'antenne [50].

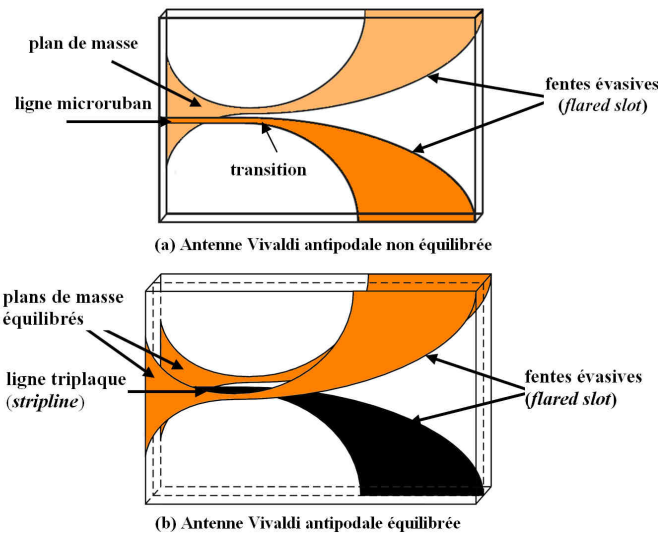


Figure 2-7 : Antennes Vivaldi antipodales.

Pour remédier à un tel problème Langley et al. [50] ont proposé une solution d'antenne qui consiste en une évolution de l'antenne Vivaldi antipodale, appelée antenne Vivaldi antipodale équilibrée (figure 2-7-(b)).

L'alimentation est assurée par une ligne triplaque (*stripline*). En effet, la ligne microruban et son prolongement sont piégés entre deux épaisseurs de substrat comportant chacune un plan de masse métallique. Cette technique améliore la pureté de polarisation avec un niveau de polarisation croisée inférieur à -20dB sur une bande passante supérieure à 175% [50]. L'inconvénient de cette dernière réside dans la difficulté de réalisation. Les performances associées sont quasiment identiques à celles de l'antenne Vivaldi antipodale.

III. Antennes élémentaires

Les antennes élémentaires sont des évolutions des dipôles ou les monopôles. Nous présentons les antennes biconique, discône, papillon, monopôles et cornet.

1. Antenne biconique et discône

L'antenne biconique constitue une structure symétrique dans laquelle chaque cône opposé peut être assimilé à une ligne de transmission s'évasant à l'infini. Elle a été inventée en 1898 par Oliver Lodge [51]. Dans son brevet, il avait présenté une variété d'antennes qui sont

devenues plus tard familières pour les concepteurs des antennes larges bandes. Nous citons particulièrement les antennes biconiques et discônes. Sur la figure 2-8-(a), nous donnons la géométrie d'une antenne biconique finie.

L'antenne biconique a été réintroduite en 1939 par Carter [52], après l'intérêt aux antennes larges bandes dans le cadre des recherches pour la télévision [53].

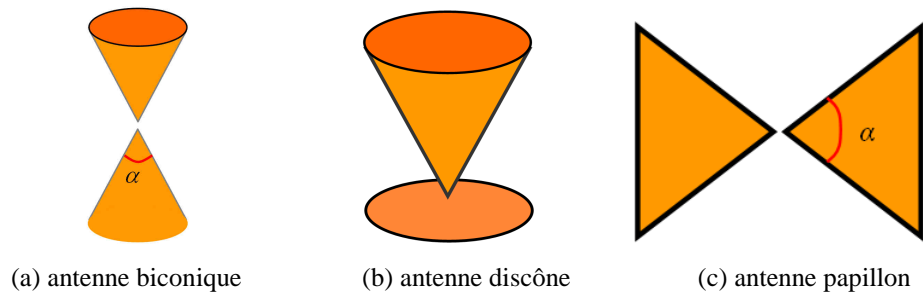


Figure 2-8 : Antennes biconique finie, discône et papillon.

Il a été montré dans [31] que l'impédance d'entrée d'une antenne biconique infinie est purement réelle et elle est donnée par l'expression suivante :

$$Z_e = 120 \ln\left(\frac{\alpha}{4}\right) \quad (10)$$

Cependant, ces structures sont de dimensions finies et les cônes sont tronqués. Dans ce cas, une partie de l'énergie est réfléchi aux extrémités des cônes, ce qui induit l'apparition des modes de propagation supérieurs. C'est pourquoi une composante réactive est rajoutée à l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui engendre une dégradation de l'adaptation. La fréquence minimale de fonctionnement est liée à la hauteur oblique de l'antenne. Cette hauteur est égale à peu près à un quart d'onde à la fréquence minimale.

L'antenne biconique finie présente une bande passante supérieure à 120% et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'axe des cônes. La polarisation est linéaire et le gain maximum est typiquement de 4dBi.

En remplaçant l'un des cônes par un plan de masse infini, nous obtenons l'antenne discône, dont la géométrie est présentée sur la figure 2-8-(b).

En pratique, le plan de masse est de forme circulaire. Ce dernier affecte directement les performances de l'antenne en termes de bande passante et de rayonnement, ce qui nécessite une procédure d'optimisation de ses dimensions. L'autre paramètre qui influe sur la largeur de la bande passante est la distance entre le plan de masse et le cône. L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme centrale est connectée directement au sommet du cône et dont la masse est reliée au plan de masse circulaire. Sa bande passante est limitée directement par la

hauteur oblique du cône et la troncature du sommet qui réduit la bande passante aux fréquences hautes.

Une bonne optimisation des dimensions du plan de masse ainsi que de la distance par rapport au cône nous permet d'obtenir des bandes passantes supérieures à 150% .

Elle a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan du disque, et son gain est légèrement plus élevé que celui d'une antenne biconique finie du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini.

L'antenne papillon, dont une représentation schématique est donnée sur la figure 2-8-(c), constitue une version planaire de l'antenne biconique. C'est une structure symétrique imprimée sur un substrat. Elle présente une bande passante plus faible que l'antenne biconique, à cause de la troncature de l'antenne. Il a été montré dans [31] que l'antenne papillon présente une impédance d'entrée qui varie plus avec la fréquence que celle d'une antenne biconique de mêmes dimensions. Ceci induit une détérioration de la qualité de l'adaptation ainsi que la réduction de la bande passante par rapport à l'antenne biconique. L'angle d'élargissement α a un impact sur la fréquence basse de fonctionnement. Cette dernière décroît avec l'augmentation de cet angle. Sa bande passante peut atteindre des valeurs supérieures à 100% . Son rayonnement est omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire au plan de l'antenne. Elle a un gain maximum de 3dBi et une polarisation linéaire. Dans [54] , une version à double polarisation linéaire de cette antenne à été présentée. Cette dernière, couvre la bande de fréquences allant de 5,4 GHz à 12 GHz .

2. Les antennes monopôles

Dans cette partie, nous nous intéressons aux antennes monopôles sur plans de masse et leurs équivalents imprimés. La figure 2-9 illustre différentes formes de monopôles sur plans de masse. Les monopôles de formes circulaires et triangulaires présentent les meilleures performances en termes de bandes passantes. Nous nous focalisons seulement sur les structures perpendiculaires au plan de masse. En effet, il a été montré [55] que l'inclinaison de ces structures réduit considérablement la bande passante.

La fréquence minimale de fonctionnement est fixée par la hauteur du monopôle « h » et elle est égale à un quart de la longueur d'onde. L'espacement « h » entre le plan de masse et le monopôle constitue un paramètre important à optimiser puisqu'il agit sur la largeur de la bande passante.

Le rayonnement de ces antennes est quasi omnidirectionnel en azimut sur la quasi-totalité de la bande passante. Cependant, des variations importantes peuvent être observées au niveau du

diagramme de rayonnement dans le plan d'élévation de l'antenne en montant en fréquence, avec l'apparition d'un minimum de rayonnement dans la direction perpendiculaire au plan de masse.

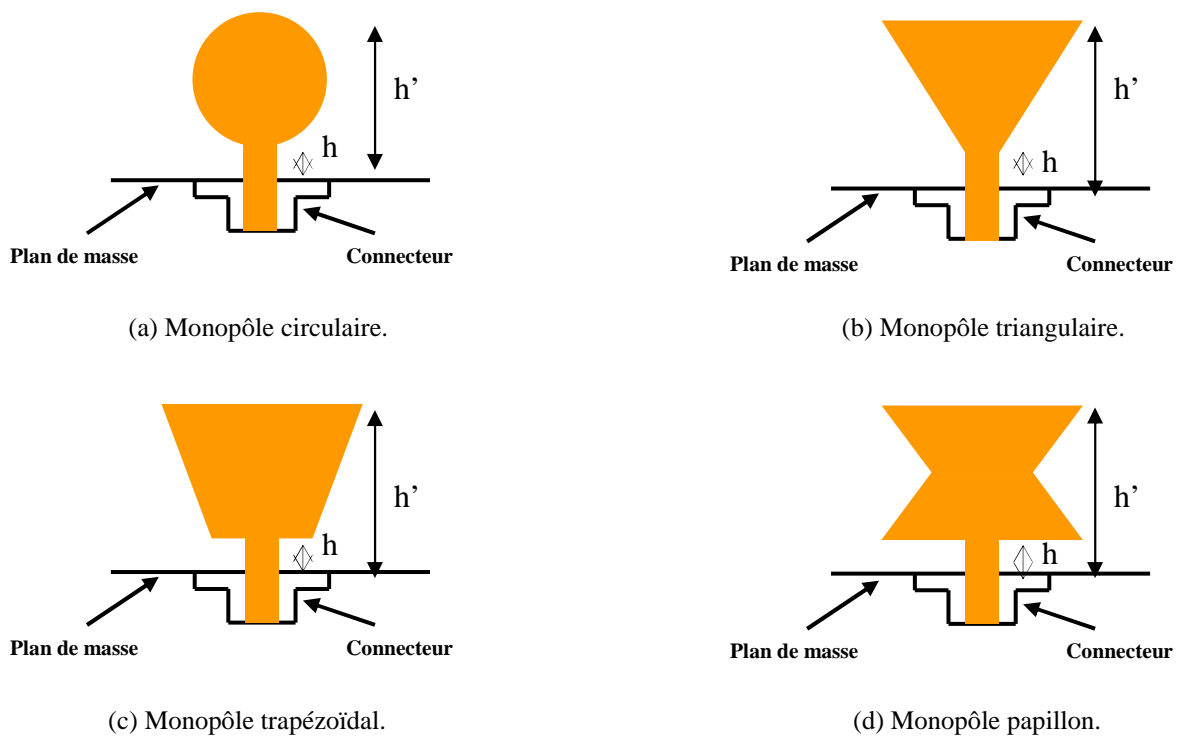


Figure 2-9 : Antennes monopôles sur plan de masse.

Les dimensions du plan de masse doivent être supérieures ou égales à la longueur d'onde à la fréquence minimale de fonctionnement. De telles dimensions permettent d'obtenir de bonnes performances en termes de bande passante et de rayonnement. Néanmoins, dans le cas d'un monopôle de forme circulaire, Powell et Chandrakasan [56] ont montré la possibilité d'obtenir de bonnes performances avec un plan de masse de dimensions inférieures à une demi-longueur d'onde à la fréquence minimale de fonctionnement.

Nous remarquons que ces structures d'antennes occupent des volumes importants, même dans le cas où l'élément rayonnant est petit, vu l'espace occupé par le plan de masse. Dans le cas de structures imprimées l'antenne est compacte, légère, faible coût et facile à fabriquer. Elles présentent une facilité d'intégration et permettent de placer l'antenne sur le même support que son circuit d'alimentation. La figure 2-10. illustre quelques exemples d'antennes monopôles imprimées.

Grâce à la permittivité diélectrique (supérieure à celle de l'air) du substrat, les monopôles imprimés profitent d'une miniaturisation par rapport à leurs équivalents sur plan de masse perpendiculaires. Le passage d'un monopôle à son équivalent imprimé demande toutefois une procédure d'optimisation.

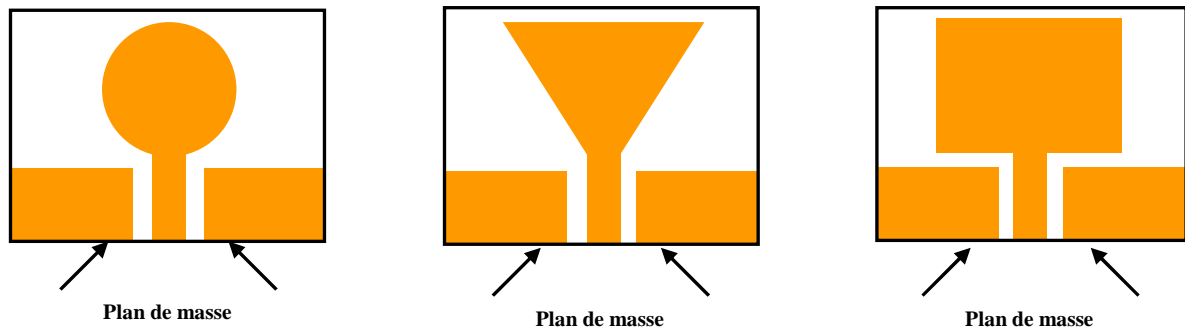


Figure 2-10 : Exemples d'antennes monopôles planaires alimentées en coplanaires.

Les principales formes de monopôles imprimées que nous trouvons dans la littérature sont les éléments triangulaires, circulaires, carrés, rectangulaires, etc. Les monopôles imprimées présentent quasiment les mêmes performances que leurs équivalents sur plan de masse en termes de bande passante. Cependant, ils présentent des diagrammes de rayonnement moins symétriques [32].

3. Les antennes cornets

Les cornets constituent une première catégorie d'antennes ultra large bande directives. Ces antennes sont couramment utilisées pour des mesures de diagramme de rayonnement ou encore dans le cadre d'applications GPR (*Ground penetrating Radar*). Ces antennes sont constituées de guides d'onde rectangulaires ou circulaires (intrinsèquement large bande) et d'une transition (adaptateur d'impédance). La figure 2-11 montre un exemple d'une antenne cornet.

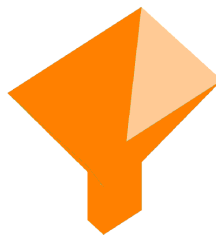


Figure 2-11 : Antenne cornet.

La bande passante est relativement large allant de 50% à 180% . Ce type d'antenne peut avoir un gain important, qui augmente avec la fréquence sur plusieurs octaves. Les cornets ont un centre de phase qui ne varie pas avec la fréquence [57]. Elles sont à fort encombrement et leur coût de fabrication est relativement élevé.

IV. Récapitulatif des caractéristiques des antennes

Plusieurs antennes ultra larges bandes ont été présentées dans cette première partie. Afin de choisir l'antenne la mieux appropriée pour répondre au besoin du système envisagée pour cette thèse, nous regroupons dans le tableau 2-1 les principales performances des antennes présentées précédemment.

	Bande passante	Impédance d'entrée	Géométrie	Diagramme de rayonnement	Polarisation	Variation du centre de phase
Spirale logarithmique	>150%	75 à 100 Ω	2D	Bi-directionnel	Circulaire	Non
Spirale d'Archimède	>150%	120 à 200 Ω	2D	Bi-directionnel	Circulaire	Non
Spirale conique	>180%	Variable	3D	Uni-directionnel	Circulaire	Oui
Log-périodique trapézoïdale	150%	50 à 150 Ω	2D	Bi-directionnel	Linéaire	Non
Log-périodique circulaire	>150%	50 à 188 Ω	2D	Bi-directionnel	Linéaire	Non
Dipôle log-périodique	>130%	50 à 150 Ω	2D/3D	Uni-directionnel	Linéaire	Oui
Sinueuse	>150%	100 Ω	2D	Bi-directionnel	Linéaire	Non
TSA	125%, à 175%	50 Ω	2D	Uni-directionnel	Linéaire	Oui
Biconique	120 à 150%	> 100 Ω	3D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Discône	150%	>80 Ω	3D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Papillon	>100%	>100 Ω	2D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle circulaire	160%	50 Ω	2D/3D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle triangulaire	120%	50 Ω	2D/3D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle trapézoïdal	80%	50 Ω	2D/3D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle papillon	75%	50 Ω	2D/3D	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Cornet	50 à 180%	50 Ω	3D	Uni-directionnel	Linéaire	Non

Tableau 2-1 : Récapitulatif des caractéristiques des antennes.

Nous nous basons sur ces critères afin de justifier le choix de l'antenne répondant aux exigences du cahier des charges et qui sera retenue pour la suite du travail. Le critère le plus important sur lequel nous nous basons pour le choix de l'élément rayonnant est la variation du centre de phase en fonction de la fréquence ainsi que la manière dont il varie au sein de la structure.

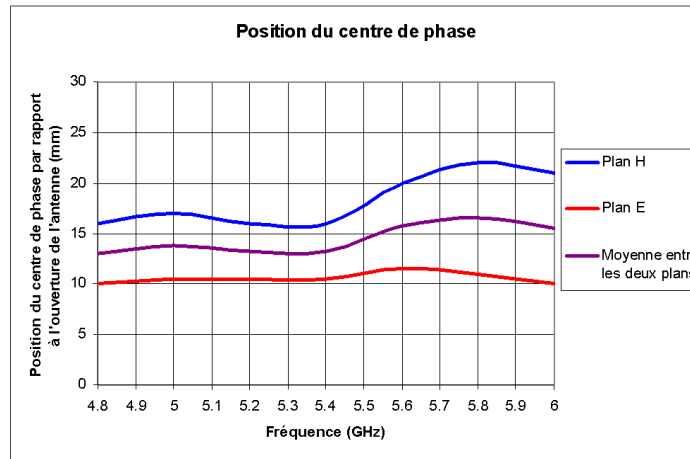
Pour les antennes spirales, seule l'antenne spirale conique a un centre de phase qui varie en fonction de la fréquence. Elles présentent toutes des polarisations circulaires alors que dans notre application nous avons besoin d'une antenne de polarisation linéaire. En plus l'antenne spirale conique est une structure 3D qui occupe un volume important. Les antennes biconiques, discône, papillon, et monopôles, bien qu'elles couvrent des bandes passantes importantes et elles rayonnent des polarisations linéaires ont toutes un centre de phase invariant en fonction de la fréquence. Les antennes log-périodiques circulaires et trapézoïdale ainsi que l'antenne sinueuse sont des antennes appropriées à la technologie imprimée qui couvrent de larges bande passantes et rayonnent selon des polarisations linéaires, mais elles ont toutes un centre de phase invariant en fonction de la fréquence.

Les antennes cornets ont un centre de phase qui ne varie pas avec la fréquence et elles ont un coût relativement élevé et une grande taille par rapport à la longueur d'onde et elles ne sont pas appropriées à la technologie imprimée.

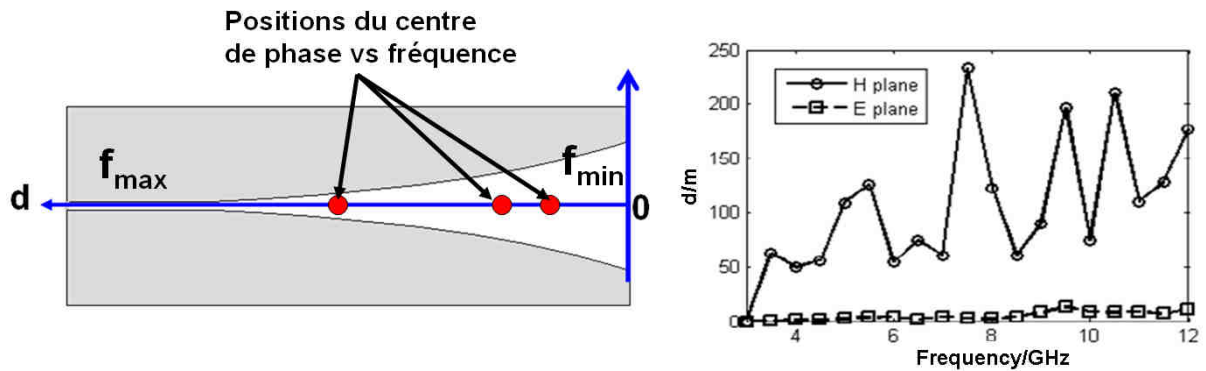
Nous pouvons conclure que les antennes citées précédemment ne répondent pas toutes au cahier des charges (déterminée dans le premier chapitre) de l'antenne envisagée.

Le reste des antennes (antenne Vivaldi et antenne dipôle log-périodique) répondent toutes aux critères les plus importants fixés dans le cahier des charges (variation du centre de phase en fonction de la fréquence, géométrie et polarisation). Cependant, les antennes TSA ont un centre de phase qui varie très peu en fonction de la fréquence [58][59] dans le plan E, et instable dans le plan H [59]. La figure 2-12, montre la variation du centre de phase en fonction de la fréquence pour les antennes Vivaldi présentées par [58] (bande relative de 22%) et [59] (bande relative de 120%) dans les deux plans E et H.

Les études effectuées par ces deux derniers montrent que la variation du centre de phase est très instable dans le plan H et elle est presque invariante dans le plan E. Par conséquent, la moyenne des positions sur les deux plans sur une très large bande passante sera aussi instable. Les antennes Vivaldi ne répondent au cahier des charges de l'antenne envisagée en termes de la variation de la position du centre de phase en fonction de la fréquence.



(a) centre de phase de l'antenne Vivaldi présentée par J. Thévenard [58]



(b) centre de phase de l'antenne Vivaldi présenté par Q. Wu [59]

Figure 2-12 : Position du centre de phase en fonction de la fréquence de l'antenne Vivaldi

L'antenne dipôle log-périodique est appropriée à la technologie imprimée (figure 2-4), couvre des bandes passantes importantes, sa polarisation est linéaire et la variation de son centre de phase est monotone avec la fréquence [60]. Les caractéristiques citées précédemment montrent que l'antenne type de dipôle log-périodique répond le plus aux exigences fixées dans le premier chapitre.

B/ Etude de différentes géométries de réseaux d'antennes

Nous consacrons cette partie à l'étude théorique des géométries de base des réseaux d'antennes. Cette étude constitue une base théorique pour la compréhension des concepts de réseaux d'antennes que nous allons présenter dans ce chapitre ainsi que pour l'analyse des résultats obtenus dans le quatrième chapitre.

I. Définition et principes des réseaux d'antennes

1. Définition

Une antenne réseau est un ensemble d'antennes distribuées dans un espace d'une façon uniforme ou non, et reliées au niveau d'un récepteur. Les antennes sont identiques et possédant la même orientation, et elles doivent pouvoir être obtenues par translation dans l'espace d'un élément quelconque.

2. Définition du facteur de réseau

Dans la plupart des réseaux, les sources élémentaires sont identiques, et en négligeant l'effet de couplage entre les antennes, nous pouvons considérer que leur diagramme de rayonnement est le même. Nous considérons un réseau de N antennes identiques et ayant la même orientation spatiale. La configuration du réseau est illustrée sur la figure 2-13.

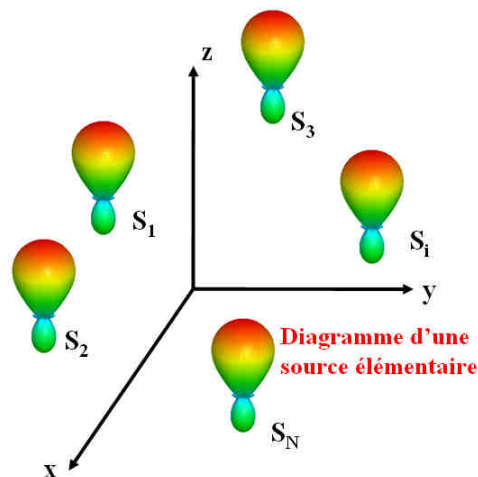


Figure 2-13: Configuration d'un réseau d'antennes.

La loi fondamentale des réseaux est la suivante : « **Le diagramme de rayonnement d'un réseau est le produit du diagramme de rayonnement d'un élément isolé par le facteur du réseau** ». Ce principe est nommé le principe de multiplication de diagrammes.

Le facteur du réseau AF (*Array Factor*) représente le diagramme de rayonnement total du réseau, dans le cas où tous les éléments du réseau sont des sources isotropes. Il traduit l'effet de la position relative et de l'excitation des éléments. Il n'est pas influencé par la nature des antennes et chaque élément peut être assimilé à une source ponctuelle isotrope définie par une amplitude/phase, en ce qui concerne le calcul du facteur du réseau. C'est une quantité scalaire

complexe, qui ne comporte aucune information sur la polarisation des champs rayonnés, mais agit sur leur amplitude et sur leur phase.

II. Réseau linéaire uniforme

➤ Principe et propriétés

Considérons un réseau d'antennes linéaire uniforme (RLU) et dont le déphasage entre les éléments est constant (figure 2-14).

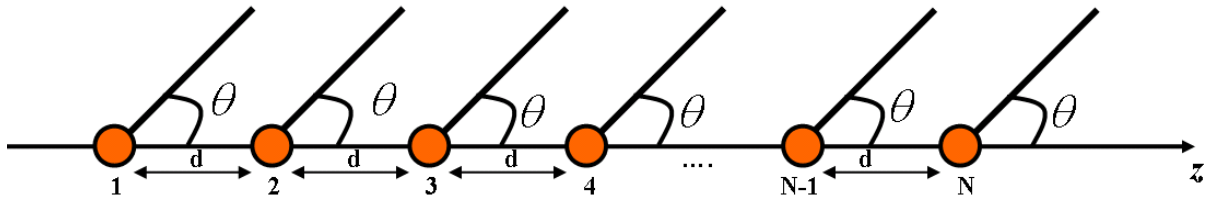


Figure 2-14: Configuration d'un réseau linéaire uniforme.

Le diagramme de rayonnement total du réseau peut s'écrire sous la forme suivante [31]:

$$E_{total}(\theta, \varphi) = E_{ant}(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N e^{jnk d \cos \theta + \alpha} \quad (11)$$

Avec:

$k = 2\pi / \lambda$: est le nombre d'onde.

λ : est la longueur d'onde.

α : est le déphasage entre deux éléments rayonnants successifs.

d : est la distance entre les antennes

$E_{ant}(\theta, \varphi)$: est la caractéristique de rayonnement de l'antenne seule.

Nous considérons que toutes les antennes sont identiques.

Dans le cas d'antennes isotropes, nous avons $E_{ant}(\theta, \varphi) = 1$ et ainsi $E_{total}(\theta, \varphi)$ peut s'écrire comme suit :

$$E_{total}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N e^{jnk d \cos \theta + \alpha} = AF(\theta, \varphi) \quad (12)$$

Le diagramme de rayonnement total du réseau est égal dans ce cas au facteur de réseau $AF(\theta, \varphi)$. Dans le cas du réseau linéaire représenté sur la figure 2-14, $AF(\theta, \varphi)$ dépend de l'angle θ . Si nous posons $\psi = kd \cos \theta + \alpha$, le facteur de réseau peut se mettre sous la forme suivante :

$$AF(\psi) = \sum_{n=1}^N e^{jn\psi} = \frac{\sin(N\psi / 2)}{N \sin(\psi / 2)} e^{j(N-1)\psi / 2} \quad (13)$$

La variable ψ joue un rôle très important dans la théorie des réseaux. Elle inclut l'effet de la longueur d'onde λ , la distance entre les éléments (d), l'angle de pointage (θ), et le déphasage entre excitations successives (α).

Les caractéristiques de bases du facteur de réseau d'un RLU sont les suivantes :

- Le facteur de réseau est 2π – périodique en ψ

$$AF(\psi + 2\pi) = AF(\psi) \quad (14)$$

- Les valeurs maximales de la fonction de réseau sont obtenues pour $\psi = \pm 2n\pi$ avec $n = 0, 1, 2, \dots$
- Les zéros de rayonnement sont obtenus pour $\psi = \pm 2n\pi / N$ avec $k = 1, 2, 3, \dots$ et $n \neq N, 2N, 3N, \dots$

Le niveau du premier lobe secondaire est égal à $2/3\pi$ soit $-13,46dB$ quand $N \rightarrow \infty$.

L'ouverture à $-3dB$ du facteur de réseau est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \theta_{-3dB} &= \pi - 2\text{Arcos}\left(0,443 \frac{\lambda}{Nd}\right) \\ &= 2\text{Arcsin}\left(0,443 \frac{\lambda}{Nd}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

Dans le cas où $Nd \gg \lambda$, et en utilisant le développement limité à l'ordre 2 de la fonction $\text{Arc cos}(\cdot)$ (ou $\text{Arc sin}(\cdot)$), l'ouverture à $-3dB$ être approximée par:

$$\theta_{-3dB} \approx 0,886 \frac{\lambda}{Nd} \quad (16)$$

L'ouverture à $-3dB$ du facteur de réseau dépend du nombre d'antennes et de la distance électrique inter-éléments. L'augmentation du nombre de capteurs pour une distance inter-capteurs donnée, ainsi que l'augmentation de la distance électrique inter-capteurs pour un nombre de capteurs donné engendrent la diminution de l'angle d'ouverture à $-3dB$. Cet angle d'ouverture s'élargit en $1/\sin \theta_0$ avec θ_0 est l'angle de dépointage.

➤ Région visible et lobes de réseau

Nous rappelons que la fonction de réseau est une fonction périodique de la variable ψ avec une période 2π . En effet, l'ensemble des directions physiques possibles de $\theta \in [-\pi, \pi]$, correspond à des valeurs de ψ qui constitue la région de visibilité de ψ .

$$-kd < \psi < kd \quad (\text{région visible}).$$

Cette région est appelé aussi la zone sans ambiguïté. Si $kd < \pi$, la plage de valeurs visibles de ψ ne remplit pas une période 2π . Nous pouvons envisager des valeurs de ψ à l'extérieur

de la région visible qui correspondent à des valeurs imaginaires de l'angle géométrique θ et nous parlons dans ce cas de région invisible.

Lorsque le produit $kd > \pi$, le motif du facteur de réseau se répète dans le domaine visible parce que le facteur de réseau, comme nous l'avons signalé précédemment, est une fonction 2π -périodique. Ainsi, nous comprenons que sous certaines conditions, le lobe principal peut être répété dans le domaine visible. Ce lobe est appelé lobe de réseau (*grating lobe*). Les lobes de réseaux sont généralement indésirables parce qu'ils entraînent une perte de gain dans le lobe principal et qu'ils sont une cause d'ambiguïtés. C'est-à-dire nous ne pouvons pas savoir par quel lobe le signal est entré.

Un réseau émet un rayonnement maximal pour $\psi = 0$, c'est-à-dire dans la direction θ_{\max} solution de :

$$kd \cos \theta_{\max} + \alpha = 0 \quad (17)$$

Ainsi, nous pouvons montrer la possibilité de pointer le lobe principal vers n'importe quelle direction en introduisant un déphasage entre éléments $\alpha = -kd \cos \theta_{\max}$.

Ceci constitue le principe des réseaux à pointage électronique permettant d'orienter le faisceau principal sans avoir besoin de tourner l'antenne mécaniquement.

Cependant, le pointage électronique déforme généralement le diagramme de rayonnement, et le niveau des lobes secondaires peut monter fortement quand nous pointons dans certaines directions.

Un réseau dont les éléments sont alimentés avec la même amplitude et la même phase ($\alpha = 0$), rayonne perpendiculairement à son axe (connu dans la littérature sous le nom de rayonnement *broadside*) et ceci pour n'importe quelle valeur de kd .

Si nous voulons un rayonnement maximum dans l'axe du réseau (rayonnement transversal), il faut introduire un déphasage $\alpha = \pm kd$.

Afin d'orienter le faisceau principal vers une direction donnée $0 < \theta_0 < \pi$, il faut remplir la condition suivante¹⁰:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\cos \theta_0|} \quad (18)$$

¹⁰ Cette condition est donnée dans le cas d'un réseau linéaire dont les éléments sont alignés suivant l'axe des z . Dans le cas où les éléments sont alignés suivant l'axe des x ou l'axe des y , cette condition devient :

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|} \quad \text{pour } -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$$

Cette condition, permet de vérifier qu'un espacement inter-capteurs $d \leq \lambda/2$ permet de balayer l'espace entier $0 < \psi < \pi$ sans ambiguïté. Un espacement inter-capteurs égale à $\lambda/2$ est équivalent à la fréquence de *Nyquist* dans la théorie de l'échantillonnage.

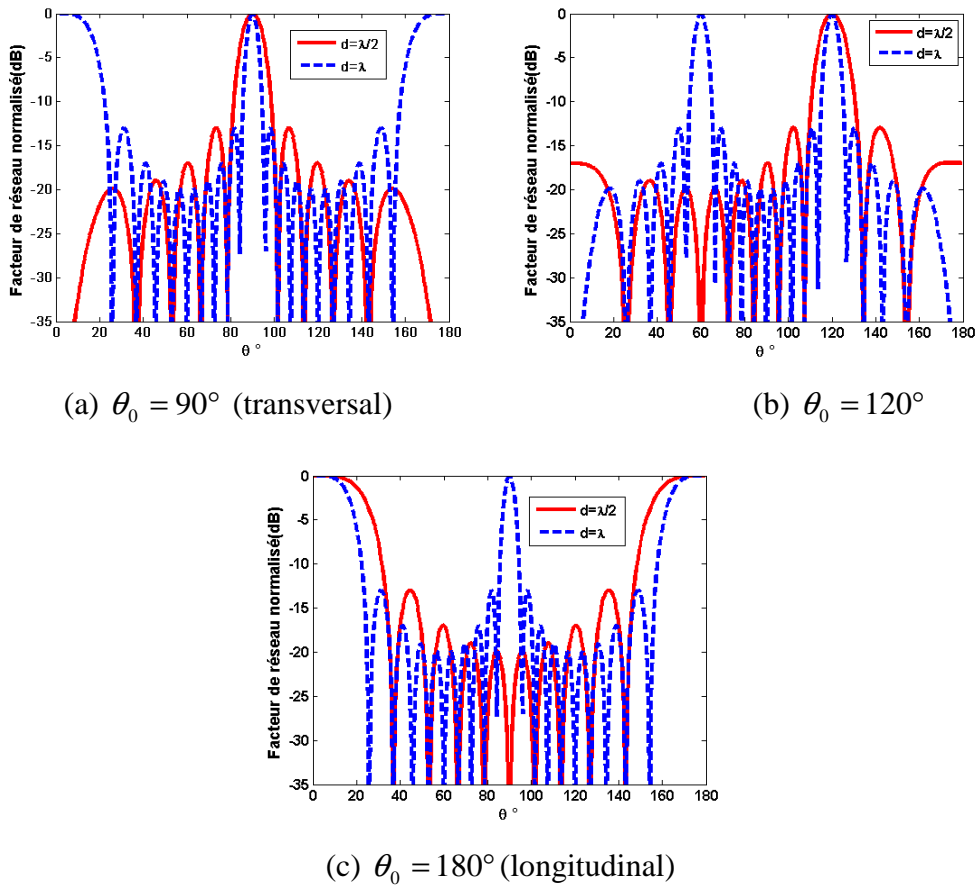


Figure 2-15 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes isotropes pour différentes distances inter-élément et différents angles de dépointage.

Cette figure montre que l'apparition des lobes de réseaux est fonction de la distance inter-élément et l'angle de dépointage. Pour un rayonnement transversal ($\theta_0 = 90^\circ$ qui est la direction principal de rayonnement du réseau d'antennes) il faut avoir une distance $d < \lambda$ pour éviter l'apparition des lobes de réseau. Tandis que pour un rayonnement longitudinal ($\theta_0 = 180^\circ$) une distance $d \leq \lambda/2$ est requise.

Une distance inter-capteurs $d > \lambda/2$, réduit la plage de balayage du réseau. Sur figure 2-15-(b) nous remarquons que pour une distance $d = \lambda/2$ l'ouverture du lobe principal s'élargit en fonction de l'angle de dépointage θ_0 .

En effet, l'ouverture à $-3dB$ du lobe principal pour un angle de dépointage θ_0 est donnée par la relation suivante :

$$\theta_{-3dB} \approx 0,886 \frac{\lambda}{Nd \sin \theta_0} \quad (19)$$

La variation de l'angle de balayage maximal ($\theta_0 = \arccos(\lambda_0/d - 1)$) en fonction du rapport d/λ , pour un RLU de capteurs isotropes, est donnée sur la figure 2-16.

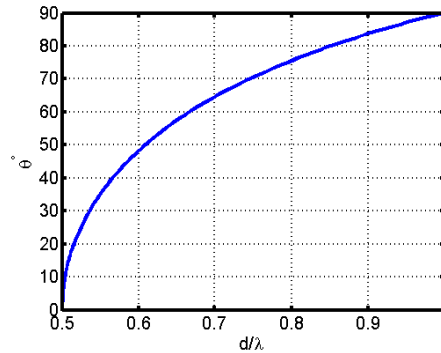


Figure 2-16: Variation l'angle de balayage maximal en fonction du rapport d/λ .

Rappelons que le diagramme total du réseau est le produit du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement d'un élément isolé et par conséquent l'utilisation d'éléments directionnels peut servir à éliminer les lobes de réseau.

III. Réseau uniforme planaire

1. Facteur de réseau

Le réseau planaire ajoute une dimension qui permet un balayage sur deux angles : azimut et élévation. Considérons un réseau constitué de $M \times N$ éléments placés comme un réseau linéaire uniforme dans l'axe (Ox) et dont les éléments sont des antennes-réseaux linéaires uniformes de M éléments alignés sur l'axe (Oy), ou vice-versa. La configuration du réseau planaire est donnée sur la figure 2-18.

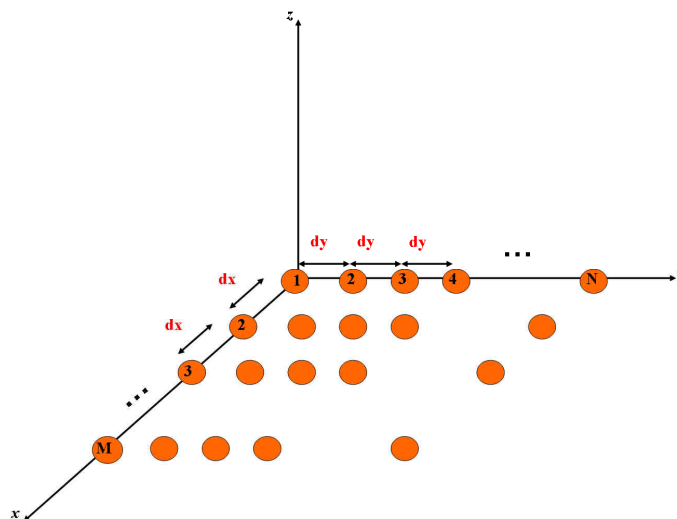


Figure 2-17: Configuration d'un réseau planaire.

Le facteur de réseau de M éléments placés suivant l'axe des x est donné par la relation suivante :

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \quad (20)$$

Avec I_{m1} désigne le coefficient d'excitation de l'élément m .

d_x et β_x désignent successivement la distance inter-capteur et le déphasage entre les éléments rayonnants suivant l'axe des x .

Si nous nous plaçons dans le cas d'un réseau d'antennes planaire de $M \times N$ capteurs et dont la distance inter-capteurs suivant l'axe des y est donnée par d_y et une phase progressive β_y .

Ainsi le facteur de réseau du réseau planaire peut s'écrire comme suit :

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)} = S_{xm} S_{yn} \quad (21)$$

Avec $S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x}$ et $S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)}$

Les deux équations précédentes S_{xm} et S_{ym} indiquent que le facteur de réseau total est le produit des deux facteurs de réseaux des deux réseaux linéaires suivant les axes x et y .

Si les amplitudes des coefficients d'excitations des éléments suivant l'axe des x sont proportionnels à ceux suivant l'axe des y , l'amplitude de l'élément (m,n) peut s'écrire comme suit :

$$I_{mn} = I_{m1} I_{1n}.$$

Si l'amplitude de l'excitation du réseau total est uniforme c.-à-d $I_{mn} = I_0$, le facteur de réseau peut s'exprimer par :

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)} \quad (22)$$

Ainsi nous pouvons montrer que le facteur de réseau normalisé peut se mettre sous la forme suivante :

$$AF(\theta, \varphi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin(\psi_x)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin(\psi_y)} \right\} \quad (23)$$

Avec :

$$\psi_x = kd_x \sin(\theta) \cos(\varphi) + \beta_x$$

$$\psi_y = kd_y \sin(\theta) \sin(\varphi) + \beta_y$$

$$\beta_x = -kd_x \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0)$$

$$\beta_y = -kd_y \sin(\theta_0) \sin(\varphi_0)$$

$k = 2\pi / \lambda$: est le nombre d'onde.

2. Les lobes de réseaux d'un réseau planaire

Quand l'espacement entre les capteurs est supérieur ou égal à $\lambda/2$, plusieurs maxima de la même grandeur peuvent être formés. Le maximum principal est nommé lobe principal et le reste sont les lobes de réseaux.

Pour éviter l'apparition des lobes de réseaux, il faut avoir des distances inter-capteurs $d_x < \lambda/2$ et $d_y < \lambda/2$. Pour un réseau rectangulaire, le lobe principal et les lobes de réseaux de S_{xm} et S_{yn} sont localisés à [31]:

$$kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x = \pm 2m\pi, \quad m = 0, 1, 2, \dots$$

$$kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y = \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Si nous voulons diriger le lobe principal vers une direction $\theta = \theta_0$ et $\varphi = \varphi_0$, les déphasages entre les éléments suivant les axes des x et y doivent être égaux à :

$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0$$

Nous pouvons déduire que :

$$\tan \varphi_0 = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y}$$

$$\sin^2 \theta_0 = \left(\frac{\beta_x}{kd_x} \right)^2 + \left(\frac{\beta_y}{kd_y} \right)^2$$

Ainsi le lobe principal, et les lobes de réseaux peuvent être identifiés par les équations suivantes :

$$kd_x (\sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0) = \pm 2m\pi, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (24)$$

$$kd_y (\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0) = \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (25)$$

Ainsi nous montrons que les lobes de réseaux peuvent être localisés comme suit :

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\sin \theta_0 \sin \varphi_0 \pm n\lambda / d_y}{\sin \theta_0 \cos \varphi_0 \pm m\lambda / d_x} \right) \quad (26)$$

Et

$$\theta = \arcsin \left(\frac{\sin \theta_0 \cos \varphi_0 \pm m\lambda / d_x}{\cos \varphi} \right) = \arcsin \left(\frac{\sin \theta_0 \sin \varphi_0 \pm n\lambda / d_y}{\sin \varphi} \right) \quad (27)$$

IV. Réseaux uniformes circulaires

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude du réseau circulaire permettant de comprendre quelques aspects basiques des réseaux conformés, tels que les réseaux cylindriques et d'autres réseaux ayant une symétrie de révolution.

Les réseaux circulaires sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle. Nous considérons uniquement le cas d'un réseau régulier, c'est-à-dire un réseau dont le pas est constant. La figure 2-18 illustre la géométrie d'un réseau d'antenne circulaire uniforme de N capteurs isotropes et de rayon « a ».

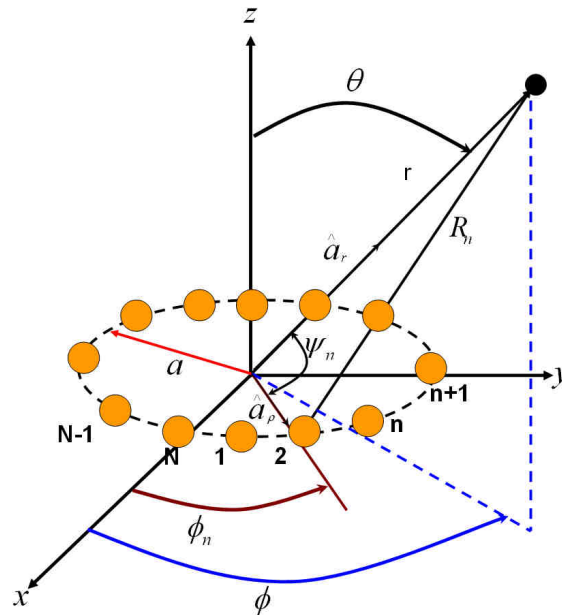


Figure 2-18: Configuration d'un réseau circulaire.

Le champ normalisé du réseau peut s'écrire sous la forme suivante :

$$E_n(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n}$$

Avec R_n est la distance entre le $n^{\text{ème}}$ élément et le point d'observation. Elle est donnée par,

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2ar \cos \psi_n)^{1/2}$$

Pour $r \gg a$, nous obtenons l'approximation suivante:

$$R_n \cong r - a \cos \psi_n = r - a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)$$

En supposant que $R_n \approx r$, nous obtenons:

$$E_n(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)}}{R_n}$$

Avec a_n désigne le coefficient d'excitation du $n^{\text{ème}}$ élément, et $\varphi_n = 2\pi(n/N)$ est sa position angulaire dans le plan x - y .

$$a_n = A_n e^{j\alpha_n}$$

A_n : désigne l'amplitude du $n^{\text{ème}}$ élément et α_n est sa phase d'excitation.

De l'équation précédente nous déduisons le facteur de réseau comme suit :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \alpha_n]}$$

Nous pouvons dépointer le lobe principal dans la direction (θ_0, φ_0) en annulant le terme

$$\alpha + ka \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n) = 0$$

Ainsi le facteur de réseau peut s'écrire comme suit :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n e^{jka[\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)]} \quad (28)$$

Nous signalons que le principe de multiplication des diagrammes n'est valable que dans le cas de capteurs isotropes, contrairement aux réseaux linéaires et planaires.

Dans le cas d'un réseau circulaire de capteurs isotropes, Longstaff, I.D et al. [61], ont donné une relation permettant de calculer l'ouverture à $-3dB$ du lobe principal dans le plan horizontal en fonction du nombre de capteurs. Cette relation, est valable pour une distance inter - capteur inférieure à $\lambda/2$.

$$\varphi_{3dB} \approx \frac{2\pi}{N+1} \quad (29)$$

Un réseau circulaire permet de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de 360° . Si chaque source est munie d'un déphaseur, nous pouvons pointer dans n'importe quelle direction du plan horizontal avec un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques, contrairement à un

réseau d'antenne linéaire ou planaire où les caractéristiques du faisceau varient avec l'angle de dépointage.

Avec le même nombre d'éléments et la même distance inter-capteur, le réseau circulaire produit des lobes d'une largeur plus grande que le réseau linéaire.

Le niveau des lobes secondaires¹¹ d'un réseau circulaire pour n'importe quel type d'éléments (isotrope, omnidirectionnel ou directif), est de l'ordre de -8dB , contrairement à un réseau linéaire qui a un niveau de lobe secondaire de $-13,5\text{dB}$.

L'étude théorique des géométries de réseaux d'antennes de bases présentés dans cette partie serviront comme base théorique pour la compréhension des concepts de réseaux d'antennes ULB que nous allons présenter dans la partie suivante.

C/ Etat de l'art des réseaux d'antennes ULB

Dans cette partie, nous présentons différents concepts de réseaux d'antennes ultra large bande. En effet, plusieurs réseaux d'antennes ultra larges bandes ont été présentés dans la littérature et selon différentes configurations. Les réseaux proposés sont destinés à plusieurs applications, telles les applications radars [62][63], la radio communication mobile [64] et l'imagerie microondes[65] Selon la mise en réseau et les performances demandées, plusieurs types d'antennes ont été utilisées telles que les antennes Vivaldi, les antennes spirales, log-périodiques et monopôles. Nous trouvons plusieurs réseaux d'antennes avec de très bonnes performances en termes d'agilité de dépointage, adaptation, isolation inter-antennes, etc. Dans cette partie nous ne donnons pas une présentation exhaustive des réseaux très larges bandes existants, mais plutôt nous allons présenter des concepts de réseaux d'antennes ainsi que des configurations que nous jugeons pertinentes en termes de largeur de bande et performances en rayonnement (dépointage).

I. Les réseaux d'antennes indépendants de la fréquence

A notre connaissance, la première personne qui a eu l'idée de proposer un réseau d'antennes ULB indépendant de la fréquence est RE. Flanagan en 1966 [66]. L'objectif de ce brevet est de proposer un réseau d'antennes ULB, dont la distance électrique entre les positions des centres de phase est constante en fonction de la fréquence. Le réseau proposé consiste en deux antennes indépendantes de la fréquence de type zig-zag [67], et dont la position du centre de phase, varie avec la fréquence (figure 2-19).

¹¹ Le niveau du lobe secondaire est donné dans le cas normal sans utilisation d'algorithmes pour le réduire. Le niveau des lobes secondaires ne peut être abaissé arbitrairement avec les réseaux circulaires contrairement aux réseaux linéaires ou planaires.

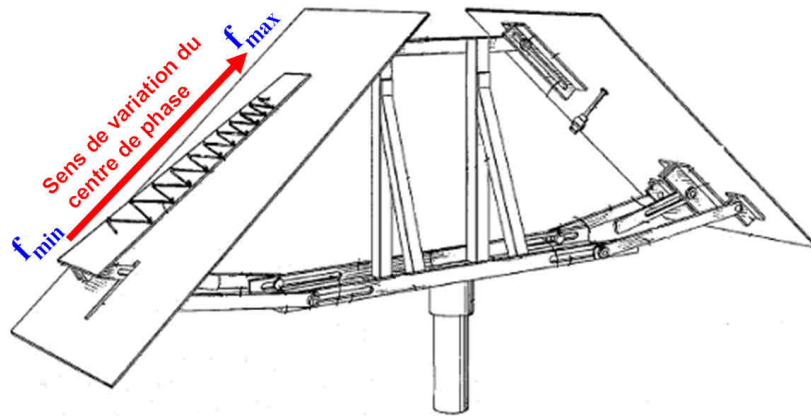


Figure 2-19 : Configuration du réseau d'antennes proposé par Flanagan.

Afin d'avoir une distance électrique constante entre les centres de phase (distance électrique inférieure à $0,5\lambda$ quelque soit la fréquence), l'auteur propose d'incliner les deux antennes. L'angle d'inclinaison est déterminé en fonction de la distance électrique entre les centres de phase, associé aux fréquences de fonctionnement maximale et minimale. Les deux antennes doivent être inclinées du même angle.

Le réseau est dédié à la détection des angles d'arrivée sur une très large bande de fréquences. L'invariance de la distance électrique entre les centres de phase (distance électrique inférieure à $0,5\lambda$ quelque soit la fréquence), permet de pallier le problème de l'apparition des lobes de réseau et ainsi de pouvoir balayer le faisceau sur un large champ de vision et ceci sur une très large bande passante.

Le réseau de deux antennes zig-zag ainsi proposé n'est qu'un exemple pour introduire le concept de réseau d'antennes indépendant de la fréquence. En effet, le concept proposé peut être généralisé à un nombre d'antennes supérieur à deux et utiliser des éléments rayonnants autres que les antennes de type zig-zag. Dans ce brevet, RE. Flanagan s'est limité à la présentation du concept sans présenter ou parler des performances associées du réseau (adaptation, isolation inter-antennes, performance en balayage, etc.).

Dans [68], Rudish et McVeigh ont proposé un réseau circulaire d'antennes indépendant de la fréquence dont la configuration est illustrée sur la figure 2-20.

L'objectif de ce brevet est de proposer un réseau d'antennes fonctionnant sur une très large bande passante avec des effets de couplages inter-capteurs minimisés et dont les performances en rayonnement sont indépendantes de la fréquence. Un autre objectif est de proposer une matrice de Butler afin d'assurer le balayage de faisceau du réseau d'antennes proposé.

Ce réseau consiste en un arrangement de plusieurs réseaux circulaires d'antennes sous forme d'un cône. Les réseaux circulaires sont parallèles les uns aux autres. La fréquence de fonctionnement des réseaux circulaires augmente en partant de la base vers le sommet (les réseaux circulaires utilisés sont à bandes étroites).

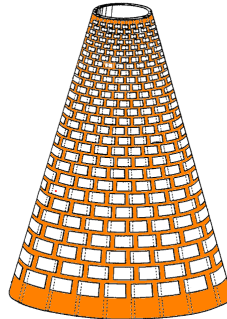


Figure 2-20 : Configuration du réseau d'antenne circulaire indépendant de la fréquence.

Le réseau fonctionnant à la fréquence basse est celui situé à la base du cône, tant que celui fonctionnant à la fréquence la plus haute est situé au sommet du cône. La distance entre les centres de phases de deux antennes adjacentes appartenant à deux réseaux circulaires consécutifs et proches de la base du cône est supérieure à la distance entre les deux centres de phases de deux éléments rayonnants adjacents et appartenant à deux réseaux circulaires consécutifs et plus éloignés de la base du cône. La distance électrique entre deux éléments adjacents appartenant à un même réseau circulaire est la même pour tous les autres réseaux.

Le réseau obtenu offre la possibilité de balayer sur une très large bande passante avec des effets de couplages minimisés (parce que les antennes d'un même réseau sont suffisamment éloignées). En effet, il a l'avantage d'un réseau circulaire qui permet de rayonner dans n'importe quelle direction en azimut sans déformation du faisceau. Cependant, il présente un niveau de lobes secondaires élevé qui est l'inconvénient du réseau circulaire (parce que chaque sous réseau est de forme circulaire) qui présente des niveaux de lobes secondaires de -8dB (voir chapitre 2 page 50). Le réseau présente aussi l'inconvénient d'utiliser un nombre important d'antennes afin de couvrir toute la bande passante.

Breakall [69] a proposé une classe de réseau d'antennes visant à avoir des performances en rayonnement indépendantes de la fréquence. Une représentation schématique du réseau 3D-FIPA (*3D Frequency Independent Phased Array*) est donnée sur la figure 2-21 .

Pour ce réseau, l'auteur a fait appel aux antennes dipôles log-périodiques comme éléments rayonnants de base. Ce réseau est disposé sur un plan réflecteur. Chaque élément de base

d'une antenne donnée est maintenu à une hauteur égale à $0,25\lambda_0$ de sa fréquence de résonance.

Chaque élément rayonnant de base (dipôle) d'une antenne donnée est espacé de $0,6\lambda_0$ par rapport à l'autre dipôle ayant la même longueur électrique de l'antenne adjacente. Cette distance permet de garder une distance suffisante entre les éléments rayonnants de base des antennes (chaque élément rayonnant de base est de longueur $0,5\lambda_0$) et permet théoriquement de balayer le faisceau au maximum sur une plage de $\pm 45^\circ$ sans l'apparition de lobes de réseaux.

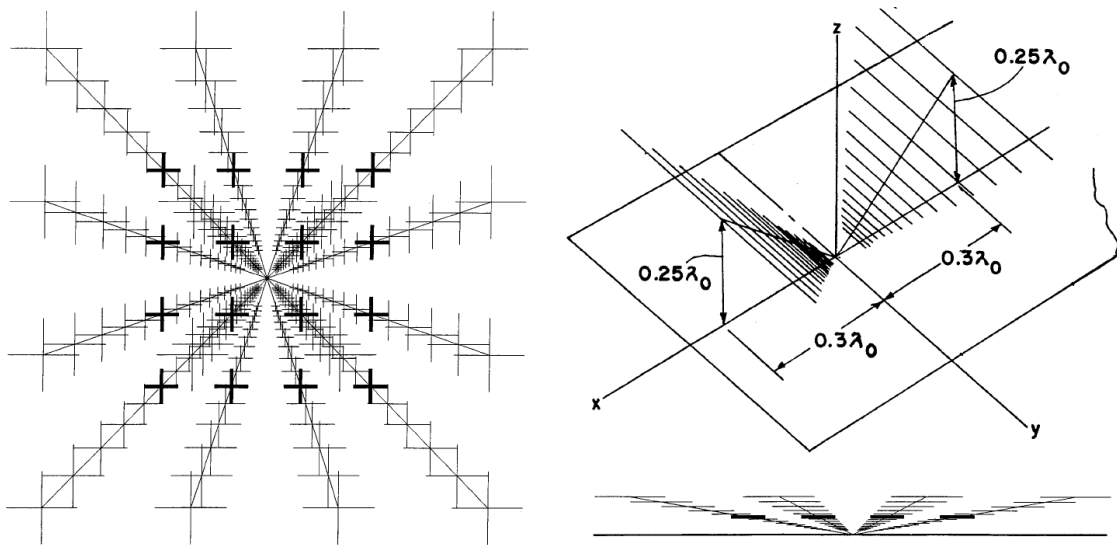


Figure 2-21: Configuration du réseau 3D-FIPA.

