



**HAL**  
open science

# Optimisation multi-objectif d'antennes superdirectives compactes à balayage de faisceau pour des passerelles domestiques 5G sans fil

Abdellah Touhami

► **To cite this version:**

Abdellah Touhami. Optimisation multi-objectif d'antennes superdirectives compactes à balayage de faisceau pour des passerelles domestiques 5G sans fil. Electronique. Université de Rennes, 2024. Français. NNT : 2024URENS002 . tel-04571542

**HAL Id: tel-04571542**

**<https://theses.hal.science/tel-04571542>**

Submitted on 8 May 2024

**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.

# THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITÉ DE RENNES

ÉCOLE DOCTORALE N° 601

*Mathématiques, Télécommunications, Informatique, Signal, Systèmes,  
Électronique*

Spécialité : «*Électronique*»

Par

« **Abdellah TOUHAMI** »

«**Optimisation multi-objectif d'antennes superdirectives compactes à balayage de faisceau pour des passerelles domestiques 5G sans fil**»

Thèse présentée et soutenue à «», le « **La soutenance Prévus le 09/01/2024** »

Unité de recherche : «**INSTITUT D'ÉLECTRONIQUE ET DES TECHNOLOGIES DU NUMÉRIQUE (IETR), Univ. Rennes, UMR CNRS 6164** »

## Rapporteurs avant soutenance :

Anja SKRIVERVIK Professeur des Universités à l'Ecole Polytechnique de Lausanne  
Christophe FUMEAUX Professeur des Universités, University of Queensland

## Composition du Jury :

Examineurs :	Christophe DELAVEAUD	Directeur de Recherche, CEA Leti Grenoble
	Anja SKRIVERVIK	Professeur des Universités à l'Ecole Polytechnique de Lausanne
	Christophe FUMEAUX	Professeur des Universités, University of Queensland
	Divitha SEETHARAMDOO	Chargée de recherche, Université Gustave Eiffel, Lille
	Anne CHOUSSEAUD	Maître de conférences, Nantes Université
Dir. de thèse :	Ala SHARAIHA	Professeur des Universités, Université de Rennes
Co-encadrant :	Sylvain COLLARDEY	Maitre de conférence, Université de Rennes

## Invité(s) :



**Titre :** Optimisation multi-objectif d'antennes superdirectives compactes à balayage de faisceau pour des passerelles domestiques 5G sans fil.

**Mot clés :** Antennes superdirectives, Optimisation multi-objectif, Réseaux compacts, Formation de faisceaux, Passerelle domestique 5G.

**Résumé :** L'évolution des standards de communication impose le besoin des architectures antennaires plus sophistiqués associés à des techniques de diversité d'antennes et de formation de faisceaux. Ce type d'antennes offre des nouvelles possibilités pour les applications sans fil en termes d'efficacité spectrale, de fiabilité des liens radio, de réduction de l'impact environnementale ainsi que l'accroissement des capacités des systèmes de communications. Cependant, les techniques conventionnelles de formation de faisceaux entraînent souvent une augmentation significative de la taille de l'antenne. Par conséquent, l'intégration de tel système dans des petits appareils sans fil est relativement limitée. Les réseaux d'antennes compactes et superdirectifs constituent une solu-

tion innovante et attrayante pour surmonter ces problèmes. Néanmoins, ils présentent nombreux inconvénients notamment une faible efficacité de rayonnement, un très faible gain et une bande passante très étroite. Ces inconvénients limitent l'utilité des réseaux superdirectifs pour répondre aux besoins des technologies sans fil de nouvelles générations. Dans cette thèse, nous proposons de nouvelles méthodes d'optimisation multi-objectif, basées sur la théorie des modes caractéristiques (NCM), la théorie du facteur de réseau ainsi que les réseaux de neurones artificiels (RNA) pour la conception et le développement de nouvelles architectures antennaires compactes, superdirectives, efficaces et large bande pour des applications 5G.

**Title:** Multi-objective optimization of compact beam-scanning superdirective antennas for 5G indoor wireless gateways.