Le réseau d'antennes proposé évite l'apparition des lobes de réseau et permet d'avoir un gain ainsi qu'une ouverture du lobe principal avec des variations minimales sur une très large bande passante. Il permet de pointer à $\pm 40^\circ$ dans toutes les directions sur une très large bande passante.

Dans [70] Tripp et Papanicolopoulos ont étendu le concept des antennes log-périodiques aux réseaux d'antennes ultra larges bandes. Le réseau est nommé LPPA (Log-Periodic Planar Array). Il consiste en plusieurs réseaux circulaires concentriques dont chaque réseau possède M antennes (figure 2-22).

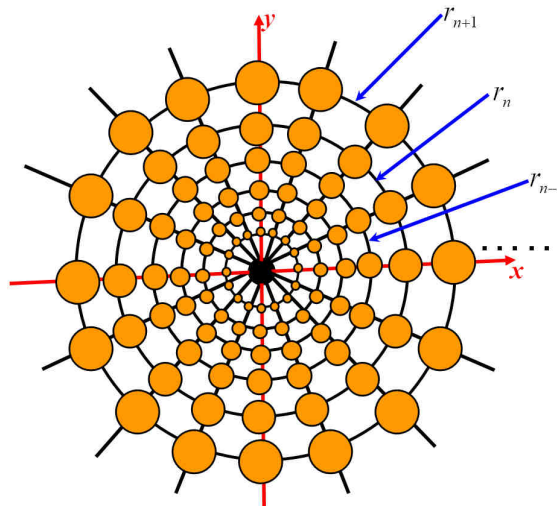


Figure 2-22: Configuration du réseau LPPA (M=16).

Le rapport entre les rayons de deux réseaux successifs est égale à $\tau = \frac{r_n}{r_{n+1}}$. Le niveau des

lobes secondaires peut atteindre des niveaux très bas sur une très large bande passante et ceci sans l'apparition de lobes de réseau. Par exemple, pour un LPPA composé de 11 réseaux circulaires concentriques dont chaque réseau est composé de 36 éléments rayonnants (antennes Vivaldi), un niveau de lobe secondaire inférieur à -24 dB est obtenu sur une bande passante supérieur à 133%. Les autres performances du réseau (isolation inter-antennes, dépointage, etc.) n'ont pas été données.

II. Réseaux d'antennes Vivaldi

Le premier réseau d'antennes Vivaldi a été proposé par Lewis et al. [46] en 1974. Ces dernières décennies, plusieurs chercheurs se sont intéressés à l'étude et la conception des réseaux d'antennes très large bande à base d'antennes Vivaldi [71][72][73][74], etc. Les réseaux d'antennes Vivaldi ont été proposés dans plusieurs domaines et applications telles les systèmes radar, la guerre électronique, la radio astronomie et les réseaux multi fonctions [75]. Dans la littérature, plusieurs réseaux très large bande à base d'antennes Vivaldi ont été proposés. Toutefois, nous nous limitons dans cette partie à la présentation des réseaux d'antennes ainsi que les concepts qui nous semblent les plus pertinents en termes de bande passante et d'agilité de dépointage.

Par exemple, dans [74] et [76], Schaubert et Chio ont proposé deux réseaux d'antennes Vivaldi à mono-polarisation et à double polarisation linéaire et couvrant une bande passante

relative supérieure à 120% (de 1 à 4,5GHz)¹². Ces deux réseaux sont capables de pointer à $\pm 45^\circ$ dans toutes les directions. Dans ces deux articles, les auteurs ont présentés les différents paramètres qui affectent les performances en adaptation et en rayonnement d'un réseau d'antennes Vivaldi. Par l'intermédiaire d'une étude paramétrique, les auteurs ont montré que les principaux paramètres à optimiser sont le diamètre du stub circulaire D_a (il a été montré que l'utilisation de petites valeurs de D_a améliore les performances du réseau total en basses fréquences surtout en cas de dépointage dans le plan H). Le rapport d'ouverture¹³ R qui affecte les performances du réseau en milieu de la bande passante. La longueur de la fente *taperisée* $L_s = (z_2 - z_1)$ permet d'élargir la bande passante en fréquence basse. Finalement, la largeur de l'élément rayonnant de base w qui agit les anomalies de rayonnement dans le plan H. l'augmentation de w permet de réduire les anomalies de rayonnement dans le plan H.

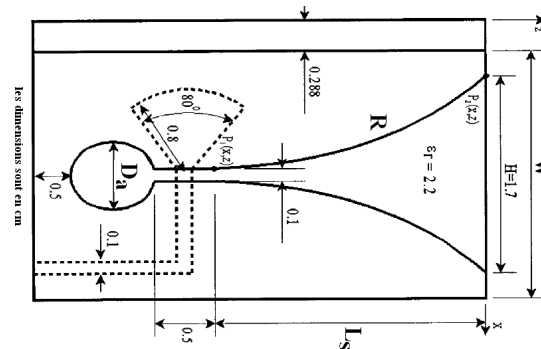


Figure 2-23 : Géométrie et paramètres de l'antenne Vivaldi.

Dans le cadre d'une coopération entre SELEX Sensors, Airbone Systems et l'université de Queen Mary London [77], un réseau planaire d'antennes Vivaldi et à double polarisation capable de pointer à $\pm 60^\circ$ dans tous les plans et couvrant une bande relative de 120% (de 4,5 à 18GHz) a été proposé (les autres performances du réseaux n'ont pas été présentés dans cet article). En effet, J. McCormick et al. [77] ont présenté dans le cadre de cette collaboration deux prototypes de réseaux d'antennes mono polarisation et à double polarisation. Le prototype du réseau de 31×31 éléments mono polarisation est illustré sur la figure 2-24.

¹² La bande passante relative est définie par : Bande passante relative (en %) = $200 \cdot \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}$

¹³ Le profil exponentiel de l'antenne est défini par le rapport d'ouverture R et les deux points $P_1(x_1, z_1)$ et

$P_2(x_2, z_2)$ comme suit : $y = c_1 e^{Rz} + c_2$ avec $c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}$ et $c_2 = \frac{y_2 e^{Rz_2} - y_1 e^{Rz_1}}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}$



Figure 2-24 : Réseau d'antennes Vivaldi de 31×31 antennes mono-polarisation [77].

Certains réseaux à base d'antennes Vivaldi qui ont été proposés dans la littérature présentent bonnes performances en termes d'agilité de dépointage, bande passante, etc. mais ils ont un nombre très important d'éléments ce qui augmente la complexité et le coût total du réseau. Afin de réduire le nombre des éléments rayonnants et par conséquent réduire la complexité et le coût total du réseau, Kindt et al. [78] ont présenté un concept permettant d'avoir de bonnes performances en termes de rayonnement et d'adaptation tout en réduisant le nombre total des antennes et ainsi le coût total du réseau. Le principe consiste en un réseau d'antennes WSA (Wavelength-Scaled Array) visant à couvrir une bande passante de 155% (4 octaves). Dans un premier temps, une étude préliminaire a été menée afin de valider le concept dans le cas d'un réseau d'antennes mono-polarisation. Le réseau WSA utilise des éléments rayonnants de type Vivaldi [79][80] ayant trois tailles différentes et couvrant trois bandes de fréquences différentes. Dans ce réseau d'antennes, les auteurs ont visé la bande de fréquence 6 – 48GHz . Afin d'illustrer l'utilité du concept, nous commençons par la présentation d'un réseau d'antennes Vivaldi plane classique de géométrie carrée, dont l'objectif est de couvrir la bande de fréquence 6 – 48GHz , et avoir un angle d'ouverture à -3dB égale à 12° .

Pour que le réseau soit opérationnel à la fréquence 48GHz , l'élément rayonnant de base doit avoir une largeur d'environ 3mm afin d'obtenir une distance inter-élément égale à $0,5\lambda_{48\text{GHz}}$ avec $\lambda_{48\text{GHz}}$ est la longueur d'onde à 48GHz (le profil d' l'antenne élémentaire est présenté sur la figure 2-27).

Dans ce cas, il faut un réseau de dimensions $4\lambda_{48\text{GHz}} \times 4\lambda_{48\text{GHz}}$ (soit de 8×8 éléments par polarisation de largeur 3mm) pour avoir une ouverture à -3dB égale à 12° à la fréquence 48GHz . Cependant, pour les fréquences plus basses, avec un tel réseau nous ne pouvons pas avoir un réseau dont l'ouverture à -3dB est égale à 12° . Par exemple, pour avoir une telle ouverture à la fréquence 12GHz , nous devons avoir un réseau de dimensions $4\lambda_{12\text{GHz}} \times 4\lambda_{12\text{GHz}}$, soit 32×32 antennes mono-polarisation de largeur 3mm .

Nous comprenons ainsi que pour avoir un réseau d'antennes à double polarisation et répondant aux exigences demandées, nous avons besoin de 1024 antennes pour chaque polarisation.

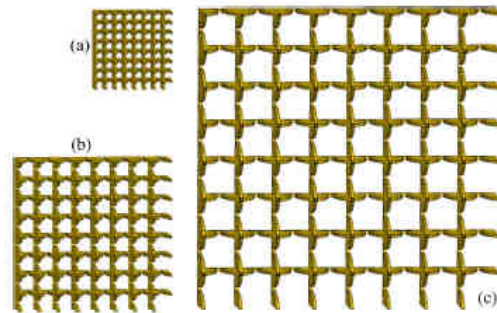


Figure 2-25 : Géométries des trois réseaux indépendants de $8 \times 8 \times 2$ antennes.

Une autre alternative possible pour atteindre les objectifs fixés consiste à utiliser trois réseaux différents dont chacun est composé de 8×8 antennes mono polarisation (voir figure 2-25). Les trois réseaux permettront d'avoir des ouvertures à -3dB égale à 12° , successivement aux fréquences 48GHz, 24GHz et 12GHz. Les représentations schématiques des trois réseaux sont données respectivement sur les figure 2-25-a, figure 2-25-b et figure 2-25-c. Les antennes élémentaires utilisées ont des largeurs respectives de 3mm (pour un $\theta_{-3\text{dB}} = 12^\circ$ à $f = 48\text{GHz}$ pour une distance inter-élément égale à $0,5\lambda_{48\text{GHz}}$), 6mm (pour un $\theta_{-3\text{dB}} = 12^\circ$ à $f = 24\text{GHz}$ pour une distance inter-élément égale à $0,5\lambda_{24\text{GHz}}$) et 12mm (pour un $\theta_{-3\text{dB}} = 12^\circ$ à $f = 12\text{GHz}$ pour une distance inter-élément égale à $0,5\lambda_{12\text{GHz}}$).

Cette deuxième option demande 192 antennes pour chaque polarisation, soit un nombre 5,3 fois inférieur à la première option. Cependant, elle demande 3 réseaux indépendants, ce qui nécessite un espace d'installation important.

La troisième option est celle d'un réseau d'antenne de type WSA, qui consiste en l'intégration des 3 réseaux de la deuxième option en une seule structure. La figure 2-26 illustre le concept du réseau WSA

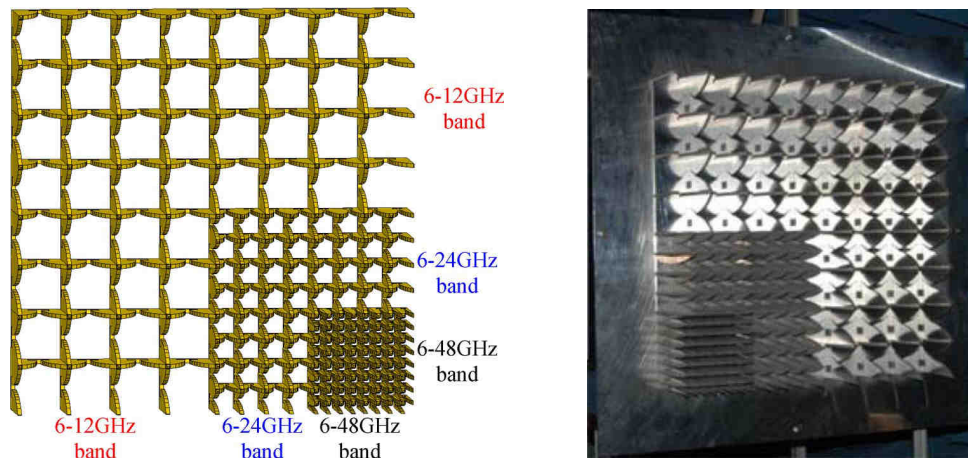


Figure 2-26: Architecture et prototype du réseau WSA.

. Dans cette dernière option, les antennes de différentes tailles (3mm, 6mm et 12mm) fonctionnent d'une manière cohérente afin d'avoir un réseau couvrant la bande de fréquences de 6–48GHz. En effet, de 6 à 12 GHz tous les éléments rayonnants sont actifs. De 12 à 24 GHz, seuls les éléments de largeurs 3mm et 6mm sont actifs. Pour la dernière gamme de fréquences allant de 24 à 48 GHz, seuls les éléments de largeur 3mm sont actifs.

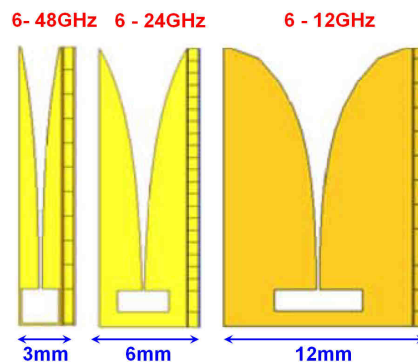


Figure 2-27 : Configuration des éléments rayonnants de base du réseau WSA.

Le nombre des antennes est égal à 160 par polarisation. Cette dernière option a permis de réduire le nombre des antennes de 20% par rapport à la deuxième option et de 85% par rapport à la première option, et ceci pour avoir une ouverture à -3dB égale à 12° aux fréquences 12GHz, 24GHz et 48GHz.

Les réseaux d'antennes associés aux trois sous bandes de fréquences ont les mêmes tailles électriques. La figure 2-28 illustre un exemple de diagrammes de rayonnement dans le plan E du réseau pour les fréquences 12 GHz, 24 GHz et 48 GHz. Nous observons des diagrammes de rayonnement symétriques et similaires pour les différentes fréquences.

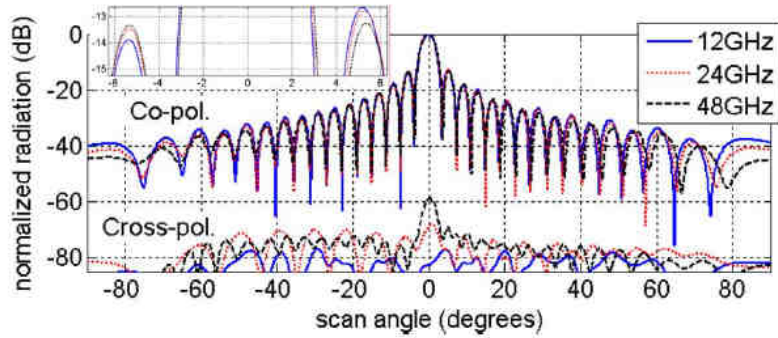


Figure 2-28 : Diagrammes de rayonnement simulés du réseau WSA dans le plan E pour différentes fréquences. [79].

La figure 2-29 illustre un exemple de performance en balayage du réseau dans le plan E pour différentes fréquences et pour un angle de dépointage de 45° . Ce dernier résultat nous confirme que la dissymétrie du réseau n'a pas d'influence sur la symétrie du rayonnement lors du balayage. Un très faible niveau de la polarisation croisée lors du balayage dans les deux plans E et H est obtenu.

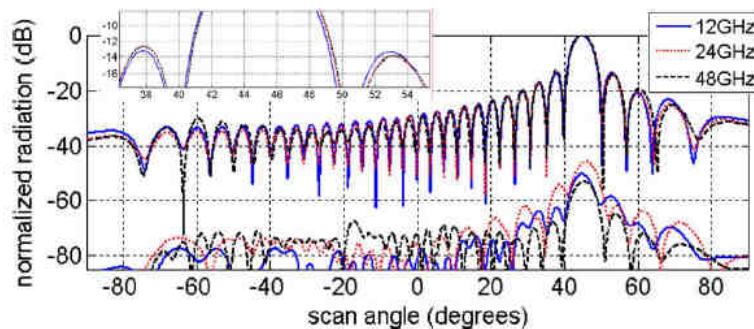


Figure 2-29 : Diagrammes de rayonnement simulés du réseau WSA dans le plan E pour différentes fréquences et pour un angle de balayage de 45° . [79].

Par contre, lors du balayage de faisceau en hautes fréquences, ce réseau présente un niveau de polarisation croisée très élevé (supérieur à -5dB) dans le plan $\Phi = 45^\circ$, parce que l'antenne élémentaire présente une polarisation croisée dans ce plan de coupe ($\Phi = 45^\circ$).

Le concept de réseau WSA a permis de diminuer d'une façon considérable le nombre total des éléments rayonnants et il constitue un premier pas vers un réseau d'antennes très large bande multifonctions et à faible coût.

Nous signalons qu'une réalisation pratique d'un réseau WSA à double polarisation et couvrant la bande de fréquences allant de 1GHz à 8GHz , a été présenté dans [81] (voir figure 2-26). Le prototype réalisé a permis de valider les résultats de simulations obtenus auparavant et par conséquent de valider le concept du réseau WSA [79] [78].

III. Autres Réseaux

1. Réseau d'antennes de géométrie spirale

Dougherty a proposé en 1998, un réseau d'antennes ultra large bande de géométrie spirale [82]. Dans ce brevet, l'auteur a choisi la géométrie d'une spirale logarithmique. L'objectif premier de ce brevet est la description d'une solution de réseau d'antennes avec une distribution spatiale particulière des capteurs. La figure 2-30 illustre la géométrie du réseau de forme spirale. Dans ce brevet, l'auteur a proposé une étude comparative entre deux réseaux d'antennes de géométrie plane et de géométrie spirale. Chaque réseau d'antennes comprend 100 capteurs (l'auteur n'a pas présenté le type de l'antenne élémentaire utilisé). Ils doivent avoir une ouverture $\theta_{-3dB} \leq 10^\circ$ à la fréquence basse. L'objectif premier de la géométrie spirale est de pallier le problème de l'apparition des lobes de réseaux sur une très large bande passante tout en ayant un $\theta_{-3dB} \leq 10^\circ$ à la fréquence basse de fonctionnement.

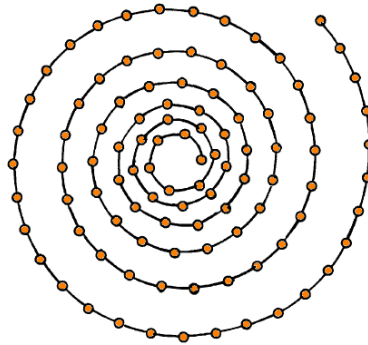


Figure 2-30 : Configuration du réseau d'antennes de géométrie spirale logarithmique.

Avec le réseau de géométrie plane, la fréquence maximale de fonctionnement pour laquelle les lobes de réseau commencent à apparaître est la fréquence $f_{\max} = 1,3f_{\min}$. Le réseau d'antennes de géométrie spirale répond aux exigences fixées sur une bande passante de l'ordre de 195% et ceci avec un niveau de lobes secondaire inférieur à -10dB . Dans ce brevet, l'auteur a présenté les performances en rayonnement du réseau pour un rayonnement en *broadside*. Les autres performances associées n'ont pas été présentées telles que les performances en balayage, la pureté de polarisation, isolation inter-antennes, gain, etc.

Dans [83][84], Phelan et Goldstein ont proposé un réseau d'antennes formé de sous réseaux de formes spirales. Les sous réseaux sont arrangés sous formes de réseaux d'antennes circulaires concentriques. La géométrie du réseau proposé est donnée sur figure 2-31 .

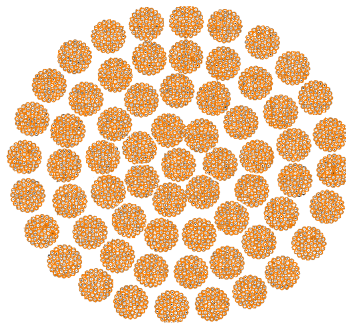


Figure 2-31 : Configuration du réseau d'antennes circulaires concentriques formées par des sous- réseaux de géométries spirales logarithmiques.

Il a montré que l'utilisation de cette géométrie de réseau (c.-à-d le réseau circulaire concentrique de sous réseaux de forme spirale) permet de pallier le problème de lobes de réseaux et ceci pour un fonctionnement sur une très large bande passante.

A. Jafarholi et al. [85] ont présenté un réseau d'antennes très large bande de forme spirale et dont les éléments rayonnants utilisés sont de type monopôle rectangulaire. Dans cet article, les auteurs ont présenté une étude comparative avec un réseau d'antennes linéaire et circulaire.

2. Réseaux fractals

Les réseaux fractals sont des réseaux d'antennes dont l'arrangement spatial des éléments rayonnants est fractal. La première application du fractal dans le domaine des antennes a été introduite par Kim et Jagard dans [86]. Ils ont élaboré une méthodologie pour concevoir des réseaux d'antennes d'architectures fractales avec un faible niveau de lobes secondaires. Une vue d'ensemble sur la théorie et la conception des réseaux fractals a été donné par D.H. Werner et al dans [87]. Dans cet article, les auteurs ont développé la théorie nécessaire à l'analyse et la conception des réseaux fractals. Ils ont montré qu'avec une telle géométrie de réseau, il est possible de réduire d'une façon considérable le nombre total des antennes. Avec de telles configurations il est possible d'avoir des réseaux multibandes avec des performances indépendantes de la fréquence [87] [88]. Dans [89] les auteurs ont adoptés le concept fractal pour proposer un réseau très large bande pour des applications de radioastronomie. Le réseau a été proposé dans le cadre d'une coopération entre la fondation néerlandaise de recherche en astronomie et le laboratoire de la recherche navale des états unis d'Amérique. Cette coopération s'inscrit dans le cadre du projet LOFAR (*LOW Frequency ARray*).

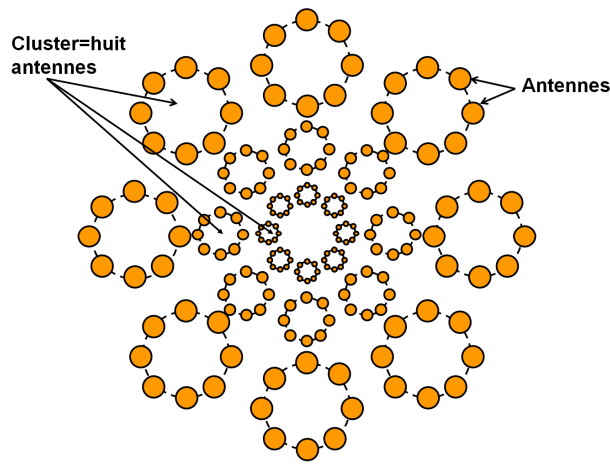


Figure 2-32 : Configuration du réseau fractal du projet LOFAR.

Ce réseau, visant à couvrir la gamme de fréquences allant de 10 à 150MHz , est composé de 4 anneaux concentriques dont les rayons croissent d'une façon exponentielle. Chaque anneau est composé de huit clusters (un cluster est un groupe d'antennes qui constitue un réseau de géométrie circulaire) dont chacun est composé de 8 antennes.

Une représentation schématique de la configuration du réseau proposé avec trois anneaux concentriques est donnée sur la figure 2-32. Chaque anneau couvre une bande de fréquence égale à l'octave. Le premier anneau couvre la bande de fréquence allant de 10 à 20MHz et le deuxième couvre la bande de 20 à 40MHz et ainsi de suite. La distance entre deux antennes d'un seul groupe est égale à la demi-longueur d'onde à la fréquence centrale. Ce réseau a permis d'avoir un lobe principal dont l'ouverture à -3dB est constante sur une bande de fréquence supérieure à la décade. Les autres performances du réseau n'ont pas été indiquées (gain, isolation inter-antennes, etc.).

IV. Bilan et choix d'un réseau d'antennes

Nous rappelons que l'objectif de la thèse est de concevoir un réseau antennaire ultra large bande et dont la distance inter-élément reste inchangée en fonction de la fréquence. Ce réseau fera partie d'un système de caméra EM dont l'objectif est de visualiser les sources de rayonnement EM. Dans cette thèse, nous avons opté pour un système grand public sous forme d'une tablette orientable manuellement. C'est pourquoi il est nécessaire de proposer une solution de réseau antennaire disposé sur un plan réflecteur. Ce dernier permettra l'intégration du dispositif d'alimentation et de pointage. Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs concepts de réseaux d'antennes ultra larges bandes. Tous les réseaux présentés ont l'avantage de pallier le problème de l'apparition des lobes de réseaux. Néanmoins, à part les réseaux d'antennes indépendants de la fréquence, tous les réseaux

présentés dans ce chapitre ont une distance électrique entre les centres de phase des capteurs qui varie en fonction de la fréquence. Les réseaux d'antennes Vivaldi, fractals et de géométrie spirale présentent un nombre important d'éléments rayonnants.

Les réseaux d'antennes indépendants de la fréquence proposés par Rudish et McVeigh [68] et Tripp et Papanicolopoulos [70] demandent aussi l'utilisation d'un nombre important d'éléments rayonnants afin de couvrir toute la bande passante. Le concept de réseau d'antennes indépendant de la fréquence présenté par Flanagan [66] (figure 2-19) et généralisé par la suite par Breakall [69] (figure 2-21) offre de bonnes performances en terme de balayage sans avoir besoin d'utiliser un nombre important d'éléments rayonnants. C'est pourquoi nous allons nous baser sur le concept présenté par Flanagan [66] pour concevoir un réseau antennaire ultra large bande disposé sur un plan réflecteur.

En effet, le choix de l'élément rayonnant de base dépend étroitement de la solution de réseau retenue. L'antenne la mieux appropriée pour une mise en réseau retenue pour cette thèse est l'antenne dipôle log-périodique qui répond le plus aux exigences (l'explication du choix de l'antenne est donnée à la page 43) du cahier des charges établi dans le premier chapitre. Toutefois, cette antenne doit être excitée par la base et non pas par le sommet qui est le cas des antennes dipôles log-périodiques classiques et ceci pour faciliter son intégration sur un plan réflecteur orthogonal.

Notre premier défi est donc la conception d'une antenne dipôle log-périodique excitée à la base et disposée sur un plan réflecteur orthogonal. La deuxième étape de notre travail consistera en la conception d'un réseau d'antennes avec des distances inter-antennes inchangées. Le réseau disposé sur un plan réflecteur doit répondre aux besoins d'une caméra EM grand public sous forme d'une tablette orientable manuellement.

Conclusions

Dans l'optique d'étudier la possibilité de proposer un réseau d'antennes ultra large bande passante, nous avons été amenés à étudier dans ce chapitre les antennes et les réseaux d'antennes ULB. Dans un premier temps, nous avons présenté les différentes familles des antennes ultra larges bandes ainsi que les différentes performances associées. Après avoir introduit la théorie des réseaux d'antennes, nous avons consacré la dernière partie à la présentation de différents concepts de réseaux d'antennes ultra larges bandes.

Cette étude nous a permis de choisir l'élément rayonnant ainsi que la géométrie du réseau d'antennes permettant de répondre à la problématique à laquelle nous sommes confrontée dans cette thèse. Dans le chapitre 3, nous allons présenter une solution d'antenne de type log-

périodique planaire disposée sur un plan réflecteur orthogonal. L'antenne développée sera utilisée dans le quatrième chapitre afin de concevoir des réseaux d'antennes ULB.

Chapitre 3 : Antenne log-périodique planaire sur un plan réflecteur orthogonal

Introduction

Ce chapitre est dédié à la conception et au développement d'une antenne log-périodique planaire. Contrairement aux antennes dipôles log-périodiques planaires classiques, cette antenne doit être excitée à la base et non pas par le sommet. L'excitation à la base est visée pour faciliter son montage sur un plan réflecteur orthogonal. Nous commençons tout d'abord par l'étude de la possibilité de concevoir une antenne dipôle log-périodique uni-planaire et excitée à la base. Nous nous focalisons par la suite sur l'étude et la maîtrise de l'évolution des caractéristiques électriques de l'antenne en fonction de la fréquence.

Afin de proposer une solution d'antenne montée perpendiculairement à un plan réflecteur, nous étudions l'impact du plan réflecteur sur les performances en adaptation et en rayonnement de l'antenne. Une étude sur l'impact du plan réflecteur sur la variation du centre de phase de l'antenne proposée est donnée. Les performances en termes d'adaptation et de rayonnement de la solution d'antenne proposée sont validées par une campagne de mesure.

I. Etude et conception d'une antenne dipôle log-périodique planaire excitée à la base

1. Etude de la possibilité de l'excitation à la base d'une antenne log-périodique uniplanaire

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, les antennes dipôles log-périodiques planaires sont imprimées habituellement sur les deux faces du substrat et alimentées par le sommet (figure 2-4). Dans cette partie, nous allons explorer la possibilité de concevoir une antenne dipôle log-périodique planaire imprimée sur la même face du substrat et excitée à la base (côté du dipôle le plus grand) et non pas par le sommet. La géométrie de l'antenne à étudier¹⁴ est présentée sur la figure 3-1.

Les antennes dipôles log-périodiques classiques (avec une excitation au sommet) sont conçues généralement pour des valeurs typiques de facteurs de périodicités $0,8 \leq \tau \leq 0,95$ [31]. En

¹⁴ Toutes les antennes qui seront présentés dans les sections allant de I à III de ce troisième chapitre, nous ne considérons pas un plan réflecteur orthogonal dans notre étude de l'antenne dipôle log-périodique.

effet, pour de petites valeurs du facteur de périodicité τ nous obtenons des structures avec moins d'éléments rayonnants de bases (dipôles), mais plus espacés entre eux. Cependant, une augmentation du rapport τ implique des structures ayant beaucoup plus d'éléments rayonnants et moins espacés entre eux [31]. Il a été montré dans [31] que l'augmentation de la valeur de τ permet d'avoir des performances en rayonnement plus stables que celles obtenues pour de petites valeurs de τ . Ainsi, pour avoir un compromis entre la taille de la structure, le nombre des éléments rayonnants de base et la stabilité des performances en rayonnement, nous avons choisi de concevoir cette antenne pour une valeur de facteur de périodicité « modéré » $\tau = 0,9$. Cette valeur est comprise dans la gamme des valeurs typiques pour lesquelles les antennes dipôles log-périodiques sont habituellement conçues [31].

Nous comptons concevoir une antenne couvrant la bande de fréquence allant de 2,3GHz à 6GHz. Le nombre de dipôles N peut être déterminé par la formule suivante (voir l'équation (9) page 30):

$$N \approx 1 - \frac{\ln(f_{\max} / f_{\min})}{\ln(\tau)} = 1 - \frac{\ln(l_{\min} / l_{\max})}{\ln(\tau)} \approx 11$$

Nous rappelons que la qualité d'adaptation de cette antenne (pour un $S_{11} < -10\text{dB}$) est assurée conjointement par les valeurs du facteur de périodicité τ et le facteur d'espacement

$$\sigma = \frac{d_n - d_{n+1}}{2l_n} \quad (\text{ou de l'angle d'ouverture au sommet de l'antenne } \alpha \text{ puisque}$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{1-\tau}{4\sigma}\right) \text{ (voir l'équation 7 du chapitre 2 pour le calcul de } \sigma \text{ et } \alpha \text{)).}$$

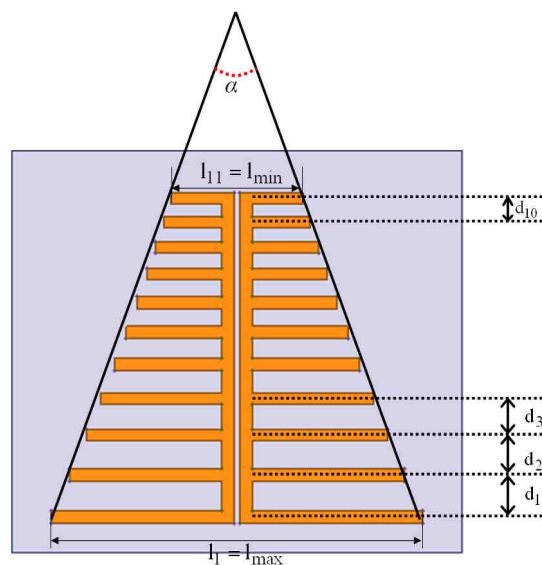


Figure 3-1 : Structure de l'antenne log-périodique imprimée.

L'antenne est imprimée sur un substrat de type FR4-Epoxy de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de hauteur $h = 1,6\text{mm}$ et de tangente de pertes $\text{tg}\delta = 0,02$.

Cette antenne est composée de 11 dipôles et avec un espacement de 5mm entre le premier et le deuxième dipôle (figure 3-1). La largeur d'un dipôle de base est égale à 2mm et la longueur du dipôle le plus grand est $l_1 = 61\text{mm}$. Tous les éléments de bases de l'antenne présentent la même largeur. L'espacement de 5mm entre le premier et le deuxième dipôle et le deuxième dipôle ainsi que la largeur de 2mm du dipôle de base consiste en un premier choix pour tester et étudier la possibilité d'exciter l'antenne dipôle log-périodique par la base.

En effet, cette antenne est imprimée sur une seule face, contrairement aux antennes dipôles log-périodiques classiques imprimées sur les deux faces du substrat. Afin de tester la possibilité d'exciter l'antenne au le sommet et à la base, nous allons visualiser la variation de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.

Nous désignons par d_i la distance entre les dipôles d'indices i et $i+1$ pour $1 \leq i \leq 10$. Les distances entre les autres dipôles sont liées par le facteur de périodicité τ par la relation suivante :

$$\frac{d_{i+1}}{d_i} = \tau$$

Pour une excitation au sommet de l'antenne (excitation idéale avec un lumped port), nous remarquons que l'impédance varie très fortement en fonction de la fréquence (figure 3-2), ce qui rend impossible l'adaptation de cette antenne sur une large bande passante avec une excitation au sommet.

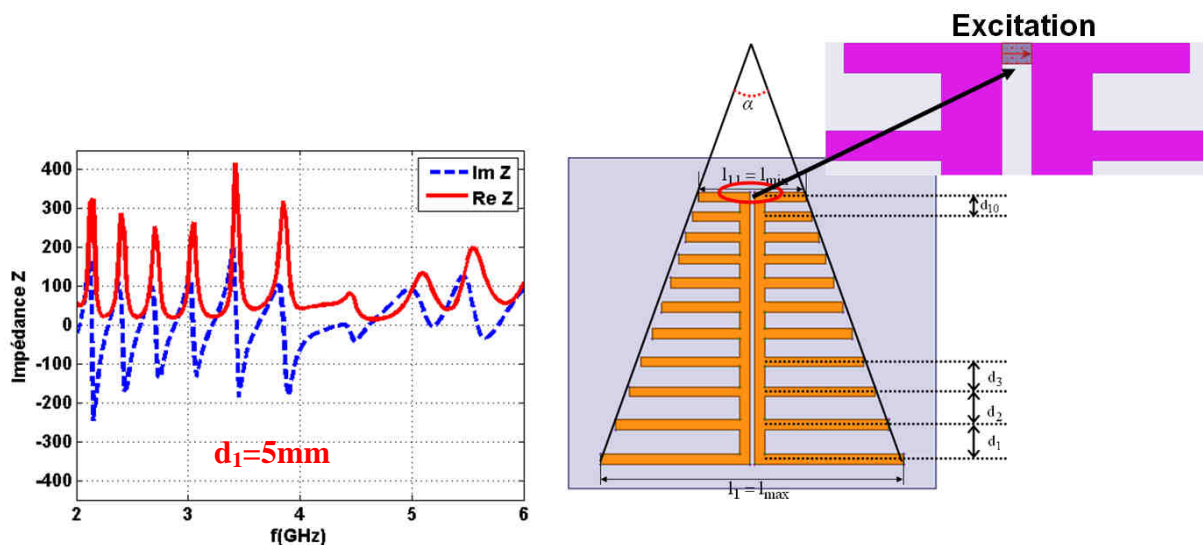


Figure 3-2 : Variation de l'impédance simulée en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle log-périodique excitée au sommet.

La variation de l'impédance de l'antenne avec une excitation à la base (excitation avec un lumped port) est illustrée sur la figure 3-3.

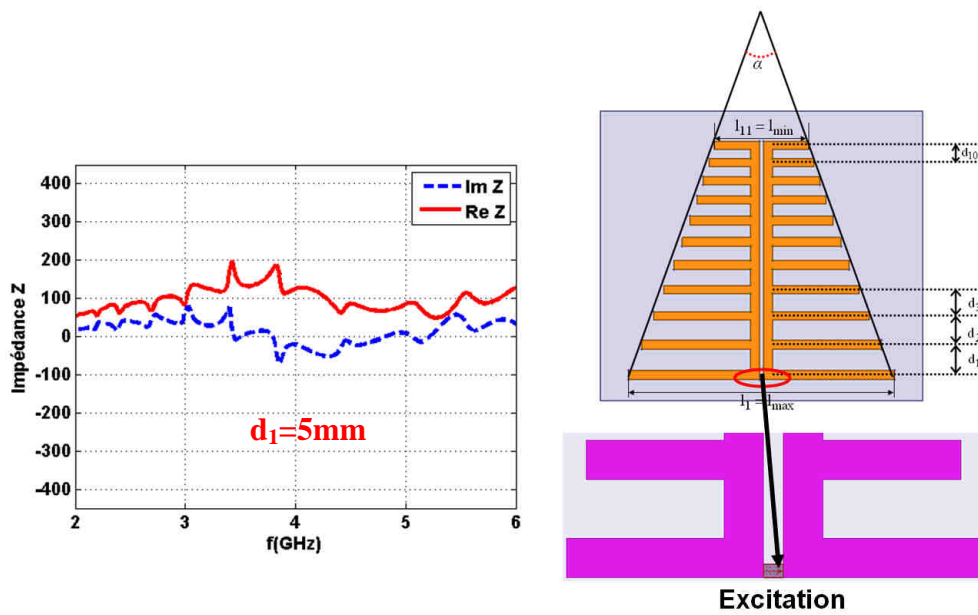


Figure 3-3 : Variation de l'impédance **simulée** en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle log-périodique **excitée à la base**.

Dans ce cas il s'avère, possible d'adapter l'antenne sur une très large bande passante vu que la variation de l'impédance simulée en fonction de la fréquence reste assez stable contrairement à l'antenne excitée au sommet.

La moyenne de la partie réelle de l'impédance sur toute la bande est de l'ordre de 120Ω . La figure 3-4 montre la variation du paramètre S_{11} (dB) en fonction de la fréquence pour trois distances $d_1 = 5\text{mm}$, 6mm et $8,5\text{mm}$.

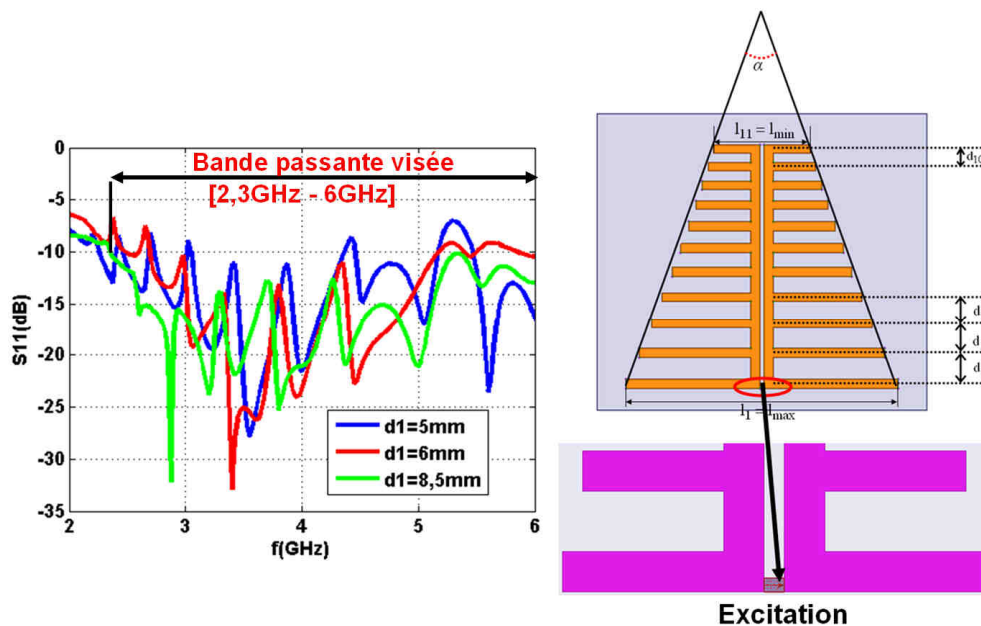


Figure 3-4. : Variation du paramètre S_{11} (dB) **simulé** en fonction de la fréquence de l'antenne log-périodique **excitée à la base**.

L'impédance du générateur est $Z_g = 120\Omega$. La valeur du facteur de périodicité est maintenu à $\tau = 0,9$, la largeur d'un dipôle de base 2mm et $l_1 = 61\text{mm}$. Cette figure montre que l'antenne peut être adaptée à 120Ω (pour un $S_{11} < -10\text{dB}$) sur la bande de fréquence ciblée pour une distance $d_1 = 8,5\text{mm}$. Afin d'exciter l'antenne en pratique, nous sommes amenés à utiliser un balun (balanced-to-unbalanced) ultra large bande permettant la transformation du signal non équilibré en un signal équilibré. En effet, un signal non équilibré est référencé par rapport au plan de masse, comme le cas d'un câble coaxial ou d'une ligne microstrip. Un signal équilibré (en mode différentiel) se propage sur deux voies et n'est pas référencé par rapport à un plan de masse, comme le cas d'une ligne CPS. Le signal équilibré présente une amplitude identique sur chaque voie mais avec une différence de phase de 180° . Un balun idéal fournit des signaux en opposition de phase et ayant des amplitudes identiques. En pratique, il peut y avoir des déséquilibres en phase et en amplitude, ainsi que des pertes d'insertion, qui doivent être minimisés. Les impédances des ports d'entrée et de sortie sont généralement égales à 50Ω . Néanmoins, certains baluns ont des impédances différentes aux ports d'entrée et de sortie ce qui nécessite une transformation d'impédance.

Dans la partie suivante nous allons présenter les résultats relatifs à une transition microruban - CPS (Coplanar Strip) qui sera utilisée par la suite pour alimenter l'antenne.

2. Conception d'une transition large bande microstrip - CPS

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs transitions ULB MS-CPS. Afin d'assurer la transition MS-CPS, nous suggérons d'utiliser le balun proposé par Wen-Hua Tu [90]. La configuration du balun est illustrée sur la figure 3-5. Nous avons choisi ce type de Balun parce qu'il permet de couvrir une très large bande passante.

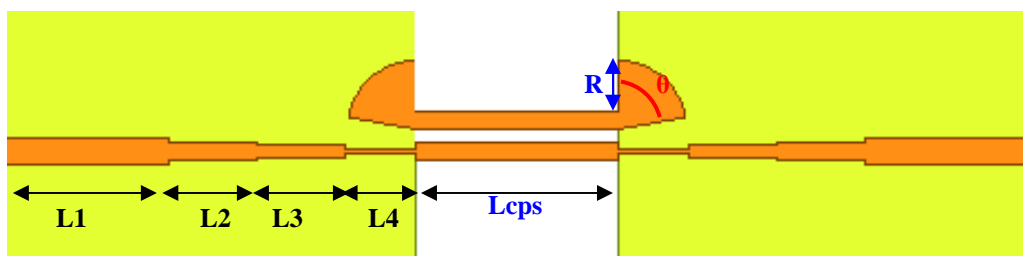


Figure 3-5: Configuration du balun ULB ultra large bande en configuration back-to-back.

Ce balun consiste en un transformateur d'impédance multi-sections et un stub radial. Les dimensions de la transition sont données dans le tableau suivant :

L1	W1	L2	W2	L3	W3	L4	W4	Lcps	Wcps	g	θ	R
20mm	3mm	7,8mm	2,5mm	7,8mm	1,4mm	4,3mm	0,4mm	22mm	2mm	1mm	80°	9mm

Tableau 3-1: Dimensions de la transition MS-CPS ultra large bande.

La transition est dimensionnée pour fonctionner à la fréquence centrale de 4GHz . Les dimensions du stub radial sont $R = 9\text{mm}$ et $\theta = 80^\circ$, avec $R = \lambda_g / 4$ et λ_g est la longueur d'onde guidée à la fréquence 4GHz . Le transformateur d'impédance multi-sections assure le passage d'une impédance de 50Ω à 120Ω (impédance d'entrée de l'antenne égale à 120Ω). La transition est imprimée sur un substrat de type FR4-Epoxy de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de hauteur $h = 1,6\text{mm}$. La figure 3-6 montre les paramètres $S_{11}(\text{dB})$ et $S_{21}(\text{dB})$ de la transition proposée en configuration tête-bêche (back-to-back).

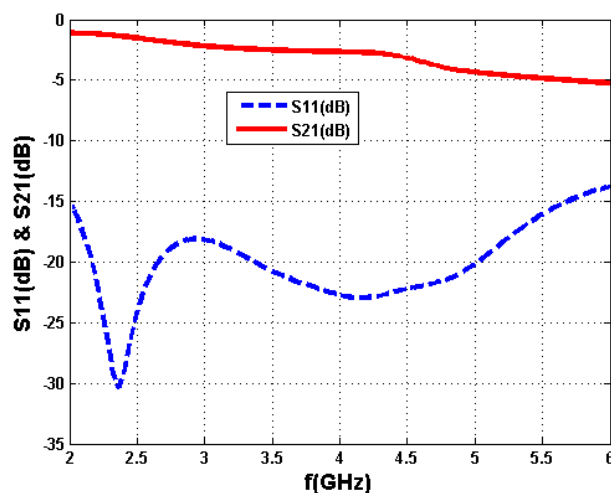


Figure 3-6. : Paramètres S (dB) simulés du balun ultra large en back-to-back.

Un $S_{11} < -14\text{dB}$ est obtenu sur toute la bande de fréquence allant de 2GHz à 6GHz . Les pertes d'insertions évaluées dans le cas du balun en configuration back-to-back sont élevées en hautes fréquences. La longueur totale du balun simulés est de 61,8mm. Nous signalons que les pertes englobent les pertes du conducteur, les pertes par rayonnement et les pertes diélectriques. Les pertes diélectriques augmentent avec la fréquence et le substrat utilisé présente une tangente de pertes élevée ($\text{tg}\delta = 0,02$) et elle est utilisée dans cette thèse parce qu'elle est à faible coût. Le balun présentée dans cette partie sera utilisé pour alimenter l'antenne log-périodique présentée précédemment (figure 3-1).

3. Réalisation et caractérisation de l'antenne dipôle log-périodique

La figure 3-7 montre une photographie d'un prototype d'antenne dipôle log-périodique imprimée à dipôles, réalisée sur un substrat de type FR4, de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de tangente de pertes $\text{tg}\delta = 0,02$. La taille du substrat est de $151,3\text{mm} \times 74\text{mm} \times 1,56\text{mm}$. La longueur du plus grand dipôle est de 61mm . Afin d'assurer la transition entre la ligne microruban et la ligne CPS (Coplanar Strip), nous avons utilisé le balun large bande que nous avons présenté précédemment.

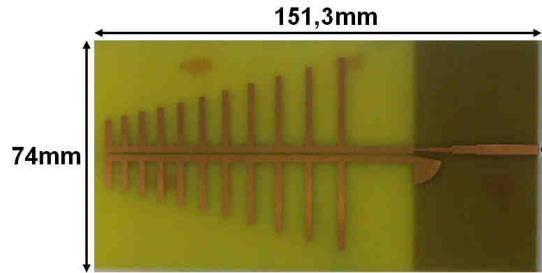


Figure 3-7. : Prototype de l'antenne dipôle log-périodique complète à 11 dipôles.

Cette antenne est optimisée pour un facteur de périodicité $\tau = 0,9$, $d_1 = 8,5\text{mm}$ et un angle d'ouverture $\alpha = 16,2^\circ$.

La variation du paramètre S11 (dB) en fonction de la fréquence est illustrée sur la figure 3-8. Nous remarquons une excellente concordance entre les simulations et les mesures sur une large bande de fréquences.

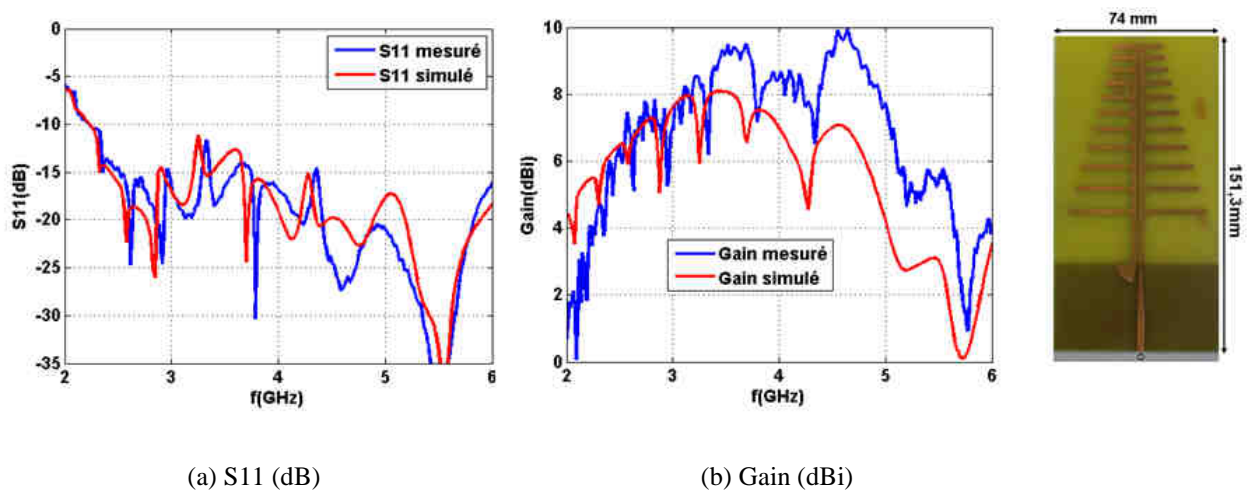


Figure 3-8. : Variations du paramètre S11 (dB) (simulé et mesuré) et du gain (simulé et mesuré) de l'antenne dipôle log-périodique (dBi) en fonction de la fréquence

Le gain mesuré dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne varie entre 4dBi et $9,8\text{dBi}$ sur la bande de fréquence allant de $2,3\text{GHz}$ à $4,6\text{GHz}$ (figure 3-8). Nous remarquons sur ces courbes une chute importante du gain pour la gamme de fréquences allant de $4,5\text{GHz}$

à 6GHz . Celle-ci est du au mode de fonctionnement de l'antenne à partir de cette gamme de fréquences. Pour illustrer ce point, nous affichons sur la figure 3-9 la distribution du champ électrique maximal pour différentes fréquences. Les deux premiers cas (a) et (b) illustrent la variation attendue de la zone active (la zone active est la zone où nous avons des forts courants) vers le sommet de l'antenne, en fonction de la fréquence. Par contre, pour la fréquence $f = 5\text{GHz}$, ce sont les dipôles aux deux extrémités de l'antenne qui contribuent le plus au rayonnement (figure 3-9 -c). Puis, au-delà de cette fréquence, nous remarquons d'après les simulations un retour des zones actives de l'antenne du côté des dipôles les plus grands, ce qui traduit un fonctionnement d'ordre supérieur de ces dipôles (pour des longueurs électriques de $3\lambda_0 / 2$).

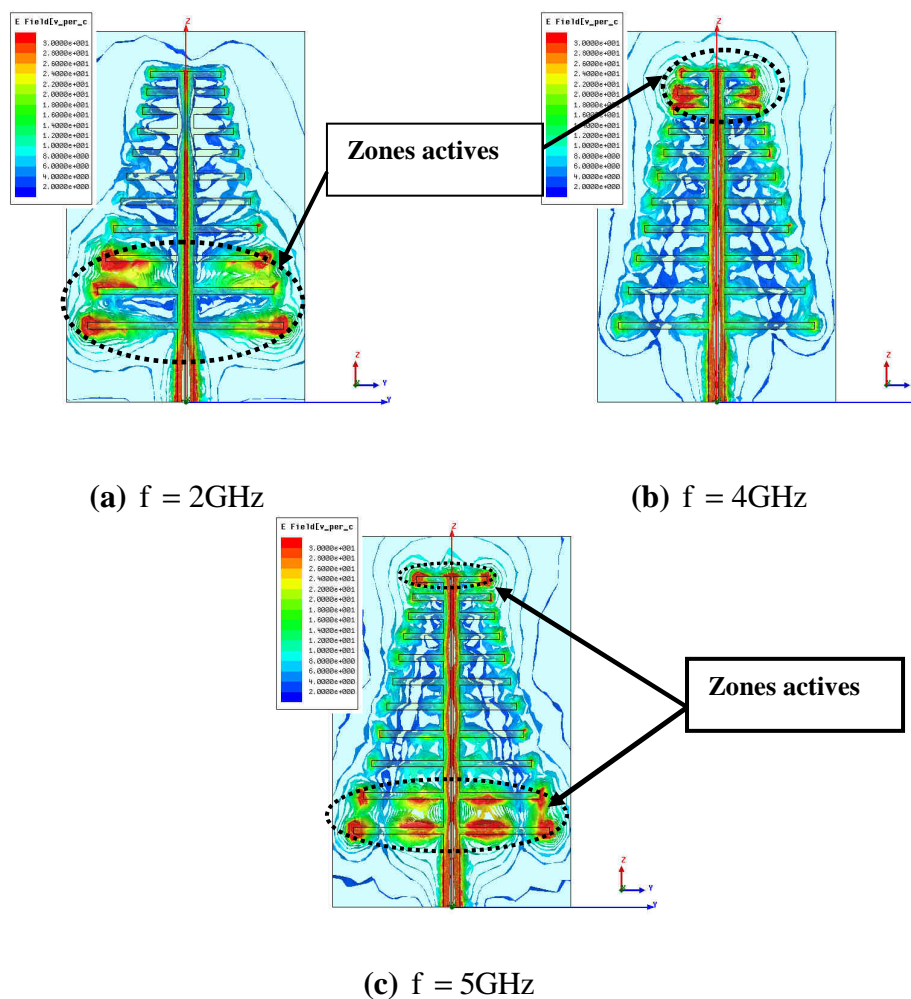
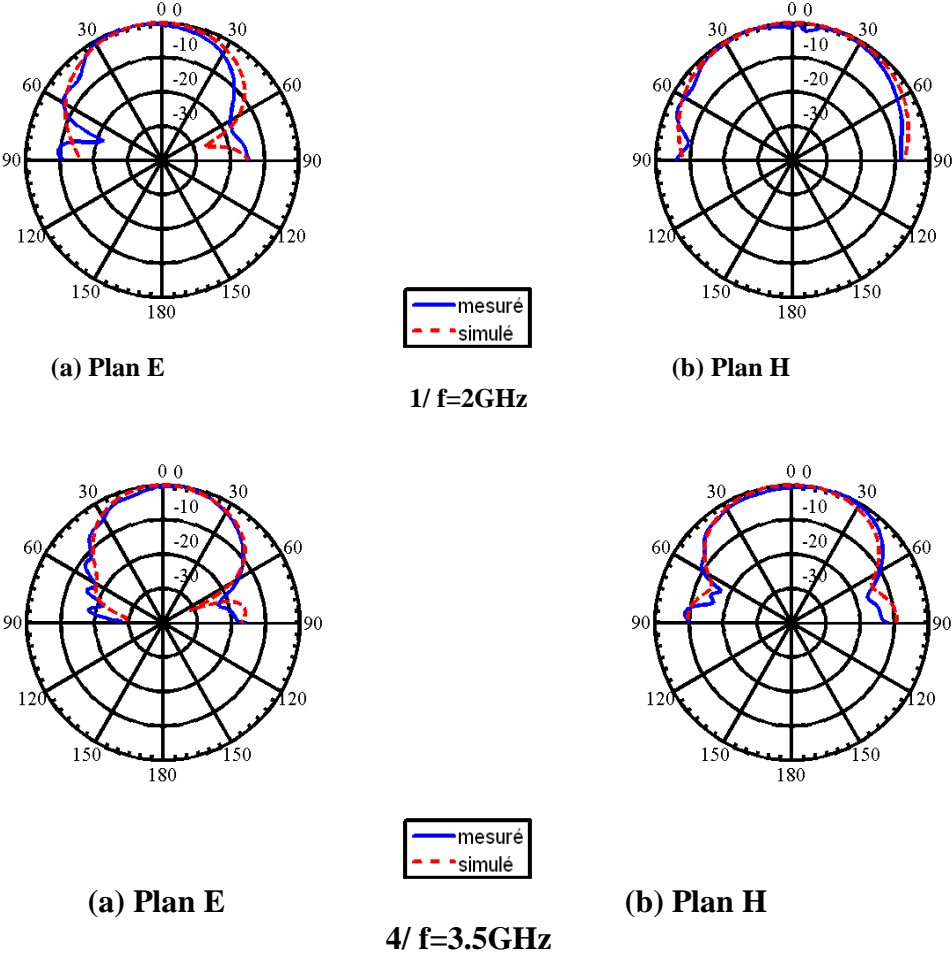


Figure 3-9. : Distribution du champ électrique maximal de l'antenne log-périodique pour différentes fréquences.