**Keywords:** Superdirective array, Multi-objective Optimization, Compacts arrays, Beamforming, 5G wireless gateway.

**Abstract:** The evolution of wireless communication impose the need for more sophisticated antenna architectures, combined with antenna diversity and beamforming techniques. This type of antenna offers new possibilities for wireless applications in terms of spectral efficiency, radio link reliability, reduced environmental impact and increased communications system capacity. However, conventional beamforming techniques often lead to a significant increase in antenna size. As a result, the integration of such systems into small wireless devices is relatively limited. Compact, superdirective antenna arrays offer an innovative and

attractive solution for both beamforming needs and integration in small volumes. However, they exhibits multiple drawbacks, including low radiation efficiency, low gain and narrow bandwidth. These drawbacks limit the usefulness of superdirective arrays to meet the needs of new-generation wireless technologies. In this thesis, we propose new multi-objectives optimization methods, based on network characteristic mode theory (NCM), array factor theory as well as artificial neural networks (ANN), for the design and the development of new compact, superdirective, efficient and wideband antenna architectures for 5G applications.

# ACKNOWLEDGEMENT

---

Avant tout, je tiens à remercier mes encadrants Prof. Ala SHARAIHA et Dr. Sylvain COL-LARDEY pour m'avoir offert cette merveilleuse opportunité de poursuivre mon doctorat. Leur soutien et leurs conseils constants m'ont motivé et encouragé tout au long de ces trois dernières années. J'apprécie profondément leur volonté de partager leurs connaissances et d'être toujours disponibles pour m'aider.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail et pour le temps qu'ils consacreront à la lecture de ce manuscrit.

Un grand remerciement à l'ensemble du personnel technique de l'Institut d'Electronique et des Technologies du numéRiques (IETR) pour tous les prototypes qu'ils ont réalisés et les mesures qu'ils m'ont aidé à effectuer.

Je remercie également l'équipe administrative de l'IETR qui a toujours été disponible pour s'occuper de toutes mes démarches administratives.

Enfin, je remercie tout particulièrement mes parents et mes sœurs pour leur amour, leur soutien et leurs encouragements sans faille. Je suis tellement reconnaissant de vous avoir dans ma vie.

# TABLE OF CONTENTS

---

<b>List</b>	<b>15</b>
<b>Introduction</b>	<b>17</b>
<b>1 Réseaux superdirectifs : État de L'art.</b>	<b>21</b>
1.1 Introduction . . . . .	21
1.2 Superdirectivité et limites supérieures de la directivité . . . . .	21
1.3 Méthode de synthèse des réseaux superdirectifs . . . . .	22
1.3.1 Méthodes de synthèse des réseaux superdirectifs entièrement excités . . .	23
1.3.1.1 Méthode de Yaghjian . . . . .	23
1.3.1.2 Méthode de décomposition en ondes sphériques . . . . .	24
1.3.1.3 Méthode basée sur la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports . . . . .	26
1.3.2 Méthodes de synthèse des réseaux superdirectifs à éléments parasites . . .	27
1.3.2.1 Méthode basée sur l'impédance active . . . . .	28
1.3.2.2 Méthode basée sur les paramètres S du réseau d'antennes . . . . .	29
1.4 État de l'art des réseaux superdirectifs . . . . .	30
1.5 Limites des réseaux superdirectifs . . . . .	40
1.6 Conclusion . . . . .	42
<b>2 Synthèse des réseaux superdirectifs à éléments parasites.</b>	<b>43</b>
2.1 Formulation du problème . . . . .	44
2.1.1 Réseaux superdirectifs entièrement excités . . . . .	44
2.1.2 Réseaux superdirectifs à éléments parasites . . . . .	45
2.1.3 Méthode Classique . . . . .	45
2.2 Théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports . . . . .	46
2.2.1 Directivité d'un réseau d'antennes à éléments parasites . . . . .	48
2.2.1.1 Approche d'optimisation . . . . .	48
2.3 Application . . . . .	49
2.3.1 Réseau superdirectif à quatre dipôles imprimés . . . . .	50
2.3.1.1 Antenne élémentaire . . . . .	50
2.3.1.2 Antenne réseau . . . . .	50