En effet, la chute de gain (dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne) en hautes fréquences se traduit par une déformation importante au niveau du diagramme de rayonnement et dont le maximum de rayonnement n'est pas obtenu à $\theta = 0^\circ$ (c.-à-d que le maximum de rayonnement n'est pas obtenu au niveau de l'axe principal de rayonnement).

Une comparaison de résultats de simulations et de mesures des diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne log-périodique est donnée sur la figure 3-10. Une bonne concordance entre simulation et mesure est obtenue.

Un dépointage du diagramme de rayonnement pour les fréquences supérieures à 3,5GHz est observé dans le plan E. Ce dépointage pourrait être dû au fait que le balun n'excite pas la structure d'une façon convenable, c'est-à-dire que nous n'avons pas un déphasage de 180° au niveau de la ligne CPS. Nous avons remarqué aussi une dissymétrie au niveau du diagramme de rayonnement. Ceci pourrait être dû au rayonnement du stub radial. La détérioration de la qualité de rayonnement pour les fréquences supérieures à 4,5GHz est due essentiellement au fonctionnement à un ordre supérieur des dipôles à la base de l'antenne, c'est-à-dire que le fait d'avoir des dipôles des deux côtés extrêmes de l'antenne contribuant très fortement au rayonnement global de l'antenne, engendre une détérioration importante de l'allure du diagramme de rayonnement.



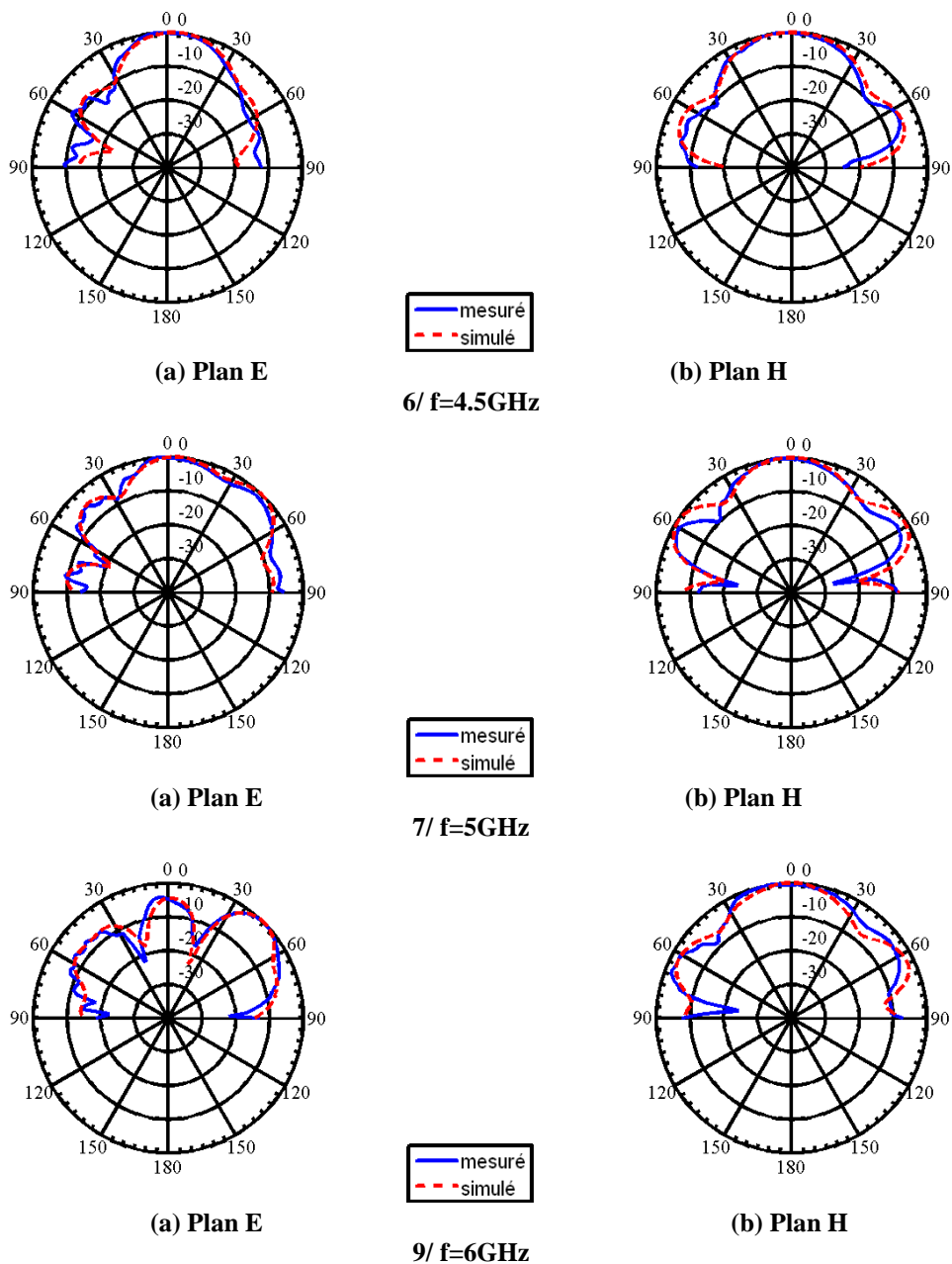


Figure 3-10. : Comparaisons des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne log-périodique à 11 dipôles.

La variation du rapport C_0/C_{Cross} simulé dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne est affichée sur la figure 3-11. Un rapport C_0/C_{Cross} inférieur à -20dB est obtenu, ce qui traduit une bonne pureté de polarisation.

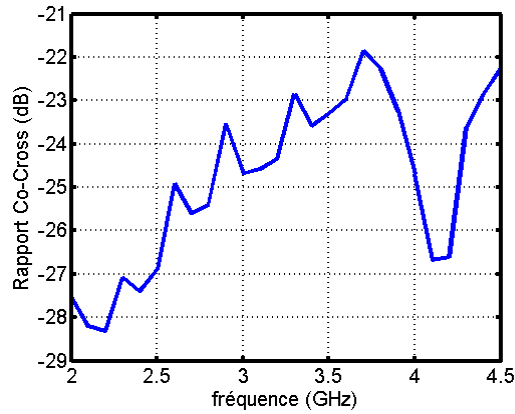


Figure 3-11: Rapport Co/Cross simulé dans l'axe principal de rayonnement du LPDA de base.

f(GHz)	Rapport Avant/Arrière (dB)
2	-14,6
2,5	-24,8
3	-25,2
3,5	-29,9
4	-25,7
4,5	-18,7

Tableau 3-2: Rapport Avant/Arrière simulés de l'antenne log-périodique pour différentes fréquences.

L'antenne que nous venons de présenter peut être exploitée sur une bande passante de l'ordre de l'octave (de 2,3GHz à 4,6GHz). Cependant, elle demande un travail d'optimisation pour élargir sa bande passante en termes de gain et de rayonnement. En second lieu, il est nécessaire de compacter l'antenne notamment dans le sens de la largeur (sa largeur maximale est égale à $0,46\lambda$) pour faciliter par la suite sa mise en réseau en ultra large bande.

II. Amélioration des performances en rayonnement et en compacité de l'antenne

Cette partie est dédiée à l'amélioration des performances en rayonnement de l'antenne proposée en hautes fréquences. Nous avons vu qu'au delà de la fréquence 4,5GHz , nous avons un fonctionnement à l'ordre 3 des dipôles les plus grands (figure 3-9-(c)). C'est pourquoi il est nécessaire de proposer une solution pour rejeter les résonances d'ordre 3 d'un dipôle élémentaire et ainsi augmenter la bande passante en rayonnement de l'antenne.

1. Etude du dipôle modifié

Nous allons proposer une solution pour rejeter ou décaler la fréquence de résonance $3f_0$ du dipôle élémentaire, avec f_0 la première fréquence de résonance.

Dans ce cas, nous pouvons penser perturber le chemin électrique du courant au niveau du dipôle afin de changer son fonctionnement à l'ordre 3.

Les résultats de simulation de la variation du paramètre S_{11} (dB) en fonction de la fréquence d'un dipôle adapté à 50Ω et fonctionnant à la fréquence $1,9\text{GHz}$, sont affichés sur la figure 3-12.

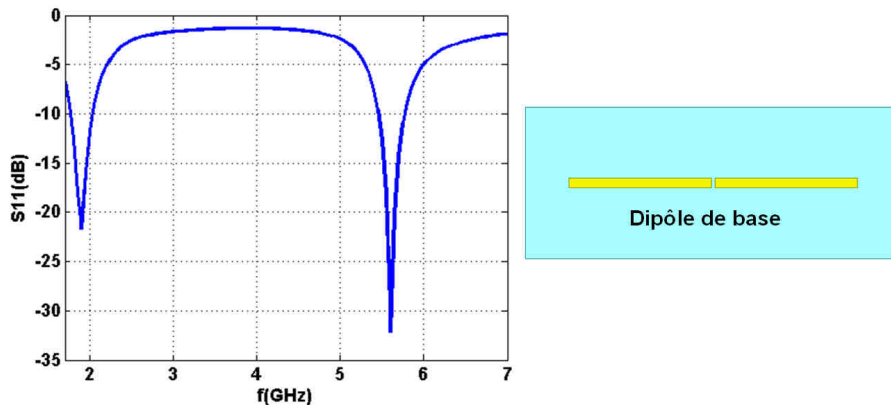


Figure 3-12 : Paramètre S_{11} (dB) du dipôle de base.

La longueur de chaque branche du dipôle (la moitié du dipôle) est égale à $L = 28\text{mm}$ et sa largeur est $W_{\text{dip}} = 2\text{mm}$ et le gap entre les deux branches du dipôle est égale à 1mm . Le dipôle est imprimé sur un substrat de type FR-4, de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de tangente de pertes $\text{tg}\delta = 0,02$. La taille du substrat est de $74\text{mm} \times 30\text{mm} \times 1,6\text{mm}$.

Les distributions du courant associées au 1^{er} et du 3^{ème} mode d'un dipôle demi-onde sont illustrés sur la figure 3-13.

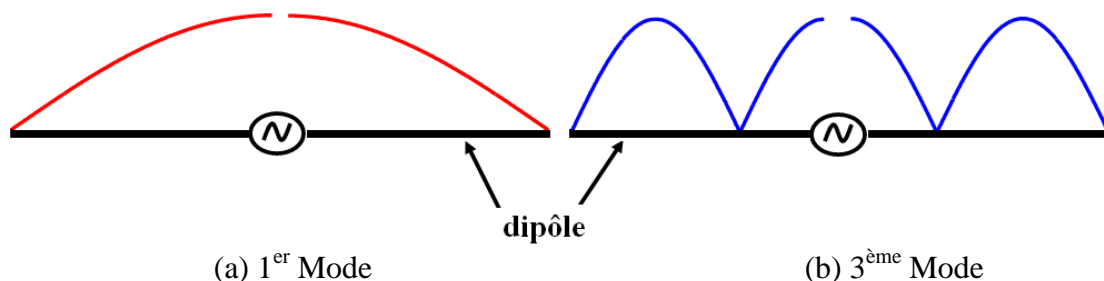


Figure 3-13. : Distribution du courant du 1^{er} et du 3^{ème} mode d'un dipôle demi-onde.

Nous remarquons que pour le 1^{er} mode, le courant commence par un minimum à l'extrémité du dipôle et atteint son maximum au centre de ce dernier (figure 3-13-(a)). Cependant, pour le

troisième mode, le courant est minimum à l'extrémité du dipôle et atteint son premier maximum après une distance de $1/6$ de la longueur totale du dipôle (figure 3-13-(b)).

La figure 3-14 illustre la distribution du courant surfacique maximal du dipôle de base aux fréquences $f_0 = 1,9\text{GHz}$ et $3f_0 = 5,7\text{GHz}$. La concentration du courant pour les deux fréquences vient confirmer les allures des distributions de courant présentées sur la figure 3-13.

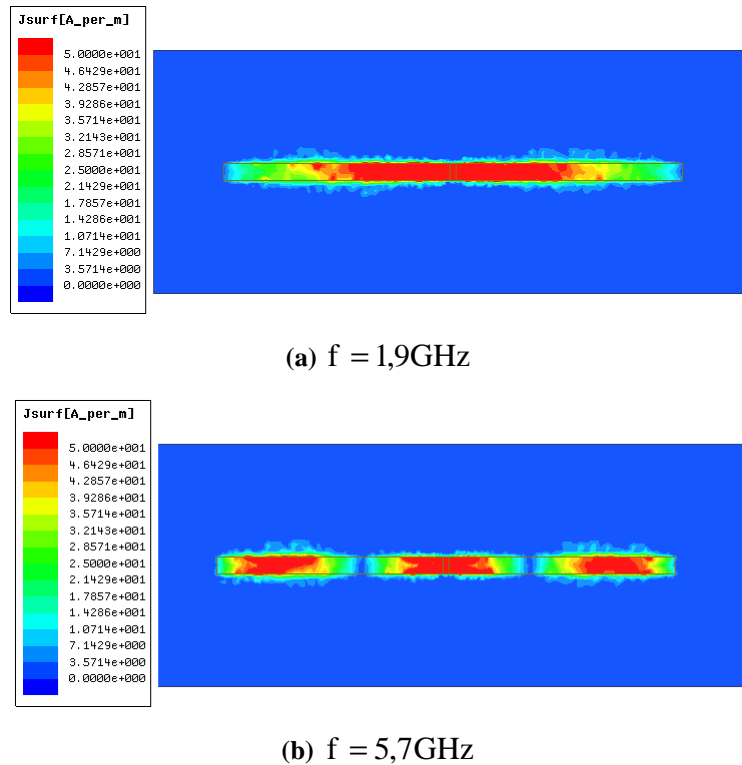


Figure 3-14: Distribution du courant surfacique du dipôle de base pour $f = 1,9\text{GHz}$ et $f = 5,7\text{GHz}$.

Nous pouvons envisager une modification du facteur de forme du dipôle au niveau du premier quart du dipôle afin de perturber le chemin électrique du courant à la résonance d'ordre 3 du dipôle. La forme du dipôle, que nous avons choisi, est illustrée sur la figure 3-15. Il faut donc chercher les différentes valeurs L_1, L_2 et L_3 afin d'avoir un dipôle ayant la même fréquence de résonance que le dipôle de base, tout en décalant la fréquence du 3^{ème} mode.

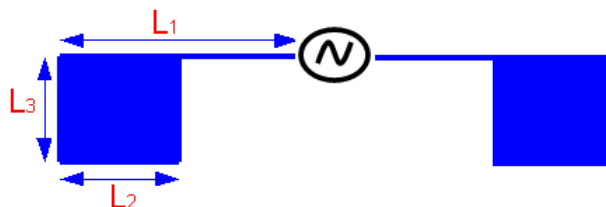


Figure 3-15. : Forme du dipôle modifié.

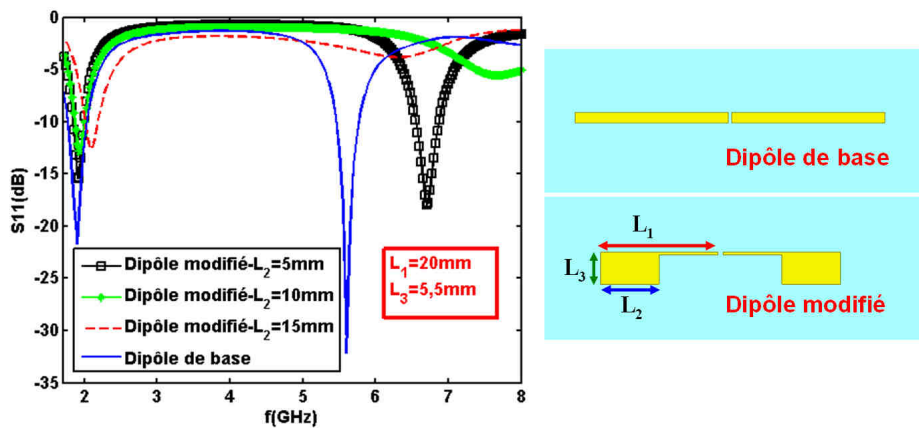
Nous avons effectué une étude paramétrique afin d'optimiser les valeurs de L_1, L_2 et L_3 permettant de rejeter la fréquence du troisième mode.

Nous affichons sur la figure 3-16 une comparaison des résultats de simulation de la variation du paramètre S_{11} (dB) en fonction de la fréquence des deux dipôles modifié et non modifié. L'étude de l'impact de L_2 et L_3 pour un $L_1=20$ mm, sur la variation du paramètre S_{11} du dipôle modifié, a montré que les valeurs optimales de L_1, L_2 et L_3 permettant de rejeter la fréquence du troisième mode tout en assurant un fonctionnement à la même fréquence du premier mode sont données par la relation suivante :

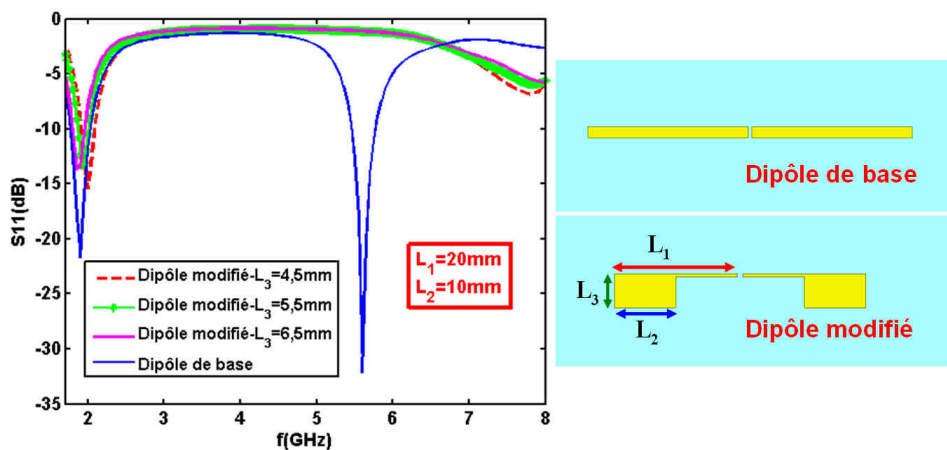
$$L_1 = 2L_2 = 3,63L_3 = 0,12\lambda_0$$

Avec $L_1 = 0,12\lambda_0 = 20$ mm, $L_2 = 0,06\lambda_0 = 10$ mm et $L_3 = 0,034\lambda_0 = 5,5$ mm.

Le résultat obtenu montre qu'avec un tel facteur de forme, nous avons pu avoir un dipôle fonctionnant à la même fréquence du dipôle de base tout en rejetant la fréquence du troisième mode. Une faible désadaptation au niveau de la première fréquence de résonance est observée.



(a) Etude de l'impact de L_2



(b) Etude de l'impact de L_3

Figure 3-16. : Comparaison du paramètre S_{11} (dB) du dipôle de base et du dipôle modifié.

La distribution du courant surfacique maximal du dipôle modifié aux fréquences $f_0 = 1,9$ GHz et $3f_0 = 5,7$ GHz, est montrée sur la figure 3-17. La distribution de courant à $f = 5,7$ GHz

(figure 3-17-(b)) est assez différente de celle obtenue avec le dipôle de base (figure 3-14 -(b)). En effet, nous observons une concentration de courant très faible au niveau du premier quart de dipôle. Ceci explique bien le rejet de la troisième résonance.

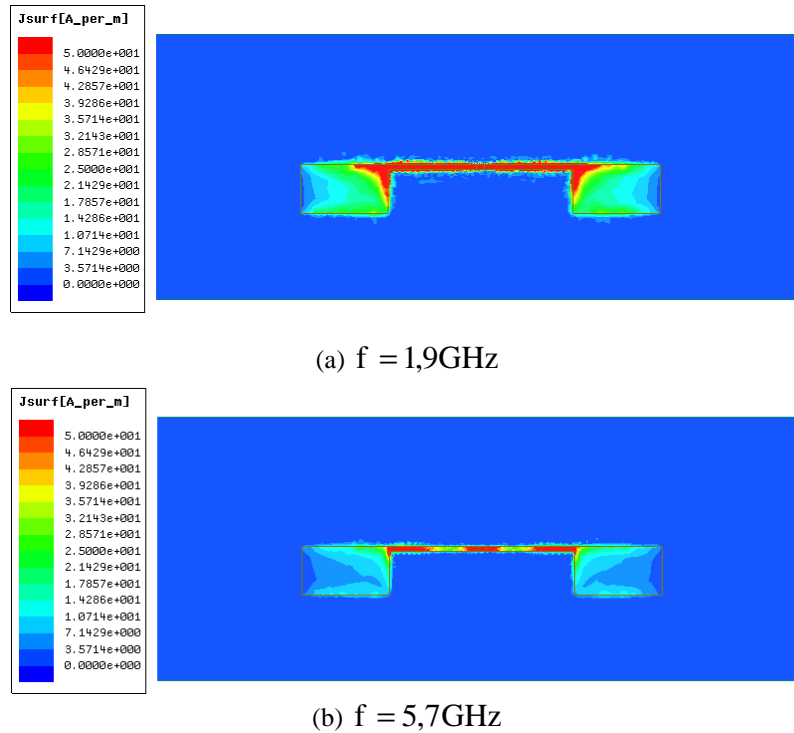


Figure 3-17. : Distribution du courant surfacique du dipôle modifié pour $f = 1,9\text{GHz}$ et $f = 5,7\text{GHz}$.

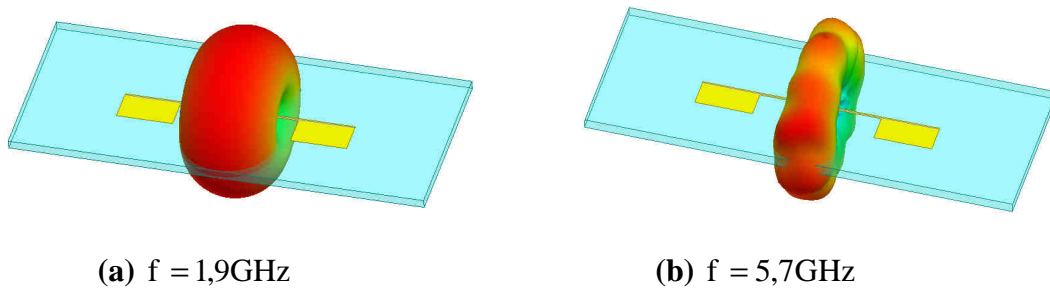


Figure 3-18 : Diagrammes de gain 3D du dipôle modifié et non modifié pour $f = 1,9\text{GHz}$ et $f = 5,7\text{GHz}$.

Le rayonnement 3D du dipôle est montré sur la figure 3-18. Le gain réalisé maximum pour le dipôle modifié est égale à 1,57 dBi (respectivement 2,1dBi pour le dipôle non modifié (figure 3-14)) pour $f=1,9\text{GHz}$ et le gain réalisé maximum égale à $-1,95\text{dBi}$ (respectivement 3dBi pour le dipôle non modifié (figure 3-14)) pour $f=5,7\text{GHz}$.

Dans cette partie, nous avons montré qu'il est possible de rejeter la résonance d'ordre 3 d'un dipôle en modifiant son facteur de forme. La forme proposée permet en effet de compacter le dipôle dans le sens de la largeur. En effet, la taille du dipôle modifié réduite au sens de la largeur de 28% par rapport à celle du dipôle de base.

2. Etude de l'antenne dipôle log-périodique (LPDA) modifiée

- LPDA¹⁵ modifiée avec une excitation idéale

Après avoir démontré l'utilité de la forme du dipôle que nous avons étudié, nous allons l'utiliser comme étant un élément de base dans l'antenne LPDA. Nous allons appeler cette antenne par la suite LDPA modifiée (figure 3-19), et l'antenne de base sera nommée LPDA de base (figure 3-7).

Nous rappelons que notre premier objectif est d'améliorer la qualité de rayonnement de l'antenne (le diagramme de rayonnement est fortement chahuté au-delà des fréquences supérieures à $f = 4,5\text{GHz}$ (figure 3-10)).

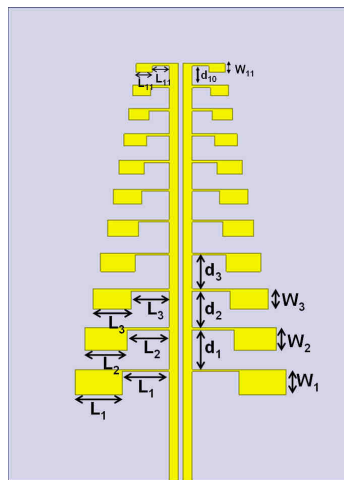


Figure 3-19 : Configuration et dimensions du LPDA modifiée.

Les dimensions de l'antenne sont liées par la relation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{W_2}{W_1} = \frac{W_3}{W_2} = \dots = \frac{W_{11}}{W_{10}} = \tau \\ \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_3}{L_2} = \dots = \frac{L_{11}}{L_{10}} = \tau \\ \frac{d_2}{d_1} = \frac{d_3}{d_2} = \dots = \frac{d_{10}}{d_9} = \tau \end{array} \right.$$

L'antenne a été optimisée pour $W_1 = 5,5\text{mm}$, $L_1 = 10\text{mm}$ et $d_1 = 8,5\text{mm}$.

Nous donnons tout d'abord une comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés des deux antennes avec une excitation idéale (nous avons utilisé un lumped port en simulation avec un $Z_g = 120\Omega$) pour les fréquences $f = 5\text{GHz}$, $5,5\text{GHz}$ et 6GHz dans les deux plans E

¹⁵ LPDA est l'abréviation du Log-Perdiodic Dipole Antenna

et H. Pour ces fréquences, le LPDA de base présente une forte dégradation de l'allure des diagrammes de rayonnement.

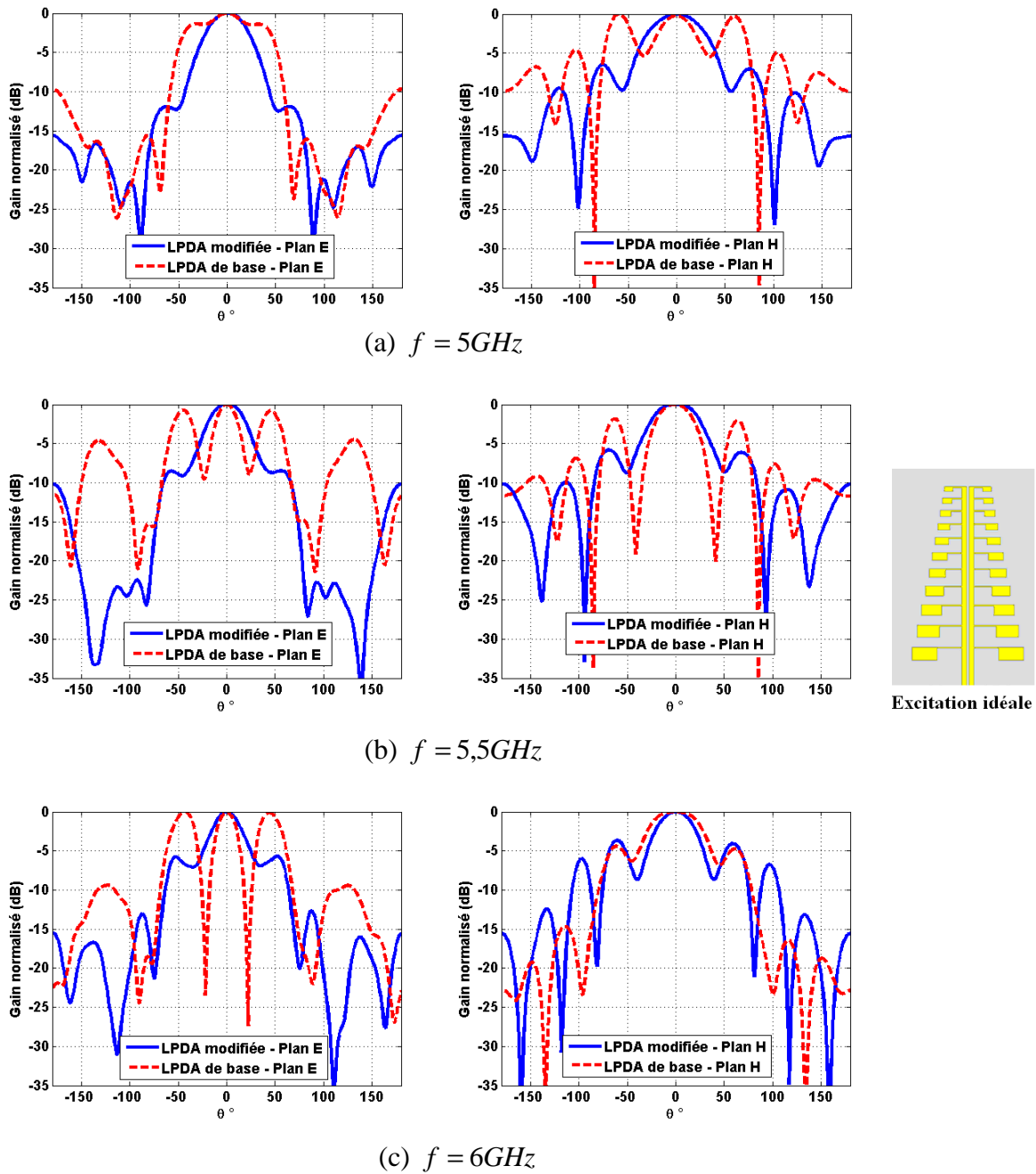


Figure 3-20 : Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés du LPDA de base et modifiée avec une **excitation idéale** pour $f = 5GHz$, $5,5GHz$ et $6GHz$.

Nous avons amélioré l'allure des diagrammes de rayonnement du LPDA modifiée par rapport au LPDA de base pour les trois fréquences $f = 5GHz$, $5,5GHz$ et $6GHz$ (figure 3-20). Cette amélioration est obtenue grâce à l'utilisation du dipôle modifié comme élément de base de l'antenne. Contrairement au LDPA de base (figure 3-9), les dipôles à la base de la structure ne

contribuent pas au rayonnement. Ceci est confirmé par la distribution du champ électrique maximal pour les fréquences $f = 5GHz$, $5,5GHz$ et $6GHz$ (figure 3-21).

Cependant, la remontée observée au niveau du diagramme de rayonnement à $\theta = \pm 70^\circ$ pour $f = 5,5GHz$ et à $\theta = \pm 62^\circ$ pour $f = 6GHz$ dans le plan H est due au rayonnement « parasite » des dipôles à la base (figure 3-21 (b) et figure 3-21 (c)).

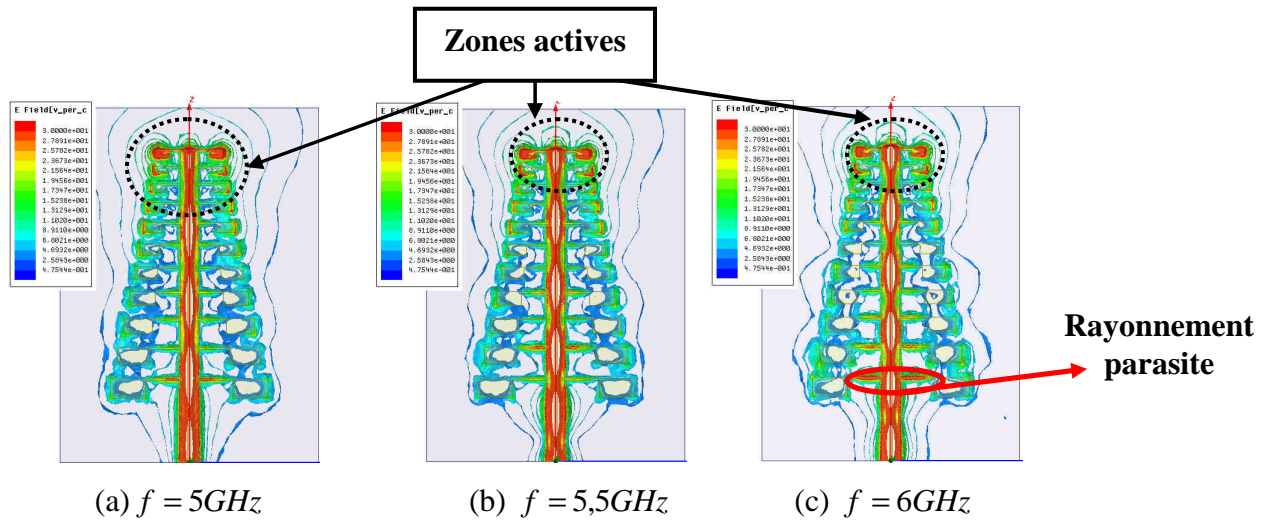


Figure 3-21: Distribution du champ E maximal pour différentes fréquences.

- **LPDA modifiée complète**

La variation des gains réalisés, simulés dans l'axe principal de rayonnement des antennes LPDA de base complète (avec balun et $Z_0 = 50\Omega$) et LPDA modifiée complète (avec balun et $Z_0 = 50\Omega$), est illustrée sur la figure 3-22.

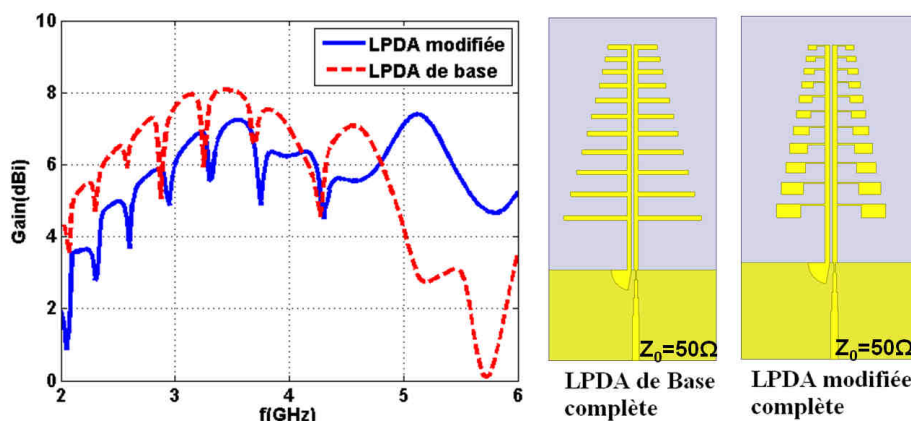


Figure 3-22 : Comparaison des gains réalisés simulés de l'antenne LPDA de base complète et de l'antenne LPDA modifiée complète (avec balun).

Elle montre bien une nette amélioration du gain réalisé sur toute la bande de fréquences. En effet, nous n'avons pas une chute de gain au-delà de la fréquence 4,5GHz, comme celle obtenue pour l'antenne LPDA de base.

La variation du paramètre S_{11} (dB) simulé et mesuré en fonction de la fréquence est donnée sur la figure 3-23. Une bonne concordance entre les simulations et les mesures est obtenue. L'antenne couvre la bande de fréquence allant de 2,3GHz à une fréquence supérieure à 6GHz, c'est-à-dire une bande passante relative mesurée à -10 dB supérieure à 90% .

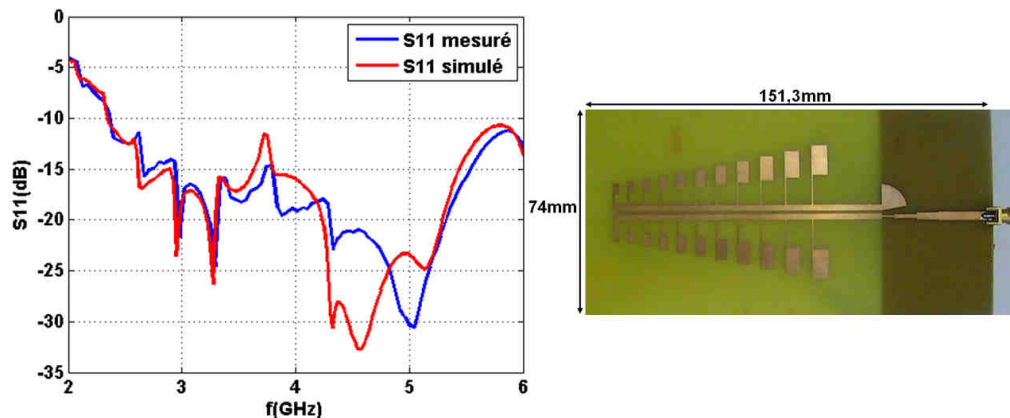


Figure 3-23. : Variation du paramètre S_{11} (dB) **mesuré et simulé** du LPDA modifiée **complète** en fonction de la fréquence et prototype de l'antenne réalisée.

Ainsi, nous avons montré que l'utilisation du dipôle modifié comme élément de base améliore de façon considérable les performances en rayonnement de l'antenne sur toute la bande de fréquences ciblée. L'utilisation de ce dipôle comme élément de base a permis de compacter l'antenne de base dans le sens de la largeur.

III. Amélioration des performances électriques de l'antenne log-périodique

Dans la partie précédente, nous nous sommes focalisés sur l'amélioration du gain et du rayonnement de l'antenne log-périodique sur toute la bande passante. Cependant, l'antenne présente des chutes de gain importantes sur des bandes de fréquences étroites. Ce phénomène de chutes de gains a été remarqué dans le cas des antennes LDPA filaires et imprimées classiques (c.-à-d avec une excitation au sommet et imprimée sur les deux faces du substrat). Dans cette partie, nous allons présenter le phénomène des résonances parasites des antennes log-périodiques et les méthodes proposées dans la littérature pour les atténuer. Par la suite, nous présentons des solutions pour atténuer ce phénomène pour l'antenne proposée.

1. Phénomène des résonances parasites dans les antennes log-périodiques

Il a été montré dans la littérature que les antennes dipôles log-périodiques filaires présentent des anomalies en termes de rayonnement qui se traduisent par des chutes de gain importantes sur des bandes de fréquences étroites. Ce même phénomène a été remarqué aussi dans le cas des antennes dipôles log-périodiques imprimées.

Nous parlons de la variation du gain réalisé dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne. En effet, ce phénomène a été étudié par Balmain et al dans plusieurs articles [91] [92], etc. Afin de remédier ce problème, plusieurs solutions ont été proposées. Bantin et Balmain ont montré dans [93] que l'utilisation d'une charge résistive à l'extrémité de la ligne de transmission alimentant l'antenne permet d'atténuer considérablement l'effet des résonances parasites. Cette dernière permet d'absorber la puissance non rayonnée dans la zone active (la zone active est la zone où nous avons des forts courants). Ceci est dû principalement au transfert incomplet de l'énergie vers la zone active. Une autre solution [93] consiste à dimensionner l'antenne avec un facteur de périodicité dont la valeur est élevée (généralement supérieure à 0,9) ainsi qu'un facteur d'espacement important. Cette solution présente l'inconvénient d'avoir des structures assez grandes avec un nombre de dipôles élevé.

Néanmoins, il a été montré que cette dernière solution ne garantit pas toujours l'atténuation des résonances parasites [94]. Les auteurs ont montré que le bon choix des dimensions de l'antenne pour couvrir une bande de fréquence donnée doit commencer par le choix d'un rapport faible de la longueur sur le diamètre du dipôle élémentaire et par la suite de chercher un facteur d'espacement optimum. Cette dernière solution s'avère toutefois coûteuse en termes de temps de calcul, afin de trouver les bonnes dimensions.

Dans [91], Balmain et al ont montré, par l'intermédiaire d'une étude paramétrique, que le fait d'augmenter l'impédance caractéristique de la ligne de transmission alimentant l'antenne permet d'avoir un transfert d'énergie complet vers la zone active et par conséquent avoir une meilleure adaptation surtout vers les zones actives les plus hautes. L'augmentation de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission alimentant l'antenne augmente le nombre total des dipôles dans la zone active. Une dernière solution proposée par Gong et Balmain [95] consiste en l'utilisation d'éléments rayonnants de base dont la forme est triangulaire ayant un grand angle d'ouverture et un fil central reliant le sommet à la base. La forme du dipôle élémentaire utilisé est donnée sur la figure 3-24.

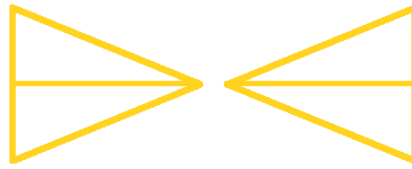


Figure 3-24. : Forme de dipôle filaire de forme triangulaire proposé par Gong et Balmain.

2. Atténuation des effets des résonances parasites de l'antenne proposée

Nous consacrons cette partie à l'étude des résonances parasites du LPDA modifiée.

Nous affichons la variation du gain simulé en fonction de la fréquence de l'antenne avec une excitation idéale (sans balun) sur la figure 3-25. L'impédance du générateur est $Z_g = 120\Omega$.

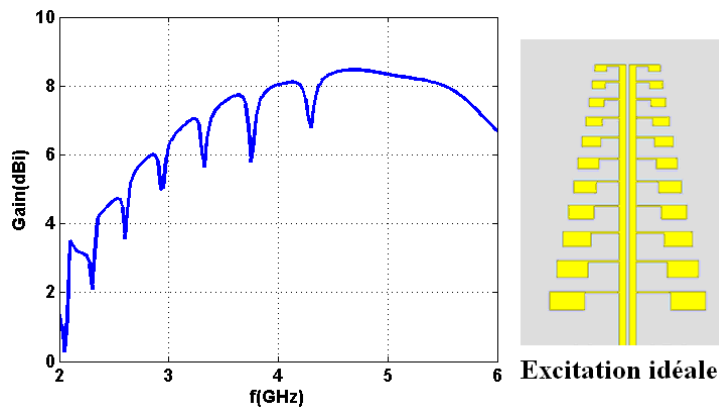


Figure 3-25. : Variation du gain réalisé simulé en fonction de la fréquence de l'antenne LPDA modifiée (excitation idéale avec un lumped port).

Nous donnons les fréquences auxquelles nous avons des chutes de gain, ainsi que les rapports de fréquences f_i / f_{i+1} (

tableau 3-3) avec f_i et f_{i+1} correspondent aux fréquences pour lesquels une chute de gain est observée. Nous remarquons que les chutes de gain se répètent d'une façon périodique.

Fréquence f_i (GHz)	Rapport de fréquence f_i/f_{i+1}
$f_1 = 2,325$	0,89
$f_2 = 2,6$	0,88
$f_3 = 2,95$	0,88
$f_4 = 3,325$	0,88
$f_5 = 3,775$	0,87
$f_6 = 4,3$	

Tableau 3-3 : Fréquences correspondantes aux chutes de gain.

i. Modification du facteur de forme du dipôle extrême

Les figure 3-26 (a), (b) et (c) illustrent les distributions des champs E max pour trois fréquences auxquelles nous avons des chutes de gain ($f=2,95$ GHz, $f=3,325$ GHz et $f=3,775$ GHz) et nous affichons sur les figure 3-26 (e), (f) et (g), la distribution des champs E max pour trois fréquences intermédiaires, c'est-à-dire ou nous n'avons pas de chutes de gain ($f=2,775$ GHz, $f=3,125$ GHz et $f=3,525$ GHz).

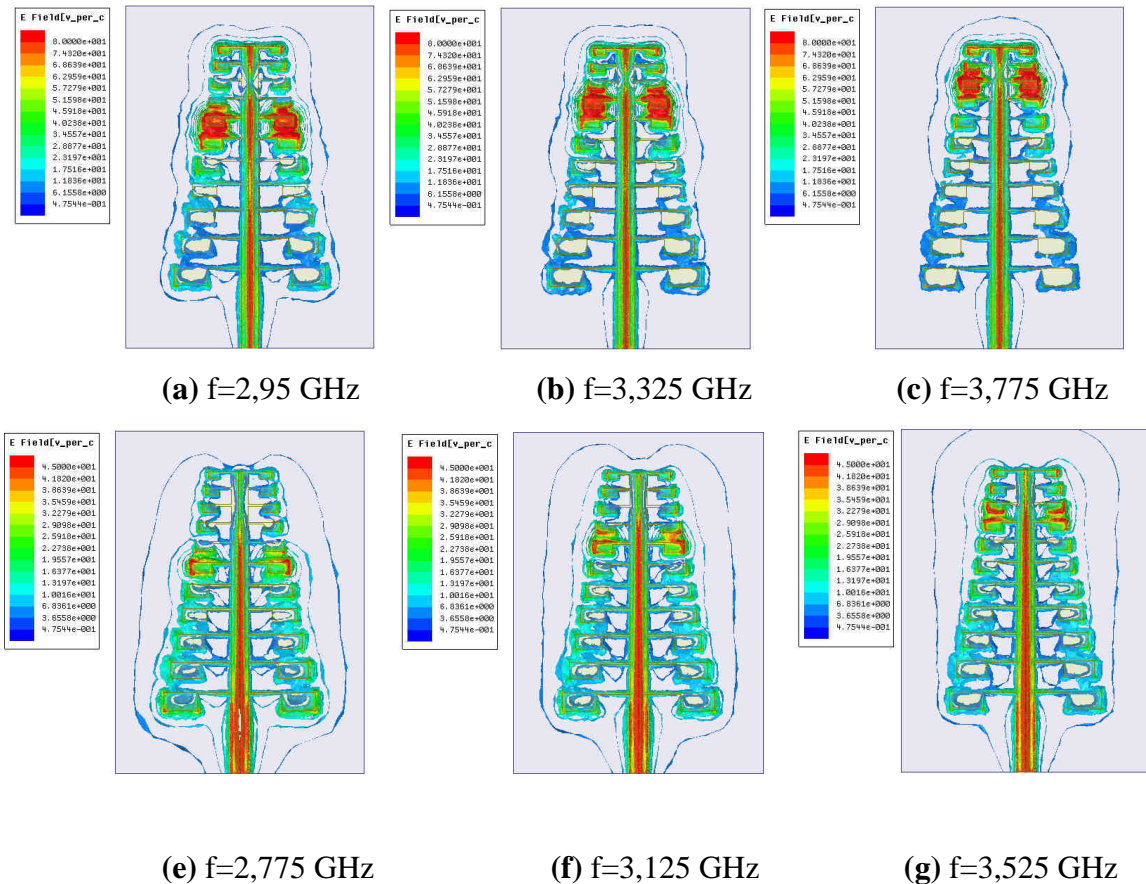


Figure 3-26. : Distribution du champ E de LPDA modifiée pour différentes fréquences.

Les résultats de simulations montrent l'existence d'une zone active parasite localisée au niveau du dipôle extrême pour les fréquences où nous avons des chutes de gain.

Pour pallier ce problème, nous proposons de modifier le facteur de forme du dipôle d'extrémité, ce qui entrainera le changement du chemin électrique des courants et par conséquent d'atténuer l'effet de la zone de rayonnement parasite localisée au niveau du dipôle extrême. Le facteur de forme du dipôle extrême proposé est donné sur la figure 3-27.

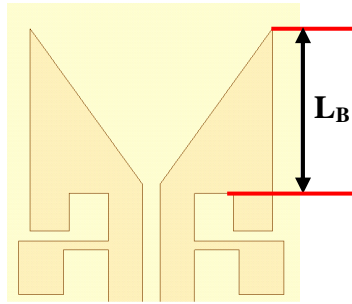


Figure 3-27. : Forme proposée du dipôle extrême de l'antenne.

Nous proposons une étude paramétrique sur la longueur L_B afin d'évaluer l'effet de la modification du dipôle extrême sur le gain réalisé de l'antenne LPDA modifiée. La figure 3-28 montre la variation du gain simulé de l'antenne log-périodique modifiée (avec une excitation idéale) et dont le dipôle extrême est modifiée pour différentes valeurs de $L_B = 5\text{mm}, 7\text{mm}$ et 9mm . Le meilleur résultat est obtenu pour un $L_B = 7\text{mm}$. En effet, la différence entre le résultat obtenu pour un $L_B = 7\text{mm}$ et celui pour un $L_B = 9\text{mm}$ est minime.

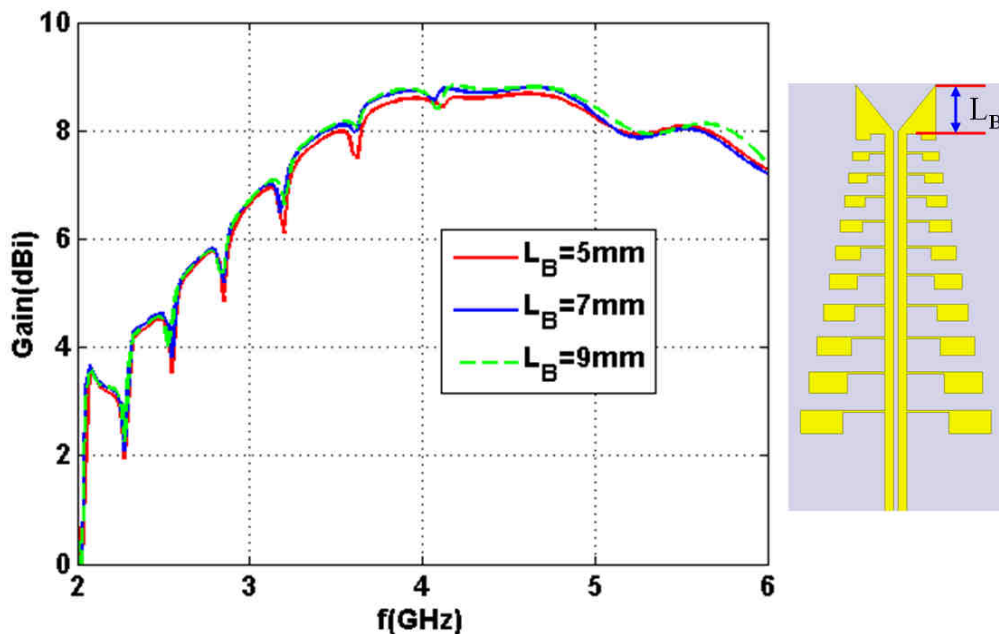


Figure 3-28 : Comparaison de la variation du gain réalisé simulé du LPDA modifiée (excitation idéale) pour différentes valeurs de L_B

La comparaison des gains réalisés simulés de l'antenne LPDA modifiée avec **dipôle extrême modifié** ($L_B = 7\text{mm}$) et l'antenne LPDA modifiée dont le **dipôle extrême est non modifié** (figure 3-29) montre que la modification du facteur de forme du dipôle extrême donne nette amélioration des chutes de gain en hautes fréquences.

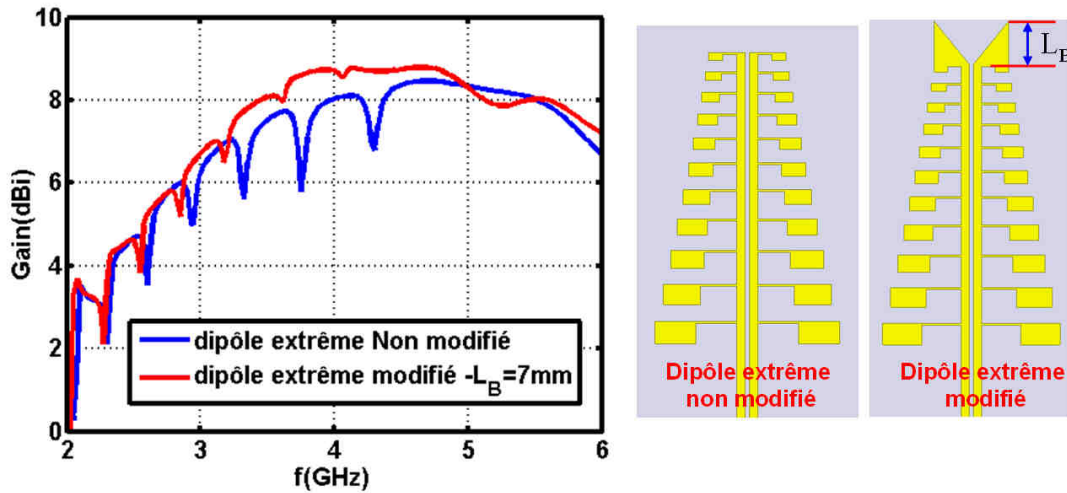


Figure 3-29 : Comparaison du gain réalisé simulé du LPDA modifié avec dipôle extrême modifié et LPDA modifié avec dipôle extrême non modifié (excitation idéale)

ii. Utilisation d'une ligne CPS taperisée

Outre l'existence d'une zone active parasite, la deuxième cause identifiée de chute de gain est due au transfert incomplet de l'énergie [91] de la ligne de transmission vers la zone active. Pour remédier à ce problème, il est nécessaire d'assurer une meilleure adaptation vers les zones actives. En effet, l'impédance de l'antenne vers la zone active est élevée et elle augmente tant que la zone active s'éloigne de la base. C'est pourquoi il est nécessaire d'alimenter l'antenne avec une ligne CPS dont l'impédance varie en fonction de la position et par conséquent d'assurer un transfert complet d'énergie vers les zones actives hautes.