2.3.1.3	Résultats d'optimisation . . . . .	51
2.3.2	Réseau superdirective à base d'un monopôle méandré . . . . .	52
2.3.2.1	Antenne élémentaire . . . . .	52
2.3.2.2	Antenne réseau . . . . .	53
2.3.2.3	Résultats d'optimisation . . . . .	53
2.3.3	Réseau superdirectif à base d'une antenne miniature large bande . . . . .	55
2.3.3.1	Antenne élémentaire . . . . .	55
2.3.3.2	Antenne réseau . . . . .	56
2.3.3.3	Résultats d'optimisation . . . . .	57
2.3.4	Validation expérimentale . . . . .	58
2.4	Conclusion . . . . .	61

### **3 Optimisation du Gain: Compromis Entre la Superdirectivité et l'Efficacité. 63**

3.1	Formulation du problème . . . . .	63
3.1.1	Efficacité de rayonnement d'un réseau d'antennes . . . . .	63
3.1.2	Efficacité de rayonnement d'un réseau à éléments parasites . . . . .	65
3.1.3	Relation entre la directivité et l'efficacité . . . . .	66
3.2	Optimisation du Gain . . . . .	66
3.2.1	Réseau entièrement excité . . . . .	66
3.2.2	Réseau à éléments parasites . . . . .	67
3.3	Application . . . . .	68
3.3.1	Réseau à deux éléments . . . . .	68
3.3.1.1	Optimisation de la directivité . . . . .	68
3.3.1.2	Optimisation du gain . . . . .	68
3.3.2	Réseau à trois éléments . . . . .	69
3.3.2.1	Optimisation de la directivité . . . . .	69
3.3.2.2	Optimisation du gain . . . . .	70
3.3.3	Réseau à quatre éléments . . . . .	71
3.3.4	Optimisation multi-objectif : Abaque directivité-efficacité . . . . .	72
3.4	Comparaison avec l'état de l'art . . . . .	73
3.4.1	Réseau à base d'antenne dipôle imprimé [14] . . . . .	73
3.4.2	Réseau à base d'une antenne demi-boucle [18] . . . . .	74
3.4.3	Réseau à base d'une antenne monopôle méandre [33] . . . . .	75
3.5	Analyse modale . . . . .	77
3.6	Validation Expérimentale . . . . .	79
3.7	Conclusion . . . . .	81

<b>4</b>	<b>Conception des réseaux superdirectifs large bande.</b>	<b>83</b>
4.1	Formulation du problème . . . . .	84
4.1.1	Facteur de qualité d'un réseau d'antennes . . . . .	84
4.1.2	Relation inverse entre la directivité et la bande passante . . . . .	85
4.1.3	Travaux antérieurs à l'IETR . . . . .	85
4.2	Contrôle des modes caractéristiques à l'aide des charges réactives . . . . .	87
4.2.1	Coefficient de réflexion et directivité de l'antenne à N-ports . . . . .	88
4.3	Méthodologie de Conception . . . . .	89
4.3.1	Fonction objectif . . . . .	89
4.3.2	Paramètre d'optimisation . . . . .	90
4.3.2.1	Nombre des ports internes . . . . .	90
4.3.2.2	Position des ports internes . . . . .	90
4.3.2.3	Topologie du chargement . . . . .	90
4.4	Applications de l'optimisation multi-objectif . . . . .	91
4.4.1	Réseau superdirectif à deux éléments à base d'une antenne boucle . . . . .	91
4.4.1.1	Antenne élémentaire . . . . .	91
4.4.1.2	Réseau superdirectif à deux éléments . . . . .	91
4.4.2	Optimisation conjointe de la directivité et la bande passante . . . . .	92
4.4.2.1	Solution avec un port interne . . . . .	92
4.4.2.2	Solution avec deux ports internes . . . . .	95
4.4.2.3	Solution avec trois ports internes . . . . .	96
4.4.3	Réseau superdirectif à trois éléments à base d'une antenne monopôle en forme de S. . . . .	98
4.4.4	Optimisation conjointe de la directivité et la bande passante . . . . .	99
4.4.4.1	Solution avec un port interne . . . . .	99
4.4.4.2	Solution avec deux ports internes . . . . .	99
4.4.4.3	Solution avec trois ports internes . . . . .	102
4.5	Discussion: Analyse modale . . . . .	103
4.6	Validation Expérimentale . . . . .	108
4.7	Comparaison . . . . .	111
4.8	Conclusion . . . . .	112
<b>5</b>	<b>Conception des réseaux superdirectifs compacts avec des réseaux de neurones artificiels</b>	<b>113</b>
5.1	Optimisation globale des réseaux superdirectifs . . . . .	114
5.2	Réseau de neurones artificiels . . . . .	115
5.2.1	Neurone formel . . . . .	115
5.2.2	Fonction d'activation . . . . .	116