En effet, nous avons pensé à alimenter l'antenne par une ligne taperisée, ce qui permet d'augmenter graduellement l'impédance de la ligne en partant de la base vers le sommet et par conséquent d'assurer un meilleur transfert d'énergie vers les zones actives hautes de l'antenne. Nous avons choisi une ligne CPS taperisée de profil linéaire.

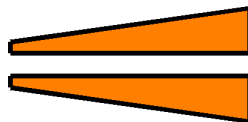


Figure 3-30. : Représentation schématique de la ligne CPS taperisée.

Une comparaison de la variation des gains réalisés¹⁶ (gain où nous prenons en compte les pertes par désadaptation) de l'antenne alimentée par une ligne CPS et une ligne CPS taperisée

¹⁶ Le gain réalisé est défini comme suit : $\text{Gain}_{\text{réalisé}} = \text{Gain}_{\text{int rinsèque}} (1 - |S_{11}|^2)$

est affichée sur la figure 3-31. Notons que la ligne CPS taperisée est de largeur 2mm ($Z_c = 120\Omega$) à la base et de 0,4mm ($Z_c = 195\Omega$) au sommet. L'impédance caractéristique de la ligne varie entre 120Ω et 195Ω . Nous remarquons que l'utilisation de la ligne CPS taperisée atténue considérablement les chutes de gain sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne (c.-à-d de 2,3 GHz à 6GHz pour un $S_{11} \leq -10\text{dB}$). Ceci s'explique par un transfert d'énergie plus complet vers les zones actives, qui a été assurée par l'augmentation graduelle de l'impédance caractéristique de la ligne CPS (de 120Ω à la base à 195Ω au sommet).

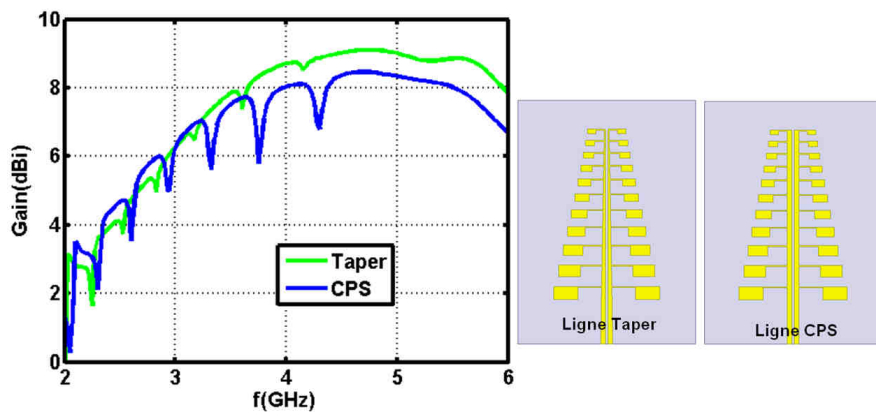


Figure 3-31. : Comparaison de la variation du gain réalisé simulé (antenne avec excitation idéale) en fonction de la fréquence de l'antenne alimentée par une ligne CPS et une CPS taperisée.

iii. Combinaison des deux méthodes

Après avoir proposé deux solutions différentes permettant d'atténuer l'effet des résonances parasites, nous proposons de les combiner pour une même structure.

Une comparaison de la variation du gain réalisé en fonction de la fréquence des différentes solutions (I.3.i, I.3.ii et I.3.iii) est donnée sur la figure 3-32.

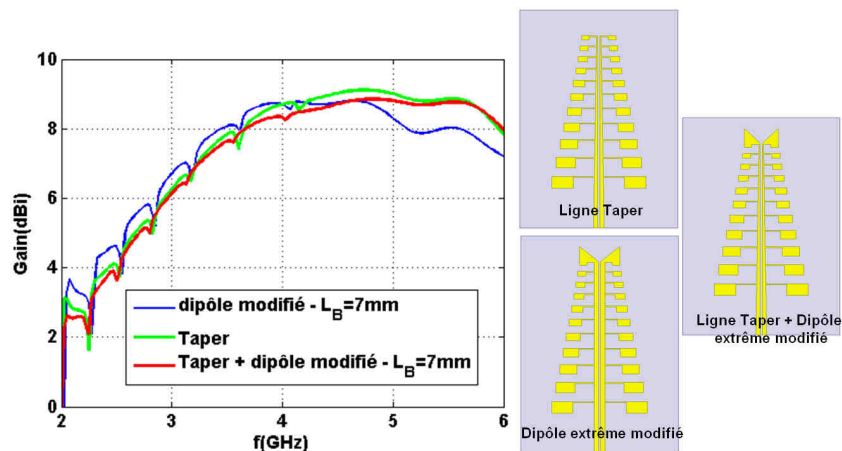


Figure 3-32 : Comparaison du gain réalisé simulé pour les différentes approches (antennes avec excitation idéale).

Les résultats obtenus montrent que la combinaison des deux solutions proposées (sous section I.3.iii) atténue le plus l'effet des résonances parasites. Dans la suite de la thèse, nous retenons cette dernière solution.

La figure 3-33 montre une comparaison de la variation du gain réalisé simulé de l'antenne log-périodique planaire excitée par une ligne CPS et l'antenne alimentée par une ligne CPS taperisée et dont le facteur de forme du dernier dipôle est modifié. Nous observons une nette amélioration des chutes de gain sur toute la bande de fréquence. La diminution du gain de l'antenne pour les fréquences supérieures à 3,5GHz est due au dépointage du faisceau principal de rayonnement en relation avec le balun planaire utilisé.

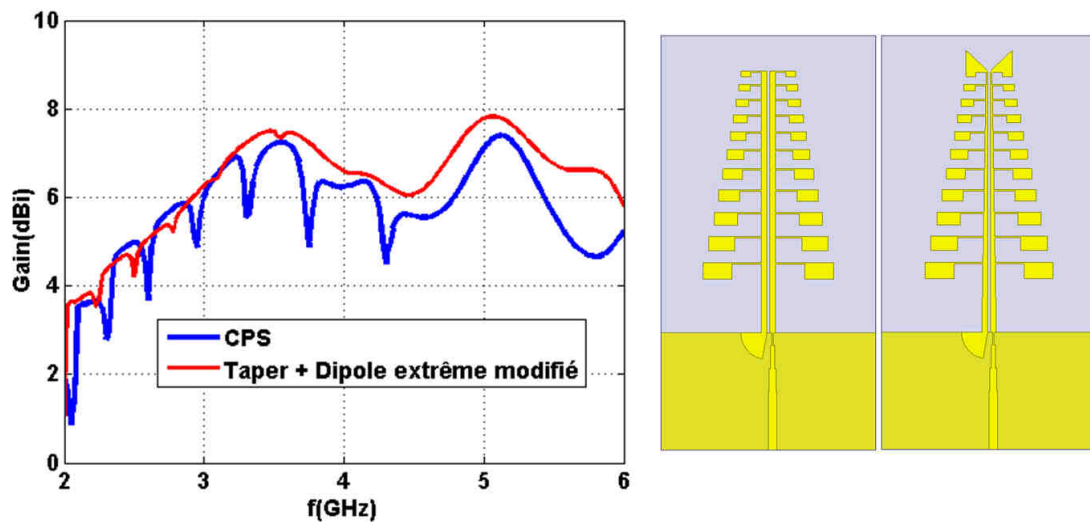


Figure 3-33 : Comparaison des gains réalisés simulés (dBi) en fonction de la fréquence de l'antenne LPDA complète alimentée par une ligne taperisée et avec dipôle extrême modifié et de l'antenne LPDA une ligne CPS.

La comparaison des résultats de simulation et de mesure du paramètre S_{11} (dB) en fonction de la fréquence (figure 3-34), montre une bonne concordance entre les résultats obtenus.

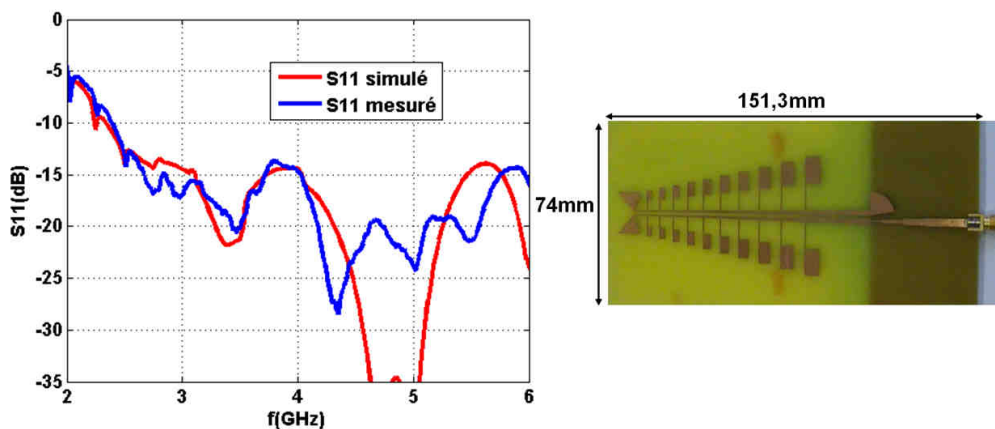


Figure 3-34. : Variation du paramètre S_{11} (dB) (simulé et mesuré) de l'antenne complète en fonction de la fréquence et prototype de l'antenne réalisée.

IV. Antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal

Nous nous focalisons sur l'étude d'une solution d'antenne de type log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal. Cette solution d'antenne sera exploitée par la suite pour proposer un réseau d'antennes ultra large bande. Dans la partie précédente, nous avons présenté une solution d'antenne log-périodique uni-planaire avec une excitation à la base. Les limitations en termes de rayonnement ont été identifiées et des solutions pour y remédier ont été proposées. Néanmoins cette antenne initiale couvre la gamme de fréquences allant de 2,3GHz à 6GHz (@VSWR=2), et ne couvre pas plusieurs standards de radiocommunications tels que le GSM, le GPRS, l'UMTS, etc. C'est pourquoi, nous avons été amenés à modéliser et concevoir une nouvelle antenne log-périodique couvrant la bande de fréquence allant de 1,5GHz à 4GHz .

1. Performances en rayonnement de l'antenne dipôle log-périodique avec une excitation idéale (sans balun)

Nous allons présenter les performances en rayonnement d'une antenne log-périodique couvrant la gamme de fréquences allant de 1,5GHz à 4GHz .

L'antenne proposée a été optimisée pour un facteur de périodicité $\tau = 0.87$ et un nombre de dipôles égal à 15. La distance entre le premier et le second dipôle est $D_1 = 20\text{mm}$, avec $L_1 = 16\text{mm}$ et $W_1 = 18,9\text{mm}$.

$$\begin{cases} \frac{W_2}{W_1} = \frac{W_3}{W_2} = \dots = \frac{W_{15}}{W_{14}} = \tau \\ \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_3}{L_2} = \dots = \frac{L_{15}}{L_{14}} = \tau \\ \frac{D_2}{D_1} = \frac{D_3}{D_2} = \dots = \frac{D_{14}}{L_{13}} = \tau \end{cases}$$

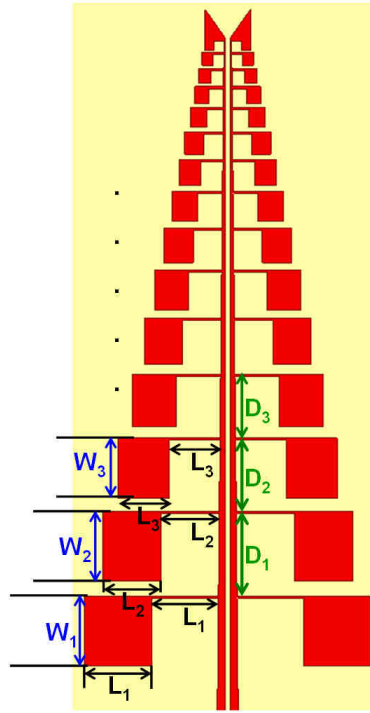


Figure 3-35 : Configuration de l'antenne log-périodique à 15 dipôles sans plan réflecteur orthogonal.

La figure 3-36 illustre la variation du paramètre $S_{11}(dB)$ en fonction de la fréquence. Cette antenne couvre une bande relative supérieure à 100% (@ VSWR=2).

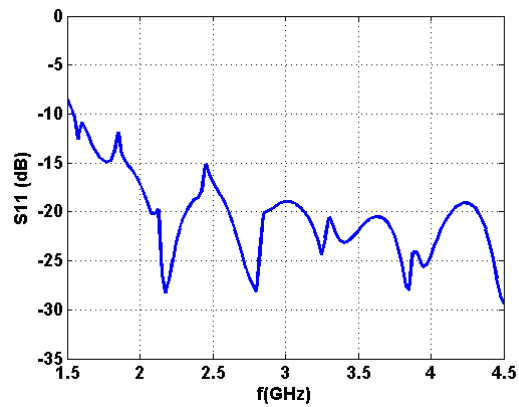


Figure 3-36. : Variation du paramètre $S_{11}(dB)$ en fonction de la fréquence de l'antenne log-périodique à 15 dipôles (sans plan réflecteur).

Grâce à la symétrie de l'antenne, nous avons obtenu un rayonnement symétrique sur la gamme de fréquences allant de 1,5GHz à 4GHz dans les deux plans E et H (figure 3-37). La figure 3-37 illustre les diagrammes de rayonnement normalisés (plans E et H) de l'antenne avec une excitation idéale.

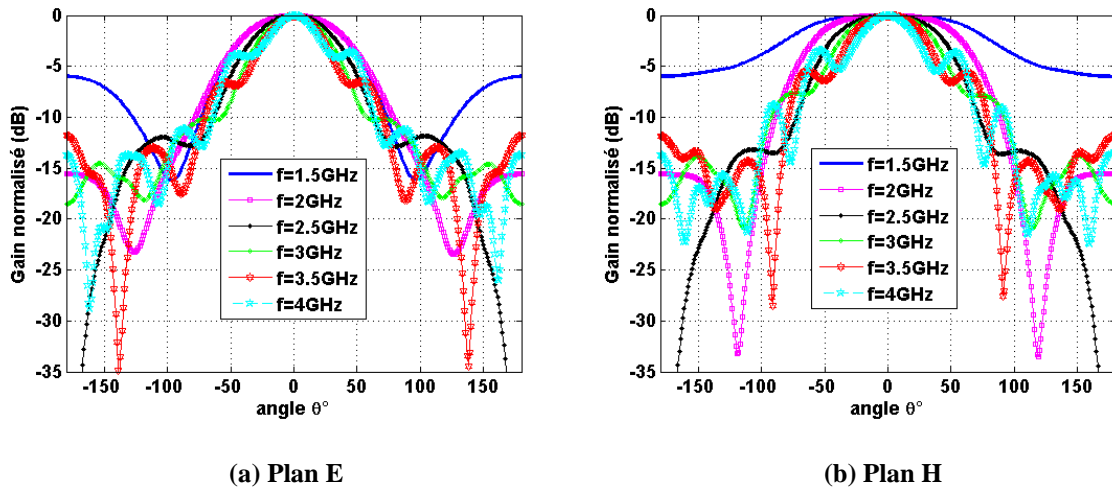


Figure 3-37: Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne avec une excitation idéale pour différentes fréquences.

Pour les fréquences 3,5GHz et 4GHz, nous observons des ondulations plus ou moins importantes qui commencent à apparaître aux alentours de $\theta = \pm 55^\circ$. Ce phénomène pourrait être expliqué par le rayonnement parasite qui se manifeste par la participation des dipôles les plus grands au rayonnement de l'antenne. En effet, cette participation se traduit par l'excitation de la résonance à $3\lambda_0/2$. L'affichage de l'amplitude maximale du champ E pour les deux fréquences 3,5GHz et 4GHz (figure 3-38), montre le rayonnement parasite des dipôles les plus grands (en bas de la structure) à ces fréquences.

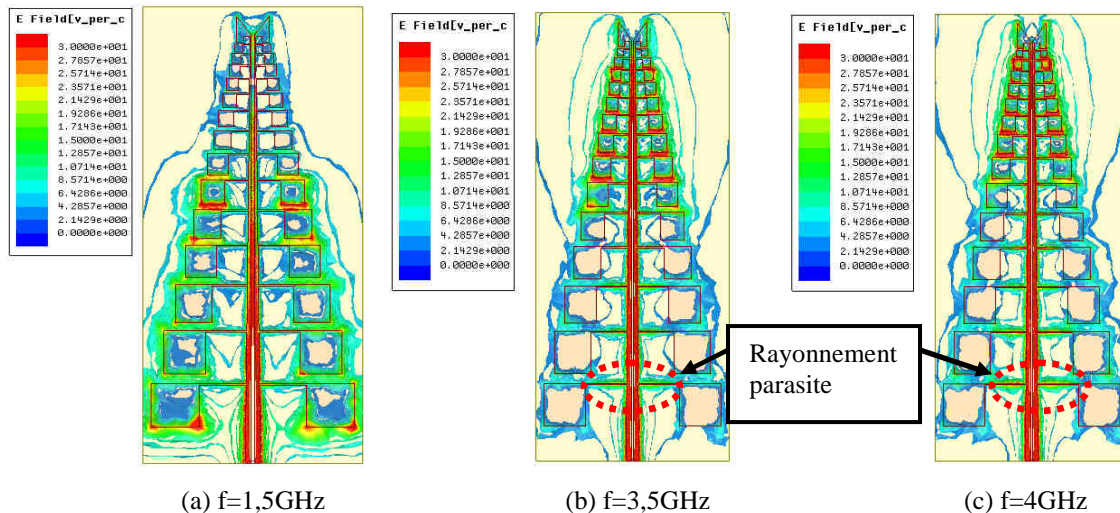


Figure 3-38: Répartition du champ E maximal pour $f = 1,5\text{GHz}$, $f = 3,5\text{GHz}$ et $f = 4\text{GHz}$.

L'ouverture à -3dB du lobe principal de l'antenne dans les deux plans E et H décroît en montant en fréquence (tableau 3-4). Ceci est dû au fait que la zone active de l'antenne se déplace en fonction de la fréquence et par conséquent les dipôles non excités jouent le rôle de

réflecteurs lorsque leur longueur est supérieure à celle des éléments excités, et le rôle de directeurs dans le cas contraire.

f(GHz)	Ouverture à – 3dB dans le plan H	Ouverture à – 3dB dans le plan E
1,5	176°	90°
2	124°	92°
2,5	94°	74°
3	79°	62°
3,5	65°	52°
4	53°	48°

Tableau 3-4: Ouverture à – 3dB du diagramme de rayonnement de l’antenne dans les plans E et H.

L’ouverture du lobe principal varie entre 176° et 53° dans le plan H et entre 92° et 48° dans le plan E. Nous observons une légère augmentation de l’ouverture dans le plan E, en passant de la fréquence $f = 1,5\text{GHz}$ à $f = 2\text{GHz}$. La diminution des ouvertures à – 3dB en hautes fréquences, limite les performances en balayage du réseau d’antennes.

Nous rappelons que notre objectif est de concevoir une antenne log-périodique sur un plan réflecteur perpendiculaire. C’est pourquoi nous sommes amenés à étudier l’impact d’un plan réflecteur sur le fonctionnement de l’antenne en termes d’adaptation, de rayonnement et de la variation du centre de phase. Dans la partie suivante, nous donnons les positions du centre de phase de l’antenne en fonction de la fréquence.

2. Variation de la position du centre de phase de l’antenne dipôle log-périodique seule sans plan réflecteur orthogonal

Nous nous intéressons à l’étude de la position du centre de phase de l’antenne dipôle log-périodique avec une excitation idéale (avec un lumped port).

Pour le calcul de la position du centre de phase nous avons utilisé la méthode basée sur le changement de position de référence de l’antenne [112] (voir Annexe - page 173). Cette méthode consiste à chercher la position sur l’antenne permettant de minimiser la variation de la phase de la copolarisation sur un angle d’ouverture donnée (dans un plan de coupe). Nous avons choisi cette méthode parce qu’elle nous permet de déterminer la position du centre de phase sur plusieurs plans de coupe. En effet, elle permet de déterminer la dispersion du centre de phase en fonction des plans de coupe, contrairement à la méthode basée sur la détermination du centre de phase en 3D (voir Annexe page 176) [113] [114], qui ne permet de déterminer qu’une seule position du centre de phase.

L'antenne dipôle log-périodique étant symétrique, son centre de phase est situé au niveau de son axe principal de rayonnement. Ceci nous permettra de simplifier le problème de l'optimisation multidimensionnelle pour déterminer la position du centre de phase à un problème monodimensionnel. Par exemple, si l'antenne est située dans le plan (yz), et dont l'axe principal de rayonnement est l'axe des z, nous pouvons chercher la position du centre de phase uniquement sur cet axe. Dans notre cas, nous cherchons d'une façon itérative sur l'axe des « z » la position du centre de phase. La variation de la phase est évaluée par la minimisation de l'écart type de la phase de la copolarisation sur l'ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Nous donnons les valeurs des positions du centre de phase pour différentes fréquences (tableau 3-5) dans les deux plans E et H, ainsi que la moyenne de toutes les positions sur tous les plans de coupes (la position moyenne est déterminée sur 180 plans de coupe) (figure 3-40).

Fréquence	Position du centre de phase en mm				
	Position Min	Position Max	Position dans le Plan E	Position dans le Plan H	Moyenne sur tous les plans
1.5 GHz	41	51	41	50	46,4
2GHz	60	77	60	77	68,7
2.5GHz	83	99	83	99	91,4
3GHz	99	114	99	114	107,7
3.5GHz	119	127	119	127	123,8
4GHz	144	153	153	145	147,2

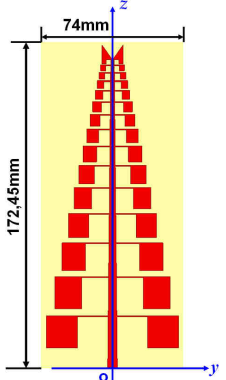


Tableau 3-5 : Position du centre de phase de l'antenne log-périodique avec une excitation idéale.

La variation de la position du centre de phase de l'antenne en fonction de la fréquence est montrée sur la figure 3-39.

Nous affichons la moyenne sur tous les plans de coupe et dans les deux plans E et H. Le centre de phase de l'antenne varie d'une façon monotone en fonction de la fréquence. Ceci pourrait s'expliquer par le fait qu'une seule zone contribue au rayonnement de l'antenne pour une fréquence donnée et cette zone se déplace du bas de la structure vers le sommet en montant en fréquence. Nous remarquons aussi que la position du centre de phase varie suivant le plan de coupe. Nous pouvons déduire que la position du centre n'est pas un point unique mais un « segment de droite » sur lequel varie cette position.

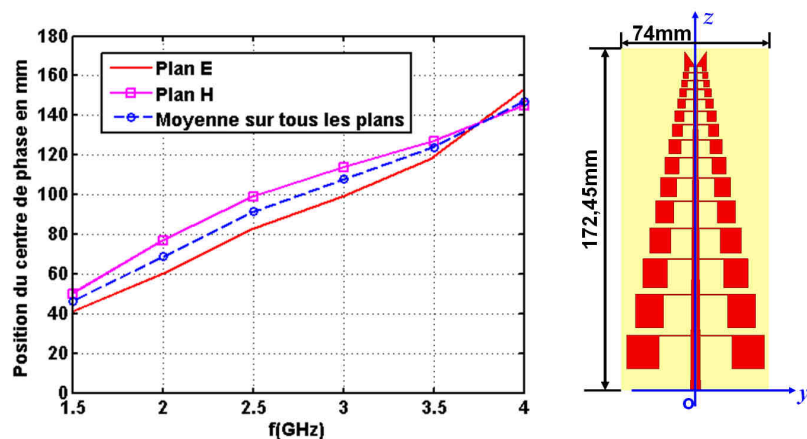


Figure 3-39: Position du centre de phase de l'antenne seule (avec une excitation idéale) en fonction de la fréquence

Pour mieux illustrer ceci, nous donnons sur la figure 3-40 les positions moyennes du centre de phase en fonction de la fréquence ainsi que les intervalles de variation pour l'ensemble des plans de coupe.

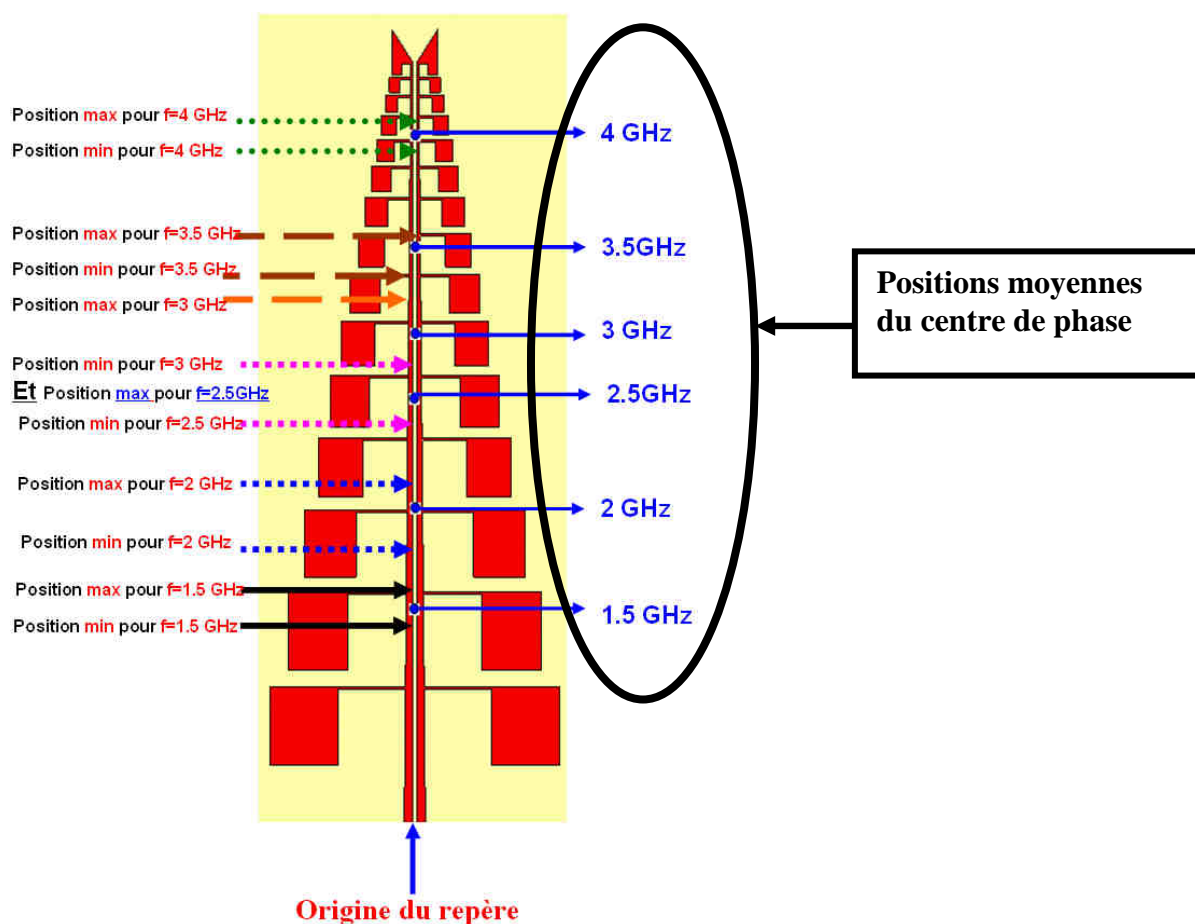


Figure 3-40. : Représentation schématique des positions du centre de phase pour différentes fréquences sur l'antenne log-périodique sans plan réflecteur orthogonal.

Afin de mener à bien notre étude et valider les résultats obtenus, nous allons comparer des résultats de simulations de la position moyenne du centre de phase obtenu avec notre outil logiciel développé sous MATLAB et le logiciel CST (méthode temporelle). Les résultats obtenus sont donnés sur la figure 3-41. En effet, le logiciel CST nous permet de calculer la position du centre de phase dans les plans E et H en exploitant les composantes E_θ et E_φ .

Les résultats obtenus avec l’outil MATLAB exploite les diagrammes de rayonnement simulés obtenus sous HFSS (logiciel basé sur la méthode des éléments finis). Les résultats obtenus entre les deux logiciels sont assez proches et présentent des différences minimales. Notons que la moyenne sur la position du centre de phase obtenu sous CST est la moyenne des positions sur les deux plans E et H.

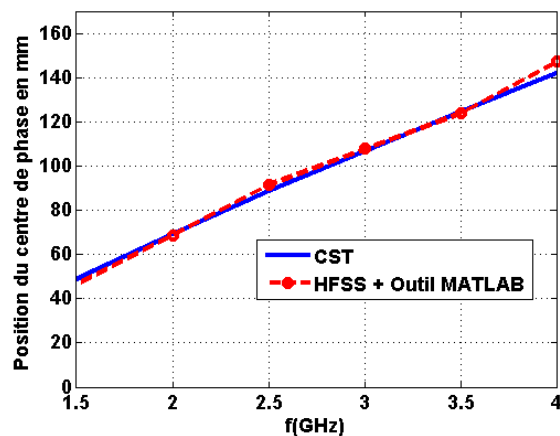


Figure 3-41. : Comparaison des positions du centre de phase simulées sous CST et HFSS.

3. Influence d’un plan réflecteur infini sur l’impédance de l’antenne

Dans un premier temps, nous vérifions l’impact du plan réflecteur infini sur l’adaptation de l’antenne. La figure 3-42, montre la variation du paramètre S_{11} (dB) en fonction de la fréquence, des antennes avec et sans plan réflecteur infini. Nous remarquons que le plan réflecteur n’a pas d’influence sur l’adaptation de l’antenne, sauf un léger décalage en basse fréquence. Ceci pourrait s’expliquer par le fait que l’antenne est suffisamment éloignée du plan réflecteur ce qui n’altère pas son impédance d’entrée.

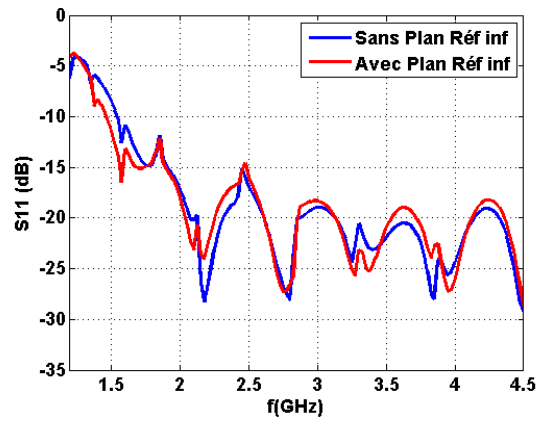


Figure 3-42: Variation du paramètre S11 (dB) en fonction de la fréquence de l'antenne sans et avec plan réflecteur infini.

4. Influence du plan réflecteur sur le rayonnement de l'antenne

Nous avons déterminé les positions du centre de phase de l'antenne sans plan réflecteur pour différentes fréquences. La courbe montre une variation monotone de la position du centre de phase en fonction de la fréquence. La position du centre de phase apparent (moyenne des positions sur tous les plans) et la longueur varie grosso-modo entre $0,25$ et 2λ pour les fréquences allant de $1,5\text{GHz}$ à 4GHz (tableau 3-6). Nous comprenons ainsi que du fait de disposer l'antenne sur un plan réflecteur, nous aurons une distance entre les positions des centres de phase et le plan réflecteur qui varie en fonction de la fréquence. En effet, la distance entre le plan réflecteur et l'antenne a des répercussions directes sur l'allure du diagramme de rayonnement.

f(GHz)	Rapport Position du centre de phase / λ
1,5	0,24
2	0,5
2,5	0,75
3	1,06
3,5	1,44
4	1,97

Tableau 3-6 : Rapport entre la position du centre de phase et la longueur d'onde pour différentes fréquences.

Pour mener à bien notre étude et comprendre l'impact du plan réflecteur infini sur les performances en rayonnement de l'antenne, nous allons commencer par l'étude d'un dipôle demi-onde sur un plan réflecteur.

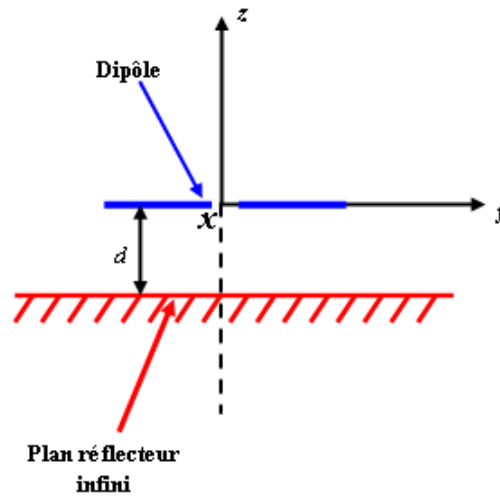


Figure 3-43: Dipôle sur un plan réflecteur infini.

i) Etude du rayonnement d'un dipôle sur un plan réflecteur infini

Cette partie est consacrée à l'étude des performances en rayonnement d'un dipôle demi-onde sur un plan réflecteur infini et ceci pour différentes distances d (figure 3-43).

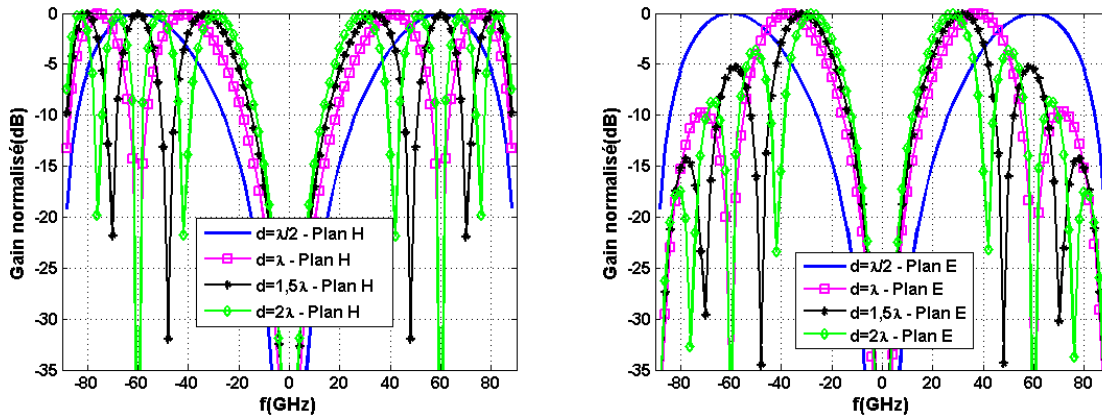
La figure 3-44-(a) illustre les diagrammes de rayonnement simulés d'un dipôle au dessus d'un plan réflecteur infini pour différentes distances $d = 0,5\lambda$, $0,75\lambda$, etc.

La fonction d'un plan réflecteur peut être expliquée en se basant sur la théorie des images et la théorie des réseaux d'antennes. En effet, une antenne située à une distance d au dessus d'un plan réflecteur infini est équivalente à un réseau de deux antennes avec une distance inter-éléments égale à $2d$ et déphasées de 180° . En choisissant une distance $d = \lambda/4$, l'onde réfléchie se combine en phase avec l'onde incidente et nous obtenons ainsi une superposition constructive dans la direction $\theta = 0^\circ$ (figure 3-44-(b).)

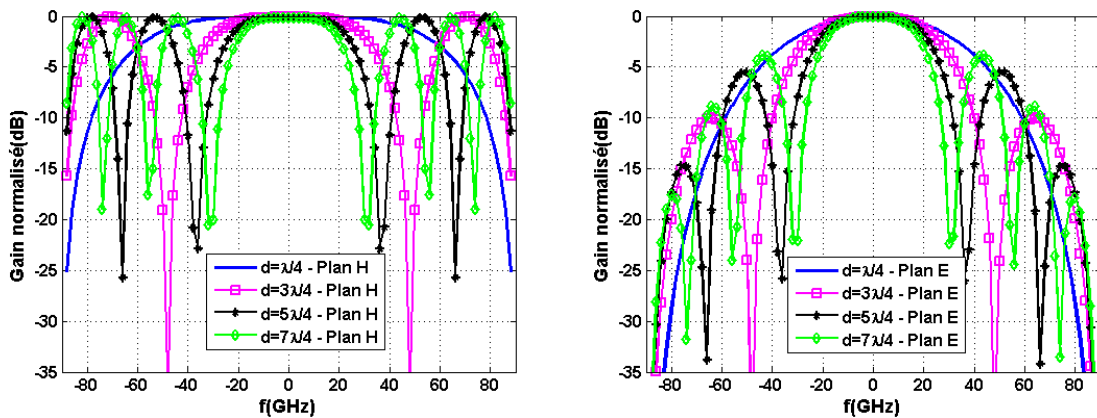
Pour des distances $d \geq \lambda/2$ des lobes secondaires commencent à apparaître. Ceci peut s'expliquer par le phénomène des lobes de réseau dans le cas d'un réseau de deux antennes, dont la distance inter-élément est supérieure à λ et dont le déphasage entre les deux antennes est égale à 180° .

Les résultats de simulation montrent que nous avons un zéro de rayonnement à $\theta = 0^\circ$ pour les multiples pairs de $\lambda/4$, c.-à-d. pour $d = (2p)\lambda/4$ avec p est un entier naturel non nul (figure 3-44-(a)).

Cependant, pour les multiples impairs de $\lambda/4$, c.-à-d. pour $d = (2p + 1)\lambda/4$ avec p est un entier naturel, nous avons un rayonnement maximal à $\theta = 0^\circ$ tout en ayant des niveaux de lobes secondaires égaux au niveau du lobe principal (lobes de réseaux) (sauf pour le cas où $d = \lambda/4$).



(a) d est un multiple pair de $\lambda/4$



(b) d est un multiple impair de $\lambda/4$

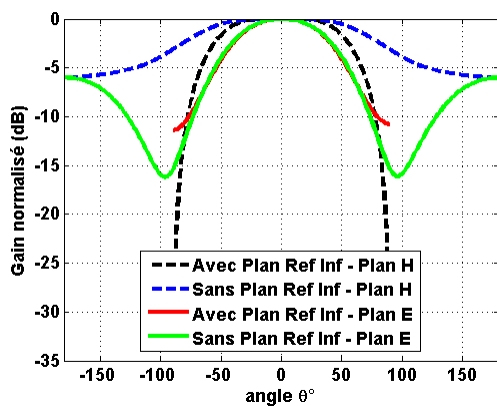
Figure 3-44: Diagrammes de rayonnement d'un dipôle sur un plan réflecteur infini dans les plans E et H pour différentes distances.

ii) Performances en rayonnement de l'antenne dipôle log-périodique sur plan réflecteur infini

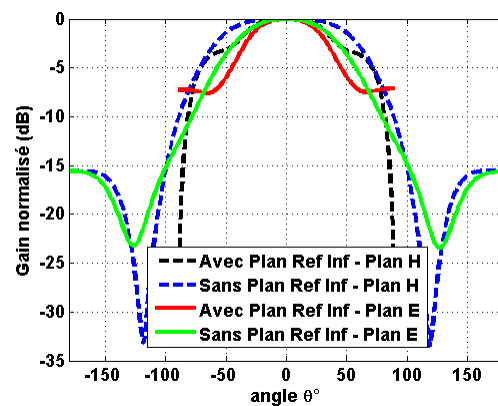
Nous comparons sur la figure 3-45 les diagrammes de rayonnement simulés dans le plans E et H de l'antenne dipôle log-périodique (figure 3-35) avec et sans plan réflecteur infini, pour différentes fréquences.

Nous remarquons une déformation importante de l'allure du diagramme de rayonnement de l'antenne sur plan réflecteur infini en hautes fréquences à partir de 3,5GHz. Nous notons une ondulation au niveau du diagramme de rayonnement dans le plan H engendré par l'effet du

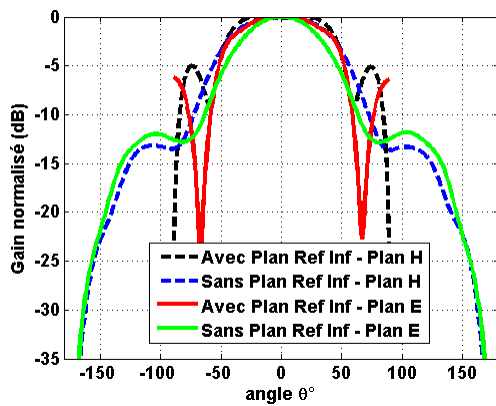
plan réflecteur pour les deux fréquences 2,5GHz et 3GHz, aux alentours de $\theta = \pm 65^\circ$. Ceci peut être expliqué par les distances électriques particulières (multiple impair de $\lambda/4$ pour 2,5GHz et multiple pair de $\lambda/4$ pour 3GHz) entre la position du centre de phase et le plan réflecteur (tableau 3-6) en fonction de la fréquence (ce phénomène est similaire au cas du dipôle sur plan réflecteur infini que nous avons étudié dans la partie précédente). En effet, les répercussions sur l'allure du diagramme de rayonnement sont fonction de la distance entre le plan réflecteur et l'antenne (multiples pair ou impair de $\lambda/4$). Le phénomène a été remarqué (section précédente) dans le cas du dipôle sur un plan réflecteur infini dans le cas où nous avons des distances multiple impair de $\lambda/4$ et multiple pair de $\lambda/4$ entre le plan réflecteur et le dipôle.



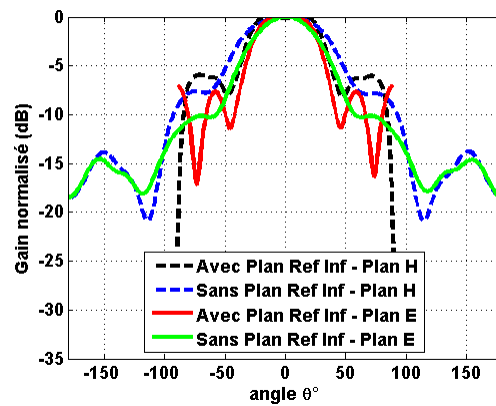
(a) F=1,5GHz



(b) f=2GHz



(c) f=2,5GHz



(d) f=3GHz

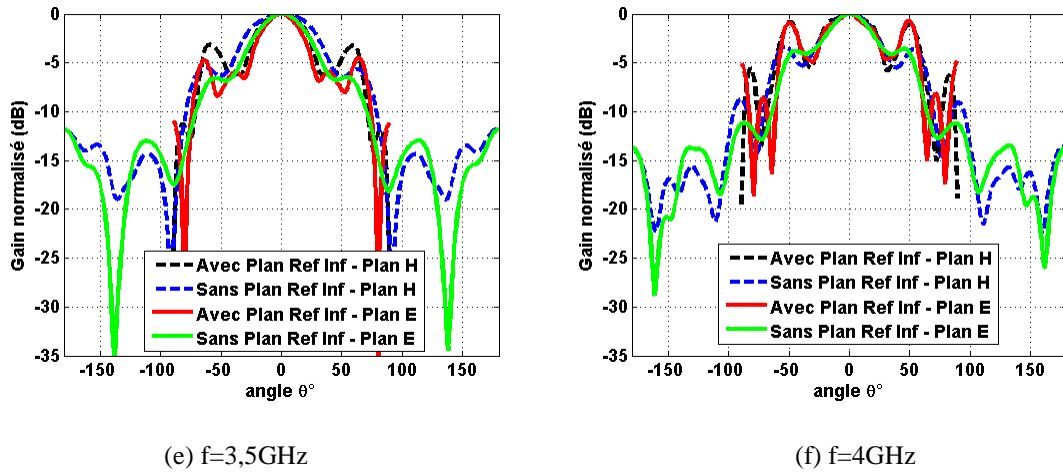


Figure 3-45: Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne avec et sans plan réflecteur.

Dans le cas de notre antenne (figure 3-35), nous avons pour certaines fréquences f_i les centres de phase associés qui sont positionnés à des distances égales à $\lambda/2, 3\lambda/4, \lambda$ (c.-à-d. des multiples pairs et impairs de $\lambda/4$) du plan réflecteur, etc.(tableau 3-6).

La comparaison de la variation du gain réalisé simulé en fonction de la fréquence dans l'axe principal de rayonnement en fonction de la fréquence de l'antenne avec et sans plan réflecteur infini est affichée sur la figure 3-46. Le gain réalisé simulé dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne sur un plan réflecteur infini, varie entre 4,7dBi et 9,4dBi (figure 3-46). Nous remarquons des ondulations en fonction de la fréquence sur la variation du gain de l'antenne sur plan réflecteur infini.

Ces ondulations sur la courbe de gain en fonction de la fréquence peuvent être expliquées par les distances particulières en fonction de la fréquence par rapport au plan réflecteur. En effet, le plan réflecteur a un effet constructif pour certaines fréquences et un effet destructif pour d'autres.

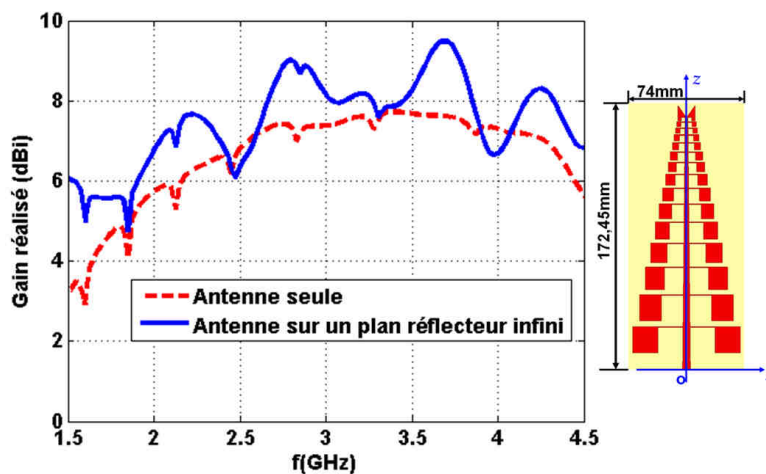


Figure 3-46: Variation du gain réalisé simulé de l'antenne (excitation idéale) avec et sans un plan réflecteur infini

Après avoir mis en évidence l'impact du plan réflecteur infini sur l'adaptation et le rayonnement de l'antenne, nous proposons dans cette partie d'étudier l'impact du plan réflecteur sur la position du centre de phase de l'antenne. Nous commençons tout d'abord par l'étude de l'impact du plan réflecteur sur la position du centre de phase d'un dipôle.

V. Influence du plan réflecteur sur la variation spatiale du centre de phase de l'antenne

i) Centre de phase d'un dipôle sur un plan réflecteur infini

Nous allons étudier l'impact du plan réflecteur sur la position du centre de phase de l'antenne. En effet, nous allons commencer l'étude de cet impact dans le cas d'un dipôle sur un plan réflecteur infini.

- **Position du centre de phase du dipôle seul**

Nous rappelons que le centre de phase d'un dipôle demi-onde correspond au centre géométrique de ce dernier. La figure 3-48 illustre la géométrie d'un dipôle demi-onde aligné suivant l'axe des y et dont le centre géométrique est placé au point $(x, y, z) = (0, 0, 0)$. Les diagrammes de copolarisation ainsi que leurs diagrammes de phase associés dans les plans de coupe $\varphi = 0^\circ$ (plan H), $\varphi = 45^\circ$ et 90° (plan E) sont affichés sur la figure 3-47. Les diagrammes de phase au niveau de la position du centre de phase (qui est le centre géométrique du dipôle) montre une variation minimale de la phase sur l'ouverture à -3dB de la copolarisation.

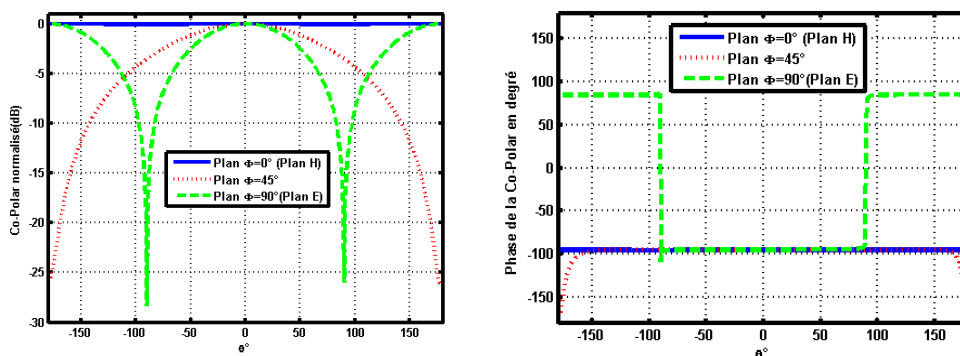


Figure 3-47: Copolarisation et phase de la copolarisation d'un dipôle demi-onde.

- Phase de la copolarisation de l'ensemble « dipôle et plan réflecteur infini »

Afin d'étudier l'impact du plan réflecteur sur la position du centre de phase d'un dipôle, nous nous plaçons dans le cas d'un dipôle sur un plan réflecteur infini. La distance entre le dipôle et le plan réflecteur est égale à $\lambda/4$.

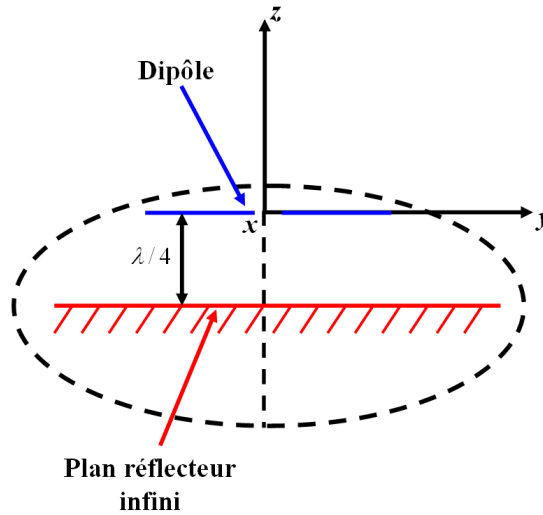


Figure 3-48: Représentation schématique d'un dipôle sur un plan réflecteur infini.

La figure 3-49 montre la variation de la phase de la copolarisation dans les plans de coupe $\varphi = 0^\circ$ (plan H), $\varphi = 45^\circ$ et 90° (plan E), de l'ensemble dipôle et plan réflecteur. Notons que les diagrammes de phases sont donnés à la position $(x, y, z) = (0, 0, 0)$, c'est-à-dire au niveau du centre géométrique du dipôle.

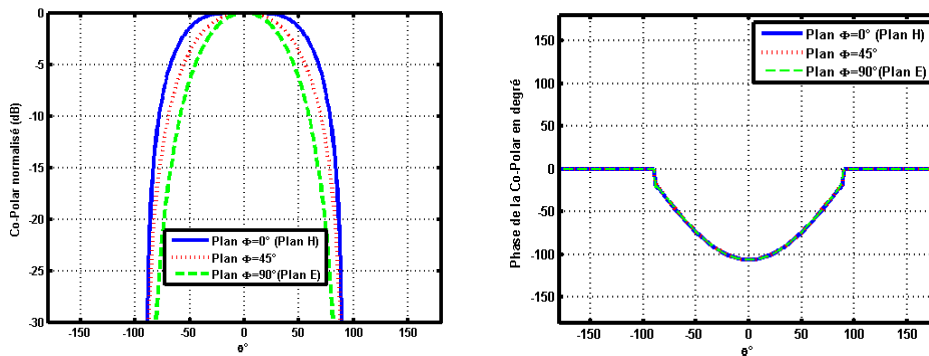


Figure 3-49: Copolarisation et phase de la copolarisation d'un dipôle sur un plan réflecteur infini.

Nous remarquons que la variation de la phase pour $-90 \leq \theta \leq 90^\circ$, est très importante, par rapport à celle du dipôle seul. Ceci montre bien que la position du centre de phase a changé en rajoutant le plan réflecteur infini.

- **Position du centre de phase de l'ensemble dipôle et plan réflecteur infini**

En effet, d'après la théorie des images, un dipôle placé à une distance d d'un plan réflecteur infini, est l'équivalent d'un réseau de deux dipôles de pondérations égales, en opposition de phase et séparés d'une distance $2d$. Nous rappelons que la position du centre de phase d'un réseau de deux dipôles de pondérations égales correspond au barycentre du réseau (c.-à-d. le centre géométrique du réseau) et ceci quelque soit le déphasage entre les deux éléments rayonnants.

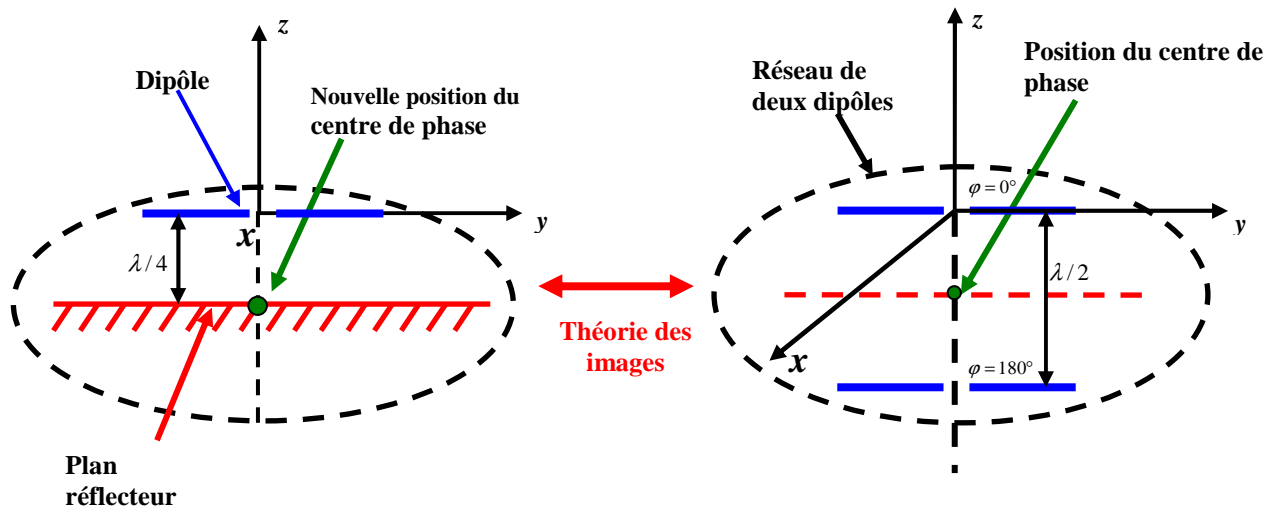


Figure 3-50: Explication de la théorie des images.

La variation de la phase de la copolarisation d'un réseau de deux dipôles au niveau de la position du centre de phase c.-à-d. pour $(x, y, z) = (0, 0, -\lambda/4)$ est illustrée sur la figure 3-51. Nous remarquons que la variation de la phase dans le lobe avant et arrière est minimale. Sur les diagrammes de phase, nous observons des discontinuités pour $\theta = \pm 90^\circ$, qui sont dues aux zéros de rayonnement.

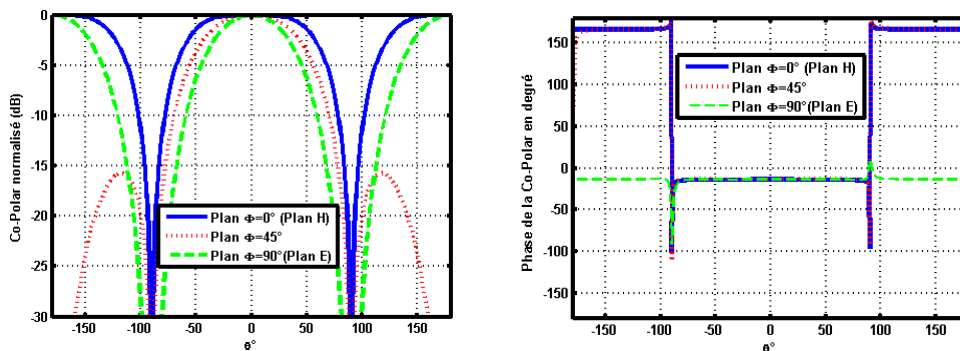


Figure 3-51 : Copolarisation et phase de la copolarisation d'un réseau de deux dipôles pour différents plans de coupe.