5.2.3	Réseaux de neurones . . . . .	117
5.2.4	Apprentissage des réseaux de neurones . . . . .	118
5.2.5	Classification et Régression . . . . .	119
5.3	Optimisation avec réseaux de neurones artificiels . . . . .	120
5.3.1	Principe de l'optimisation . . . . .	120
5.3.2	Modèle neuronal proposé . . . . .	122
5.3.2.1	Branche de coefficient de réflexion ou d'adaptation . . . . .	122
5.3.2.2	Branche de directivité . . . . .	122
5.3.2.3	Génération de la base d'apprentissage . . . . .	124
5.4	Procédure d'optimisation . . . . .	124
5.5	Applications . . . . .	124
5.5.1	Réseau à base de l'antenne boucle en M . . . . .	124
5.5.1.1	Configuration des charges d'optimisation . . . . .	125
5.5.1.2	Génération de la base d'apprentissage . . . . .	126
5.5.1.3	Développement de la branche d'adaptation . . . . .	126
5.5.1.4	Développement de la branche de directivité . . . . .	126
5.5.1.5	Optimisation : Réseau uniforme . . . . .	127
5.5.1.6	Optimisation : Réseau non uniforme . . . . .	128
5.5.1.7	Validation expérimentale . . . . .	130
5.5.2	Réseau à base du monopôle à méandres pliés . . . . .	131
5.5.2.1	Structure de l'élément unitaire . . . . .	131
5.5.2.2	Réseau à trois éléments . . . . .	131
5.5.2.3	Configuration des charges d'optimisation . . . . .	131
5.5.2.4	Optimisation du Réseau uniforme . . . . .	132
5.5.2.5	Optimisation du réseau non uniforme . . . . .	133
5.5.3	Optimisation basée sur un algorithme stochastique . . . . .	134
5.5.4	Temps d'optimisation . . . . .	135
5.5.5	Validation expérimentale . . . . .	136
5.6	Conclusion . . . . .	138

## **6 Architectures antennaires compactes et multi-bandes pour Passerelle domestique 5G** **141**

6.1	Introduction . . . . .	141
6.2	Spécifications du système d'antennes . . . . .	142
6.3	Démarche de conception . . . . .	143
6.4	Réseau superdirectif dans la bande N28 . . . . .	144
6.4.1	Antenne élémentaire . . . . .	144
6.4.2	Réseau linéaire à 3 éléments . . . . .	144



6.4.3	Réseau parallélépipédique à 5 éléments . . . . .	146
6.4.4	Vérification Expérimentale . . . . .	148
6.5	Système antenne fonctionnant dans la bande N78 . . . . .	149
6.5.1	Antenne élémentaire . . . . .	150
6.5.2	Réseau classique $2 \times 2$ . . . . .	151
6.5.3	Validation expérimentale . . . . .	152
6.6	Système antenne multi-bandes fonctionnant dans les bandes N7, N38, N41 et N78 . . . . .	153
6.7	Achitecture antennaires compactes et multi-bandes pour une future passerelle domestique 5G . . . . .	156
6.7.1	Imbrication du réseau classique sur le réseau compact superdirectif . . . . .	156
6.7.2	Optimisation du réseau superdirectif dans la bande N28 . . . . .	156
6.7.3	Antenne excitatrice symétrique . . . . .	157
6.8	Validation expérimentale . . . . .	161
6.8.1	Performances dans la bande N28 . . . . .	161
6.8.2	Performances dans les bandes N7, N38, N41 et N78 . . . . .	161
6.9	Conclusion . . . . .	164
	<b>Conclusions</b>	<b>165</b>
	<b>Appendix</b>	<b>169</b>
	<b>List of publications</b>	<b>171</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>173</b>

# LIST OF FIGURES

---

1.1	(a) Directivité "End-fire" en fonction de la distance de séparation, (b) Puissance rayonnée normalisée en fonction de la distance de séparation. . . . .	24
1.2	(a) Réseaux superdirectifs à 3 et 5 dipôles (b) Directivités obtenues comparées à la limite d'Harrington. . . . .	26
1.3	Réseau totalement excité: (a) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) Directivité en fonction de la fréquence. . . . .	27
1.4	(a) Prototype du réseau à deux antennes demi-boucle, (b) Directivité mesurée en fonction de la fréquence et (c) Efficacité et coefficient de réflexion mesurés en fonction de la fréquence [18]. . . . .	28
1.5	Réseau superdirectif parasite à base des dipôles imprimés : (a) prototype réalisé avec balun monté en surface, (b) mesures de gain et de directivité en fonction de la fréquence [14]. . . . .	29
1.6	Réseau superdirectif parasite à base des dipôles méandres : (a) Prototype fabriqué (b) Gain et de directivité mesurés en fonction de la fréquence [32]. . . . .	30
1.7	Réseau superdirectif à quatre monopôles à méandres pliés :(a) Prototype fabriqué, (b) coefficient de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence [33]. . . . .	31
1.8	Réseau superdirectif parasite à deux dipôles magnétiques : (a) La géométrie du réseau et (b) le prototype fabriqué, (c) Coefficient de réflexion et (d) Directivité mesurée. . . . .	32
1.9	(a) Prototype du réseau, (b) coefficients de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence [35]. . . . .	32
1.10	(a) Principe de fonctionnement (b) géométrie de l'antenne (c) intensité du champ magnétique dans les directions avant et arrière et (d) intensité du champ magnétique en fonction de la fréquence. . . . .	33
1.11	(a) Réseau superdirectif à base de SSR, (b) Réseau superdirectif à deux SRR, (c) Directivité obtenue et (d) Amplitude et phase des courants pour l'optimisation de la directivité. . . . .	34
1.12	Géométrie de l'antenne . . . . .	34
1.13	(a) Réseau superdirectif à deux hélices, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. . . . .	35

1.14	(a) Géométrie de l'antenne, (b) Simulation et mesure du gain réalisé dans le plan horizontal et (c) Diagrammes de rayonnement orientés dans le plan horizontal à 868 MHz. . . . .	36
1.15	(a) Géométrie de l'antenne, (b) Diagrammes de rayonnement simulés orientés dans le plan horizontal à 800 MHz. . . . .	36
1.16	Réseau supergain à trois dipôles (a) Géométrie de l'antenne, (b) Simulation et mesure de la directivité et du gain en fonction de la fréquence. . . . .	37
1.17	Réseau supergain électriquement petit : (a) Géométrie de l'antenne, (b) Diagramme de rayonnement simulé à 916 MHz. . . . .	37
1.18	Réseau superdirectif parasite à base d'antennes magnéto-électriques : (a) Géométrie du réseau, (b) Positions de l'excitation et de charges parasites, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) coefficient de réflexion et l'efficacité en fonction de la fréquence. . . . .	38
1.19	Antenne parasite proposée dans [45]. (a) géométrie du réseau, (b) réactance des charges optimales associées aux éléments parasites, et (c) directivité maximale simulée en fonction de la fréquence. . . . .	39
1.20	(a) Géométrie de l'antenne, (b) Impédance optimale, (c) Directivité en fonction de la fréquence (d) Diagrammes de rayonnement de l'antenne active et de l'antenne passive. . . . .	40
1.21	Sensibilité des réseaux superdirectifs en fonction du nombre d'éléments (a) deux éléments, (b) trois éléments et (c) quatre éléments. . . . .	41
1.22	Performances du réseau à N éléments isotrope en fonction la distance de séparation : (a) directivité dans la direction 'End-fire' et (d) puissance rayonnée normalisée. . . . .	41
2.1	Antenne Réseau à N éléments alimentés par N sources d'excitation $S_i$ . . . . .	44
2.2	Exemple d'une antenne à N ports (N=4). . . . .	46
2.3	Procédure d'optimisation à l'aide de la NCM . . . . .	49
2.4	Antenne dipôle: (a) structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 900 MHz. . . . .	50
2.5	Réseau superdirectif à quatre dipôles imprimés. . . . .	50
2.6	Directivité optimisée à 900 MHz, dans la direction 'end-fire' ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation. . . . .	51
2.7	Diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence d'optimisation 900 MHz: (a) à l'aide de la méthode classique, (b) à l'aide de la méthode proposée. . . . .	52
2.8	Performances du réseau en fonction de la fréquence (a) directivité dans la direction d'optimisation ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ), (b) efficacité de rayonnement et (c) rapport d'onde stationnaire. . . . .	52