Ce qui précède montre bien que la position du centre de phase d'une antenne dipôle placée sur un plan réflecteur infini à une distance $d = \lambda/4$ (c.-à-d. $z = -\lambda/4$), est située au niveau du plan réflecteur, c'est-à-dire au point $(0,0,-\lambda/4)$.

La figure 3-52 montre la variation de la phase des copolarisations du dipôle sur plan réflecteur infini (figure 3-50 - figure gauche) pour différents plans de coupe, à la position du centre de phase (c.-à-d. $z = -\lambda/4$). Nous remarquons une variation minimale de la phase pour les différents plans de coupe et que les trois diagrammes de phase associés au trois plans de coupe sont confondus, ce qui montre bien que la position du centre de phase est la même quelque soit le plan de coupe.

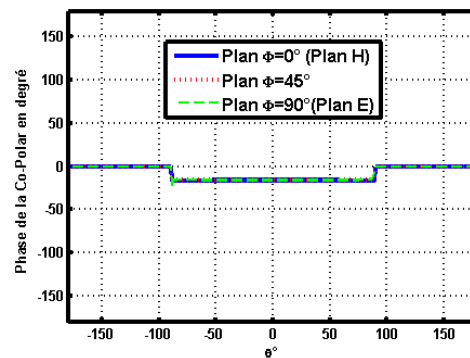


Figure 3-52. : Phase de la copolarisation d'un dipôle sur un plan réflecteur infini

ii) Impact de la pondération sur la variation du centre de phase d'un réseau de deux dipôles

Nous allons étudier l'impact de la pondération sur la position du centre de phase d'un réseau de deux dipôles, dont la représentation schématisée est donnée sur la figure 3-53. Les deux dipôles sont espacés de $\lambda/2 = 100\text{mm}$ et leurs positions respectives sont $(0,0,-\lambda/4 = -50\text{mm})$ et $(0,0,\lambda/4 = 50\text{mm})$. Les deux dipôles sont déphasés de 180° .

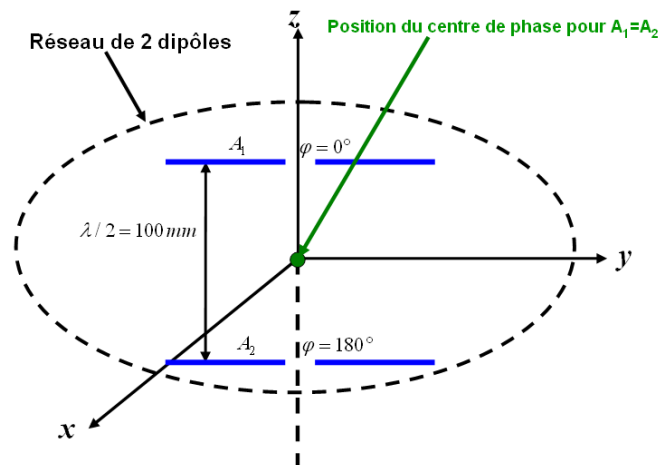


Figure 3-53. : Réseau de deux dipôles demi-onde.

Les résultats obtenus (tableau 3-7 et figure 3-54) montrent que pour la position du centre de phase varie en fonction de la pondération et qu'elle est localisée du côté du dipôle ayant la pondération la plus forte. Cependant, nous remarquons pour la pondération $(A_1; A_2) = (1;0)$ la position du centre de phase du réseau n'est pas localisée au niveau du centre géométrique du premier dipôle. Ce phénomène pourrait être expliqué par la présence du dipôle inactif qui perturbe le rayonnement du dipôle en jouant le rôle d'un réflecteur.

Pondérations (A1 ; A2)	Position du centre de phase dans le Plan H	Position du centre de phase dans le Plan $\Phi = 45^\circ$	Position du centre de phase dans le Plan E
(1 ; 0)	42,2mm	40,2mm	40,1mm
(0,75 ; 0,25)	15,3mm	13,6mm	13,5mm
(0,5 ; 0,5)	0mm	0mm	0mm
(0,25 ; 0,75)	-15,3mm	-13,6mm	-13,5mm
(1 ; 0)	-42,2mm	-40,2mm	-40,1mm

Tableau 3-7: Variation de la position du centre de phase suivant l'axe z d'un réseau de 2 dipôles en fonction de la pondération.

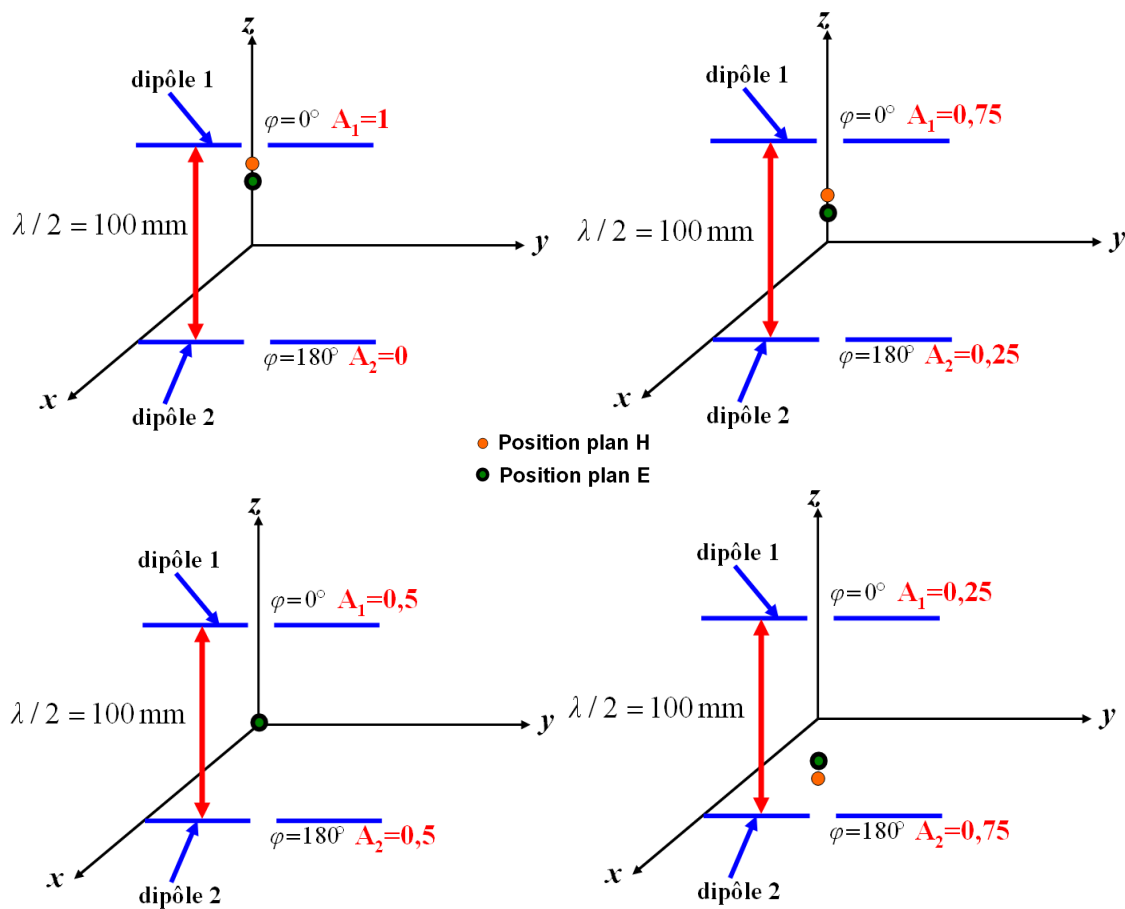


Figure 3-54 : Variation de la position du centre de phase suivant l'axe z d'un réseau de 2 dipôles en fonction de la pondération

iii) Centre de phase d'un dipôle avec des éléments parasites

Afin d'étudier l'impact d'éléments parasites sur la position du centre de phase d'un dipôle, nous considérons les scénarios suivants:

- Dipôle avec un élément directeur de longueur $0,4\lambda$.
- Dipôle avec un élément réflecteur de longueur $0,6\lambda$.
- Dipôle avec un directeur de longueur $0,4\lambda$ et un réflecteur de longueur $0,6\lambda$ (figure 3-55).

La position du dipôle est $(x, y, z) = (0, 0, 50\text{mm})$. L'élément réflecteur ainsi que l'élément directeur sont placés à une distance égale à $\lambda/4 = 50\text{mm}$ du dipôle. C'est-à-dire que la position de l'élément directeur est $(x, y, z) = (0, 0, 100\text{mm})$ et celle de l'élément réflecteur est $(x, y, z) = (0, 0, 0\text{mm})$.

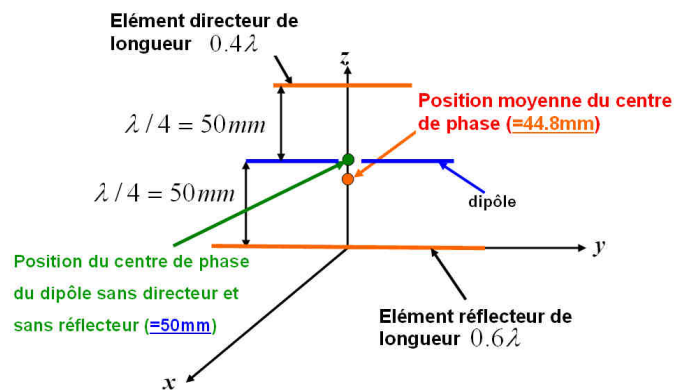


Figure 3-55. : Dipôle avec un élément directeur et un élément réflecteur.

Nous rappelons que la position du centre de phase d'un dipôle correspond à son centre géométrique et qu'elle ne varie pas en fonction de la fréquence.

Nous donnons les positions du centre de phase dans le cas des trois scénarios cités précédemment.

Position du centre de phase	Dipôle + élément réflecteur	Dipôle + élément directeur	Dipôle + élément réflecteur + élément directeur
Plan H	37,8mm	56,6mm	42,9mm
Plan $\varphi = 45^\circ$	36,8mm	57mm	45,1mm
Plan E	36,5mm	58,6mm	46,5mm
Position moyenne	37mm	57,4mm	44,8mm

Tableau 3-8 : Position du centre de phase d'un dipôle avec éléments directeur et réflecteur.

Nous remarquons que la position du centre de phase a changé dans le cas des trois scénarios. Ceci est dû en premier lieu à la présence en champ proche des éléments parasites. En effet, nous pouvons l'expliquer par analogie à un réseau de deux dipôles de pondérations différentes. Nous pouvons assimiler la présence d'un réflecteur ou d'un directeur à l'effet d'une pondération. Nous remarquons aussi que la position du centre de phase varie en fonction du plan de coupe. Dans ce cas, nous pouvons qualifier l'antenne d'« astigmatisme » (c.-à-d. une antenne dont la position du centre de phase varie en fonction du plan de coupe) [96]. Nous observons aussi que l'impact sur la variation de la position du centre de phase est plus marqué dans le cas d'un élément réflecteur. Ceci pourrait être expliqué par la taille du réflecteur par rapport à l'élément directeur. Nous le constatons notamment dans le cas de la présence des deux éléments (directeur et réflecteur) où la position moyenne du centre de phase est située du côté de l'élément réflecteur (c.-à-d. entre l'élément réflecteur et le dipôle.). Ce qui précède constitue une première compréhension du phénomène « d'astigmatisme » (variation de la position du centre de phase en fonction du plan de coupe) de l'antenne proposée.

iv) Centre de phase de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur infini

La variation de la position moyenne du centre de phase de l'antenne dipôle log-périodique est donnée sur la figure 3-56. La courbe montre que la position du centre de phase est affectée par la présence du plan réflecteur infini. Cet impact pourrait être expliqué par l'étude précédente sur la variation du centre de phase dans le cas d'une antenne dipôle sur un plan réflecteur infini ainsi qu'une antenne avec la présence d'éléments parasites.

En effet, nous avons vu que dans le cas d'un dipôle sur un plan réflecteur infini la position du centre de phase est localisé au niveau du plan réflecteur infini. Et nous avons vu aussi que la position du centre de phase d'un dipôle est modifiée en présence d'un élément parasite (directeur ou réflecteur).

Les phénomènes observés auparavant sur la variation de la position du centre de phase d'un dipôle dans le cas des différents scénarios (le cas d'un dipôle sur plan réflecteur infini, dipôle avec éléments réflecteur et directeur), viennent confirmer modification de la position du centre de phase en fonction de la fréquence, de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur infini (qui est similaire au phénomène du dipôle sur plan réflecteur infini) par rapport à la variation du centre de phase de l'antenne sans plan réflecteur.

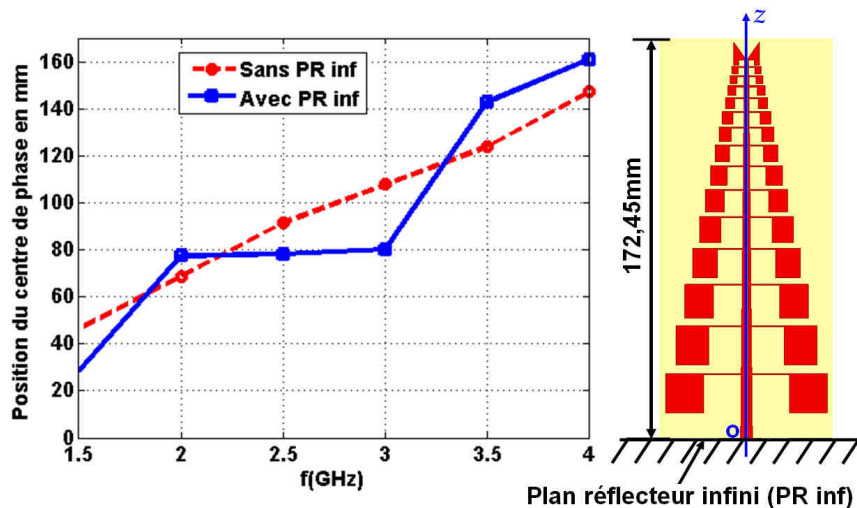


Figure 3-56. : Variation de la position du centre de phase de l'antenne sans et avec un plan réflecteur infini.

Nous rappelons que notre objectif principal dans ce chapitre est de proposer une antenne log-périodique disposée sur un plan réflecteur orthogonal. En effet, après avoir étudié l'impact d'un plan réflecteur infini sur les performances de l'antenne dipôle log-périodique en termes d'adaptation, rayonnement et variation spatiale du centre de phase, nous sommes amenés à proposer une transition MS-CPS (l'antenne dipôle log-périodique est alimentée par une ligne CPS) sur substrats orthogonaux afin d'alimenter l'antenne proposée (figure 3-35).

La partie suivante sera consacrée à la mise au point d'une transition large bande sur substrats orthogonaux.

VI. Mise au point d'une transition large bande MS-CPS sur substrats orthogonaux

1. Etat de l'art des baluns MS- CPS

L'antenne dipôle log-périodique que nous avons proposé est alimentée par une ligne CPS (son impédance caractéristique est $Z_{CPS} = 120\Omega$), c'est pourquoi dans cette partie, nous nous intéressons aux transitions MS-CPS. Plusieurs types de transitions MS-CPS ont été proposées dans la littérature. Dans [97], Dib et al ont proposé une transition MS-CPS large bande basée sur le concept de la conversion de mode. Une bande passante relative de 49% pour un $|S_{21}| < -3\text{dB}$ est obtenue pour la configuration en back-to-back. Dans [98], Qian et Itoh ont présenté une transition basée le principe de [97] et utilisant une jonction en T symétrique. Dans ce cas une bande relative de 68% pour un $|S_{21}| < -3\text{dB}$ a été obtenue. R.N Simons et al ont proposé une transition basée sur une méthode de couplage et couvrant la bande de

fréquences allant de 5,1GHz à 6,1GHz (une bande relative de 18%). Ces transitions sont envisageables pour des applications à bande étroite. En plus, elles utilisent des substrats de forte permittivité afin de réduire l'impédance caractéristique de la ligne CPS. Dans le cadre des antennes, l'utilisation d'une forte permittivité dégrade les performances associées notamment en termes de gain et de bande passante.

Les performances de la transition proposée dans [98] ont été améliorées par [99] pour couvrir une bande passante supérieure à 160%. Cette transition demande l'utilisation d'une longue ligne taper et d'un plan de masse taperisé (figure 3-57).

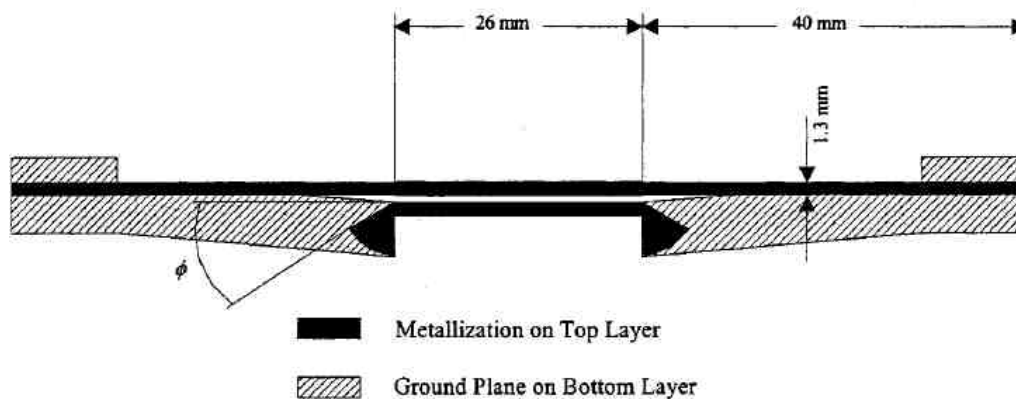


Figure 3-57: Transition large bande MS-CPS proposé par Y.Suh et K. Chang [99]

Elle présente l'inconvénient d'une grande taille et une difficulté pour l'optimisation de ces performances. La taille de cette dernière a été réduite d'un rapport deux par Vahdani et Begaud [100] sans dégrader les performances en terme d'adaptation d'impédance. Ces dernières transitions utilisent des substrats de faible permittivité contrairement aux autres transitions présentées précédemment [97] [98]. Afin de pallier le problème de l'utilisation d'un plan taperisé et dans l'objectif de faciliter la conception, une transition basée sur une méthode de couplage a été proposée par W.H Ta et K. Chang [90]. Cette transition consiste en un transformateur d'impédance multi-sections et un stub radial. Kim et al. [101] ont présenté une transition pouvant être utilisée avec n'importe quelle constante diélectrique. Elle couvre la bande de fréquences allant de 5,3GHz à 40GHz. Elle demande toutefois l'utilisation de plusieurs vias métalliques ce qui pourrait induire des effets parasites.

Les différentes transitions MS-CPS ultra larges bande que nous venons de citer ne sont pas appropriées pour exciter une antenne dipôle log-périodique imprimée montée orthogonalement sur un plan réflecteur orthogonal.

Cependant, plusieurs antennes disposées sur substrats orthogonaux (antennes patch, TSA, etc.) ont été proposées dans la littérature et en utilisant différentes techniques d'excitations.

Dans la partie suivante, nous allons présenter différentes techniques d'excitation d'antennes sur substrats orthogonaux.

2. Techniques d'excitation d'antennes sur substrats orthogonaux

En s'inspirant des techniques d'alimentation des antennes patch proposées dans [102][103] et [104], plusieurs techniques d'excitation par couplage de proximité sur des substrats orthogonaux ont été proposées dans le cadre des antennes DRA (*Dielectric Resonator Antenna*) [105] (figure 3-59-c) et les antennes TSA [106] (figure 3-59-c). Dans le cadre de notre application, nous sommes amenés à proposer une configuration d'antenne log-périodique disposée sur un plan réflecteur orthogonal. D'où la nécessité de proposer une transition MS-CPS très large bande sur substrats orthogonaux afin d'alimenter l'antenne log-périodique proposée.

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs structures d'antenne sur substrats perpendiculaires, telles que les antennes patch, les antennes TSA, etc. Ce type de structure est alimenté par couplage.

Nous commençons par rappeler le principe du couplage par fente. Le premier à avoir proposé l'excitation d'une antenne par fente est Pozar [102]. L'excitation ne demande pas une connexion directe entre la ligne d'alimentation et l'antenne (figure 3-58 [57]).

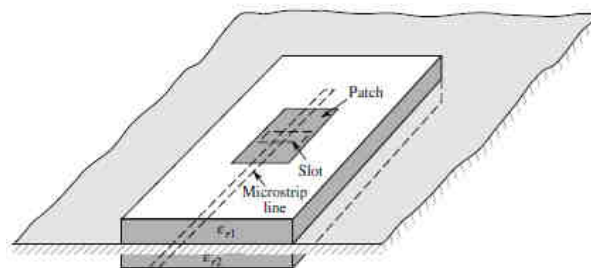
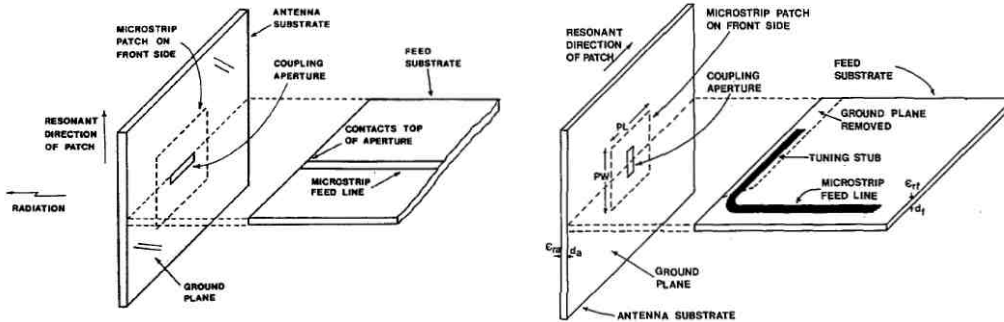


Figure 3-58: Antenne patch alimentée par couplage électromagnétique.

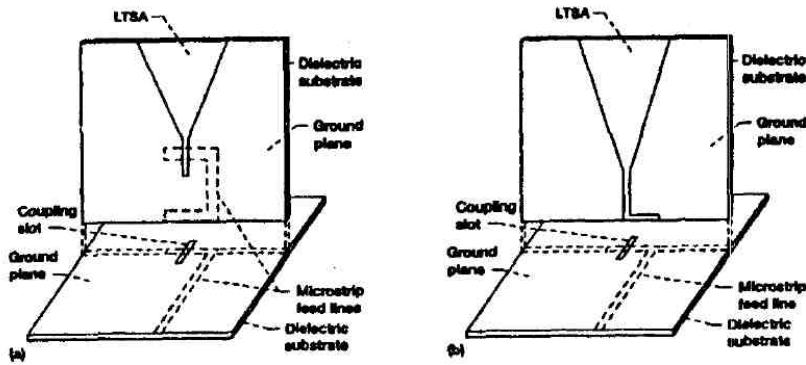
L'antenne consiste en une structure de deux substrats séparés par un plan de masse. Un substrat contient l'élément rayonnant et l'autre substrat contient le circuit d'alimentation. Une fente, gravée au niveau du plan de masse et localisée sous l'antenne, assure le transfert d'énergie par couplage entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. Dans ce type de structure, nous pouvons utiliser deux substrats de caractéristiques différentes, ce qui permet d'optimiser indépendamment les performances de la partie circuit d'alimentation et la partie rayonnante de l'antenne. Pour la partie circuit, nous choisissons généralement un substrat de forte permittivité, ce qui limite les pertes par rayonnement et optimise le transfert d'énergie de la ligne de transmission. En comparaison, le substrat supérieur contenant la partie rayonnante

possède une faible permittivité et une épaisseur plus élevée, ce qui permet d'augmenter la bande passante et le gain de l'antenne.

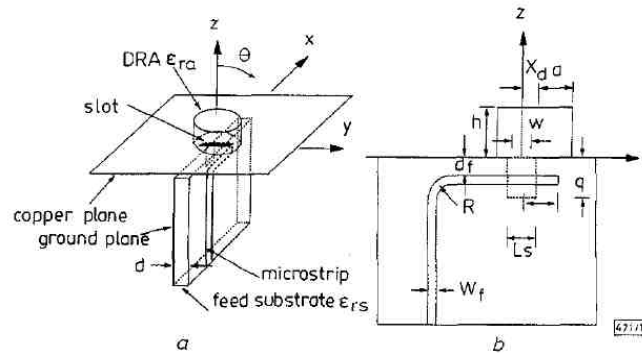
Dans [103], Buck et Pozar ont proposé l'extension de la méthode d'excitation par couplage proposé dans [102] au cas de substrats perpendiculaires (figure 3-59 -(a)).



(a) Antennes patch.



(b) Antennes LTSA.



(c) Antenne à résonateur diélectrique DRA.

Figure 3-59: Techniques d'excitation d'antennes sur substrats orthogonaux.

Pour cette configuration, la fente est située au niveau du plan de masse du substrat contenant l'élément rayonnant et le sommet de la fente est connecté à la ligne microstrip (figure 3-59-(a) gauche). La configuration proposée dans [103] nécessite une connexion directe entre la fente et la ligne d'alimentation. Dans [104], une configuration visant à éviter l'utilisation d'une connexion directe et faisant appel au couplage de proximité a été proposée. Cette dernière

combine les avantages des deux configurations proposées dans [102] et [103]. L'utilisation de cette configuration nécessite l'utilisation d'un substrat (contenant la ligne d'alimentation) de très forte permittivité afin de réduire la taille de la fente de couplage et par conséquent diminuer le rayonnement arrière.

3. Etude et conception de la transition large bande MS-CPS

En s'inspirant de ce qui précède, nous proposons une nouvelle transition microruban-CPS sur substrats orthogonaux [107]. La configuration de la transition à étudier est illustrée sur la figure 3-60.

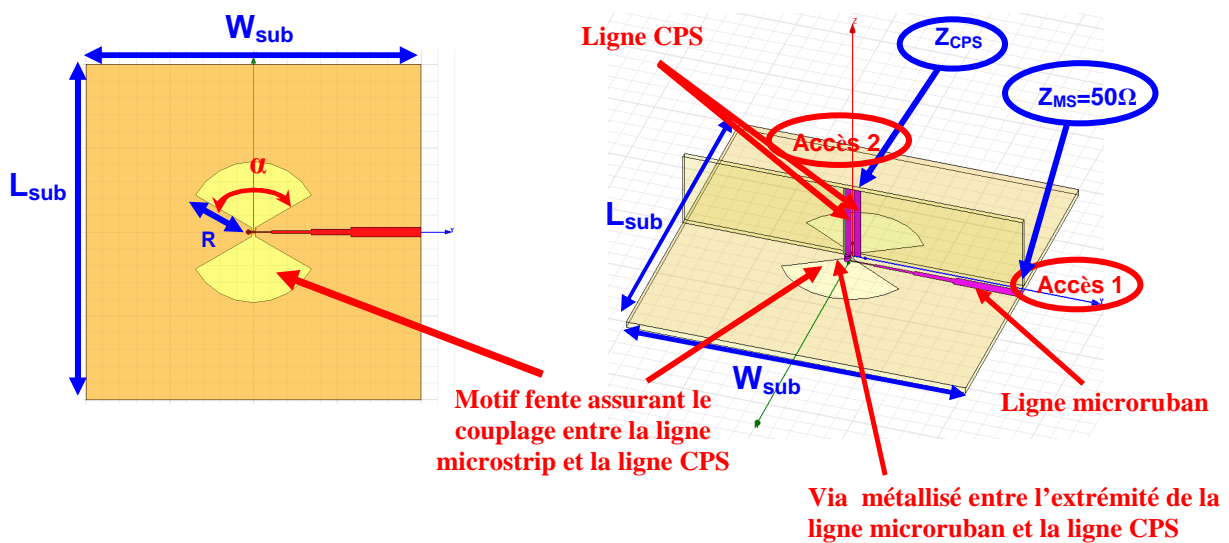


Figure 3-60: Configuration de la transition ultra large bande microruban - CPS.

Le substrat utilisé pour cette transition est de type FR-4, de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de tangente de pertes $\text{tg}\delta = 0,02$.

Un transformateur multi-sections large bande de type Tchebychev [90] est utilisé afin d'assurer le passage d'une impédance $Z_{MS} = 50\Omega$ à l'impédance de la ligne CPS, avec $Z_{CPS} = 120\Omega$. Sa représentation schématique est donnée sur la figure 3-61.

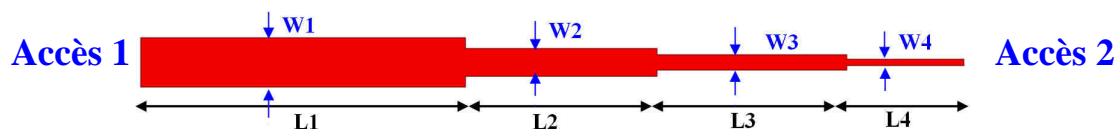


Figure 3-61: Transformateur d'impédance multi-sections.

Les dimensions du transformateur optimisées par l'intermédiaire du logiciel HFSS sont données sur le tableau 3-9.

L1	W1	L2	W2	L3	W3	L4	W4
20mm	3mm	11,7mm	1,7mm	11,7mm	0,93mm	7,2mm	0,4mm

Tableau 3-9 : Dimensions du transformateur d'impédance multi-sections.

La figure 3-62 illustre les performances en adaptation du transformateur d'impédance. La bande passante du transformateur est de l'ordre de 120% et couvre la gamme de fréquences allant de 1,5GHz à 6GHz pour un $S_{11} < -10\text{dB}$.

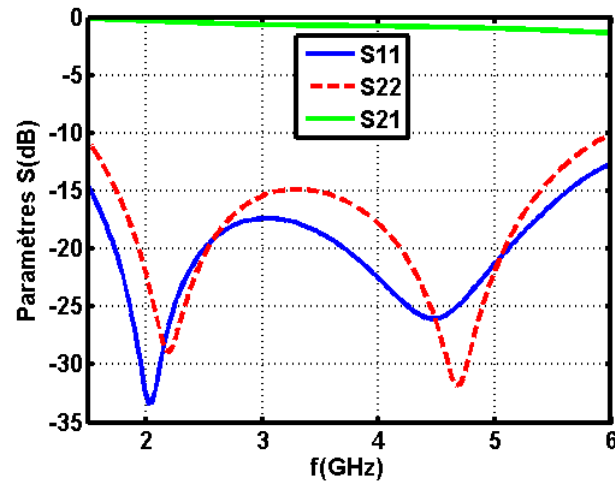
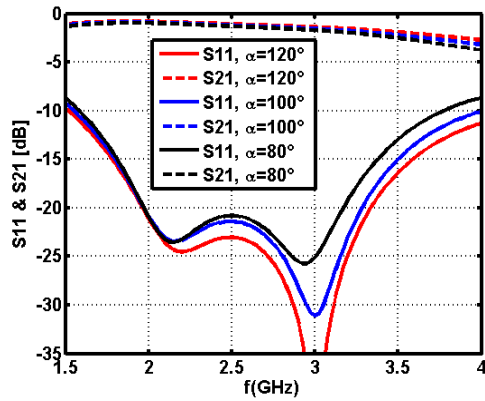


Figure 3-62: Paramètres Sii (dB) du transformateur multi-sections.

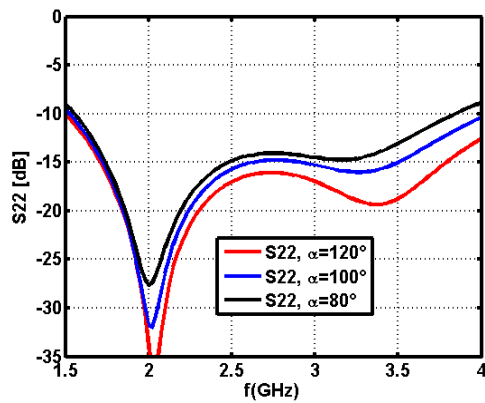
Les deux lignes microruban et CPS sont imprimées sur deux substrats perpendiculaires. Nous proposons ici l'excitation de la ligne CPS par couplage électromagnétique. Le stub radial est utilisé afin d'élargir la bande passante de la transition.

Afin de mener à bien notre étude, nous avons effectué une étude paramétrique sur l'impact de l'ouverture de l'angle du stub radial sur les performances en adaptation et en transmission de la transition (figure 3-63). Les résultats obtenus sont donnés pour un rayon $R = 20\text{mm}$, et des angles $\alpha = 80^\circ$, 100° et 120° . La longueur de la ligne CPS est de 20mm et la taille du substrat est $L_{\text{sub}} \times W_{\text{sub}} \times H_{\text{sub}} = 100\text{mm} \times 100\text{mm} \times 1.6\text{mm}$. Nous remarquons que l'angle du stub radial n'a pas d'influence sur la fréquence basse. Cependant, son impact est plus marqué en hautes fréquences. Le meilleur résultat en termes de bande passante est obtenu pour un angle $\alpha = 120^\circ$. La bande passante est proportionnelle à l'angle du stub radial, dont le rayon $R = \lambda_g / 4$, où $\lambda_g / 4$ désigne la longueur d'onde guidée à la fréquence centrale.

Les performances de la transition sont étroitement liées aux performances en termes de bande passante du transformateur d'impédances et aux dimensions du stub radial.



(a) Coefficient de réflexion **simulé** du port 1 (accès microstrip) et pertes d'insertion **simulés**.



(b) Coefficient de réflexion **simulé** du port 2 (accès CPS)

Figure 3-63 : Impact de l'angle du stub radial sur les performances en adaptation et en transmission de la transition microruban-CPS.

4. Mesures de la transition ULB

Un prototype de la transition MS-CPS en back-to-back (figure 3-64), a été réalisé sur un substrat de type FR4, de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de tangente de pertes $\text{tg}\delta = 0,02$. La taille du substrat est de $100\text{mm} \times 100\text{mm} \times 1,6\text{mm}$.

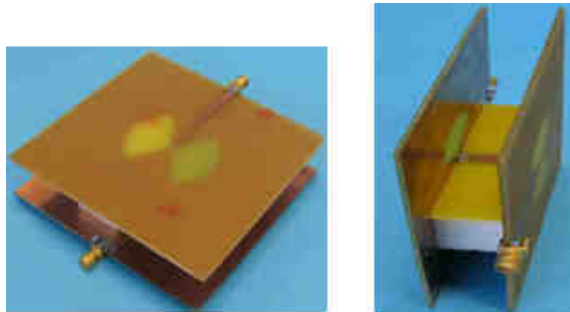


Figure 3-64: Prototype de la transition ultra large bande microruban-CPS en back-to-back.

Nous avons obtenu une bonne concordance entre les résultats de simulations et de mesures des paramètres S_{ij} , de la transition en configuration back-to-back (figure 3-65). La bande

passante mesurée à -10dB est supérieure à 90% . Les pertes d'insertion mesurées sont inférieures à -3dB pour la gamme de fréquences allant de $1,5\text{GHz}$ à $3,3\text{GHz}$, c'est-à-dire sur une bande passante de 75% .

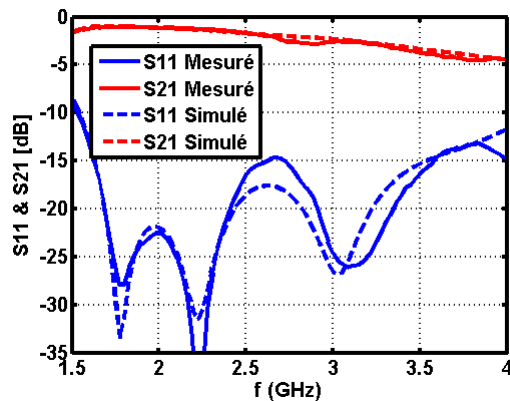


Figure 3-65 : Comparaison des résultats de **simulations** et de **mesures** de la transition ULB.

Afin d'évaluer les pertes de la transition proposée, nous affichons (figure 3-66) la variation du NPL (*Normalized Power Loss*) définie par:

$$\text{NPL} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$$

Les pertes varient entre 15% et 50% pour la gamme de fréquences allant de $1,5\text{GHz}$ à $3,3\text{GHz}$. Nous rappelons que les pertes sont obtenues pour la configuration back-to-back, et ainsi nous pouvons déduire que les pertes mesurées varient approximativement entre 7% et 25% pour la transition seule.

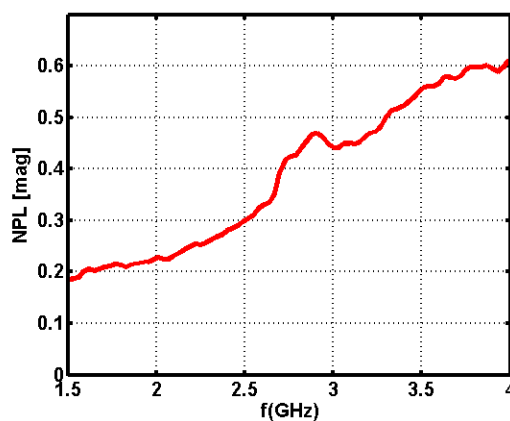


Figure 3-66. : Variation du NPL **mesurée** en fonction de la fréquence de la transition en back-to-back.

Les pertes évaluées englobent les pertes diélectriques, les pertes métalliques (du conducteur) et les pertes par rayonnement. Afin d'évaluer les pertes par rayonnement, nous proposons un scénario de simulation, dans le cas d'une seule transition, dans lequel nous comparons le bilan de puissance (figure 3-67) dans le cas d'un substrat sans et avec pertes ($\text{tg}\delta = 0$ et $\text{tg}\delta = 0.02$

respectivement). D'après les résultats obtenus (figure 3-67), nous pouvons déduire que les pertes diélectriques varient de 7% à 14% , et les pertes par rayonnement varient de 4% à 19% pour la plage de fréquences allant de 1,5GHz à 3,3GHz .

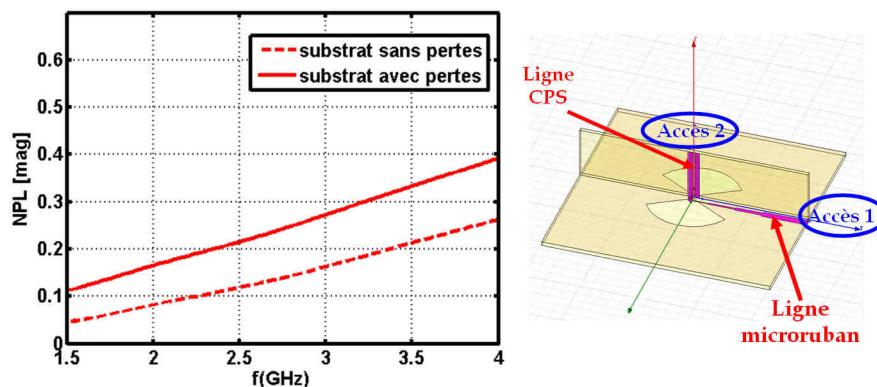


Figure 3-67: Variation du NPL simulée de la simple transition en fonction de la fréquence.

Les pertes diélectriques sont relativement élevées, mais le concept de transition présenté dans cette partie reste toutefois valable pour n'importe quel type de substrat. Nous rappelons que le FR4-époxy a été choisi parce qu'il est à faible coût. Ainsi, pour réduire les pertes par rayonnement de la transition, nous pouvons utiliser un substrat de forte permittivité. Les pertes diélectriques peuvent être réduites en utilisant un substrat de faibles pertes.

Il est possible de remplacer la ligne CPS par une fente. La transition présentée dans cette partie peut alors être étendue à une transition très large bande MS- fente [107]. Cette dernière peut être utilisée pour l'excitation des antennes de type TSA, par exemple.

VII. Etude de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur orthogonal

La transition que nous avons présentée dans la section précédente peut être utilisée pour exciter l'antenne dipôle log-périodique (figure 3-35). La figure 3-68 illustre un prototype de l'antenne log-périodique disposée sur un plan réflecteur orthogonal.

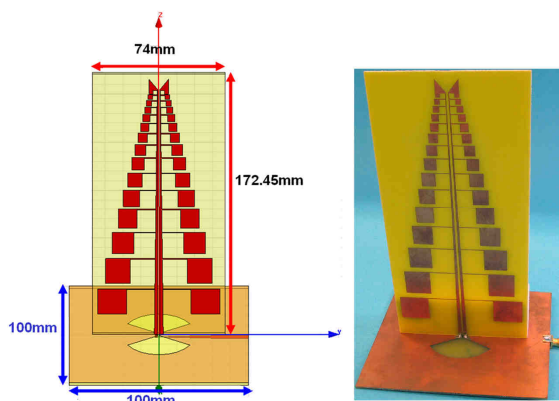


Figure 3-68. : Prototype de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal.

Cette antenne couvre la bande de fréquence allant de 1,5GHz à 4GHz pour un $S_{11} < -10\text{dB}$. La variation du paramètre $S_{11}(\text{dB})$ mesuré et simulé de l'antenne est donnée sur la figure 3-69. Une très bonne concordance entre simulation et mesure est obtenue.

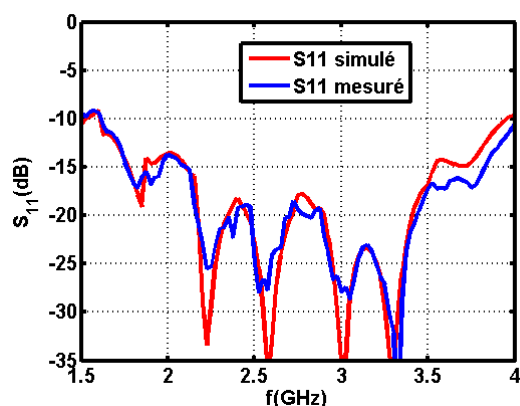
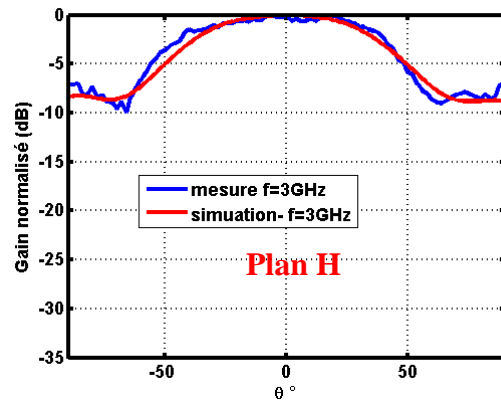
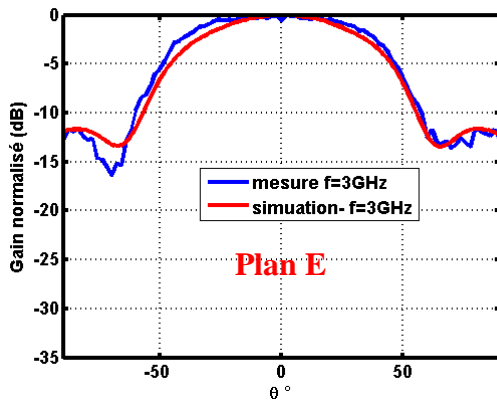
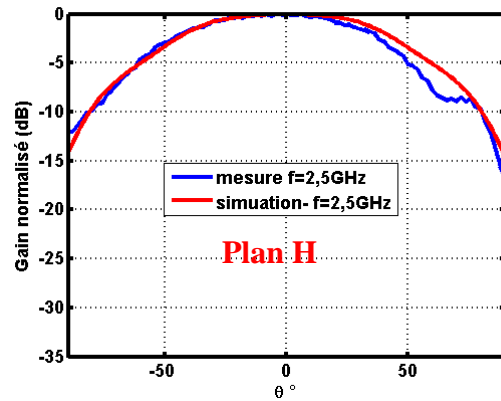
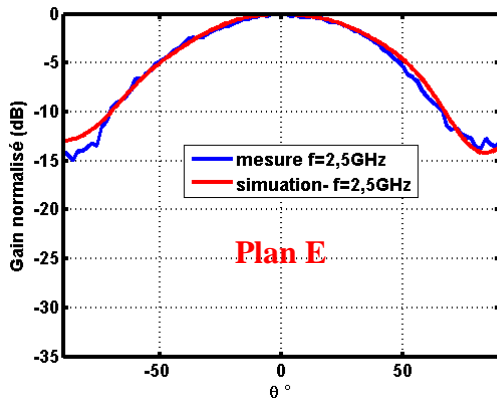
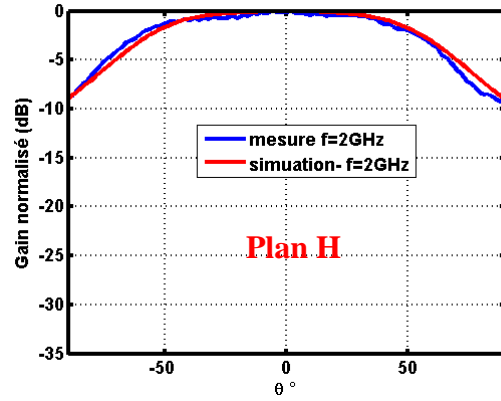
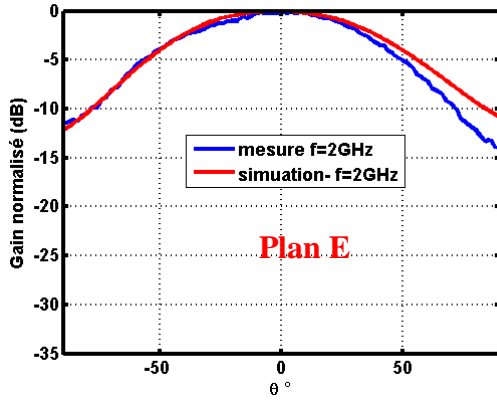
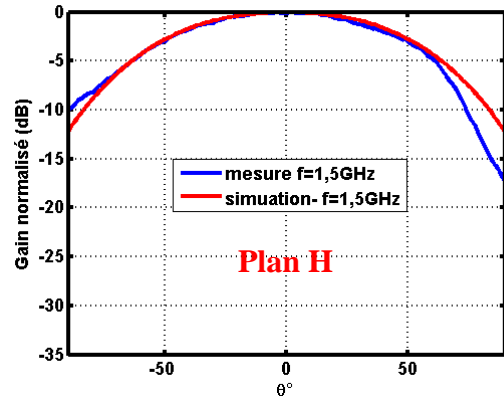
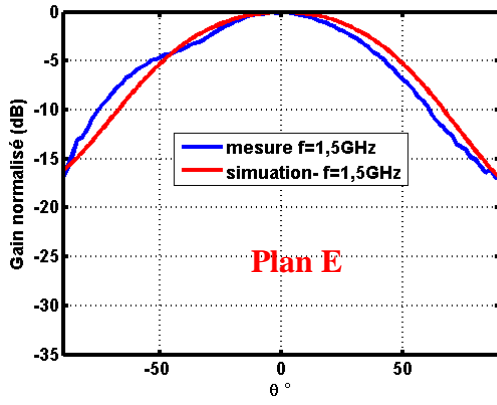


Figure 3-69 : Variation du paramètre S_{11} (dB) **simulé et mesuré** de l'antenne log-périodique sur un plan réflecteur orthogonal.

Les diagrammes de rayonnement normalisés, mesurés et simulés, dans les deux plans E et H de l'antenne pour différentes fréquences, sont affichés sur la figure 3-70.

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de l'ENSTA Bretagne. Les dimensions de cette dernière sont (Longueur x largeur x hauteur) = $8\text{m} \times 5\text{m} \times 5\text{m}$. La distance entre l'antenne d'émission et de réception est de 5m . Cette distance nous permet de respecter la distance de champ lointain de l'antenne.

Nous observons une bonne concordance entre les résultats de simulations et de mesures. La direction des lobes principaux est stable sur toute la bande passante et ceci dans les deux plans E et H. La symétrie des diagrammes de rayonnement est obtenue grâce à l'utilisation de la transition proposée. Les remontées au niveau des diagrammes de rayonnement pour la fréquence 4GHz ont été remarquées dans les résultats de simulations de l'antenne seule (sans plan réflecteur) avec une excitation idéale. Nous rappelons que ceci est dû au rayonnement parasite des dipôles à la base de la structure (figure 3-38).



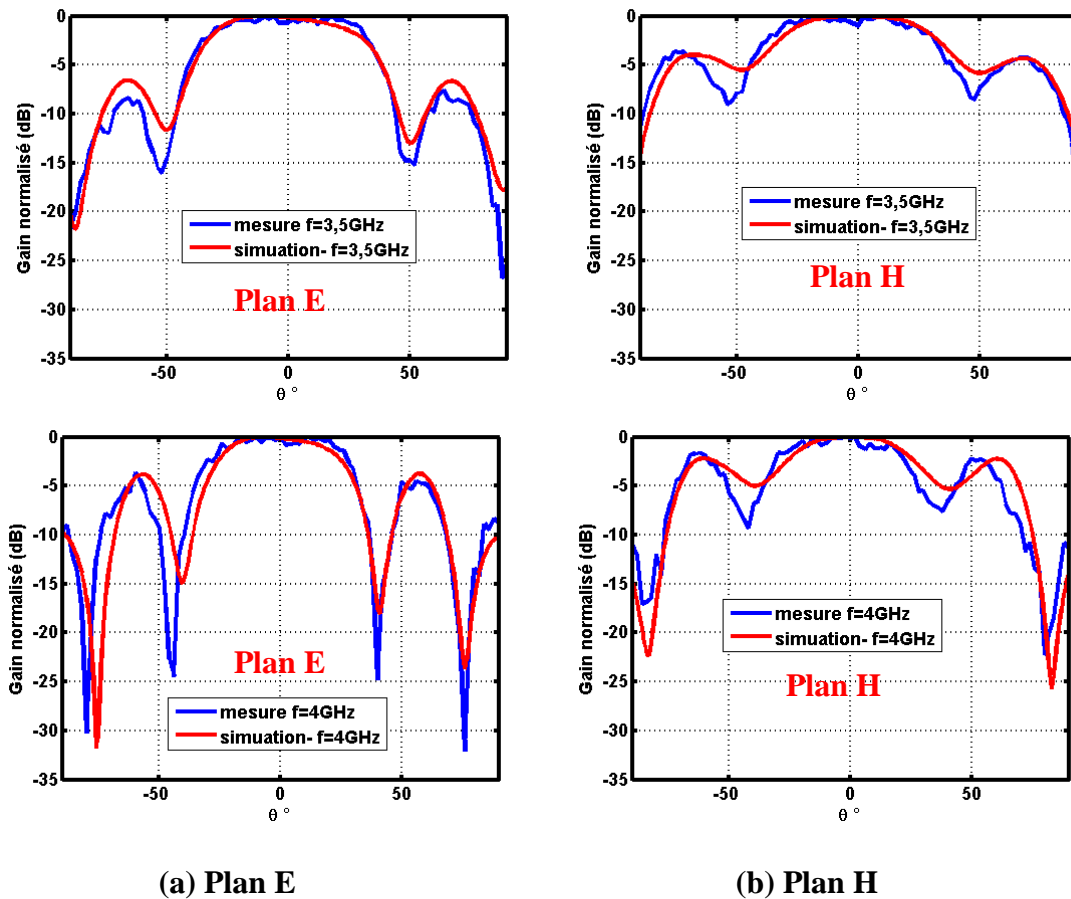


Figure 3-70 : Diagrammes de rayonnement **simulés et mesurés** de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur

Les ouvertures à -3dB mesurées de l'antenne dipôle log-périodique sur plan réflecteur orthogonal dans les deux plans E et H sont données dans tableau 3-10. L'ouverture à -3dB mesuré du lobe principal varie entre 58° et 120° dans le plan H et entre 54° et 88° dans le plan E. La diminution de l'ouverture du lobe principal en fonction de la fréquence limite les performances en balayage du réseau d'antennes notamment en hautes fréquences.

f(GHz)	Ouverture à -3dB dans le plan H	Ouverture à -3dB dans le plan E
1,5	104°	78°
2	120°	88°
2,5	97°	78°
3	82°	65°
3,5	70°	69°
4	58°	54°

Tableau 3-10 : Ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement **mesuré** de l'antenne dipôle log-périodique sur plan réflecteur orthogonal complète

Le gain réalisé simulé dans l'axe principal de l'antenne varie entre 4,4dBi et 6,1dBi sur la gamme de fréquence allant de 1,5GHz à 4GHz (figure 3-71). Les ondulations que nous observons sur l'allure du diagramme de gain sont dues au plan réflecteur (pour plus de détails voir la page 107 où nous avons expliqué le phénomène des ondulations sur l'allure de gain en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur infini).

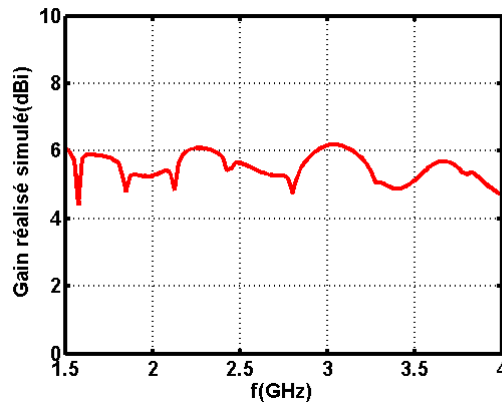
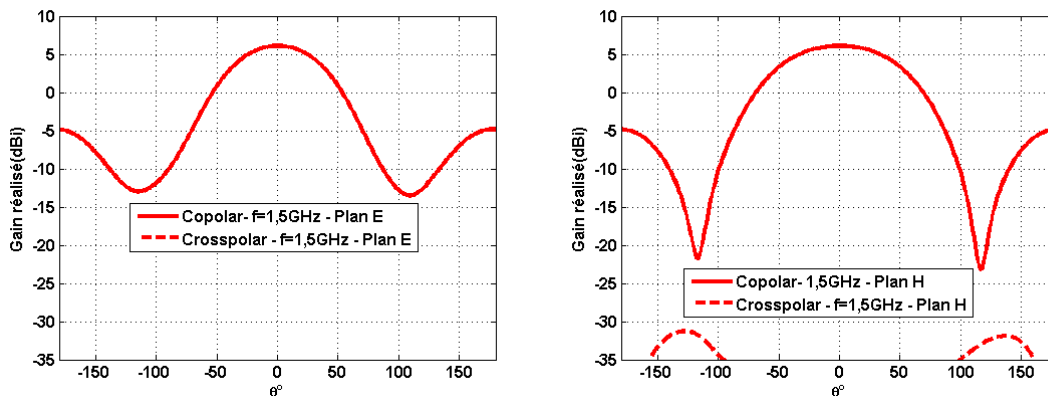


Figure 3-71 : Variation du gain **réalisé simulé** dans l'axe principal de rayonnement de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur orthogonal

L'antenne présente une bonne pureté de polarisation sur toute la gamme de fréquence allant de 1,5GHz à 4GHz (figure 3-72). En effet, l'antenne présente un rapport Co/Cross inférieur à -20dB sur l'ouverture à -3dB dans les deux plan E et H. La courbe de la cross-polarisation dans le plan E pour $f=1,5\text{GHz}$ n'apparaît pas sur la figure parce qu'elle a un niveau très faible.