2.9	Antenne monopôle méandré: (a) structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement à 780 MHz. . . . .	53
2.10	Réseau à trois monopôles méandre empilés. . . . .	53
2.11	Directivité optimisée à la fréquence 780 MHz, dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation: (a) Cas 1, (b) Cas 2 et (C) Cas 3. . . . .	54
2.12	Diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence d'optimisation de 780 MHz : (a) à l'aide de la méthode classique, (b) à l'aide de la méthode proposée. . . . .	55
2.13	Performances du réseau en fonction de la fréquence : (a) directivité dans la direction d'optimisation ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), (b) efficacité de rayonnement et (c) rapport d'onde stationnaire. . . . .	55
2.14	Antenne monopôle miniaturisée en forme de S. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous, (c) coefficient de réflexion de l'antenne en dB et (d) diagramme de rayonnement à 980MHz. . . . .	56
2.15	Réseau superdirectif à trois S-monopôles empilés . . . . .	56
2.16	Directivité optimisée à la fréquence 980 MHz, dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation. . . . .	57
2.17	Diagrammes de rayonnement à 980 MHz pour des distances de séparation respectivement de $0.01 \lambda$ , $0.12 \lambda$ et $0,2 \lambda$ : (a), (c) et (e) obtenus à l'aide de la méthode proposée. (b), (d) et (f) obtenus à l'aide de la méthode classique. . . . .	58
2.18	Prototype fabriqué . . . . .	58
2.19	Charges parasites optimisées à l'aide de la méthode proposée . . . . .	58
2.20	Résultats de mesure pour $d=0.12\lambda$ : (a) diagramme de rayonnement à 980 MHz, (b) directivité dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), (c) coefficient de réflexion d'entrée et (d) efficacité totale. . . . .	59
2.21	Résultats de Mesure pour $d=0.2\lambda$ : (a) diagramme de rayonnement à 980 MHz, (b) directivité dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), (c) coefficient de réflexion d'entrée et (d) efficacité totale. . . . .	60
3.1	Résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation: (a) Réseau à deux dipôles (b) Directivité dans la direction "End-fire", (c) Efficacité de rayonnement et (d) Gain dans la direction "End-fire". . . . .	69
3.2	Résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation: (a) Réseau à trois dipôles (b) Directivité dans la direction "End-fire", (c) Efficacité de rayonnement et (d) Gain dans la direction "End-fire". . . . .	70
3.3	Résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation: (a) Réseau à quatre dipôles (b) Directivité dans la direction "End-fire", (c) Efficacité de rayonnement et (d) Gain dans la direction "End-fire". . . . .	71