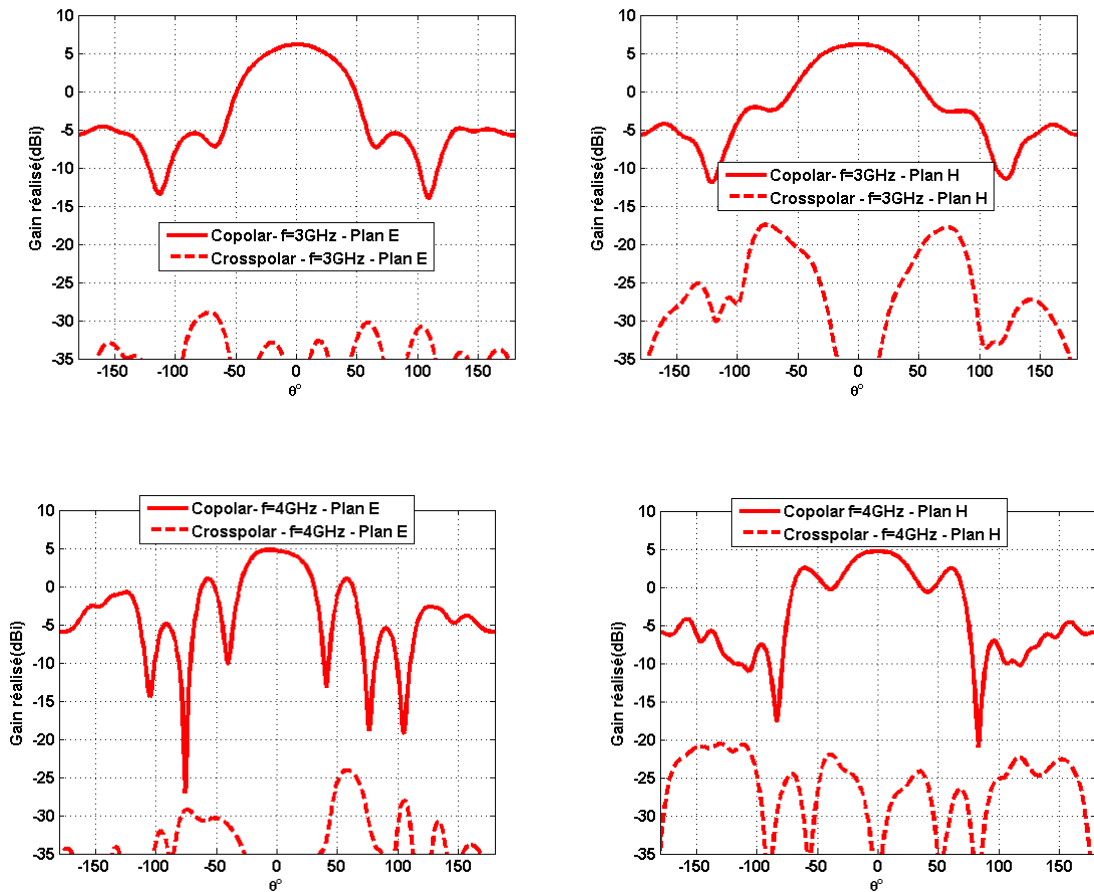


Figure 3-72 : Co/Cross polarisation **simulé** dans les plans E et H de l'antenne dipôle log-périodique sur un plan réflecteur pour différentes fréquences

Nous finissons notre étude par la présentation d'une comparaison de la variation de la position du centre de phase apparent en fonction de la fréquence (figure 3-73), de l'antenne sans plan réflecteur (avec une excitation idéale) (figure 3-35) et de l'antenne avec plan réflecteur orthogonal (figure 3-68). Nous remarquons un retour de la position du centre de phase en haute fréquences. Le retour de la position du centre de phase peut être expliqué par le rayonnement du stub radial en haute fréquence. Ce rayonnement se traduit par un rapport avant/ arrière égale à $-5,5\text{dB}$ pour $f=4\text{GHz}$ et -8dB pour $f=3,5\text{GHz}$. En effet, le stub radial en hautes fréquence peut être assimilé à une source de rayonnement qui attire la position du centre de phase vers le bas. Nous pouvons l'expliquer par analogie au cas d'un réseau de deux dipôles avec des pondérations différentes (voir page 110).

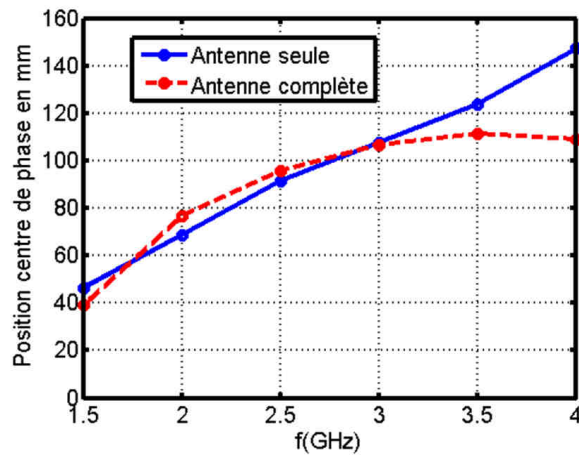


Figure 3-73 : Comparaison de la position moyenne *simulée* du centre de phase de l'antenne seule (avec excitation idéale) et l'antenne complète

Conclusions

Un premier prototype d'antenne log-périodique imprimée couvrant une bande passante supérieure à 100%, a été modélisé, simulé, réalisé et validé par l'intermédiaire d'une campagne de mesures en termes d'adaptation, de gain et de rayonnement. L'antenne proposée a exigé un travail d'optimisation pour élargir sa bande passante en rayonnement. Cette étape d'optimisation nous a permis d'avoir une deuxième antenne offrant une nette amélioration en termes de rayonnement ainsi que de compacité, par rapport à la première antenne réalisée. Les résultats de simulations de cette antenne ont été validés par les mesures. Cependant, ces deux dernières antennes présentent toutes les deux l'inconvénient d'avoir des chutes de gain importantes sur des bandes de fréquences étroites. Nous avons été amenés à identifier les causes de ces chutes de gain. La première cause est due à l'existence d'une zone active parasite située au niveau des dipôles extrêmes de l'antenne. Pour remédier à ce premier problème, nous avons modifié le facteur de forme du dipôle extrême et ainsi modifier le chemin électrique du courant. Ceci nous a permis d'avoir une atténuation de ces chutes de gain, notamment aux hautes fréquences. La deuxième cause identifiée est liée au transfert incomplet de l'énergie vers les zones actives. Pour remédier à ce problème, nous avons utilisé une ligne CPS «*taperisée*» de motif linéaire. En effet, la combinaison des deux solutions donne une nette atténuation des chutes de gain sur la bande passante de l'antenne.

Dans le cadre de notre travail, nous avons opté pour une configuration d'un système antennaire sous la forme d'une tablette, de géométrie planaire, orientable manuellement.

C'est pourquoi nous avons été amenés à modéliser et étudier l'impact du plan réflecteur sur les performances en rayonnement de l'antenne élémentaire log-périodique.

Afin d'avoir un rayonnement symétrique de l'antenne nous avons proposé une transition microruban - CPS large bande sur substrat orthogonaux. Cette transition couvre la bande de fréquence allant de 1,5 à 4GHz pour un $S_{11} \leq -10\text{dB}$. A cet effet, une antenne avec un plan réflecteur, et exploitant cette transition a été développée. Cette antenne a été simulée, réalisée et validée par l'intermédiaire d'une campagne de mesures en termes d'adaptation, et de rayonnement. Les performances de l'antenne sont données dans le tableau 3-11.

	Objectif	Résultat
Bande de fréquence	400 MHz - 6 GHz	1,5GHz-4GHz
Impédance	50 Ω	Ok
S_{11}	$\leq -10\text{ dB}$	Ok
Polarisation	linéaire	OK
Ouverture du lobe principal à -3dB, $\Delta\phi$	$\geq 120^\circ$	Varie entre 58° et 120°
Ouverture du lobe principal à -3dB, $\Delta\theta$	$\geq 120^\circ$	Varie entre 54° et 88°
Connecteurs	SMA	Ok
Surface physique	$<20\text{ cm}^2$	Non
Gain minimum sur la bande	$\geq 2\text{ dBi}$	$\geq 4,4\text{ dBi}$
Cross-polar dans l'ouverture à -3dB	$\leq -20\text{ dB}$	$< -20\text{ dB}$
Rapport rayonnement Avant /Arrière	$\leq -20\text{ dB}$	$\leq -5,5\text{ dB}$
Centre de phase	Varie linéairement avec la fréquence	Ok

Tableau 3-11 : Synthèses des performances de l'antenne log-périodique sur plan réflecteur orthogonal

Cette antenne couvre la bande passante allant de 1,5 à 4GHz pour un $S_{11} \leq -10\text{dB}$. Son gain simulé varie entre 4,4dBi et 6,1dBi. L'antenne présente un rapport avant arrière important en hautes fréquences. Ceci est dû au rayonnement arrière du stub radial. Le rapport Co/Cross est inférieur à -20dB sur l'ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux plans E et H, et ceci sur toute la bande de fréquence de l'antenne.

L'antenne proposée répond en grande partie aux exigences fixées dans le premier chapitre et elle peut être utilisée pour concevoir le réseau antennaire envisagée.

Chapitre 4 : Etude et Conception de réseaux d'antennes ultra large bande

Introduction

Il est important de rappeler ici que le premier défi auquel nous sommes confrontés lors de la mise en réseau d'éléments large bande est la variation de la distance électrique inter-éléments en fonction de la fréquence. Cette variation induit un effet de couplage plus ou moins élevé entre les sources voisines et limite la plage de balayage (apparition des lobes de réseaux) à une gamme réduite de fréquences au sein de la bande de fréquences globale. Pour pallier ce problème, nous allons proposer et analyser dans ce chapitre des solutions de réseaux antennaires large bande permettant de balayer sur un large champ de vision avec des couplages inter-antennes minimisés.

A. Mise en réseau d'antennes ULB dans le plan H

I. Réseau d'antennes à large champ de balayage

1. Hypothèse pour la construction du réseau antennaire

Dans le chapitre précédent, nous avons conçu une antenne dont la position du centre de phase varie linéairement en fonction de la fréquence. En effet, la position du centre de phase apparent, de l'antenne avec une excitation idéale (c'est-à-dire sans Balun), varie d'une façon monotone en montant en fréquence et de la base vers sommet, ceci sur son axe principal de rayonnement. En s'inspirant de la géométrie du réseau proposé par [66] et [69], nous allons explorer la possibilité de proposer un réseau d'antennes ULB avec des distances électriques entre les centres de phases invariables en fonction de la fréquence, afin de pouvoir balayer sur un large champ de vision.

Pour ce faire, nous avons été amenés à développer une routine MATLAB nous permettant de calculer la géométrie optimale d'un réseau d'antennes avec des distances inter-antennes constantes (figure 4-1). Cette routine est valable pour n'importe quel nombre d'antennes et une loi de variation du centre de phase quelconque pour chaque élément rayonnant.

Cet outil est basé sur la minimisation de la fonction de coût suivante :

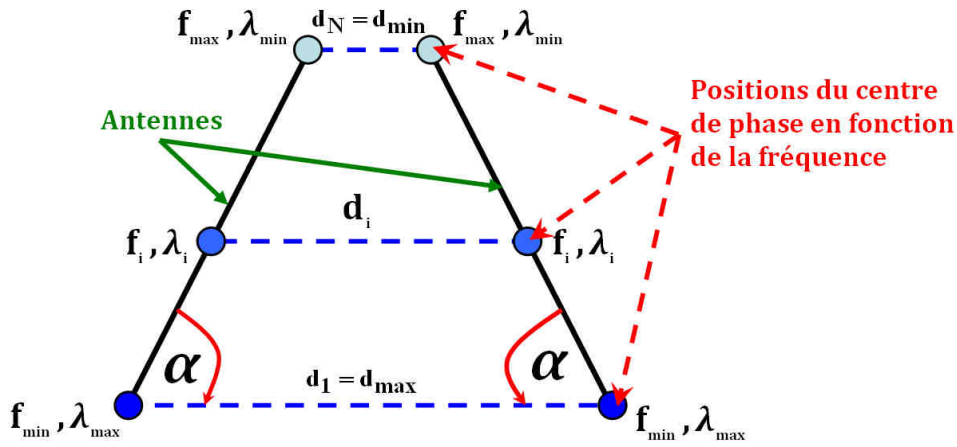


Figure 4-1 : Explication de l'hypothèse pour la construction du réseau antennaire

$$C = \sum_{i=1}^N \left\| \frac{d_i}{\lambda_i} - \varepsilon \right\|^2 \quad (30)$$

Avec :

N : Nombre des antennes.

d_i : Distance entre les positions du centre de phase de deux antennes adjacentes.

λ_i : Longueur d'onde à une fréquence donnée.

ε : Rapport ciblé entre la distance entre les positions du centre de phase à une fréquence donnée et la longueur d'onde associée (par exemple $\varepsilon = 0,5$).

2. Description de la configuration du réseau proposé

Nous allons étudier les performances en adaptation et en rayonnement du réseau d'antennes dont la configuration et un prototype sont donnés sur la figure 4-2. Le réseau consiste en trois antennes log-périodiques identiques optimisées dans le chapitre 3, et dont les deux latérales sont penchées et la centrale est disposée verticalement au plan réflecteur. Cette inclinaison consiste en la minimisation de la variation des distances entre les positions du centre de phase des antennes voisines afin de maximiser la plage de balayage du réseau d'antennes. En se basant sur l'algorithme que nous avons présenté précédemment, nous avons pu obtenir une configuration optimale dont les distances entre les positions des centres de phases pour les différentes fréquences varient entre $0,4 \lambda_{1,5\text{GHz}}$ et $0,53 \lambda_{3,5\text{GHz}}$ (tableau 4-1) et l'angle d'inclinaison des deux antennes latérales est $\alpha = 63^\circ$.

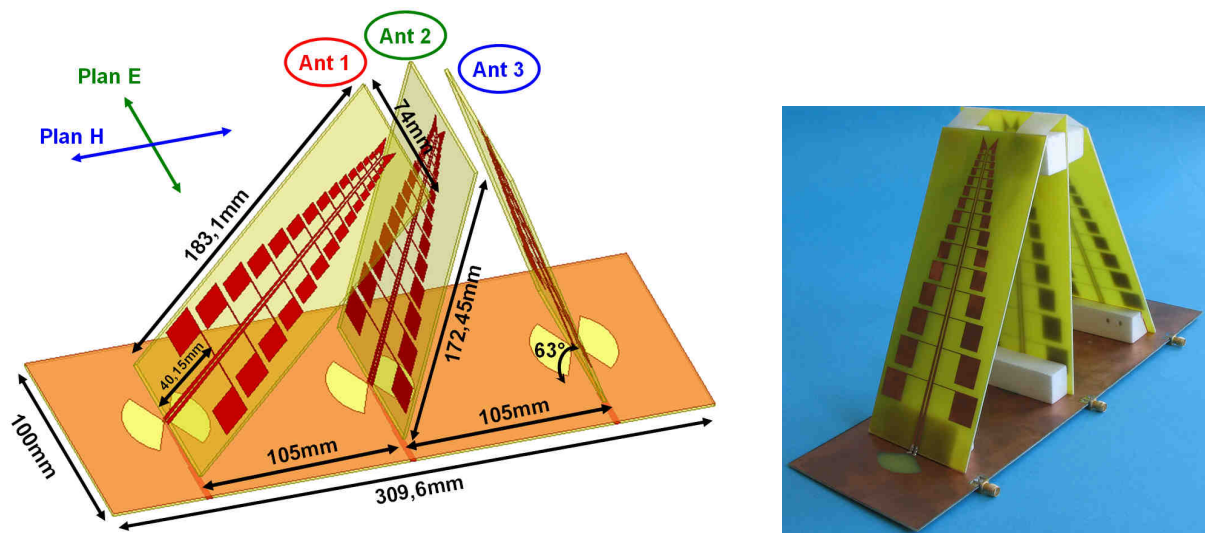


Figure 4-2: configuration et prototype du réseau d'antennes dans le plan H.

Le substrat utilisé pour le réseau est de type FR4-Epoxy de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$ et de tangente de pertes $\text{tg}\delta = 0,02$. Les différentes dimensions du réseau sont mentionnées sur la figure 4-2. Les trois antennes sont identiques, cependant, les lignes d'alimentation des antennes latérales ont été rallongées de 10,65mm par rapport à celle de l'antenne centrale.

f(GHz)	Distance entre les positions des centres de phase
1,5	0,4 $\lambda_{1,5\text{GHz}}$
2	0,47 $\lambda_{2\text{GHz}}$
2,5	0,5 $\lambda_{2,5\text{GHz}}$
3	0,52 $\lambda_{3\text{GHz}}$
3,5	0,53 $\lambda_{3,5\text{GHz}}$
4	0,47 $\lambda_{4\text{GHz}}$

Tableau 4-1 : Distances entre les positions du centre de phase du réseau d'antennes.

3. Performances en adaptation et en isolation inter-antennes du réseau proposé

Une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesures, de la variation des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes est obtenue (figure 4-3). L'isolation inter-antennes est inférieure à -16dB sur la bande de fréquences allant de 1,5GHz à 4GHz. Nous remarquons une désadaptation des deux antennes latérales au niveau des fréquences 1,57GHz et 1,85GHz. Le niveau d'adaptation obtenue pour ces deux fréquences est inférieur à -8dB . Cette désadaptation peut être expliquée par l'impact du plan réflecteur sur

l'impédance des deux antennes inclinées ainsi que l'effet de couplage entre les antennes. Pour l'antenne centrale, une désadaptation avec un niveau de $S_{11} > -10\text{dB}$ pour la bande de fréquence allant de 1,5GHz à 1,65GHz est observée. Le niveau de coefficient de réflexion le plus élevé est obtenu pour la fréquence 1,575GHz avec un $S_{11} = -7,2\text{dB}$. Cette désadaptation est due à priori à l'effet de couplage lié aux deux antennes latérales.

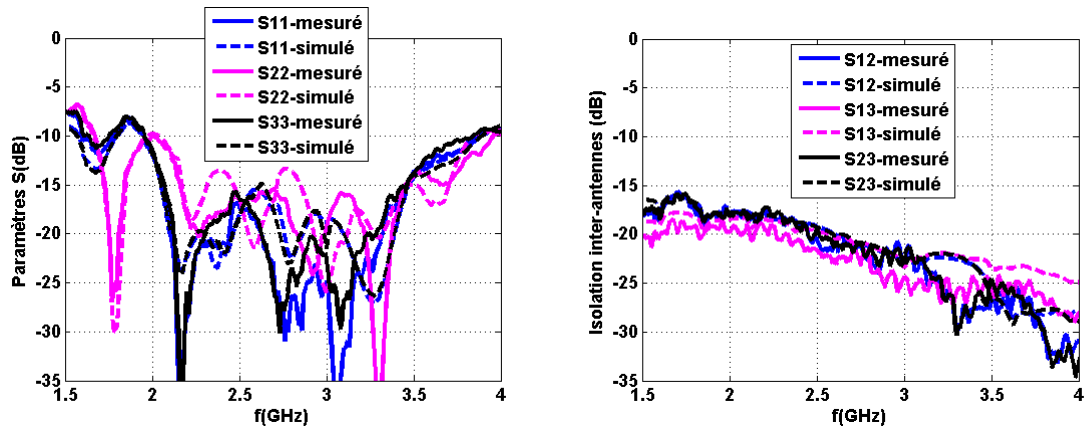


Figure 4-3: Résultats de **simulations et mesures** des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes (réseau dans le plan H avec antennes latérales penchées).

4. Etude de l'influence de l'environnement sur rayonnement des antennes

Afin d'étudier l'impact des antennes latérales sur le rayonnement de l'antenne centrale, nous donnons une comparaison des ouvertures à -3dB de l'antenne seule avec une excitation idéale et l'antenne centrale du réseau complet et du réseau sans le plan réflecteur (excitations idéales) (tableau 4-2). Les deux antennes latérales sont chargées à 50Ω (le réseau complet est présenté sur la figure 4-2). Dans le cas du réseau sans plan réflecteur un élargissement du lobe principal dans le plan H de l'antenne centrale est obtenu pour toutes les fréquences. Dans le cas du réseau complet, nous remarquons que pour les deux fréquences 1,5GHz et 2GHz, les ouvertures à -3dB se rétrécissent. Cependant, nous observons un élargissement de ces ouvertures à -3dB à partir de la fréquence 2,5GHz. Le rétrécissement des angles d'ouvertures aux fréquences 1,5GHz et 2GHz est dû à l'effet du plan réflecteur. Nous rappelons ici que la position du centre de phase s'éloigne du plan réflecteur en montant en fréquence ce qui atténue par conséquent son effet en hautes fréquences. Nous pouvons conclure que les deux antennes latérales engendrent par effet de couplage un élargissement du lobe principal dans le plan H de l'antenne centrale.

f(GHz)	θ_{-3dB} dans le <u>plan H</u> de l'antenne toute seule (excitation idéale)	θ_{-3dB} dans le <u>plan H</u> de l'antenne centrale (réseau sans PR antennes latérales penchées - Excitation idéale)	θ_{-3dB} dans le <u>plan H</u> de l'antenne centrale (réseau linéaire complet avec antennes latérales penchées)
1,5	176°	180°	112°
2	124°	136°	110°
2,5	94°	112°	98°
3	79°	97°	88°
3,5	65°	85°	82°
4	53°	62°	69°

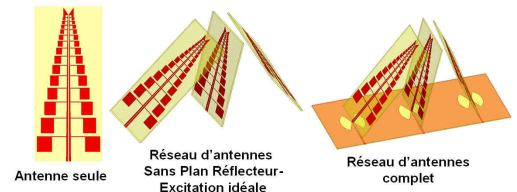
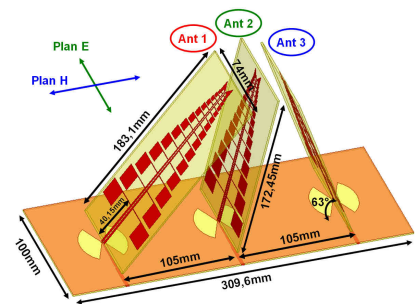
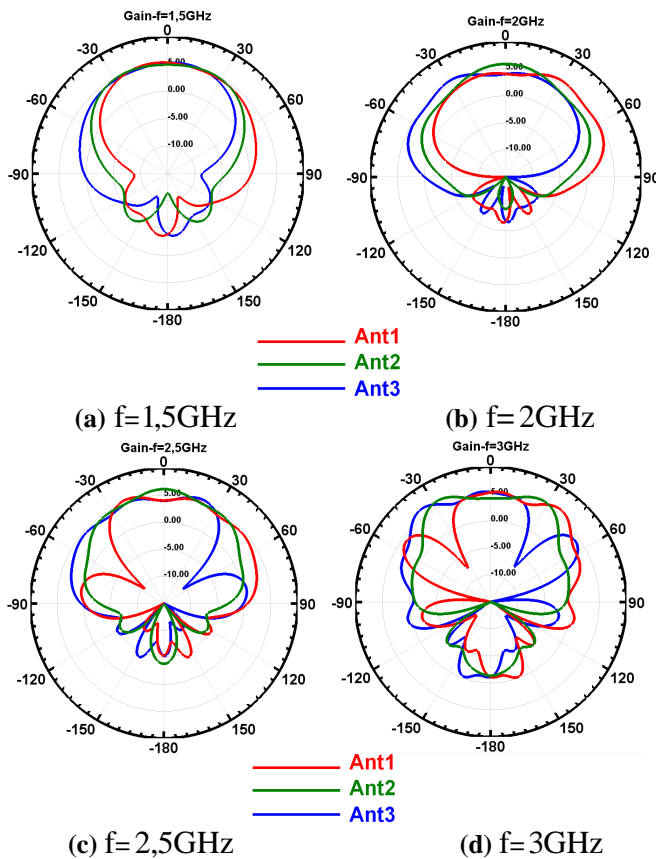
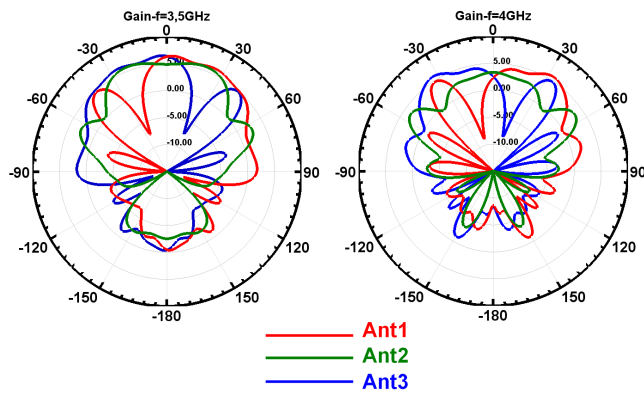


Tableau 4-2 : Comparaison des ouvertures à $-3dB$ de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale du réseau dans le plan H (antennes latérales penchées).

Les diagrammes de gain dans le plan H des 3 antennes dans leur environnement (c'est-à-dire au sein du réseau complet) sont affichés sur la figure 4-4 pour six points de fréquences. Les codes de couleurs utilisés pour les différentes courbes associées aux trois antennes sont les mêmes utilisés sur la figure 4-2. Nous utilisons respectivement les couleurs rouge, verte et bleue pour les antennes **Ant1**, **Ant2** et **Ant3**.



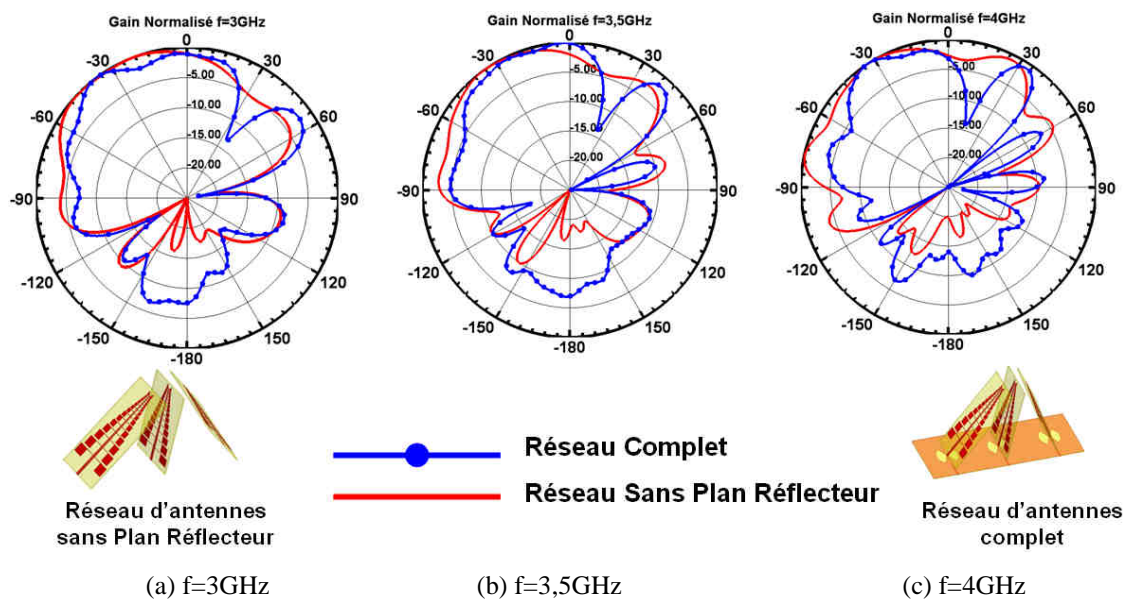


(e) $f=3,5\text{GHz}$

(f) $f=4\text{GHz}$

Figure 4-4: Les diagrammes de gains réalisés simulés des antennes seules dans leur environnement pour différentes fréquences (réseau complet dans le plan H - Antennes latérales penchées).

Nous remarquons une dissymétrie des diagrammes de rayonnement des antennes latérales. Cette dissymétrie est plus marquée à partir de la fréquence 2,5GHz. Cette déformation s'explique par l'impact de l'antenne centrale et notamment l'effet du plan réflecteur, puisque les antennes latérales sont inclinées. Notons que l'impact du plan réflecteur sur les antennes latérales est plus important que celui de l'antenne centrale (figure 4-5).



(a) $f=3\text{GHz}$

(b) $f=3,5\text{GHz}$

(c) $f=4\text{GHz}$

Figure 4-5 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés de l'antenne latérale (Ant3) dans le cas du réseau d'antennes dans le plan H avec plan réflecteur et réseau complet.

En effet, des remontées importantes sont obtenus à -54° , -42° et -34° (respectivement à 54° , 42° et 34°) au niveau de l'antenne 1 (respectivement au niveau de l'antenne 3) pour les fréquences respectives 3GHz, 3,5GHz et 4GHz.

Des zéros de rayonnement sont obtenus au niveau de l'antenne gauche (respectivement antenne droite) à -33° , -23° et -16° (respectivement 33° , 23° et 16°) pour les mêmes points de fréquences. Ces zéros de rayonnement peuvent engendrer des répercussions importantes sur les performances en rayonnement du réseau en dépointant à ces angles.

Notons aussi une remontée du niveau du rayonnement arrière de l'antenne latérale au sein du réseau complet pour les trois points de fréquences. Ceci est dû au rayonnement du stub radial.

5. Etude des performances en balayage du réseau proposé

Afin de tester les performances en balayages du réseau, nous allons utiliser la méthode de la phase conjuguée [108] [109].

Les performances en rayonnement du réseau pour un $\theta = 0^\circ$ (rayonnement transversal) sont données dans le tableau 4-3.

f(GHz)	Gain (dBi)	Niveau du lobe secondaire (dB)	Position du premier lobe secondaire	Rapport Avant/Arrière (dB)	Rapport Co/Cross (dB)	θ_{-3dB} dans le plan H
1,5	9,9	-17,1	+/-73°	-10,8	-57,6	40°
2	9,5	-17,6	+/-72°	-15	-56,9	42°
2,5	9,6	-11,4	+/- 47°	-14,3	-48,3	37°
3	9,7	-7,9	+/- 34°	-11,6	-56,4	25°
3,5	10,7	-10,6	+/-50°	-7,4	-58,8	20°
4	7,5	-8,9	+/-44°	-14,3	-45,9	23°

Tableau 4-3: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (**complet**) dans le plan H pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$

L'ouverture à -3 dB du lobe principal pour un rayonnement dans la direction principal de rayonnement ($\theta = 0^\circ$) varie de entre 20° et 42° pour toutes les fréquences.

Le gain réalisé simulé varie entre 7,5 dBi et 10dBi (figure 4-7). Le niveau des lobes secondaires est assez variable et différent de celui d'un réseau linéaire uniforme qui tend vers $-13,5$ dB pour un grand nombre de capteurs. Les niveaux des lobes secondaires dépendent toutefois des pondérations appliquées.

Le rapport Co/Cross dans l'axe principal de rayonnement est très faible ce qui montre que le réseau rayonne une polarisation linéaire.

Le niveau du rapport avant/arrière varie entre $-7,4$ dB (pour $f = 3,5$ GHz) et -15 dB (pour $f = 2$ GHz). Le niveau élevé du rapport avant/arrière en hautes fréquences est dû au rayonnement du stub radial. La figure 4-6 montre une comparaison des diagrammes de rayonnement totaux du réseau d'antennes sans plan réflecteur et du réseau complet (avec plan

réflecteur et excitation). Cette figure montre que le rayonnement arrière du réseau complet est plus important que celui dans le cas du réseau sans plan réflecteur. Ceci traduit le rayonnement arrière engendré par le stub radial.

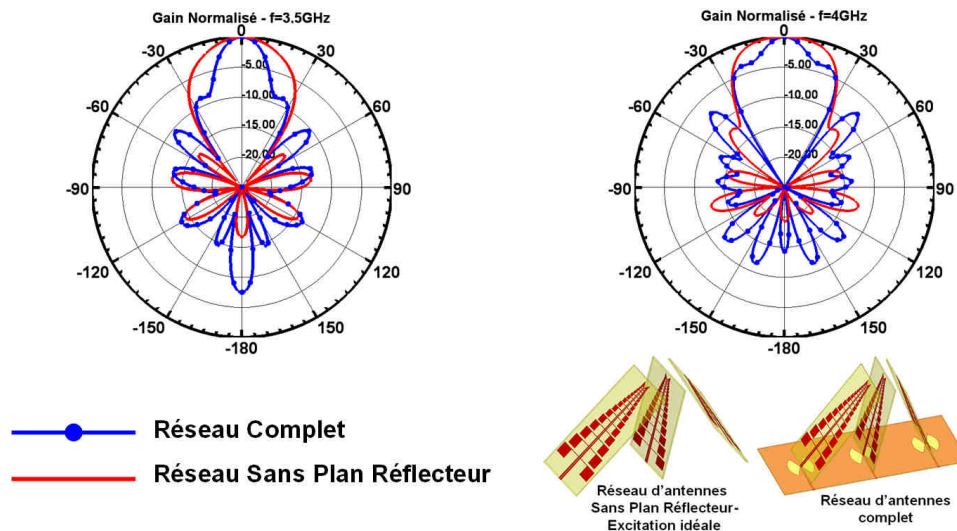


Figure 4-6 : Comparaison des diagrammes de rayonnement **simulés** du réseau d'antennes dans le plan H sans plan réflecteur et du réseau complet pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$

f(GHz)	Angle de dépointage ciblé $\theta = 30^\circ$			
	Angle de dépointage réellement obtenu	Gain max (dBi)	Niveau du lobe secondaire (dB)	Ouverture θ_{-3dB}
1,5	26°	9,4	-11,5	42°
2	26°	9,3	-8,9	44°
2,5	26°	9,3	-9,8	34°
3	29°	9,1	-10,6	45°
3,5	31°	9,1	-4,9	40°
4	31°	8,9	-3,7	19°

Tableau 4-4: Performances en rayonnement **simulées** du réseau d'antennes (**complet**) dans le plan H pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$.

f(GHz)	Angle de dépointage ciblé $\theta = 45^\circ$			
	Angle de dépointage réellement obtenu	Gain max (dBi)	Niveau du lobe secondaire (dB)	Ouverture θ_{-3dB}
1,5	35°	8,6	-9,7	43°
2	38°	8,5	-7,6	51°
2,5	38°	8	-8,1	62°
3	42°	8,5	-5,5	48°
3,5	42°	8,7	-4,5	37°
4	40°	6,9	-5,3	44°

Tableau 4-5: Performances en rayonnement **simulées** du réseau d'antennes (**complet**) dans le plan H pour un angle de dépointage $\theta = 45^\circ$.

Le test des performances en balayage du réseau pour différentes fréquences (figure 4-8) montre qu'il est possible de dépointer de $\pm 45^\circ$ sur toute la gamme de fréquences allant de 1,5GHz à 4GHz . Pour l'angle de dépointage $\theta = \pm 30^\circ$, les angles de dépointage réellement obtenus (en simulation) varient entre 26° et 31° (tableau 4-4 et figure 4-10).

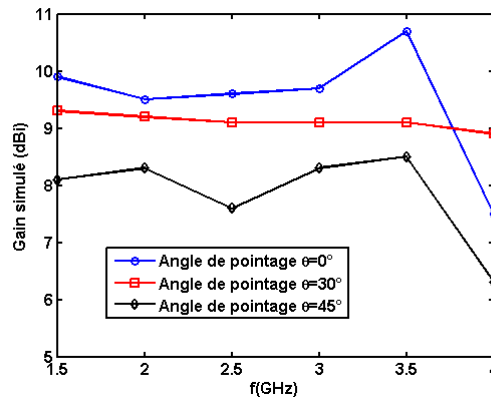
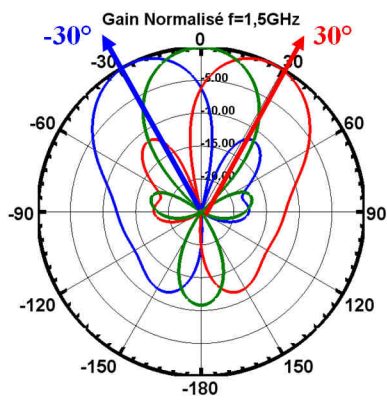


Figure 4-7 : Variation du gain simulé (dBi) en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan H avec antennes inclinées).

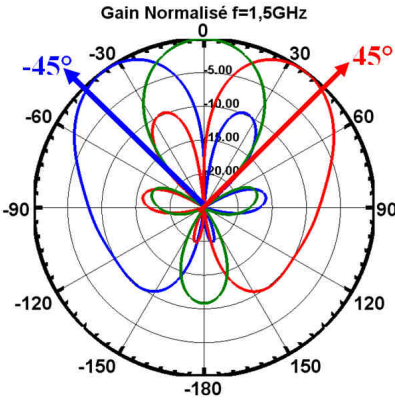
Cependant, l'écart de gain entre l'angle de dépointage ciblé et l'angle de dépointage obtenu est quasiment négligeable. Le gain réalisé simulé obtenu pour l'angle $\theta = \pm 30^\circ$ varie entre 8,9dBi et 9,4dBi pour toutes les fréquences. Néanmoins, nous remarquons que le gain obtenu pour $f = 4\text{GHz}$ à $\theta = \pm 30^\circ$ (8,9dBi) est supérieur à celui obtenu à $\theta = 0^\circ$ (7,5dBi). Ceci s'explique par le fait que la somme des gains des trois antennes à $\theta = \pm 30^\circ$ est supérieure à celle obtenue à $\theta = 0^\circ$ (figure 4-4-(f)). Pour confirmer ceci nous donnons les valeurs de gains associées (valeurs données en linéaire) aux trois antennes pour $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 30^\circ$ pour $f = 4\text{GHz}$.

$$\theta = 0^\circ; \begin{cases} G_1 = 1,71 \\ G_2 = 2,15 \\ G_3 = 1,79 \end{cases} \quad \text{et} \quad \theta = 30^\circ; \begin{cases} G_1 = 3,67 \\ G_2 = 1,41 \\ G_3 = 2,77 \end{cases}$$

Avec G_1 , G_2 et G_3 désignent respectivement les gains (valeurs données en linéaires) des antennes Ant1, Ant2 et Ant3 (voir figure 4-2). Cette différence de gains est due à l'inclinaison (dépointage des diagrammes de rayonnement) des deux antennes latérales ainsi qu'à la déformation de leurs diagrammes de rayonnements associés.

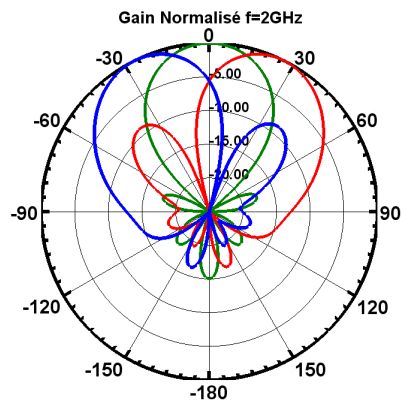


(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

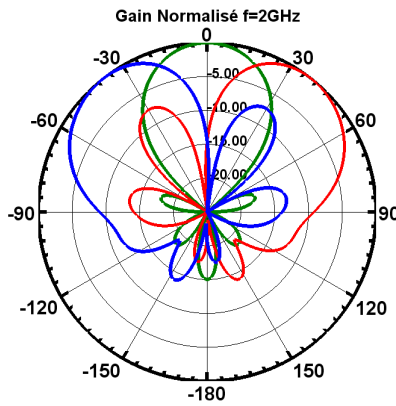


(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(a) $f=1,5\text{GHz}$

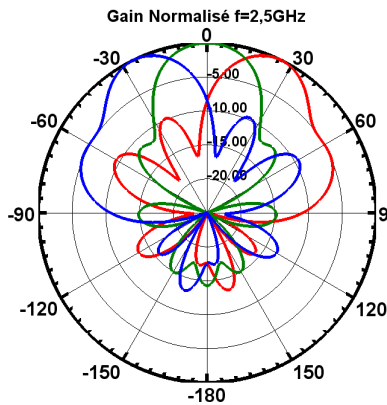
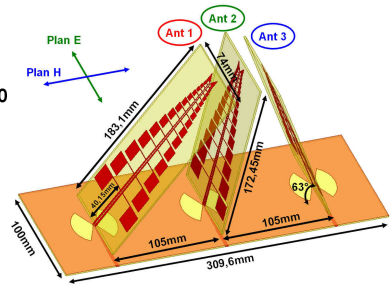


(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

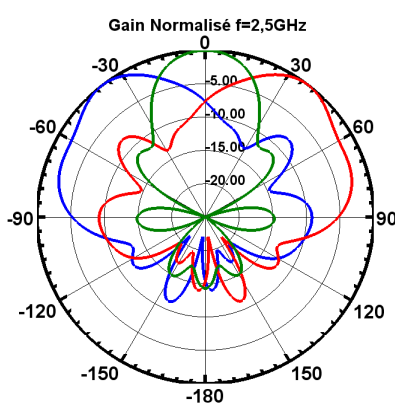


(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(b) $f=2\text{GHz}$

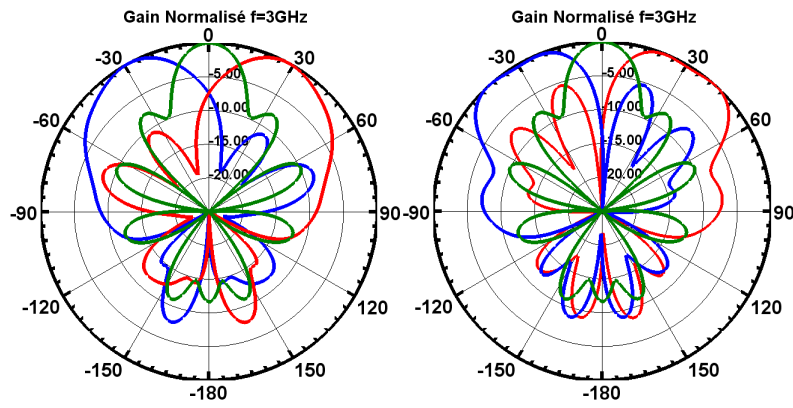


(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$



(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

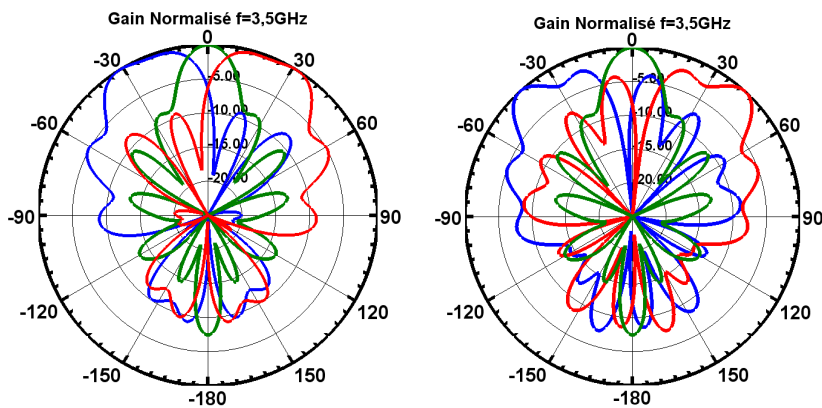
(c) $f=2,5\text{GHz}$



(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

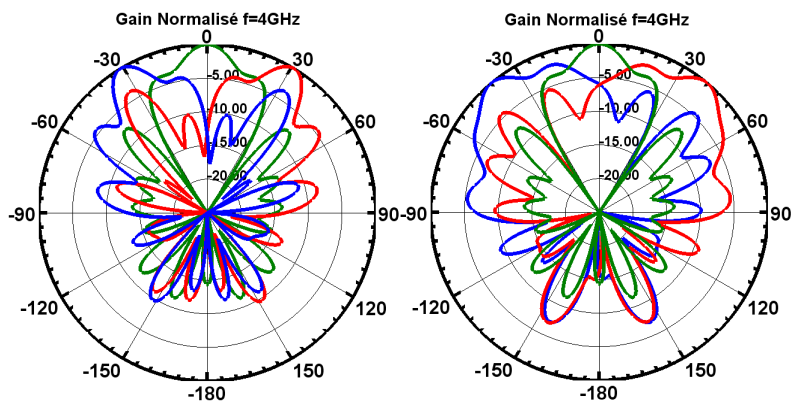
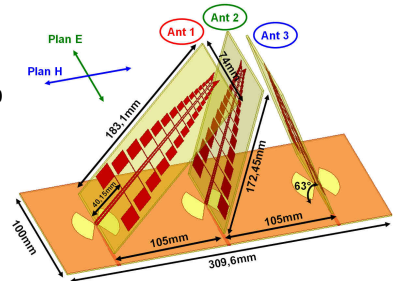
(d) $f = 3\text{GHz}$



(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(e) $f = 3,5\text{GHz}$



(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(f) $f = 4\text{GHz}$

Figure 4-8 : Performances en balayage *simulées* du réseau d'antennes dans le plan H avec antennes penchées.

Cependant, nous observons un zéro de rayonnement pour $f = 4\text{GHz}$ (un gain très faible) au niveau des deux antennes latérales à $\theta = \pm 16^\circ$ (figure 4-4 -(f)). C'est pourquoi nous avons été

amenés à tester les performances en balayage (dépointage) du réseau pour les angles $\theta = \pm 16^\circ$ (parce que nous avons l'antenne centrale et l'une des deux antennes latérales qui participent au rayonnement du réseau à $\theta = \pm 16^\circ$).

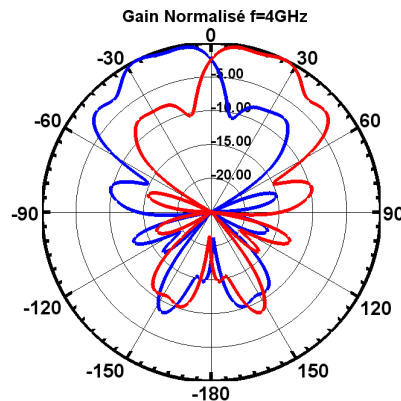


Figure 4-9 : Performances en balayage **simulées** du réseau d'antennes à $\theta = \pm 16^\circ$ pour $f = 4\text{GHz}$.

En dépointant, à cet angle nous avons obtenu un maximum de gain de 7,1dBi à l'angle $\theta = \pm 26^\circ$. Le gain obtenu à $\theta = \pm 16^\circ$ est égal à 6,6dBi . L'ouverture à -3dB est égale à 41° .

Le dépointage angulaire à $\theta = \pm 30^\circ$ engendre un élargissement du lobe principal pour toutes les fréquences à l'exception des deux fréquences $f = 2,5\text{GHz}$ et $f = 4\text{GHz}$ où un rétrécissement est obtenu (tableau 4-4). Le phénomène d'élargissement du lobe est similaire à celui d'un réseau linéaire uniforme dont les sources sont orientées vers la même direction et dont le lobe principal s'élargit en $1/\cos\theta$. Le dépointage à $\theta = \pm 16^\circ$ pour $f = 4\text{GHz}$ engendre aussi un élargissement du lobe principal. Le dépointage du réseau à $\theta = \pm 45^\circ$ engendre un élargissement du lobe principal pour toutes les fréquences (tableau 4-5).

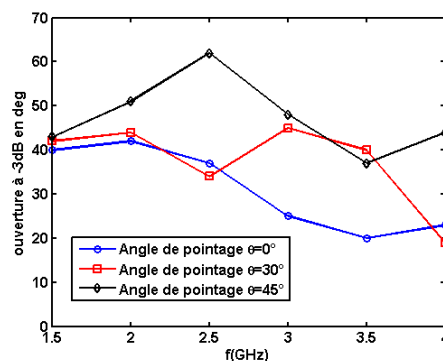


Figure 4-10 : Ouverture à -3dB **simulée** du lobe principal en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan H avec antennes inclinées).

Le rétrécissement obtenu pour les deux fréquences $f = 2,5\text{GHz}$ et $f = 4\text{GHz}$ pourrait être due à la méthode de dépointage utilisée (pondération et déphasage) et/ou la forme des diagrammes de rayonnement associés. En effet, nous sommes dans le cas d'un réseau où les sources sont

orientées différemment, et pour certains cas les diagrammes de rayonnement sont fortement déformés, ce qui pourrait engendrer des variations « non linéaires » des performances du réseau, en fonction de l'angle de dépointage, en termes de gain, ouverture à -3dB , etc. contrairement à un réseau linéaire où le gain et l'ouverture à -3dB varient en fonction de l'angle de dépointage. Le phénomène de rétrécissement a été remarqué pour $f=4\text{GHz}$ dans le cas du réseau sans plan réflecteur¹⁷ (excitations idéales pour les trois antennes).

Les niveaux des lobes secondaires pour certains cas sont relativement élevés, mais ils peuvent être améliorés en optimisant les déphasages et les pondérations appliqués[110][111]. Nous rappelons que la méthode utilisée (méthode de la phase conjuguée) est non optimale et elle est exploitée ici pour tester l'agilité de dépointage du réseau. Le réseau décrit précédemment présente une agilité de dépointage de $\pm 45^\circ$ sur la gamme de fréquences allant de $1,5\text{GHz}$ à 4GHz .

II. Réseau d'antennes linéaire ULB dans le plan H

1. Description de la configuration du réseau proposé

Afin de mener à bien notre étude nous allons étudier un réseau d'antennes linéaire dont les éléments rayonnants sont orientés vers la même direction. La représentation schématique ainsi qu'un prototype du réseau proposé sont illustrés sur la figure 4-11. Il consiste en trois antennes log-périodique identiques disposées sur un plan réflecteur orthogonal et orientées vers la même direction.

La distance inter-élément est égale à 80mm soit $0,4\lambda_{1,5\text{GHz}}$ où $\lambda_{1,5\text{GHz}}$ est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence $f = 1,5\text{GHz}$.

Cette distance a été choisie parce que la distance entre les positions des centres de phase à la fréquence $f = 1,5\text{GHz}$ du réseau dans le plan H, dont les antennes latérales sont penchées (figure 4-2), est égale à $0,4\lambda_{1,5\text{GHz}}$.

¹⁷ Les résultats ne sont pas présentés ici.

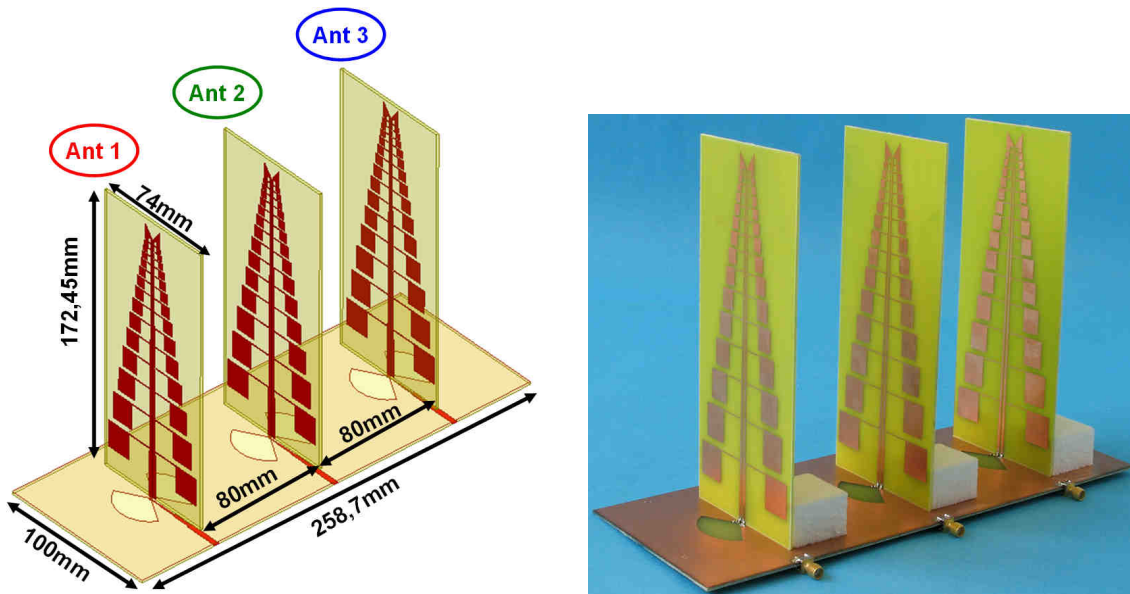


Figure 4-11: Prototypé du réseau d'antennes linéaire dans le plan H.

La distance électrique entre les centres de phases varie en fonction de la fréquence et elle est comprise entre $0,4\lambda_{1,5\text{GHz}}$ et $1,06\lambda_{4\text{GHz}}$ (tableau 4-6).

f(GHz)	Distance entre les positions des centres de phase
1,5	$0,4 \lambda_{1,5\text{GHz}}$
2	$0,53 \lambda_{2\text{GHz}}$
2,5	$0,66 \lambda_{2,5\text{GHz}}$
3	$0,8 \lambda_{3\text{GHz}}$
3,5	$0,93 \lambda_{3,5\text{GHz}}$
4	$1,06 \lambda_{4\text{GHz}}$

Tableau 4-6 : Distances entre les positions du centre de phase du réseau d'antennes linéaires (antennes latérales verticales).

2. Adaptation et isolation inter-antennes

Les trois antennes sont adaptées sur la bande de fréquences allant de 1,5GHz à 4GHz avec un coefficient de réflexion mesuré $S_{11} \leq -9\text{dB}$ (figure 4-12). L'isolation inter-antennes mesuré est inférieure à -18dB sur toute la bande de fréquence. Une bonne concordance entre les résultats de simulations et de mesures est obtenue.

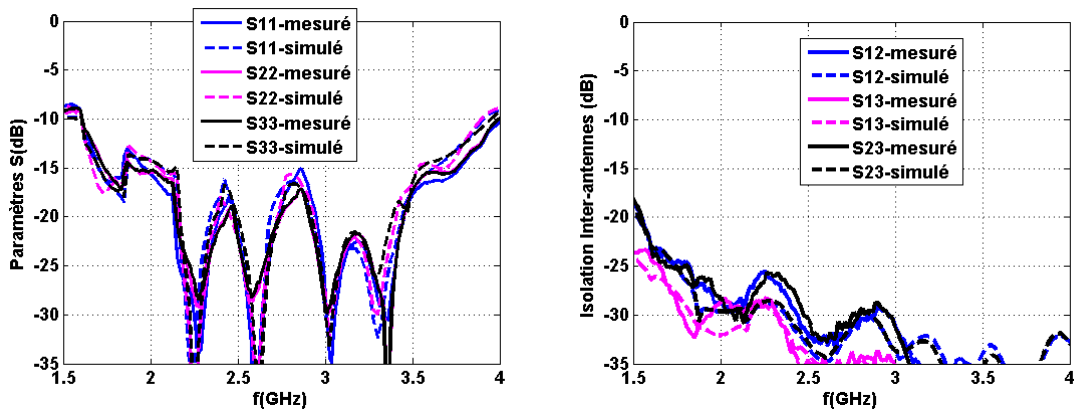


Figure 4-12: Résultats de **simulations et mesures** des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes

3. Influence de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes

Afin d'étudier l'impact de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes, nous donnons dans le tableau 4-7 une comparaison des ouvertures à -3dB de l'antenne centrale et l'antenne toute seule avec une excitation idéale (la distance inter-antennes est égale à 80mm soit $0,4\lambda_{1,5\text{GHz}}$). Dans le cas du réseau d'antennes dont les antennes sont excitées idéalement (sans plan réflecteur), nous observons un élargissement de l'ouverture de l'antenne centrale sur une bande allant de $1,5\text{GHz}$ à 3GHz . Néanmoins l'élargissement à la fréquence 3GHz est minime.

f(GHz)	$\theta_{-3\text{dB}}$ dans le plan H de l'antenne toute seule (excitation idéale)	$\theta_{-3\text{dB}}$ dans le plan H de l'antenne centrale (réseau linéaire sans PR et les antennes verticales)	$\theta_{-3\text{dB}}$ dans le plan H de l'antenne centrale (réseau linéaire complet avec antennes verticales)
1,5	176°	180°	132°
2	124°	136°	131°
2,5	94°	102°	100°
3	79°	82°	87°
3,5	65°	65°	79°
4	53°	54°	68°

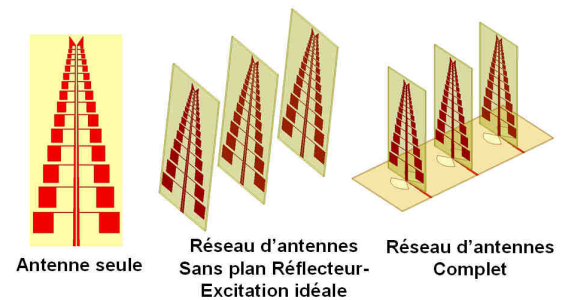


Tableau 4-7 : Comparaison des ouvertures à -3dB **simulées** de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale (réseau linéaire dans le plan H).

Au-delà de cette fréquence aucun effet sur l'ouverture à -3dB n'est observé. L'élargissement observé dans le cas des deux réseaux (c.-à-d. le réseau sans plan réflecteur et le réseau complet) est dû à l'effet du couplage des deux antennes latérales. L'élargissement est

minimisé au delà de 3GHz vu que la distance électrique entre les antennes est plus importante et qui se traduit par une isolation inter-antennes inférieure à -32dB (figure 4-12).

Pour étudier l'effet des deux antennes latérales sur le rayonnement de l'antenne centrale, nous présentons sur la figure 4-13 la variation de l'ouverture à -3dB (dans le plan H) de l'antenne centrale en fonction de la distance inter-éléments. Cette figure nous confirme que la diminution de l'espacement entre les antennes engendre l'élargissement de l'ouverture à -3dB de l'antenne centrale. Cet élargissement est moins marqué à partir de 3GHz.

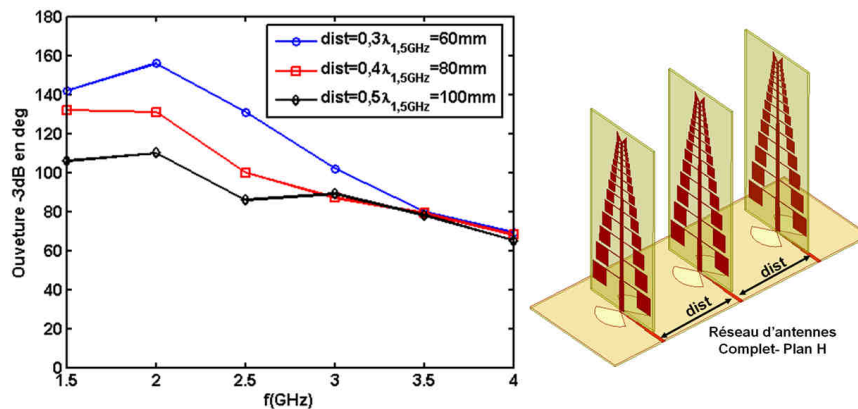


Figure 4-13 : Comparaisons de l'ouverture à -3dB simulées de l'antenne centrale du réseau d'antennes complet dans le plan H pour différentes distances inter-éléments.

Cependant, le cas du réseau (sans plan réflecteur) dont les antennes latérales sont penchées (figure 4-2), l'élargissement est obtenu sur toute la bande de fréquence (tableau 4-2). Ceci peut s'expliquer par le fait que la variation des distances électriques entre les centres de phase est aux alentours de $0,5\lambda$.

Pour le réseau complet (figure 4-11), nous observons un élargissement du lobe principal de rayonnement de l'antenne centrale à partir de la fréquence $f = 2\text{GHz}$. Le rétrécissement observé pour $f = 1,5\text{GHz}$ est dû au plan réflecteur (tableau 4-7). Cependant, l'impact du plan réflecteur est moins important pour les autres fréquences vu que la position du centre de phase s'éloigne du plan réflecteur en montant en fréquence. Nous remarquons que dans le cas des deux réseaux proposés (réseau complet) (figure 4-2 & figure 4-11) l'élargissement est similaire à partir de $f = 2,5\text{GHz}$.

Pour les deux antennes latérales, nous observons un dépointage du diagramme de rayonnement vers l'extérieur. Une illustration schématique de ce phénomène de dépointage pour $f = 1,5\text{GHz}$ est donnée sur la figure 4-14. Le dépointage du rayonnement des deux antennes latérales est dû à l'antenne centrale qui joue le rôle d'un réflecteur (nous pouvons parler ici de l'effet écran).

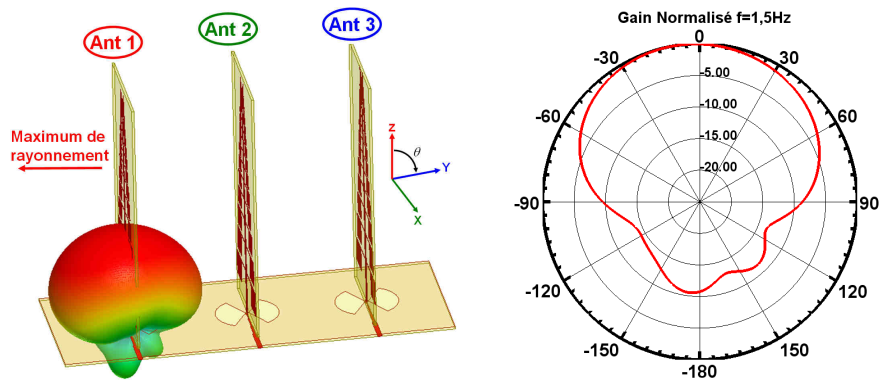


Figure 4-14: Représentation schématique du dépointage du rayonnement des antennes latérales du réseau complet dans le plan H.

4. Performances en balayages du réseau d'antennes dans le Plan H

Le gain réalisé simulé du réseau pour un rayonnement dans l'axe principal de rayonnement ($\theta = 0^\circ$) varie entre 10,8dBi et 9,2dBi (tableau 4-8).

f(GHz)	Gain (dBi)	Niveau du premier lobe secondaire (dB)	Position du premier lobe secondaire	θ_{-3dB} dans le plan H
1,5	9,8	-14,2	+/- 70°	39°
2	10	-13	+/- 60°	33°
2,5	10,8	-13	+/- 45°	27°
3	10,6	-12	+/-38°	21°
3,5	10,1	-11,3	+/-32°	19°
4	9,2	-12,8	+/-27°	17°

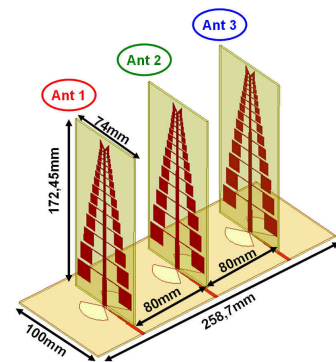


Tableau 4-8: Performances en rayonnement simulées du réseau d'antennes (complet) dans le plan H (antennes latérales verticales) pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$.

➤ Ouverture à -3dB du réseau d'antennes dans le plan H (figure 4-12)

L'ouverture à -3dB du réseau linéaire diminue en montant en fréquence et elle varie de 39° à 17°. Ceci est dû à la variation de la distance électrique entre les centres de phases en montant en fréquence.

En effet, les deux conséquences principales de l'augmentation de la distance inter-antennes, dans le cas d'un réseau linéaire, sont la diminution de l'ouverture à -3dB du lobe principal (figure 4-15), ainsi que la présence de lobes de réseaux (distance électrique supérieure à la demi longueur d'onde) en fonction de l'angle de dépointage du lobe principal (figure 4-16).

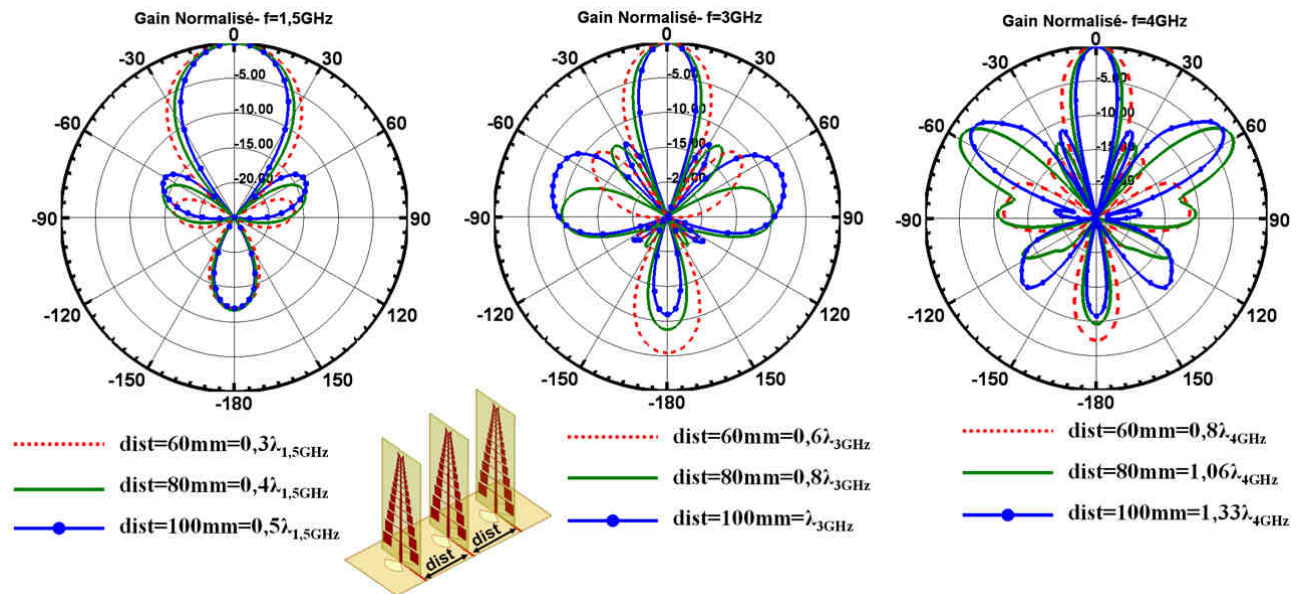


Figure 4-15 : Performances en balayage **simulées** du réseau d'antennes linéaire dans le plan H en fonction de la distance inter-éléments pour différentes fréquences et pour un angle de dépointage $\theta = 0^\circ$.

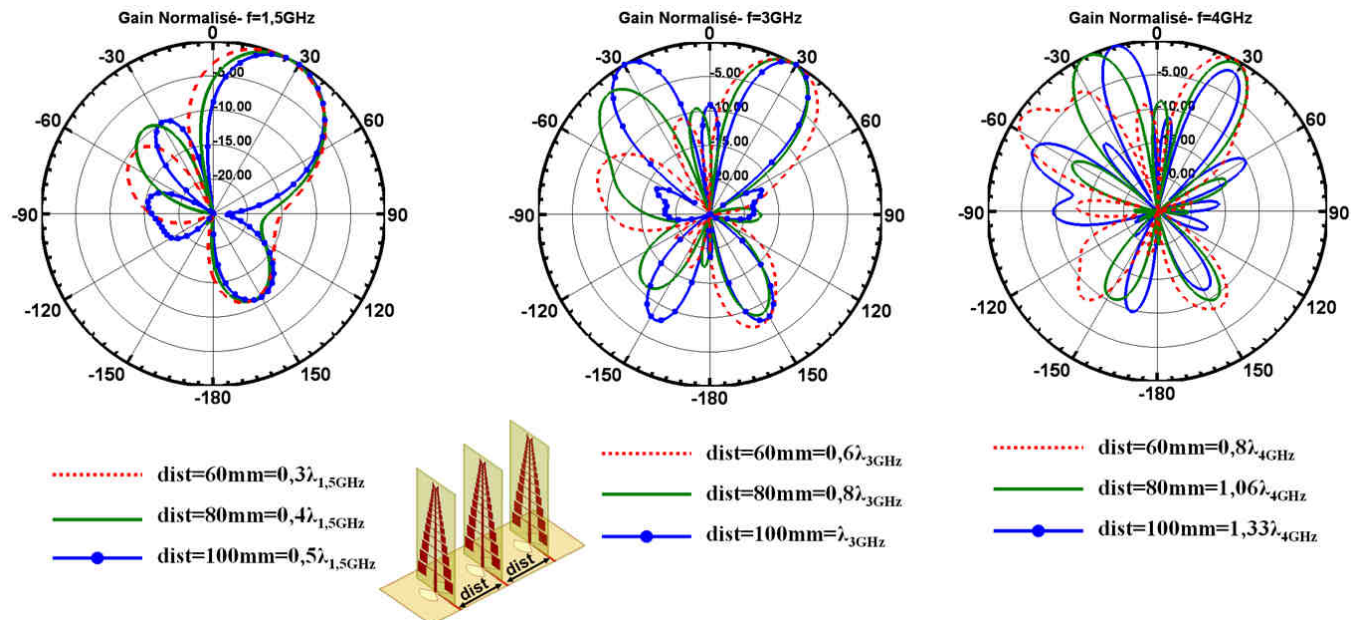


Figure 4-16 : Performances en balayage **simulées** du réseau d'antennes linéaire dans le plan H en fonction de la distance inter-éléments pour différentes fréquences et pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$.

➤ Comparaison des ouvertures à -3dB simulées des deux réseaux à antennes latérales penchées et à antennes verticales

Une étude comparative des ouvertures à -3dB , dans le cas des deux réseaux étudiés (réseau d'antennes à antennes latérales penchées (figure 4-2) et le réseau à antennes latérales verticales (distance inter-antennes est égale à 80mm) (figure 4-12)), est donné dans le tableau 4-9. Nous remarquons que dans le cas général, le réseau à antennes latérales penchées

présente des faisceaux dont les ouvertures à -3dB sont plus larges que celui dans le cas classique (figure 4-11), vu que les distances entre les centres de phase sont plus proches.

f(GHz)	$\theta_{-3\text{dB}}$ dans le plan H (réseau avec antennes latérales penchées)	$\theta_{-3\text{dB}}$ dans le plan H (réseau avec antennes latérales verticales)
1,5	40°	39°
2	42°	33°
2,5	37°	27°
3	25°	21°
3,5	20°	19°
4	23°	17°

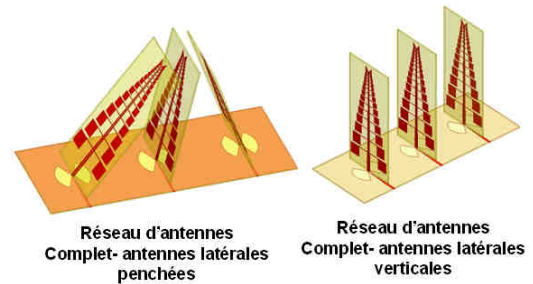


Tableau 4-9 : Comparaison des ouvertures à -3dB simulées des deux réseaux dans plan H pour un rayonnement à $\theta = 0^\circ$

➤ Autres performances du réseau d'antennes

Le niveau des lobes secondaires varie entre $-14,2\text{dB}$ et $-11,3\text{dB}$. Théoriquement, pour un nombre d'antennes très élevé, le niveau du premier lobe secondaire tend vers $-13,5\text{dB}$. Cette variation peut s'expliquer par les valeurs des pondérations appliquées¹⁸.

Les performances en balayage du réseau sont illustrées sur la figure 4-17. Nous avons testé l'agilité de dépointage du réseau pour $\theta = \pm 30^\circ$. Pour les trois premières fréquences, nous avons obtenu une bonne agilité de dépointage avec un gain réalisé qui varie de $9,4\text{dBi}$ à $10,1\text{dBi}$ (tableau 4-10). La différence de gain entre l'angle de dépointage ciblé et obtenu est négligeable.

Au delà de $2,5\text{GHz}$, nous commençons à voir l'apparition des lobes de réseau. Un niveau de lobe égal à -2dB est obtenu à $\pm 40^\circ$ pour $f = 3\text{GHz}$. En effet, la distance électrique à 3GHz

¹⁸ Par exemple pour la fréquence $f=1,5\text{GHz}$, nous avons appliqué les pondérations suivantes :

$$\theta = 0^\circ; \begin{cases} G_1 = 1 \\ G_2 = 0,69 \\ G_3 = 1 \end{cases}$$

Avec G_1 , G_2 et G_3 désignent respectivement pondération appliquées au niveau des antennes Ant1, Ant2 et Ant3 (Figure 4-11). Si nous utilisons des pondérations égales, le niveau du premier lobe secondaire sera $-16,5\text{dB}$ au lieu de $-14,2\text{dB}$.

est égale à $0,8\lambda_{3\text{GHz}}$. Théoriquement, avec une telle distance électrique, nous pouvons dépointer à $\pm 15^\circ$ au maximum¹⁹.

f(GHz)	Angle de dépointage ciblé $\theta = 30^\circ$			
	Angle de dépointage obtenu	Gain max (dBi)	Différence de gain (dBi)	Ouverture $\theta_{-3\text{dB}}$
1,5	27°	9,4	0,05	42°
2	28°	9,7	0,02	38°
2,5	27°	10,1	0,09	28°
3	--	--	--	--
3,5	--	--	--	--
4	--	--	--	--

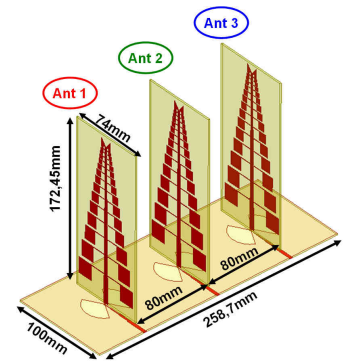
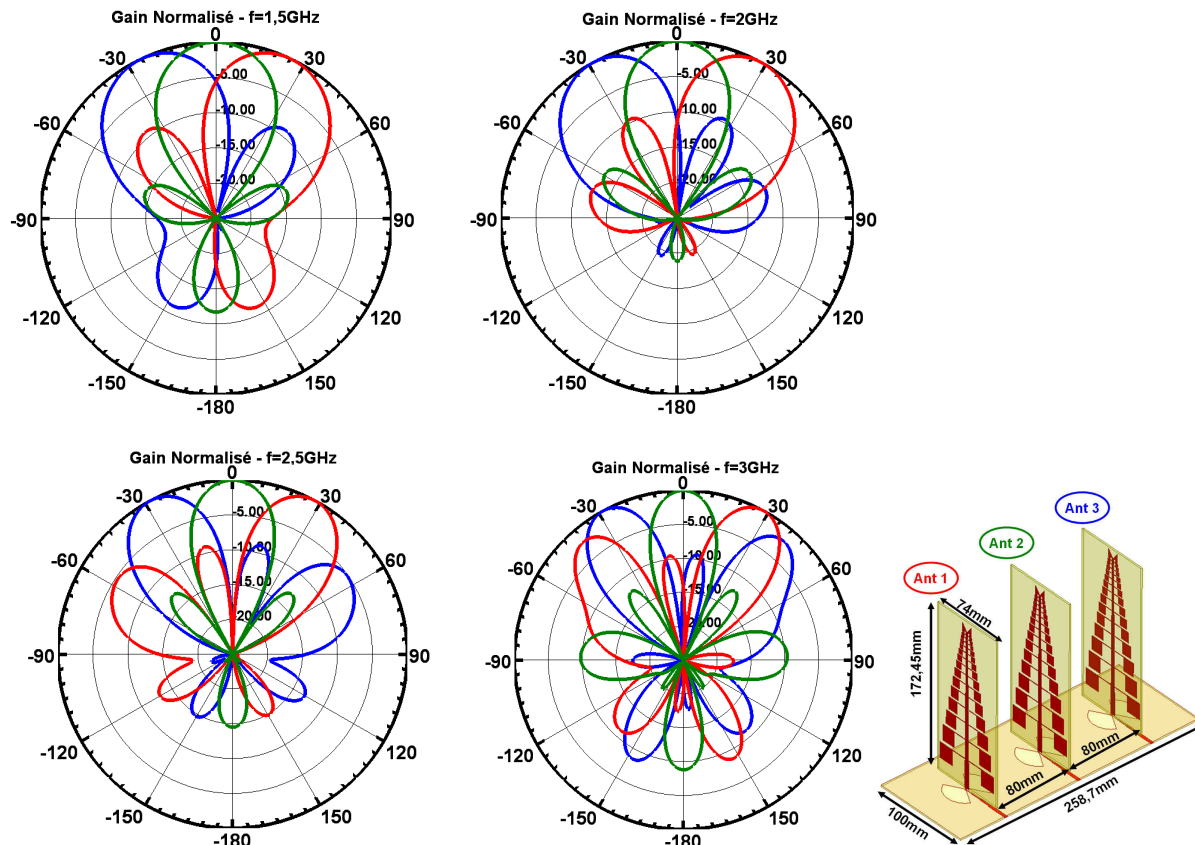


Tableau 4-10: Performances en rayonnement simulées du réseau d'antennes (complet) dans le plan H (antennes latérales verticales) pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$.



¹⁹ L'angle maximum de dépointage peut être déterminé, en fonction de la longueur d'onde et la distance entre les centres de phase, par l'équation suivante :

$$\theta_0 = \arcsin(\lambda_0 / d - 1)$$

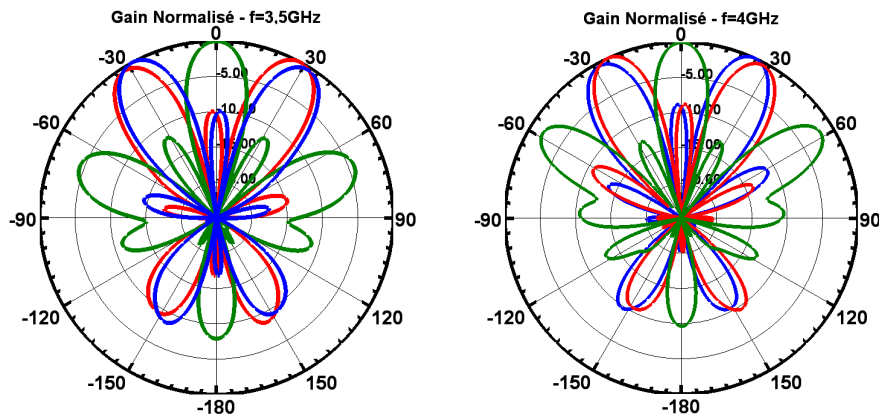


Figure 4-17 : Performances en balayage **simulées** du réseau d'antennes dans le plan H (antennes verticales) pour une distance inter-antennes égale à 80mm.

Les performances en termes d'adaptation et d'isolation inter-antennes sont meilleures que celles obtenus dans le cas du réseau avec les antennes latérales penchées (figure 4-2). Ceci peut s'expliquer par l'effet du plan réflecteur sur les antennes penchées (figure 4-4 & figure 4-5).

Les performances en balayage de ce réseau (figure 4-11) sont limitées par rapport au réseau avec les antennes penchées (figure 4-2) où nous pouvons pointer à $\pm 45^\circ$. Toutefois, la déformation du diagramme de rayonnement lors du dépointage est plus marquée dans le cas du réseau avec les antennes penchées. Ceci peut être expliqué par la déformation des diagrammes de rayonnement des antennes au sein du réseau global à cause de l'effet de couplage et du plan réflecteur (figure 4-5), ainsi que par le fait que nous avons une configuration dont les diagrammes de rayonnement des trois antennes sont différents (figure 4-4).

III. Bilan des résultats

Nous avons présenté dans cette première partie deux configurations de réseaux de 3 antennes log-périodiques ULB dans le plan H. Les performances associées ont été étudiées et analysées. Le phénomène d'élargissement du diagramme de rayonnement de l'antenne centrale a été remarqué dans le cas des deux réseaux. Cependant, dans le cas du réseau à antennes verticales, le phénomène d'élargissement est minime en hautes fréquences vu que la distance électrique inter-antennes augmente avec la fréquence. Les diagrammes de rayonnement des antennes latérales du réseau à antennes inclinées sont déformés à cause de l'effet du plan réflecteur et de l'antenne centrale. Le réseau à antennes latérales inclinées présentent des performances en balayage de $\pm 45^\circ$ sur la bande de fréquence allant de 1,5GHz à 4GHz. Cependant le niveau des lobes secondaires sont élevées notamment lors

d'un fort dépointage. Le niveau le plus élevé est de $-4,5\text{dB}$ à $f = 3,5\text{GHz}$ pour l'angle de dépointage $\pm 45^\circ$. Nous signalons que les niveaux des lobes secondaires ne sont pas optimisés. L'isolation inter-antennes est inférieure à -16dB . Le gain simulé ainsi que l'ouverture à -3dB varient d'une façon non linéaire en fonction de l'angle de dépointage. Les performances en balayages du réseau à antennes verticales sont limitées par rapport au cas précédent à cause de la distance inter-élément qui augmente en fonction de la fréquence.

B. Mise en réseau d'antennes ULB dans le plan E

I. Mise en réseau d'antennes ULB à large champ de vision

1. Configuration du réseau d'antennes

Après avoir étudié les deux configurations des réseaux d'antennes dans le plan H, nous nous intéressons à l'étude des réseaux d'antennes dans le plan E afin de comparer les performances associées en termes d'adaptation et de rayonnement.

Dans un premier nous présentons le réseau dans le plan E dont les deux antennes latérales sont penchées. Les distances électriques entre les positions des centres de phase apparents dans le vide sont les mêmes que ceux pris dans le cas du réseau dans le plan H (tableau 4-1). Une représentation schématique ainsi qu'un prototype du réseau sont illustrés sur la figure 4-18.

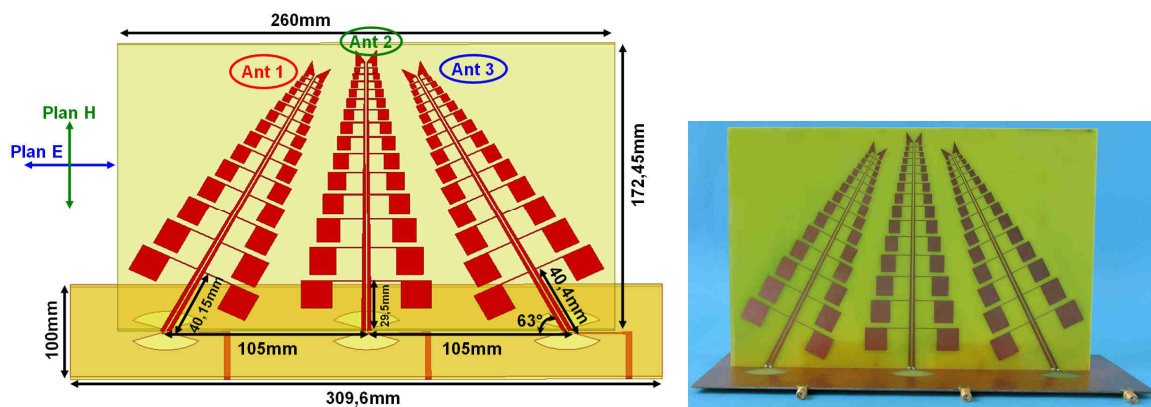


Figure 4-18: Représentation schématique et prototype du réseau d'antennes linéaire (antennes latérales penchées) dans le plan E.

2. Performances en adaptation et isolation inter-antennes

La figure 4-19, illustre la variation des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes mesurés et simulés. Une bonne concordance entre les simulations et les mesures est obtenue. Les isolations inter-antennes mesurées sont inférieures à -20dB . Nous remarquons une désadaptation au niveau des trois antennes pour différents points de fréquences notamment

dans la bande de fréquence allant de 1,5GHz à 2GHz . Pour les deux antennes latérales, les remontées sont obtenues au niveau des fréquences $f = 1,5\text{GHz}$ et $f = 1,85\text{GHz}$ avec des niveaux d'adaptations mesurés respectivement égaux à $-7,4\text{dB}$ et $-8,4\text{dB}$. Pour l'antenne centrale un niveau de coefficient de réflexion mesuré égale à $-7,3\text{dB}$ (respectivement simulé égale à $-8,4\text{dB}$) est obtenue à la fréquence $1,575\text{GHz}$. Les mêmes causes de cette détérioration au niveau de l'adaptation ont été mentionnées précédemment dans le cas du réseau dans le plan H (figure 4-2).

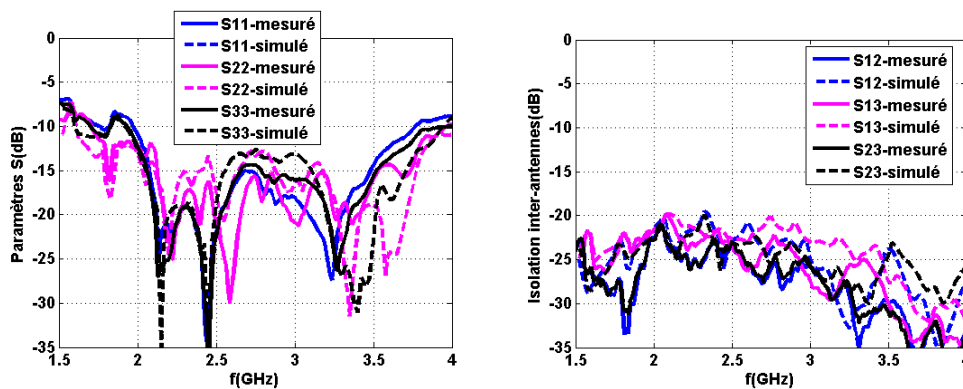


Figure 4-19 : Résultats de **simulations et mesures** des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes (réseau dans le plan E avec antennes latérales penchées).

3. Impact de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes

Le phénomène d'élargissement du diagramme de rayonnement de l'antenne centrale dans le plan E par rapport à celui de l'antenne seule (isolée) excitée idéalement n'est pas observé dans le cas de la configuration du réseau d'antennes proposée (figure 4-18) et ceci contrairement au réseau dans la plan H dont les antennes latérales sont penchées (figure 4-2).

En effet, dans le cas où les trois antennes de ce réseau (voir tableau et figure ci-dessous) sont excitées idéalement, nous constatons que la variation de l'ouverture à -3dB de l'antenne centrale reste minimale à l'exception de la fréquence $f = 1,5\text{GHz}$ où un rétrécissement important de 28° est obtenu (tableau 4-11).

f(GHz)	θ_{-3dB} dans le plan E de l'antenne toute seule (excitation idéale)	θ_{-3dB} dans le plan E de l'antenne centrale (réseau linéaire avec excitation idéale et antennes penchées)	θ_{-3dB} dans le plan E de l'antenne centrale (réseau complet avec antennes penchées)
1,5	90°	62°	95°
2	92°	96°	62°
2,5	74°	72°	64°
3	62°	70°	84°
3,5	52°	54°	80°
4	48°	48°	58°

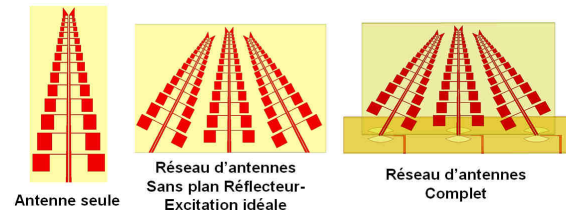
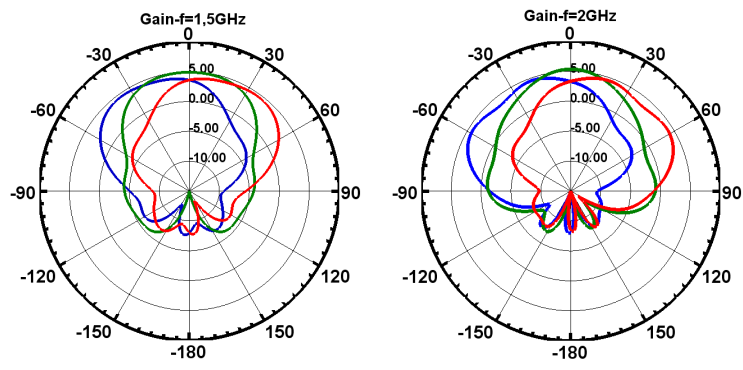


Tableau 4-11 : Comparaison des ouvertures à $-3dB$ simulées de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale (réseau linéaire dans le plan E- Antennes latérales inclinées).

Le rétrécissement obtenu peut être expliqué par le fait que la distance électrique entre les positions des centres de phase à cette fréquence est la plus proche par rapport aux autres fréquences, et d'autre part par l'effet de masquage des deux antennes latérales, vu que la position du centre de phase apparent est la plus basse (position la plus proche du plan réflecteur) par rapport aux autres fréquences. Pour le réseau complet, nous observons un élargissement de l'ouverture à $-3dB$ du lobe principal pour les fréquences 3GHz , 3,5GHz et 4GHz . Cependant, un rétrécissement pour les fréquences 2GHz et 2,5GHz est observé.

L'élargissement ainsi que le rétrécissement des ouvertures à $-3dB$ sont dû à priori à la déformation des diagrammes de rayonnement engendrés à cause de l'effet du plan réflecteur ainsi que le rayonnement du stub radial.

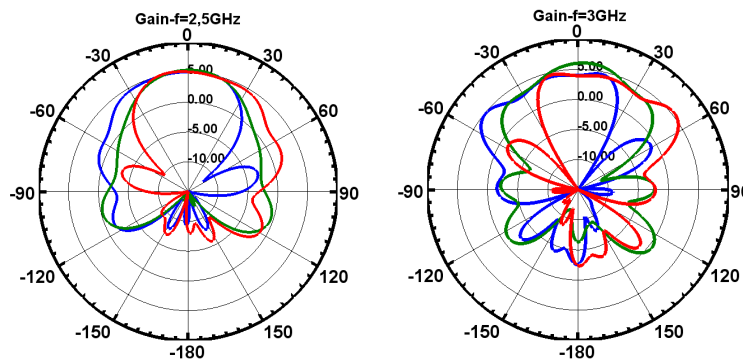
Les diagrammes de rayonnement dans le plan E des trois antennes seules dans leur environnement (c'est-à-dire au sein du réseau complet) sont illustrés sur la figure 4-20 pour différentes fréquences. Comme dans le cas du réseau dans le plan, nous remarquons une dissymétrie des diagrammes de rayonnement des antennes latérales. Elle devient de plus en plus importante à partir de 3GHz . Cette déformation s'explique surtout par l'impact du plan réflecteur (puisque les antennes latérales sont inclinées) ainsi que par l'effet de couplage des antennes à proximité notamment l'antenne centrale. Ces déformations se traduisent par des remontées de rayonnement importantes au niveau des antennes latérales. Ces remontées sont obtenues à -57° , -42° et -32° (respectivement à 57° , 42° et 32°) au niveau de l'antenne 1 (respectivement au niveau de l'antenne 3) pour les fréquences respectives 3GHz , 3,5GHz et 4GHz .



— Ant1
— Ant2
— Ant3

(a) $f=1,5\text{GHz}$

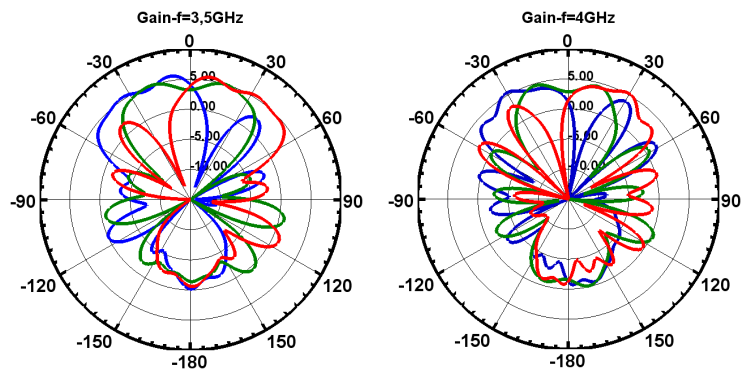
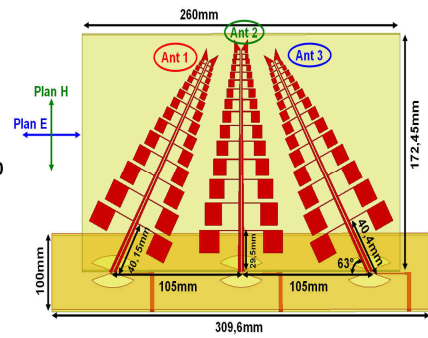
(b) $f=2\text{GHz}$



— Ant1
— Ant2
— Ant3

(c) $f=2,5\text{GHz}$

(d) $f=3\text{GHz}$



— Ant1
— Ant2
— Ant3

(e) $f=3,5\text{GHz}$

(f) $f=4\text{GHz}$

Figure 4-20: Les diagrammes de gains réalisés simulés des antennes seules dans leur environnement pour différentes fréquences (réseau complet dans le plan E - Antennes latérales penchées).

Des zéros de rayonnement sont obtenus au niveau de l'antenne gauche (respectivement antenne droite) à -34° , -22° et -11° (respectivement 34° , 22° et 11°) pour les mêmes points de fréquences.

Le maximum de rayonnement de l'antenne centrale pour les fréquences 3,5GHz et 4GHz n'est pas obtenu dans l'axe principal de rayonnement. Il est obtenu à $\pm 19^\circ$ pour $f = 3,5\text{GHz}$ et $\pm 16^\circ$ pour $f = 4\text{GHz}$. Ceci traduit une déformation importante du rayonnement de l'antenne engendré par l'effet du plan réflecteur ainsi que le rayonnement du stub radial qui est plus important en hautes fréquences.

4. Evaluation des performances en balayage du réseau

Nous évaluons dans cette section les performances en balayage du réseau d'antennes dans le plan E. L'ouverture à -3dB du lobe principal pour un rayonnement dans la direction principal de rayonnement ($\theta = 0^\circ$) varie entre 22° et 45° pour toutes les fréquences (voir figure 4-21) et le gain réalisé simulé varie entre 6,6dBi et 9,7dBi (tableau 4-12 et figure 4-22). Les niveaux des lobes secondaires sont variables et varient entre $-7,2\text{dB}$ et $-12,1\text{dB}$. Ces niveaux dépendent des pondérations appliquées. Le rapport Co/Cross dans l'axe principal de rayonnement est inférieur à -26dB sur toute la bande de fréquence. Le rapport avant/arrière varie entre -15dB et -4dB . Le niveau est élevé en hautes fréquences à cause du rayonnement du stub radial (l'impact du stub radial sur le rayonnement arrière a été montré dans le cas du réseau dans le plan H sur la figure 4-5 et la figure 4-6).

f(GHz)	$\theta_{-3\text{dB}}$ dans le plan E	Niveau du lobe secondaire (dB)	Position du premier lobe secondaire	Rapport Avant/Arrière (dB)	Rapport Co/Cross (dB)	Gain (dBi)
1,5	37°	-11,3	$\pm 62^\circ$	-15,8	-33,4	8,6
2	37°	-12,1	$\pm 74^\circ$	-15,4	-32,3	8,7
2,5	32°	-11,5	$\pm 43^\circ$	-15,4	-30,9	9,7
3	24°	-8,5	$\pm 58^\circ$	-9,9	-28,9	9,5
3,5	22°	-7,2	$\pm 51^\circ$	-7,1	-26,7	8,5
4	45°	-9	$\pm 40^\circ$	-4	-26	6,6

Tableau 4-12: Performances en rayonnement du réseau d'antennes (complet) dans le plan E (antennes latérales penchées).

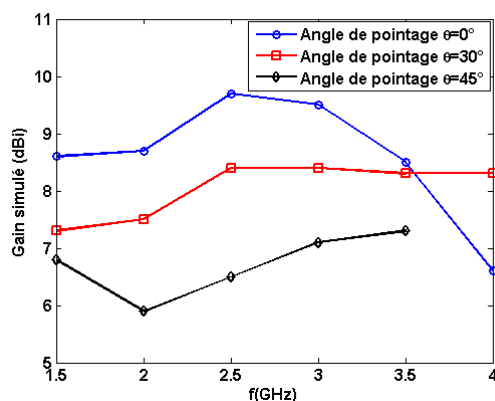


Figure 4-21 : Ouverture à -3dB du lobe principal en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan avec antennes inclinées).

Les performances en termes de balayages du réseau sont illustrées sur la figure 4-23. Pour l'angle de dépointage $\theta = 30^\circ$, la différence de gain entre l'angle ciblé et l'angle obtenu est assez faible sauf pour la fréquence $f = 3\text{GHz}$ où une différence de gain de 1,8dBi est obtenu et tout en dépointant à 19° (tableau 4-13).

f(GHz)	Angle de dépointage ciblé $\theta = 30^\circ$			
	Angle de dépointage obtenu	Gain max (dBi)	niveau du lobe secondaire (dB)	Ouverture θ_{-3dB} dans le plan E
1,5	28°	7,3	12,7	37°
2	24°	7,5	-15,6	37°
2,5	26°	8,4	-7	29°
3	19°	8,4	-5,9	33°
3,5	32°	8,3	-5,4	38°
4	30°	8,3	-4,2	14°

Tableau 4-13: Performances en rayonnement du réseau d'antennes ([complet](#)) dans le [plan E](#) pour un angle de dépointage $\theta = 30^\circ$.

A cette fréquence, les performances en balayages sont détériorées en dépointant à $\theta = \pm 30^\circ$ et à $\theta = \pm 45^\circ$. Nous dépointons à $\theta = \pm 45^\circ$, mais tout en ayant un niveau de lobe secondaire égal à $-2,5\text{dB}$.

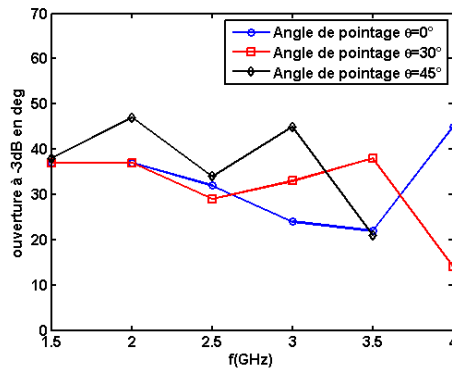


Figure 4-22 : Variation du gain simulé (dBi) en fonction de l'angle de pointage (réseau dans le plan H avec antennes inclinées).

Ceci peut s'expliquer par les zéros de rayonnement obtenus aux niveaux des deux antennes latérales pour ces angles de dépointage, ainsi que la déformation importante de leurs diagrammes de rayonnement²⁰ (figure 4-20 (d)).

Par contre, aux fréquences intermédiaires $f = 2,5\text{GHz}$ et $f = 3,5\text{GHz}$, nous avons montré par les simulations que nous sommes capables de dépointer à $\pm 45^\circ$ (figure 4-23 (c) et (e)).

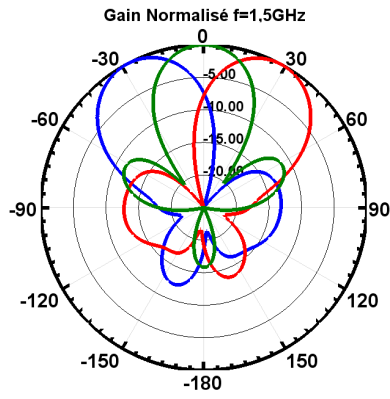
Pour l'angle de dépointage $\theta = \pm 45^\circ$ la différence de gain entre l'angle de dépointage ciblé et l'angle de dépointage réellement obtenu (en simulation) obtenu varie entre 0,03 et 1,2dBi.

Pour $f = 4\text{GHz}$, il est impossible de dépointer $\pm 45^\circ$ par ce que nous avons des zéros de rayonnement au niveau des 3 antennes à ces angles de dépointage. Par exemple, pour dépointer à 45° , nous avons un zéro de rayonnement à 45° au niveau de l'antenne centrale et l'antenne gauche (figure 4-20 (f)).

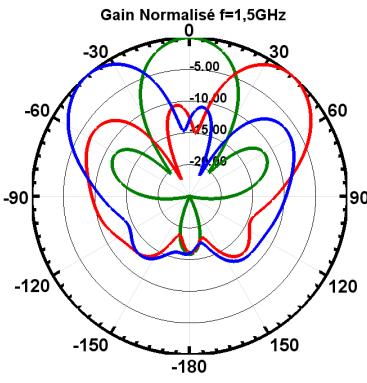
f(GHz)	Angle de dépointage ciblé $\theta = 45^\circ$			
	Angle de dépointage obtenu	Gain max (dBi)	niveau du lobe secondaire (dB)	Ouverture θ_{-3dB} dans le plan E
1,5	40°	6,8	-6,7	38°
2	37°	5,9	-4,3	47°
2,5	35°	6,5	-4,8	34°
3	46°	7,1	-2,5	45°
3,5	40°	7,3	-6,3	21°
4	-	-	-	-

Tableau 4-14: Performances en rayonnement simulées du réseau d'antennes (complet) dans le plan E pour un angle de dépointage $\theta = 45^\circ$.

²⁰ La méthode de dépointage utilisée (c.-à-d. les phases et les pondérations appliquées) à un effet important sur l'allure du diagramme de rayonnement obtenu.

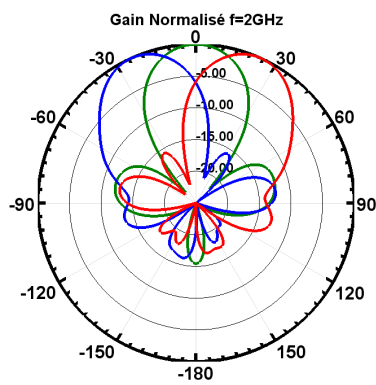


(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

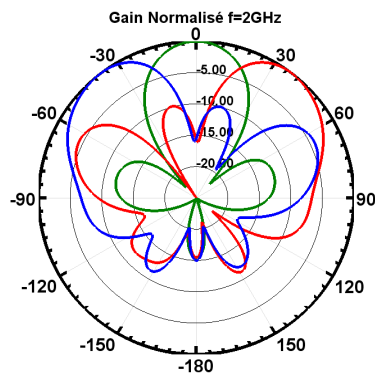


(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(a) $f=1,5\text{GHz}$

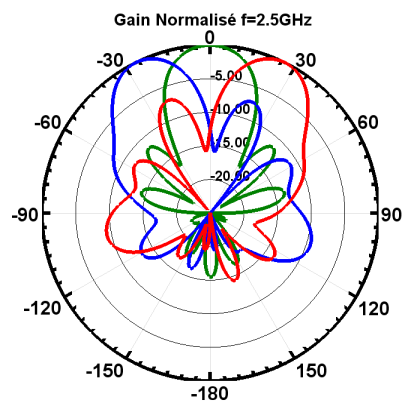
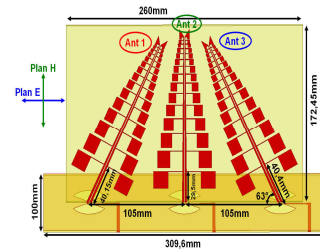


(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

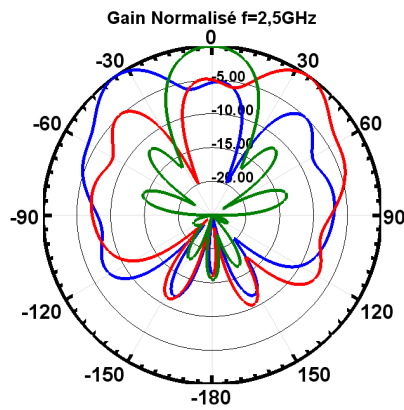


(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(b) $f=2\text{GHz}$

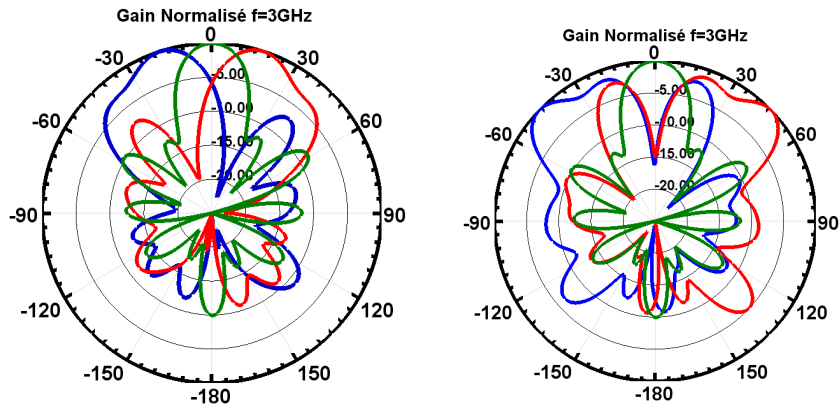


(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$



(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

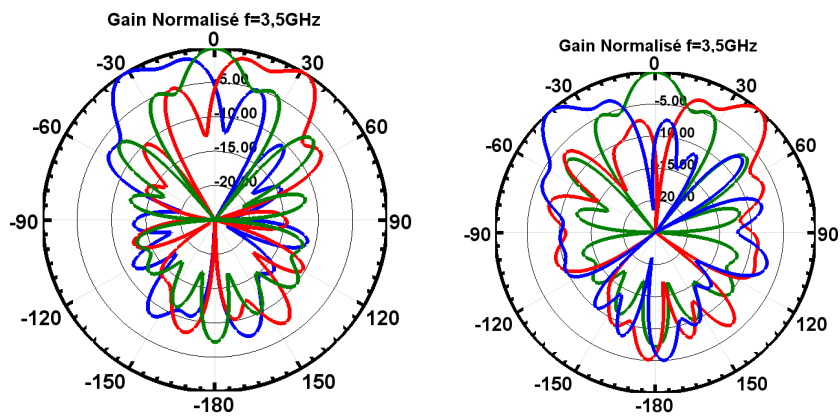
(c) $f=2,5\text{GHz}$



(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

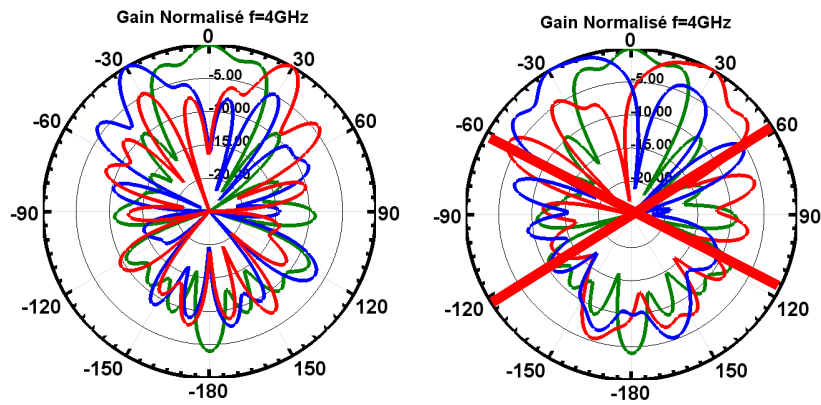
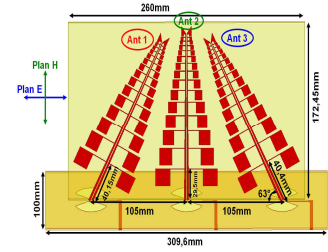
(d) $f=3\text{GHz}$



(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(e) $f=3,5\text{GHz}$



(i) $\theta = 0, \pm 30^\circ$

(ii) $\theta = 0, \pm 45^\circ$

(f) $f=4\text{GHz}$

Figure 4-23 : Performances en balayage *simulées* du réseau d'antennes dans le plan E avec antennes penchées.

Nous pouvons conclure que pour ce réseau, nous sommes capable de dépointer $\pm 45^\circ$ sur une bande de fréquence allant de 1,5GHz à 3,5GHz (soit une bande relative supérieure à 80%).

Nous avons remarqué certaines limitations du réseau d'antennes en termes du balayage sont dues à l'effet plan réflecteur qui engendre des déformations importantes au niveau des diagrammes de rayonnement (notamment les antennes latérales). Le réseau d'antenne avec excitation idéale sans plan réflecteur est capable de balayer à $\pm 45^\circ$ sur une bande passante de 90% (les performances ont été évaluées mais non pas présentées dans ce chapitre).

II. Réseau d'antennes linéaire ULB dans plan E

1. Géométrie du réseau proposé

Le prototype et la configuration du réseau d'antennes linéaire dans le plan E sont illustrés sur la figure 4-24. La distance à la base entre les antennes respectives est de 80mm soit une distance électrique égale à $0,4\lambda_{1,5GHz}$.

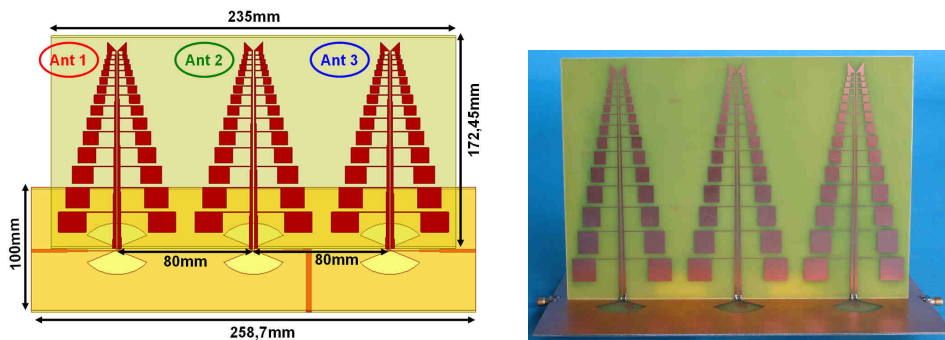


Figure 4-24: Prototype du réseau d'antennes linéaire (3 antennes verticales) dans le plan E.

2. Performances en adaptation et isolation inter-antennes

Les performances en termes d'adaptation et d'isolation inter-antennes du réseau sont données sur la figure 4-25. Une isolation inter-antennes inférieure à $-16dB$ sur toute la gamme de fréquences allant de $f = 1,5GHz$ à $f = 4GHz$ est obtenue. Une adaptation à $-10dB$ est obtenu sur toute la gamme de fréquence allant de $f = 1,625GHz$ à $f = 4GHz$. Une légère désadaptation sur une bande de fréquence de 125MHz allant $f = 1,5GHz$ à $f = 1,625GHz$ est observée. Le pire cas est obtenu pour l'antenne centrale à la fréquence $f = 1,575GHz$ avec un $S_{22} < -7,2dB$. Ceci est s'explique par l'effet de couplage dû aux deux antennes latérales.

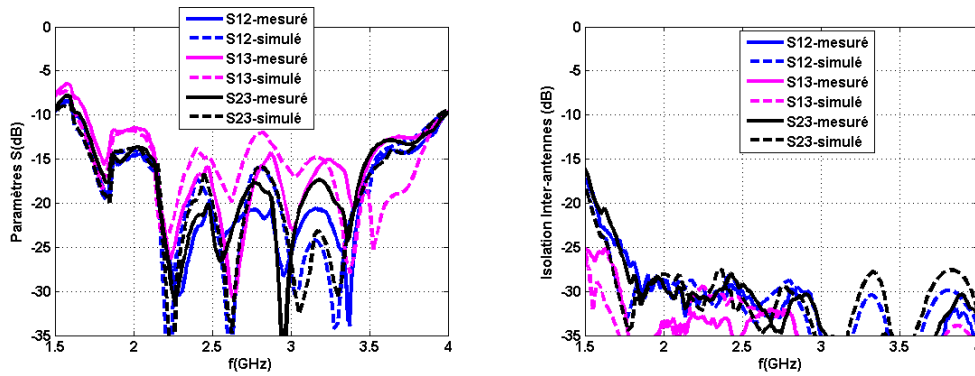


Figure 4-25: Résultats de **simulations et mesures** des paramètres d'adaptation et d'isolation inter-antennes.