3.4	Abaque directivité-efficacité: (a) Réseau à deux dipôles, (b) Réseau à trois dipôles et (c) Réseau à quatre dipôles. . . . .	73
3.5	(a) Réseau superdirectif à quatre dipôles imprimés, (b) Abaque directivité-efficacité. . . . .	74
3.6	(a) Réseau à trois antennes demi-boucle, (b) Abaque directivité-efficacité. . . . .	75
3.7	(a) Réseau superdirectif à quatre monopôles à méandres, (b) Abaque directivité-efficacité correspondant. . . . .	76
3.8	Champs modaux à 900 MHz : (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, (d) Mode 4. . . . .	77
3.9	Efficacité Modale en fonction de la fréquence. . . . .	77
3.10	Coefficients modaux $\alpha_n$ en dB : (a) En cas d'optimisation de la directivité, (b) En cas d'optimisation du gain. . . . .	78
3.11	Somme pondérée des champs modaux (a) Somme pondérée des modes 1 et 2, (b) Somme pondérée des modes 3 et 4. . . . .	79
3.12	Prototype fabriqué . . . . .	80
3.13	Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation en fonction de la fréquence : (a) Directivité , (b) Gain réalisé, (c) coefficient de réflexion en dB et (d) Efficacité totale. . . . .	80
3.14	Composante principale (tracé plein) et composante croisée (tracé en pointillés) du champ mesuré : (a) et (b) à 860 MHz, (c) et (d) à 880 MHz, (e) et (f) à 900 MHz. . . . .	81
4.1	Antenne élémentaire large bande : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous et (c) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. . . . .	85
4.2	Réseau superdirectif: (a) Directivité en fonction de la fréquence, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. . . . .	86
4.3	Réseau superdirectif à éléments empilés: (a) Directivité en fonction de la fréquence, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. . . . .	87
4.4	Antenne boucle en M : (a) Géométrie de l'antenne (b) Coefficient de réflexion de l'antenne. . . . .	91
4.5	Réseaux superdirectif à deux éléments empilés. . . . .	92
4.6	Mise en place du port interne: (a) densité du courant de l'antenne à 920 MHz (b) Mise en place du port interne $Port_{22}$ sur l'antenne excitatrice. . . . .	93
4.7	Réactance des charges optimisées dans la bande d'intérêt : (a) pour le $Port_{11}$ , (b) pour le $Port_{22}$ . . . . .	93
4.8	Résultats d'optimisation pour le réseau à deux éléments : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	94
4.9	Placement du second port interne $Port_{23}$ sur l'antenne excitatrice . . . . .	95

4.10	Résultats d'optimisation pour le réseau à deux éléments : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	96
4.11	Mise en place du troisième port interne $Port_{24}$ sur l'antenne excitatrice. . . . .	97
4.12	Résultats d'optimisation pour le réseau à deux éléments : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	97
4.13	Antenne monopôle en S: (a) Vue du dessus, (b) Vue du dessous et (c) coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne. . . . .	98
4.14	Réseau à trois antennes S-monopole empilés . . . . .	98
4.15	Mise en place du port interne $Port_{22}$ . . . . .	99
4.16	Résultats d'optimisation: (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence . . . . .	100
4.17	Mise en place du deuxième port interne $Port_{23}$ . . . . .	100
4.18	Résultats d'optimisation: (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence . . . . .	101
4.19	Mise en place du troisième port interne $Port_{24}$ . . . . .	102
4.20	Résultats d'optimisation: (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence . . . . .	103
4.21	Signification modale . . . . .	104
4.22	Champs modaux à 920 MHz avant et après le chargement de l'antenne: (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4 et (e) mode 5. . . . .	105
4.23	Champs modaux pondérés à 920 MHz (a) somme pondérée des modes 1 et 2, (b) comparaison entre la somme pondérée des modes 3 et 4 et le mode pondéré 5 et (c) somme pondérée des modes 3, 4 et 5. . . . .	106
4.24	Coefficients modaux normalisés : (a) pour l'antenne non chargée, (b) pour l'antenne chargée. . . . .	107
4.25	Admittance modale d'entrée de l'antenne non chargée : (a) Susceptance d'entrée, (b) Conductance d'entrée . . . . .	108
4.26	Admittance modale d'entrée de l'antenne chargée : (a) Susceptance d'entrée, (b) Conductance d'entrée . . . . .	108
4.27	Prototype fabriqué . . . . .	109