3. Impact de la mise en réseau sur le rayonnement des antennes

Le phénomène d'élargissement du lobe principal de l'antenne centrale du réseau linéaire dans le plan E (figure 4-24) est similaire à celui dans le plan H (figure 4-11). Ce phénomène d'élargissement n'a pas été remarqué dans le cas du réseau dans le plan E avec les antennes latérales penchées (figure 4-18).

Une étude comparative du cas de réseau dans le plan E avec une excitation idéale et du réseau complet est donnée sur le tableau 4-15.

f(GHz)	θ_{-3dB} dans le plan E de l'antenne toute seule (excitation idéale)	θ_{-3dB} dans le plan E de l'antenne centrale (réseau linéaire sans PR - Antennes verticales)	θ_{-3dB} dans le plan E de l'antenne centrale (réseau linéaire complet avec antennes verticales)
1,5	90°	118°	130°
2	92°	130°	96°
2,5	74°	94°	86°
3	62°	74°	56°
3,5	52°	55°	65°
4	48°	50°	50°

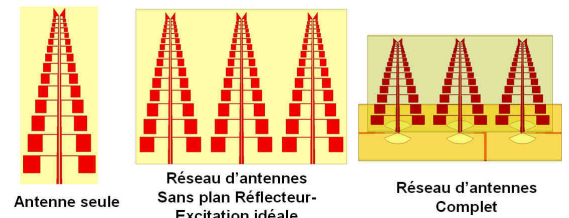


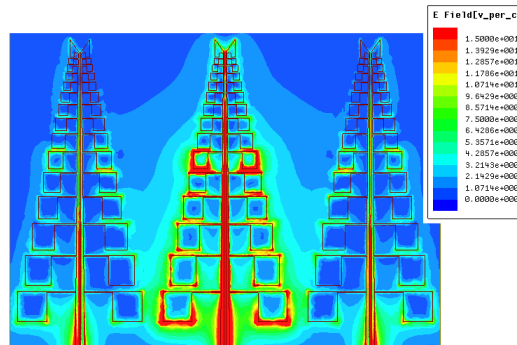
Tableau 4-15 : Comparaison des ouvertures **simulées** à -3dB du lobe de l'antenne seule avec excitation idéale et l'antenne centrale du réseau dans le plan E (3 antennes verticales).

Dans le cas du réseau avec une excitation idéale (réseau sans plan réflecteur), le phénomène d'élargissement est observé pour toutes les fréquences. Cet élargissement est plus marqué pour la bande de fréquence allant de 1,5GHz à 3GHz. La figure 4-26 illustre la distribution du champ Emax pour f = 1,5GHz et f = 4GHz pour l'antenne centrale avec les deux

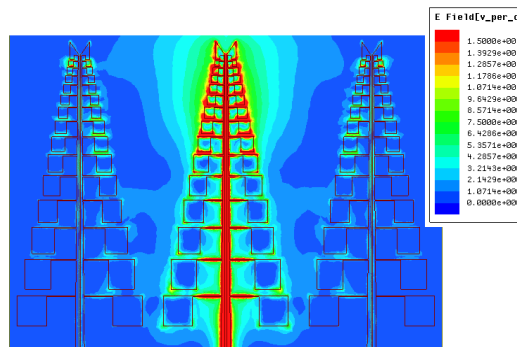
antennes latérales chargées à 50Ω . Cette figure montre que l'interaction entre les antennes est plus importante en basse fréquence vu que les antennes sont plus proches à $f = 1,5\text{GHz}$. Ceci se traduit par un lobe principal non élargi et déformé à $f = 4\text{GHz}$.

Dans le cas du réseau complet (avec plan réflecteur et excitation), l'élargissement de l'ouverture de l'antenne centrale est observé sur toute la gamme de fréquence.

Cependant, dans le cas du réseau complet, un rétrécissement de 6° de l'ouverture à -3dB (rétrécissement par rapport à l'antenne seule avec une excitation idéale) est observé pour la fréquence $f = 3\text{GHz}$. Ce rétrécissement peut être expliqué par l'effet du plan réflecteur.



(a) $f = 1,5\text{GHz}$



(b) $f = 4\text{GHz}$

Figure 4-26 : Distribution du champ de l'antenne centrale du réseau dans le plan E (excitation idéale).

Le phénomène du dépointage du rayonnement dans le plan E des antennes latérales, a été observé dans de ce réseau (figure 4-27). Cependant, le dépointage est effectué vers l'intérieur et non pas vers l'extérieur comme le cas du réseau dans le plan H (figure 4-11).

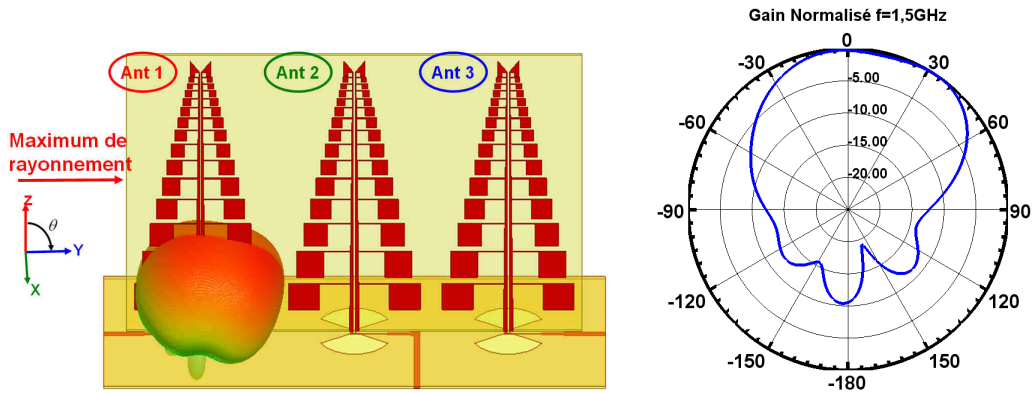


Figure 4-27: Représentation schématique du dépointage du rayonnement de l’antenne latérale du réseau dans le plan E.

Ceci peut s’expliquer par l’interaction des éléments rayonnants à la base des deux antennes latérale et centrale. Nous pouvons confirmer cette constatation par l’affichage de la distribution du champ E_{\max} de l’antenne centrale sur la figure 4-28 (les deux autres antennes sont chargées à 50Ω). Cette dernière montre que la concentration du champ est plus importante à la base de la structure, ce qui traduit un fort effet de couplage entre les antennes. En effet, la distance entre les extrémités des dipôles à la base des antennes latérale et centrale est de l’ordre de $\lambda_{1,5\text{GHz}} / 15$.

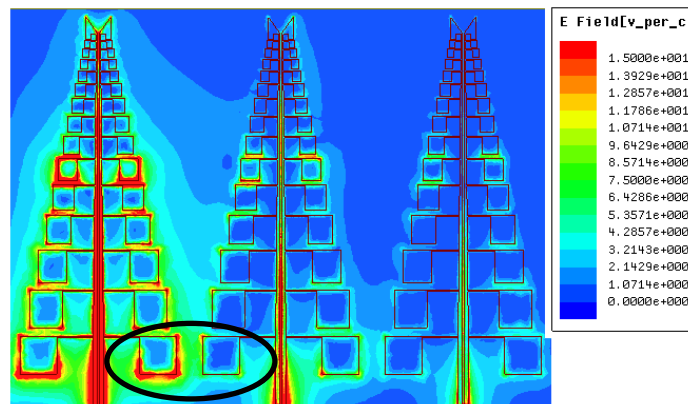


Figure 4-28 : Distribution du champ de l’antenne latérale du réseau dans le plan E

4. Performances en balayage

Les performances en balayage du réseau complet dans le plan E (figure 4-24) sont illustrées sur la figure 4-29. Les performances associées à ce réseau sont similaires à celui dans le plan H (figure 4-11). Le gain du réseau pour $\theta = 0^\circ$ varie entre 8,5dB et 11,4dB. L’ouverture à -3dB est comprise entre 18° et 36° (voir tableau 4-16). Le niveau des lobes secondaires varie de $-8,8\text{dB}$ à $-15,9\text{dB}$.

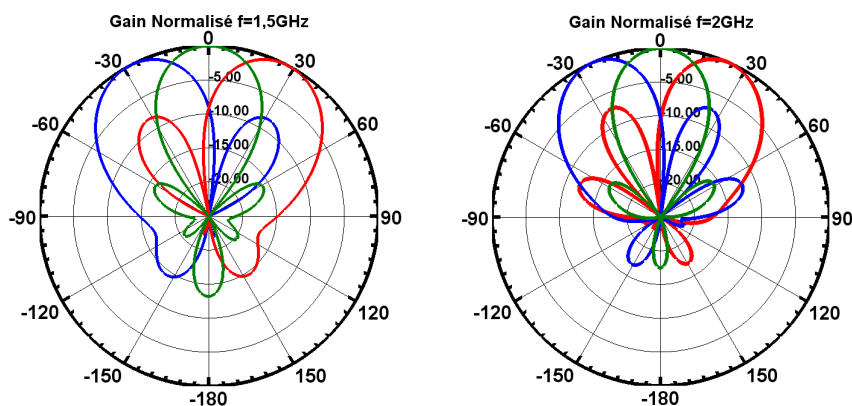
L'agilité de dépointage de dépointage du réseau est testée à $\theta = \pm 30^\circ$ pour différentes fréquences. Aux trois premières fréquences, nous avons obtenu une bonne agilité de dépointage avec un gain réalisé qui varie de 8,6dBi à 9,4dBi (tableau 4-17). La différence de gain entre l'angle de dépointage ciblé et obtenu est faible. Il est impossible de dépointer au delà de $f = 2,5\text{GHz}$ à cause de la distance inter-antennes.

f(GHz)	θ_{-3dB} dans le plan H	Niveau du lobe secondaire (dB)	Position du premier lobe secondaire	Gain (dBi)
1,5	36°	-15,9	+/-61°	9,1
2	32°	-16,1	+/-58°	9,6
2,5	26°	-13,1	+/-43°	10,6
3	22°	-12,5	+/- 35°	11,4
3,5	21°	-10,7	+/-31°	10,5
4	18°	-8,8	+/-28°	8,5

Tableau 4-16: Performances en rayonnement simulées du réseau d'antennes (complet) dans le plan E (antennes latérales verticales).

f(GHz)	Angle de dépointage ciblé $\theta = 30^\circ$			
	Angle obtenu	Gain max (dBi)	Différence de gain (dBi)	Ouverture θ_{-3dB}
1,5	28°	8,7	0,03	39°
2	24°	8,6	0,37	33°
2,5	27°	9,4	0,11	28°
3	--	--	--	--
3,5	--	--	--	--
4	--	--	--	--

Tableau 4-17: Performances en rayonnement simulées du réseau d'antennes (complet) dans le plan E (antennes latérales verticales) pour un angle de dépointage.



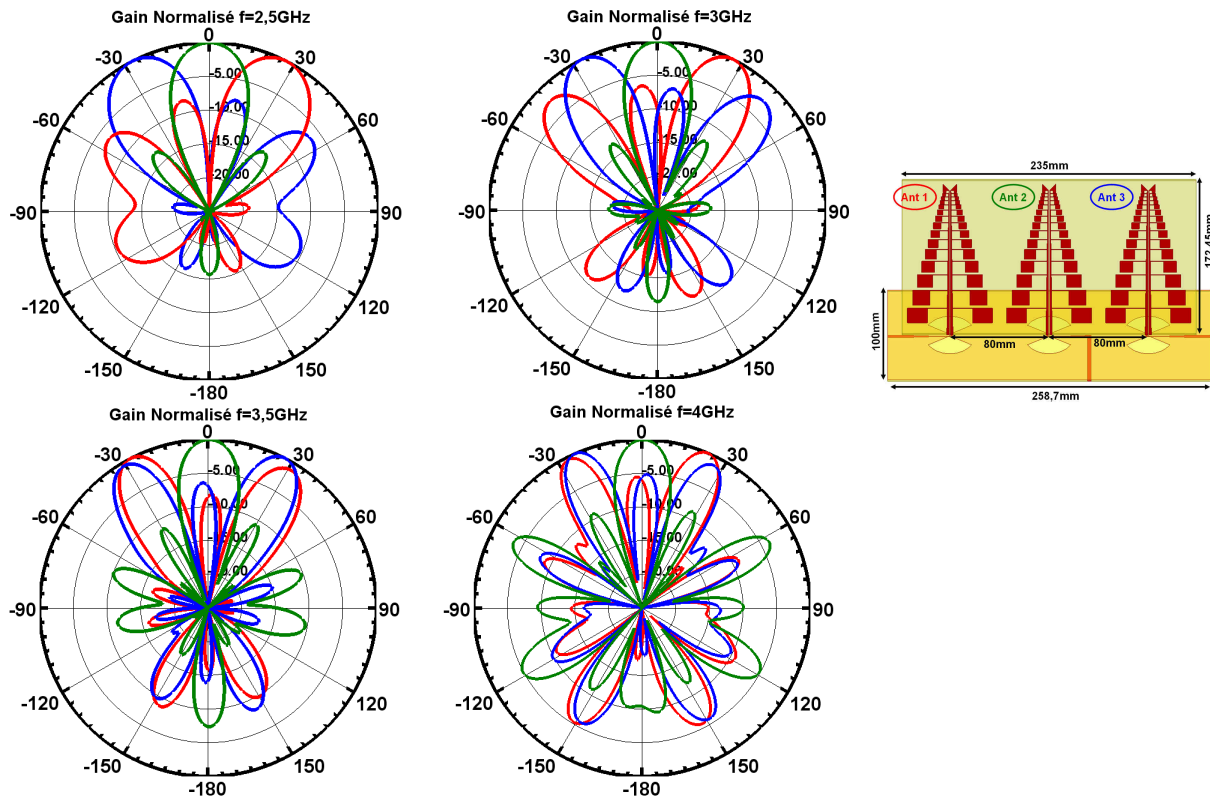


Figure 4-29: Performances en balayage **simulées** du réseau d’antennes dans le plan E (antennes verticales).

Conclusion

Différentes configurations d’antennes ont été étudiées et nous avons mis en évidence leurs performances associées. Afin de répondre au besoin d’un réseau d’antennes ULB permettant de balayer sur un large champ de vision, nous avons proposé une configuration de réseau disposée sur un plan réflecteur orthogonal. Les deux configurations de réseaux dans les plans E et H ont été étudiées. Dans le premier chapitre, nous avons donné les spécifications techniques du réseau d’antennes à concevoir. Dans le tableau 4-1, nous donnons une synthèse des performances du réseau réalisé.

Nous rappelons que la caméra EM devra être capable de traiter de larges bandes de fréquences pouvant atteindre plus d’une octave et ceci dans la gamme de fréquences couvrant les standards de communications existants c.-à-d. 400 MHz - 6 GHz . Pour ce premier point nous voyons que le réseau couvre la bande de fréquences allant de 1,5-4 GHz qui est supérieure à l’octave. Néanmoins, nous avons vu que nous avons une désadaptation au niveau des antennes pour quelques points de fréquences au sein de cette bande (c.-à.-d un $S_{11} > -10\text{dB}$).

Le niveau des lobes secondaires sont élevés et ne répondent pas au cahier des charges. Ces résultats sont obtenus sans faire appel aux méthodes pour abaisser leur niveau. Le niveau des

lobes secondaires est lié dans notre cas aux allures des diagrammes de rayonnement des antennes qui sont fortement perturbées par effet de couplage et par le plan réflecteur. Leur niveau augmente aussi en fonction de l'angle de dépointage.

	Objectif	Résultat
Bande de fréquence de fonctionnement	400 MHz - 6 GHz	1,5-4 GHz
Impédance d'entrée	50 Ω	Ok
Adaptation S_{11}	≤ -10 dB	Ok
Isolation inter-antennes	≤ -15 dB	Ok
Niveau des lobes secondaires	≤ -20 dB	Non
Rapport rayonnement Avant /Arrière	≤ -20 dB	Varie entre -15dB et -4dB
Connecteurs	SMA	Ok
Ouverture à -3dB du lobe principal en azimut $\Delta\varphi$	$\leq 60^\circ \forall$ l'angle de balayage	$\leq 62^\circ \forall$ l'angle de balayage
Ouverture à -3dB lobe principale en élévation $\Delta\theta$	$\leq 60^\circ \forall$ l'angle de balayage	$\leq 62^\circ \forall$ l'angle de balayage
Rapport Co/Cross sur l'ouverture à -3dB	≤ -20 dB	≤ -20 dB
Volume	$20 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$	OK
Gain réalisé minimum quelque soit l'angle de balayage	≥ 8 dBi	$\geq 5,9$ dBi
Poids	≤ 2 kg	Ok
Polarisation d'un capteur	linéaire	Ok
Angle de balayage en azimut	$\varphi \in [-60^\circ, 60^\circ]$	$[-45^\circ, 45^\circ]$
Angle de balayage en Co-élévation	$\theta \in [30^\circ, 150^\circ]$	$[45^\circ, 135^\circ]$

Tableau 4-18 : Synthèses des performances du réseau antennaire

Le niveau du rapport avant /arrière ne répond pas aussi au cahier des charges et il varie entre -15dB et -4dB. Le niveau élevé en hautes fréquences est dû au rayonnement du stub radial. Pour la plage de balayage visée dans le cahier des charges des deux réseaux d'antennes

(figure 4-2 et figure 4-18) n'a pas été atteinte et nous sommes capables de dépointer de $[-45^\circ, 45^\circ]$ (ou $[45^\circ, 135^\circ]$ en co-élévation) et ceci pour une bande de fréquence supérieure à l'octave.

La limitation de la plage de balayage est due surtout à l'ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire. En effet, l'ouverture à -3dB de l'antenne élémentaire décroît en fonction de la fréquence (voir chapitre 3) et ceci est dû au fait que la zone active de l'antenne se déplace en fonction de la fréquence et par conséquent les dipôles non excités jouent le rôle de réflecteurs lorsque leur longueur est supérieure à celles des éléments excités ou le rôle de directeurs dans le cas contraire. Pour l'ouverture à -3dB du lobe principal du réseau d'antennes, fixée dans le cahier des charges à un angle inférieur à 60° quelque soit l'angle de balayage dans le plan horizontal et vertical (azimut et élévation), a pas été obtenue ($\leq 62^\circ$) dans le cas des deux réseaux (figure 4-2 et figure 4-18). L'ouverture est étroitement liée aux nombres des antennes utilisées. Nous rappelons aussi que l'ouverture lobe s'élargit en fonction de l'angle de dépointage. Nous sommes limités par le nombre des antennes à utiliser (inclinaison des antennes) à cause de la géométrie du réseau proposé.

Les réseaux antennaires proposés (figure 4-2 et figure 4-18) répondent en grande partie aux objectifs fixés dans le premier chapitre. Nous pouvons donc les utiliser dans le cadre d'un système de caméra EM de type grand public, orientable manuellement et couvrant une bande de fréquence supérieure à une octave.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail de thèse, nous avons étudié, développé et validé des réseaux d'antennes ULB et agile en direction de pointage sur un large champ de vision.

Après avoir présenté le système de visualisation de sources de rayonnement envisagé (la caméra EM), nous avons établi le cahier des charges fonctionnel de la caméra EM ainsi que les spécifications techniques du réseau antenneur et de l'élément rayonnant, brique de base de ce réseau. Nous avons choisi de développer un système pour une utilisation grand public, pour lequel le réseau d'antennes est de type planaire et orientable manuellement. C'est pourquoi nous avons été amenés à proposer une solution de réseau antenneur disposé sur un plan réflecteur orthogonal. Ce plan réflecteur permettra l'intégration du dispositif d'alimentation et de pointage. Le dispositif de pointage permettra le balayage dans le champ de visibilité restreint de la tablette. Afin d'y parvenir, le deuxième chapitre a fait l'objet d'une étude sur les antennes et les réseaux d'antennes ULB. Cette étude nous a permis de choisir l'élément rayonnant ainsi que la géométrie du réseau d'antennes permettant de répondre à la problématique à laquelle nous sommes confrontés. En effet, notre choix s'est concentré sur l'antenne log-périodique qui permet de répondre aux besoins de la mise en réseau retenue. Comme nous avons opté pour un réseau d'antennes disposé sur un plan réflecteur, l'antenne élémentaire doit être disposée de manière orthogonale à un plan réflecteur. Habituellement, les antennes log-périodiques sont alimentées par le sommet. Cependant, nous avons envisagé une excitation à la base pour faciliter son intégration sur un plan réflecteur orthogonal. Le troisième chapitre a porté sur l'étude et la conception d'une antenne log-périodique planaire et disposée sur un plan réflecteur orthogonal. Après une étude de la possibilité d'une excitation à la base de l'antenne log-périodique, un premier prototype a été simulé, réalisé et validé par une campagne de mesures en termes d'adaptation, de gain et de rayonnement. La conception de l'antenne a demandé un travail d'optimisation pour améliorer le gain et le rayonnement de l'antenne sur toute la bande passante. Cette deuxième étape nous a permis d'avoir une antenne plus compacte dans le sens de la largeur que la première antenne tout en offrant une nette amélioration des performances en termes de gain et de rayonnement sur toute la bande passante. Les deux antennes proposées présentent l'inconvénient d'avoir des chutes de gains importantes sur des bandes passantes étroites. Nous avons été amenés à identifier les causes de ces chutes de gains. La première cause est due à l'existence d'une zone active parasite localisée au niveau des dipôles extrêmes (au sommet de l'antenne). Ceci a demandé la

modification du facteur de forme du dipôle extrême. Cette première solution a permis d'atténuer les chutes de gain notamment aux hautes fréquences.

La deuxième cause identifiée est liée au transfert incomplet de l'énergie vers les zones actives, c'est pourquoi nous avons fait appel à une ligne CPS « *taperisée* » de motif linéaire. La combinaison des deux solutions proposées offre une nette atténuation de ces chutes de gains. Comme l'antenne proposée est alimentée par une ligne CPS et afin de la disposer sur un plan réflecteur orthogonal, et avoir un rayonnement symétrique, nous avons modélisé, réalisé et validé une nouvelle transition microruban-CPS large bande sur substrats orthogonaux. A cet effet, une antenne log-périodique imprimée avec plan réflecteur et exploitant cette transition a été réalisée et mesurée en termes d'adaptation et de rayonnement.

Dans le dernier chapitre, différentes configurations de réseaux antennaires larges bandes, exploitant l'antenne que nous avons développé, ont été proposées. Nous avons développé dans un premier temps une routine MATLAB permettant de calculer la géométrie d'un réseau d'antennes large bande avec une distance constante entre les centres de phases. Deux configurations de réseau d'antennes permettant de balayer sur un large champ de vision, et ceci pour une bande de fréquences supérieure à l'octave, ont été étudiées. En effet, les deux configurations de réseaux dans le plan E et H offrent la possibilité de dépointer de $[-45^\circ, 45^\circ]$ sur une bande passante supérieure à l'octave. Nous avons vu que les niveaux des lobes secondaires sont élevés pour certaines fréquences d'où la nécessité de réduire leur niveau par optimisation de la distribution amplitude/ phase.

Dans ce travail de thèse, nous avons apporté des réponses aux principaux problèmes liés aux réseaux d'antennes ULB, notamment en termes de balayage sur un large champ de vision et avec des effets de couplage minimisés. Les réseaux proposés répondent en grande partie aux exigences fixées et ils peuvent être utilisés dans le cadre d'un système de caméra EM et orientable manuellement.

En termes de perspectives, pour minimiser encore l'écart entre les positions de phases nous pouvons envisager de modifier les positions des centres de phases des antennes (rallonger les antennes par exemple) ou d'utiliser des antennes dont les positions des centres de phase sont différentes.

Les réseaux proposés peuvent être généralisés au cas d'un réseau bidimensionnel pour un balayage 3D. Nous pouvons envisager une tablette plane en rotation mécanique, permettant la couverture sur 360° en azimut. Cependant, le balayage en élévation devra être effectué de manière électronique. Finalement, il est important d'intégrer les réseaux d'antennes proposés dans un système de caméra EM et tester les performances au sein du système global.

Annexe

Annexe I : Etat de l'art des méthodes pour la détermination de la position du centre de phase d'une antenne

1. Définition du centre de phase

Le centre de phase (ou le point «origine du rayonnement») est considéré comme le point de référence qui permet d'avoir une variation minimale de la phase de la composante majoritaire (copolaire) rayonnée en champ lointain définie dans un angle solide donné [96].

2. Méthodes de calcul du centre de phase en 2D

a) Méthode basée sur le changement de la position de référence

Nous présentons une méthode pour la détermination de la position du centre de phase par le changement de la position de référence de l'antenne [112]. Cette méthode consiste à chercher la position sur l'antenne permettant de minimiser la variation de la phase sur un angle d'ouverture donné. L'équation décrivant la variation de phase en fonction de l'angle θ , pour une position donnée, est la suivante:

$$\begin{aligned}\psi_c &= \psi_0(\theta) - (k_x \cdot \Delta X + k_y \cdot \Delta Y + k_z \cdot \Delta Z) \\ &= \psi_0(\theta) - k_0 \cdot (\sin \theta \cos \varphi \cdot \Delta X + \sin \theta \sin \varphi \cdot \Delta Y + \cos \theta \cdot \Delta Z)\end{aligned}\quad (31)$$

Avec $\psi_c(\theta)$ est le diagramme de phase corrigé pour un plan de coupe donné.

$\psi_0(\theta)$: est le diagramme de phase de l'antenne pour un plan de coupe donné à la position de référence.

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$: est le nombre d'onde (en rad/m) et λ est la longueur d'onde (en mètre).

ΔX , ΔY et ΔZ : sont respectivement les coordonnées de la position du centre de phase (en mètre).

Cette méthode consiste à chercher d'une façon itérative les positions ΔX , ΔY et ΔZ qui permettent d'avoir une variation minimale de la phase sur un angle d'ouverture donné. La variation de la phase peut être évaluée par la minimisation de la variance ou de l'écart type de la phase de la co-polarisation sur l'ouverture désirée. Nous signalons qu'il est nécessaire de déplier la phase (*unwrap the phase*) avant l'évaluation de la position du centre de phase [96]

[115]. Cette étape est nécessaire pour enlever les discontinuités sur la phase (les sauts de phases) et avoir un diagramme de phase avec une variation continue²¹. Omettre cette étape entrainera des erreurs sur le calcul de la position du centre de phase.

L'écart type de la phase pour un plan de coupe donné ($\varphi = 0^\circ, 90^\circ$, etc.) est défini comme suit [112]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N_\theta} \sum_{i=\theta_0}^{i=\theta_1} (\psi_c(\theta_i) - \mu)^2} \quad (32)$$

Avec μ est la moyenne définie par [112] [115]:

$$\mu = \frac{1}{N_\theta} \sum_{i=\theta_0}^{i=\theta_1} \psi_c(\theta_i) \quad (33)$$

b) Méthode basée sur la méthode de moindres carrés

Nous présentons un algorithme qui consiste à calculer la position du centre de phase [96] dans un seul plan de coupe. Cette approche est basée sur la méthode des moindres carrés.

Considérons le modèle donné sur la figure 0-1. L'AST (Antenne Sous Test) tourne autour de l'axe θ .

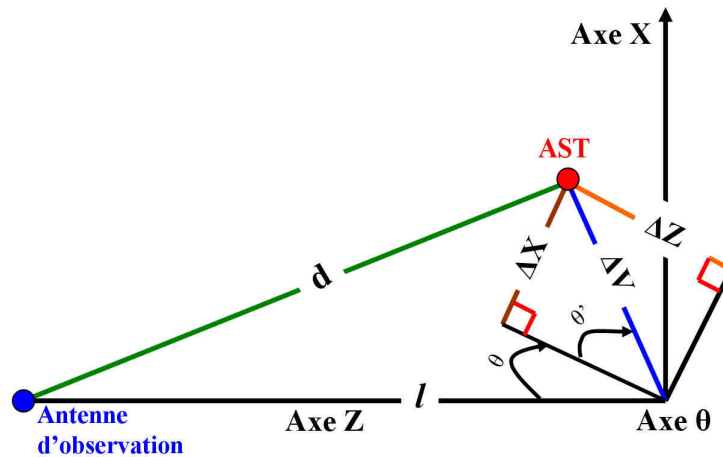


Figure 0-1: Modèle pour la détermination du centre de phase avec la méthode de Betjes.

L'équation suivante donne la variation de la phase en fonction de l'angle θ pour une position donnée ($\Delta X, \Delta Z$)

$$\psi(\theta) = \psi_0 - k_0(\Delta Z \cos(\theta) - \Delta X \sin(\theta)) \quad (34)$$

Afin de trouver la position du centre de phase d'une antenne sous test, la phase mesurée est comparée avec le modèle décrit par l'équation (34). Considérons la phase mesurée ψ_i pour

²¹ Cette étape peut être effectuée en utilisant la commande *unwrap* du logiciel MATLAB.

les angles θ_i . Les valeurs de ΔX , ΔZ et ψ_0 sont données par les valeurs minimisant l'erreur quadratique moyenne entre les valeurs mesurées et estimées.

L'erreur quadratique moyenne est donné par :

$$EQM = \frac{1}{N_\theta} \sum_i (\psi_i - (\psi_0 - k_0 \cdot (\Delta Z \cos \theta_i - \Delta X \cdot \sin \theta_i)))^2 \quad (35)$$

N_θ : désigne le nombre d'échantillons θ_i .

Déterminer les valeurs ΔX , ΔZ et ψ_0 permettant de minimiser l'erreur quadratique moyenne revient à résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{dEQM}{d(\Delta X)} = 0 \\ \frac{dEQM}{d(\Delta Y)} = 0 \\ \frac{dEQM}{d(\psi_0)} = 0 \end{cases} \quad (36)$$

Ce qui nous mène à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} -k_0 \cdot \sum_i \sin^2(\theta_i) & k_0 \cdot \sum_i \sin(\theta_i) \cos(\theta_i) & -\sum_i \sin(\theta_i) \\ -k_0 \cdot \sum_i \sin(\theta_i) \cos(\theta_i) & k_0 \cdot \sum_i \cos^2(\theta_i) & -\sum_i \cos(\theta_i) \\ -k_0 \cdot \sum_i \sin(\theta_i) & k_0 \cdot \sum_i \cos(\theta_i) & -N_\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X \\ \Delta Z \\ \psi_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\sum_i \psi_i \cdot \sin(\theta_i) \\ -\sum_i \psi_i \cdot \cos(\theta_i) \\ -\sum_i \psi_i \end{pmatrix} \quad (37)$$

Le système d'équations précédent donne la même importance pour chaque échantillon de phase. Néanmoins, en pratique nous donnons de l'importance qu'aux valeurs de phases sur une ouverture dont nous avons un gain répondant aux exigences de l'application en considération. C'est pourquoi, il est indispensable d'introduire un facteur de pondération w_i .

Dans ce cas l'expression de l'erreur quadratique moyenne devient:

$$EQM = \frac{1}{N_\theta} \sum_i w_i \cdot (\psi_i - (\psi_0 - k_0 \cdot (\Delta Z \cos \theta_i - \Delta X \cdot \sin \theta_i)))^2 \quad (38)$$

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne nous mène à résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{pmatrix} -k_0 \cdot \sum_i w_i \sin^2(\theta_i) & k_0 \cdot \sum_i w_i \sin(\theta_i) \cos(\theta_i) & -\sum_i w_i \sin(\theta_i) \\ -k_0 \cdot \sum_i w_i \sin(\theta_i) \cos(\theta_i) & k_0 \cdot \sum_i w_i \cos^2(\theta_i) & -\sum_i w_i \cos(\theta_i) \\ -k_0 \cdot \sum_i w_i \sin(\theta_i) & k_0 \cdot \sum_i w_i \cos(\theta_i) & -\sum_i w_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X \\ \Delta Z \\ \psi_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\sum_i w_i \psi_i \cdot \sin(\theta_i) \\ -\sum_i w_i \psi_i \cdot \cos(\theta_i) \\ -\sum_i w_i \psi_i \end{pmatrix} \quad (39)$$

L'introduction d'un facteur de pondération permet d'utiliser que les valeurs de phase dans le lobe principal de rayonnement de l'antenne pour déterminer la position du centre de phase. Les deux méthodes précédentes permettent de calculer la position du centre de phase dans un plan de coupe donné. En pratique, la majorité des antennes ont un centre de phase dont la position varie en fonction du plan de coupe, ce qui demande de moyenner les différentes positions du centre de phase d_n des N plans de coupe [57]. Ainsi, la position moyenne du centre de phase, d_{cp} , est donné par:

$$d_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N d_n \quad (40)$$

3. Méthodes de calcul du centre de phase en 3D

Dans la section précédente, nous avons présenté deux méthodes permettant de calculer la position du centre de phase dans un seul plan de coupe. Cette partie est dédiée à la description d'une méthode qui a été présentée par Menudier et al. en 2007 [113] et Iriarte et al. en 2009 [114] afin de déterminer la position du centre de phase des antennes EBG (*Electromagnetic Band Gap*). Contrairement aux méthodes présentées précédemment, cette méthode permet la détermination d'une seule position du centre de phase en 3D. En effet, elle consiste en une méthode itérative qui vise à minimiser l'écart type de la phase en 3D, sur un champ de vision donné. Le diagramme de phase à la position du centre de phase $(\Delta X, \Delta Y, \Delta Z)$ est donné par l'expression suivante:

$$\begin{aligned} \psi_c(\theta, \varphi) &= \psi_0(\theta, \varphi) - (k_x \cdot \Delta X + k_y \cdot \Delta Y + k_z \cdot \Delta Z) \\ &= \psi_0(\theta, \varphi) - k_0 \cdot (\sin \theta \cos \varphi \cdot \Delta X + \sin \theta \sin \varphi \cdot \Delta Y + \cos \theta \cdot \Delta Z) \end{aligned} \quad (41)$$

L'écart type de la phase en 3D pour le champ de vision visé est donné par:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \frac{1}{N_\theta} \sum_{i=\varphi_1}^{i=\varphi_2} \sum_{j=\theta_1}^{j=\theta_2} (\psi_c(i, \theta_j) - \mu)^2} \quad (42)$$

Avec μ est la moyenne, définie comme suit:

$$\mu = \frac{1}{N_\varphi} \frac{1}{N_\theta} \sum_{i=\varphi_1}^{i=\varphi_2} \sum_{j=\theta_1}^{j=\theta_2} \psi_c(i, \theta_j) \quad (43)$$

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de calculer une seule position du centre de phase en 3D, ce qui réduit d'une façon considérable le temps de calcul. Nous signalons que les auteurs dans [113] et [114], ont utilisé cette méthode pour déterminer la position du centre de phase sur un champ de vision donné sans prendre en compte la pondération.

Ne pas prendre en compte la pondération peut entraîner l'omission des valeurs de phases dans le lobe principal de rayonnement de l'antenne pour déterminer la position du centre de phase, ou au contraire de prendre en compte des valeurs de phases en dehors du lobe principal de rayonnement de l'antenne.

Nous avons présenté différents algorithmes pour la détermination de la position du centre de phase. Le problème d'optimisation multidimensionnel de la position du centre de phase nécessite l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. Dans la littérature nous trouvons plusieurs algorithmes d'optimisation qui peuvent être utilisés, tels que les algorithmes génétiques, descente de gradient, etc. En effet, la convergence de l'algorithme utilisé doit être garantie. Par exemple, Basta et Dreher [115] ont proposé une méthode pour la détermination de la position du centre de phase basée sur la minimisation de l'écart type de la phase en faisant appel à l'algorithme du Nelder-Mead [116]. Ce dernier est dédié à l'optimisation sans contrainte d'une fonction à n variables. Dans [115] les auteurs, ont validé la méthode proposée dans le cas d'un dipôle et d'une antenne patch.

Bibliographie

- [1] D. Sanchez Hernandez, *High frequency electromagnetic dosimetry*. London: Artech House, 2009.
- [2] Organisation mondiale de la santé (OMS), <http://www.who.int/fr/>. .
- [3] Institut National de Recherche et de Sécurité, « Champs électromagnétiques. Les sources de rayonnement non ionisabt (jusqu'à 60 GHz) », INRS, ED 4202, nov. 2004.
- [4] Institut National de Recherche et de Sécurité, « L'imagerie par résonance magnétique », INRS, ED 4209, mai 2006.
- [5] ICNIRP, <http://www.icnirp.de/>. .
- [6] ETSI, <http://www.etsi.org/>. .
- [7] Institut National de Recherche et de Sécurité, « Guide pour l'établissement de limites d'exposition aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques », INRS, ND 2143, 2001.
- [8] Satimo, <http://www.satimo.com/>. .
- [9] Remcom, <http://www.remcom.com/wireless-insite/>. .
- [10] LAGRANGE Xavier, GODLEWSKI Philippe, et TABBANE Sami, *Réseaux GSM: des principes à la norme*, 5ème éd. Paris: Hermès Science, 2000.
- [11] AWE communications, <http://www.awe-communications.com/>. .
- [12] EFC-400, <http://www.narda-sts.de/fr/home.html>. .
- [13] Lucid dimensions, <http://www.luciddimensions.com/>. .
- [14] D. Riel Ryan et A. E. Calihman, « apparatus and methods for detecting and locating signals », U.S. Patent US 7277 053 B2-oct-2007.
- [15] B. H. Fleury, P. Jourdan, et A. Stucki, « High-resolution channel parameter estimation for MIMO applications using the SAGE algorithm », *International Zurich Seminar on Broadband Communications, 2002. Access, Transmission, Networking. 2002*, p. 301–309, 2002.
- [16] M. R. J. A. E. Kwakkernaat et M. H. A. J. Herben, « Analysis of Clustered Multipath Estimates in Physically Nonstationary Radio Channels », *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. IEEE 18th International Symposium on*, p. 1–5, 2007.
- [17] J.-M. Conrat, A. Dunand, et P. Pajusco, « Utilisation des photos panoramiques pour la compréhension des phénomènes physiques du canal de propagation », *Journées scientifiques, Propagation et télédétection*, Paris, France, 24-mars-2009.
- [18] B. Fourestié, Z. Altman, J.-C. Bolomey, J. Wiart, et G. Grandsimon, « Procédé et dispositif de mesure d'émissions radioélectriques non contrôlées en champ proche », U.S. Patent France Telecom Patent, France 99 10 213août-1999.
- [19] B. Fourestie, Z. Altman, J. Wiart, G. Grandsimon, et J.-C. Bolomey, « Method and device for near-field measuring of non-controlled radiation », U.S. Patent US 6850851 B1-févr-2005.
- [20] B. Fourestie, J.-C. Bolomey, T. Sarrebourg, Z. Altman, et J. Wiart, « Spherical Near Field Facility for Characterizing Random Emissions », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, n°. 8, p. 2582–2589, août 2005.
- [21] D. Slater et F. Mitchell, « High Precision Cartesian Robot for a Planar Scanner », U.S. Patent US 6,545,440 B2-avr-2003.
- [22] J. Rioult, M. Heddebaut, et V. Collins-Deniau, « Measuring device for the electromagnetic field emitted by an apparatus being tested », U.S. Patent US 8106790 B2-janv-2012.

- [23] J. Rioult, M. Heddebaut, et V. Deniau, « Gyroscanfield: visualiser en 3D et en temps réel le rayonnement électromagnétique d'un objet sous test », *Journées Champ proche optique THz et Micro-ondes Compatibilité Electromagnétique*, EPFL, févr-2009.
- [24] R. Schmidt, « Multiple emitter location and signal parameter estimation », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, n^o. 3, p. 276–280, 1986.
- [25] G. Bienvenu et L. KOPP, « Principe de la goniométrie passive adaptative », *Proc. 7ème Colloque GRETSI*, p. 106/1–106/10., 1979.
- [26] R. Roy, A. Paulraj, et T. Kailath, « ESPRIT--A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise », *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 34, n^o. 5, p. 1340–1342, 1986.
- [27] J.-F. Cardoso, « Localisation et identification par la quadricovariance », *GRETSI*, Saint Martin d'Hères, France, 1990.
- [28] M. C. Vanderveen, B. C. Ng, C. B. Papadias, et A. Paulraj, « Joint angle and delay estimation (JADE) for signals in multipath environments », in *Signals, Systems and Computers, 1996. Conference Record of the Thirtieth Asilomar Conference on*, 1996, p. 1250–1254 vol.2.
- [29] A.-J. van der Veen, M. C. Vanderveen, et A. Paulraj, « Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques », *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 46, n^o. 2, p. 405–418, févr. 1998.
- [30] V. Rumsey, « Frequency independent antennas », in *IRE International Convention Record*, 1957, vol. 5, p. 114–118.
- [31] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [32] X. Begaud, *les antennes Ultra Large Bande*. Paris: Hermès-Lavoisier, 2010.
- [33] J. Dyson, « The equiangular spiral antenna », *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 7, n^o. 2, p. 181–187, avr. 1959.
- [34] R. DuHamel et D. Isbell, « Broadband logarithmically periodic antenna structures », in *IRE International Convention Record*, 1957, vol. 5, p. 119–128.
- [35] Shih-Yuan Chen, Po-Hsiang Wang, et P. Hsu, « Uniplanar Log-Periodic Slot Antenna Fed by a CPW for UWB Applications », *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 5, n^o. 1, p. 256–259, 2006.
- [36] D. Isbell, « Log periodic dipole arrays », *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 8, n^o. 3, p. 260–267, 1960.
- [37] C. Campbell, I. Traboulay, M. Suthers, et H. Kneve, « Design of a stripline log-periodic dipole antenna », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.1977.1141653*, vol. 25, n^o. 5, p. 718–721, 1977.
- [38] X. Ding, B.-Z. Wang, et R. Zang, « Design and realization of a printed microstrip log-periodic antenna », in *2012 IEEE International Workshop on Electromagnetics; Applications and Student Innovation (iWEM)*, 2012, p. 1–3.
- [39] R. Pantoja, A. Sapienza, et F. M. Filho, « A microwave printed planar log-periodic dipole array antenna », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 35, n^o. 10, p. 1176–1178, oct. 1987.
- [40] P. Li, X. Jiang, X. Liu, H. Shi, et X. Lu, « Research on the relation between Printed Log-Periodic Antenna's feed and bandwidth », in *Signals Systems and Electronics (ISSSE), 2010 International Symposium on*, 2010, vol. 2, p. 1–3.
- [41] Qi Wu, Ronghong Jin, et Junping Geng, « A Single-Layer Ultrawideband Microstrip Antenna », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2009.2027728*, vol. 58, n^o. 1, p. 211–214, 2010.
- [42] A. A. Gheethan et D. E. Anagnostou, « Reduced size planar Log-Periodic Dipole Arrays (LPDAs) using rectangular meander line elements », *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, p. 1–4, juill. 2008.

- [43] M. M. Tajdini et M. Shahabadi, « Wideband Planar Log-Periodic Antenna », *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*, 2007. IWAT '07. *International Workshop on*, p. 331–334, mars 2007.
- [44] S. H. Kim, J. H. Choi, J.-W. Baik, et Y.-S. Kim, « CPW-fed log-periodic dumb-bell slot antenna array », *Electronics Letters*, vol. 42, n^o. 8, p. 436–438, 2006.
- [45] R. H. Duhamel, « Dual Polarized Sinuous Antennas », U.S. Patent 4, 658, 262-avr-1987.
- [46] L. Lewis, M. Fassett, et J. Hunt, « A broadband stripline array element », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1974*, 1974, vol. 12, p. 335–337.
- [47] P. J. Gibson, « The Vivaldi Aerial », in *Microwave Conference, 1979. 9th European*, 1979, p. 101–105.
- [48] E. Gazit, « Improved design of the Vivaldi antenna », *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 135, n^o. 2, p. 89–92, avr. 1988.
- [49] N. Fourikis, N. Lioutas, et N. V. Shuley, « Parametric study of the co- and crosspolarisation characteristics of tapered planar and antipodal slotline antennas », *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 140, n^o. 1, p. 17–22, févr. 1993.
- [50] J. D. S. Langley, P. S. Hall, et P. Newham, « Novel ultrawide-bandwidth Vivaldi antenna with low crosspolarisation », *Electronics Letters*, vol. 29, n^o. 23, p. 2004–2005, nov. 1993.
- [51] O. Lodge, « Electric Telegraphy », U.S. Patent 609,154 -Aout-1898.
- [52] P. Carter, « Wide Band, Short Wave Antenna and Transmission Line System », U.S. Patent 2,181,870 -déc-1939.
- [53] H. G. Schantz, « A brief history of UWB antennas », *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 19, n^o. 4, p. 22–26, avr. 2004.
- [54] M. Vahdani, « Low-profile, Ultra Wideband and Dual Polarized Antennas and Feeding Systems », Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2008.
- [55] Z. N. Chen, « Experiments on input impedance of tilted planar monopole antenna », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, n^o. 3, p. 202–204, 2000.
- [56] J. Powell et A. Chandrakasan, « Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc Monopole Antenna for 3.1-10.6 GHz Ultra Wideband Communication », in *IEEE 2004, international symposium on antennas and propagation*, 2004.
- [57] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [58] J. THÉVENARD, « Contribution à la conception à bas coût d'antennes reconfigurables- Solutions originales d'intégration en technologie plastique sans fil du futur », Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, 2008.
- [59] Qun Wu, Bo-shi Jin, Li Bian, Yu-ming Wu, et Le-Wei Li, « An approach to the determination of the phase center of Vivaldi-based UWB antenna », in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, p. 563–566.
- [60] J. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, Fourth Edition. 2007.
- [61] I. D. Longstaff, P. E. K. Chow, et D. E. N. Davies, « Directional properties of circular arrays », *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 114, n^o. 6, p. 713–718, 1967.
- [62] A. Galli, S. Mazzocchi, G. Valerio, M. Ciattaglia, et M. Zucca, « Novel printed UWB array based on a versatile and low-cost antenna configuration », in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, p. 626–628.
- [63] A. GODARD, « Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz- 3GHz) », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2009.

- [64] S. Balling, M. Hein, M. Hennhofer, G. Sommerkorn, R. Stephan, et R. Thoma, « Broadband Dual Polarized Antenna Arrays for Mobile Communication Applications », in *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, 2003, p. 927–930.
- [65] A. Abbosh, B. Mohammed, et M. Bialkowski, « Planar array antenna for ultra wideband microwave imaging system », in *2011 International Conference on Communications and Information Technology (ICCIT)*, p. 199–202.
- [66] E. R. Flanagan, « Frequency independent antenna array with constant phase center spacing », U.S. Patent 3249946-mai-1966.
- [67] D. Sengupta, « The radiation characteristics of a zig-zag antenna », *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 6, n^o. 2, p. 191–194, avr. 1958.
- [68] R. M. Rudish et P. J. McVeigh, « Frequency independent circular array », U.S. Patent 4980692-déc-1990.
- [69] J. K. Breakall, « Introduction to the three-dimensional frequency-independent phased-array (3D-FIPA)-a new class of phased array design », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1992. AP-S. 1992 Digest. Held in Conjunction with: URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting., IEEE*, 1992, p. 1414–1417 vol.3.
- [70] V. K. Tripp et C. D. Papanicolopoulos, « Frequency-independent geometry for a two-dimensional phased array », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, 2000, vol. 2, p. 628–631 vol.2.
- [71] H. Holter, Tan-Huat Chio, et D. H. Schaubert, « Experimental results of 144-element dual-polarized endfire tapered-slot phased arrays », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, n^o. 11, p. 1707–1718, 2000.
- [72] D. H. Schaubert, « Wide-band phased arrays of Vivaldi notch antennas », in *Antennas and Propagation, Tenth International Conference on (Conf. Publ. No. 436)*, 1997, vol. 1, p. 6–12 vol.1.
- [73] Joon Shin et D. H. Schaubert, « A parameter study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, n^o. 5, p. 879–886, 1999.
- [74] Tan-Huat Chio et D. H. Schaubert, « Parameter study and design of wide-band widescan dual-polarized tapered slot antenna arrays », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, n^o. 6, p. 879–886, juin 2000.
- [75] C. Hemmi, R. T. Dover, F. German, et A. Vespa, « Multifunction wide-band array design », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, n^o. 3, p. 425–431, mars 1999.
- [76] D.H. Schaubert et Chio T.H, « Wideband Vivaldi Arrays for Large Aperture Antennas », *Perspectives on Radio Astronomy: Technologies for Large Antenna Arrays, Proceedings of the Conference held at the ASTRON Institute in Dwingeloo*, avr. 1999.
- [77] J. McCormick, G Byrne, S. Wang, et C. G. Parini, « The Design, Manufacture and Test of a Four Octave Dual Polarised Array Antenna », in *6th EMRS DTC Technical Conference*, Edinburgh, 2009.
- [78] R. W. Kindt, M. Kragalott, M. G. Parent, et G. C. Tavik, « Preliminary Investigations of a Low-Cost Ultrawideband Array Concept », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, n^o. 12, p. 3791–3799, déc. 2009.
- [79] R. W. Kindt et M. N. Vouvakis, « Analysis of a Wavelength-Scaled Array (WSA) Architecture », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, n^o. 9, p. 2866–2874, 2010.
- [80] R. W. Kindt, M. Kragalott, M. G. Parent, et G. C. Tavik, « Wavelength-scaled ultra wideband antenna array », U.S. Patent US 2010/0117917 A1-mai-2010.
- [81] R. W. Kindt, « Prototype Design of a Modular Ultrawideband Wavelength-Scaled Array of Flared Notches », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, n^o. 3, p. 1320–1328, mars 2012.

- [82] R. P. Dougherty, « Spiral-shaped array for broadband imaging », U.S. Patent 5838284nov-1998.
- [83] H. R. Phelan, et M. L. Goldstein, « Antenna arrays formed of spiral sub-array lattices », U.S. Patent 6842157-janv-2005.
- [84] M. L. Goldstein, R. J. Nink, R. Phelan, et D. J. Tammen, « Phased array antenna using aperiodic lattice formed of aperiodic subarray », U.S. Patent 09/911,350-sept-2002.
- [85] A. Jafarholi, M. Kamyab, et M. Veysi, « Spiral array architecture, design, synthesis and application », *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, n° 5, p. 503–511, 2011.
- [86] Kim, Y. et Jaggard, D.L., « The fractal random array », *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, n° 9, p. 1278 – 1280, sept. 1986.
- [87] Werner, D.H., Haupt, R.L, et Werner, P.L, « Fractal antenna engineering: the theory and design of fractal antenna arrays », *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 41, n° 5, p. 37–58, oct. 1999.
- [88] Puente-Baliarda, C. et Pous, R., « Fractal Design of Multiband and Low Side-Lobe Arrays », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, n° 5, mai 1996.
- [89] J. B. Bregman, G. H. Tan, W. Cazemier, et C. Craeye, « A wideband sparse fractal array antenna for low frequency radio astronomy », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, 2000, vol. 1, p. 166–169 vol.1.
- [90] Wen-Hua Tu et Kai Chang, « Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transitions », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TMTT.2005.864127*, vol. 54, n° 3, p. 1084–1089, 2006.
- [91] K. Balmain, C. Bantin, C. Oakes, et L. David, « Optimization of log-periodic dipole antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, n° 2, p. 286 – 288, mars 1971.
- [92] K. Balmain et J. Nkeng, « Asymmetry anomalies of log periodic antennas », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1975*, 1975, vol. 13, p. 5 – 8.
- [93] C. Bantin et K. Balmain, « Study of compressed log-periodic dipole antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, n° 2, p. 195 – 203, mars 1970.
- [94] M. A. Hassan, A. A. Jabri, et K. Al-Hakbani, « Point-matching method for reduction of anomalous radiation of log-periodic dipole array », *Electronics Letters*, vol. 27, n° 15, p. 1315 –1317, juill. 1991.
- [95] Z.-L. Gong et K. Balmain, « Reduction of the anomalous resonances of symmetric log-periodic dipole antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, n° 12, p. 1404 – 1410, déc. 1986.
- [96] P. N. Betjes, « An Algorithm for Automated Phase Center Determination and its Implementation. », in *AMTA Conference*, 2007.
- [97] N. I. Dib, R. N. Simons, et L. P. B. Katehi, « New uniplanar transitions for circuit and antenna applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, n° 12, p. 2868 –2873, déc. 1995.
- [98] Y. Qian et T. Itoh, « A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition », in *Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC '97, 1997 Asia-Pacific*, 1997, p. 609 –612 vol.2.
- [99] Y.-H. Suh et K. Chang, « A wideband coplanar stripline to microstrip transition », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n° 1, p. 28 –29, janv. 2001.
- [100] M. Vahdani et X. Begaud, « Wideband integrated feeding system for a dual polarisation sinusoidal antenna », *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 4, n° 11, p. 1704 –1713, nov. 2010.
- [101] Y.-G. Kim, D.-S. Woo, K. W. Kim, et Y.-K. Cho, « A New Ultra-wideband Microstrip-to-CPS Transition », in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, p. 1563 –1566.

- [102] D. M. Pozar, « Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline », *Electronics Letters*, vol. 21, n^o. 2, p. 49–50, 1985.
- [103] A. C. Buck et D. M. Pozar, « Aperture-coupled microstrip antenna with a perpendicular feed », *Electronics Letters*, vol. 22, n^o. 3, p. 125–126, 1986.
- [104] D. Pozar et R. Jackson, « An aperture coupled microstrip antenna with a proximity feed on a perpendicular substrate », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 35, n^o. 6, p. 728–731, 1987.
- [105] K. W. Leung et M. W. To, « Slot-coupled dielectric resonator antenna using a proximity feed on a perpendicular substrate », *Electronics Letters*, vol. 33, n^o. 20, p. 1665–1666, 1997.
- [106] R. Q. Lee et R. N. Simons, « Orthogonal feeding techniques for tapered slot antennas », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998. IEEE*, 1998, vol. 2, p. 1172–1175 vol.2.
- [107] F. Ouasli, J.-P. Coupez, P. Pajusco, et C. Person, « Broadband microstrip to coplanar strip line/slot line transitions on perpendicular substrates », in *European Microwave Week, EuMW2012*, Amsterdam, 2012.
- [108] Y.-C. Guoi, X.-W. Sh, et L. Chen, « Retrodirective array technology », *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. Vol. 5, 2008.
- [109] Lei Chen, Yu Chun Guo, Xiao Wei Shi, et Tian Ling Zhang, « Overview on the Phase Conjugation Techniques of the Retrodirective Array », *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. vol. 2010, n^o. Article ID 564357, p. 10 pages, 2010.
- [110] B. Fuchs, « Shaped Beam Synthesis of Arbitrary Arrays via Linear Programming », *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, p. 481–484, 2010.
- [111] B. Fuchs et J. J. Fuchs, « Optimal Narrow Beam Low Sidelobe Synthesis for Arbitrary Arrays », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, n^o. 6, p. 2130–2135, 2010.
- [112] Jun-ping Shang, De-min Fu, Ying-bo Deng, et Shuai Jiang, « Measurement of phase center for antenna with the method of moving reference point », in *Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAPE 2008. 8th International Symposium on*, 2008, p. 114–117.
- [113] C. Menudier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere, P. Dumon, et B. Jecko, « Phase Center Study of the Electromagnetic Band Gap Antenna: Application to Reflector Antennas », *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, p. 227–231, 2007.
- [114] J. C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, Y. Brand, A. Fourmault, Y. Demers, L. Salgetti-Drioli, et P. de Maagt, « EBG Superstrate Array Configuration for the WAAS Space Segment », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, n^o. 1, p. 81–93, janv. 2009.
- [115] N. Basta et A. Dreher, « On antenna phase centre and its determination with nelder-meard simplex optimising algorithm », *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, p. 854–857, oct. 2009.
- [116] J. A. Nelder et R. Mead, « A simplex method for function minimization », *Comput. J.*, 7, p. 308–313.