4.28	Résultats de mesure: (a) diagramme de rayonnement mesuré à 920 MHz, (b) diagramme de rayonnement simulé à 920 MHz, (c) Directivité mesurée en fonction de la fréquence, (d) coefficient de réflexion d'entrée mesuré en fonction de la fréquence et (d) Efficacité totale mesuré en fonction de la fréquence. . . . .	110
4.29	Comparaison du produit gain réalisé-bande passante de notre travail par rapport à l'état de l'art. . . . .	111
5.1	Réseau de dipôles à N ports chargés. . . . .	114
5.2	(a) Neurone biologique, (b) Neurone artificiel. . . . .	116
5.3	Réseau de neurones à K couches cachées . . . . .	118
5.4	Apprentissage supervisé des réseaux de neurones. . . . .	119
5.5	(a) Problème de classification, (b) Problème de régression. . . . .	120
5.6	Modélisation par réseau de neurones. . . . .	121
5.7	Organigramme d'optimisation. . . . .	121
5.8	Modèle RNA proposé : branche d'adaptation . . . . .	123
5.9	Modèle RNA proposé : branche de la directivité. . . . .	123
5.10	Réseau à base de boucles en forme de M . . . . .	125
5.11	Mise en place des charges à optimiser. . . . .	125
5.12	Erreur quadratique moyenne de la branche 1 en fonction des époques : (a) pour la partie réelle de la matrice d'impédance (b) pour la partie imaginaire de la matrice d'impédance. . . . .	127
5.13	Erreur quadratique moyenne de la branche 2 en fonction des époques. . . . .	127
5.14	Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion d'entrée. . . . .	128
5.15	Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) Directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion d'entrée. . . . .	129
5.16	Résultats des mesures : (a) Prototype (b) coefficient de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) Efficacité totale en fonction de la fréquence. . .	130
5.17	Antenne à méandres pliés. (a) Géométrie de l'antenne, (b) son coefficient de réflexion d'entrée. . . . .	131
5.18	Réseau à base du monopôle à méandre plié. . . . .	132
5.19	Mise en place des charges d'optimisation . . . . .	132
5.20	Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 780 MHz, (b) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion à l'entrée du réseau. . . . .	133

5.21	Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 780 MHz, (b) Directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion à l'entrée du réseau . . . . .	134
5.22	Optimisation à l'aide des algorithmes génétiques . . . . .	135
5.23	Résultats des mesures : (a) Prototype, (b) coefficient de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) Efficacité totale en fonction de la fréquence. . .	137
5.24	(a) Diagramme de rayonnement à 780 MHz, (a) Simulation (b) Mesure. . . . .	137
5.25	La composante principale (courbe solide) et la composante croisée (courbe en pointillés) du champ mesuré : (a) et (b) à 730 MHz, (c) et (d) à 740 MHz, (e) et (f) à 750 MHz, (g) et (h) à 770 MHz (i) et (j) à 780 MHz. . . . .	138
6.1	Accès sans fil fixe avec une antenne externe . . . . .	141
6.2	Accès sans fil fixe sans antenne externe . . . . .	142
6.3	Démarche de conception . . . . .	144
6.4	(a) Structure de l'antenne monopôle en forme de M, (b) coefficient de réflexion d'entrée et (c) diagramme de rayonnement en 3D. . . . .	145
6.5	(a) Réseau linéaire à 3 éléments (b) mise en place des charges d'optimisation. . .	145
6.6	Résultats d'optimisation: (a) coefficient de réflexion, (b) directivité et gain dans la direction ( $\theta = 0, \phi = 0$ ) en fonction de la fréquence. . . . .	146
6.7	(a) Réseau linéaire à trois éléments, (b) Réseau parallélépipédique à 5 éléments .	146
6.8	(a) Sous-réseau 1, (b) Sous-réseau 2 . . . . .	147
6.9	Résultats d'optimisation : (a) coefficient de réflexion d'entrée, (b) directivité, gain et gain réalisé en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	148
6.10	Vérification Expérimentale : (a) prototype fabriqué (b) coefficient de réflexion, (c) directivité en fonction de la fréquence et (d) gain réalisé en fonction de la fréquence. . . . .	149
6.11	Patch rectangulaire à fente U : (a) Vue de dessus (b) Vue de profil. . . . .	150
6.12	Patch rectangulaire à fente en U : (a) coefficient de réflexion et (b) diagramme de rayonnement. . . . .	150
6.13	(a) Réseaux classiques des patches et (b) Réseau d'alimentation. . . . .	151
6.14	(a) Coefficient de réflexion du réseau classique et (b) Directivité en fonction de la fréquence. . . . .	151
6.15	Diagrammes de rayonnement des réseaux classique : (a) à 3,3 GHz, (b) à 3,5 GHz et (c) à 3,8 GHz. . . . .	152
6.16	Prototype du réseau classiques : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous. . . . .	152
6.17	Résultats de mesure comparés à la simulation : (a) coefficient de réflexion en dB (b) directivité dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), (c) gain réalisé dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) et (d) efficacité totale. . . . .	153



6.18	(a) Réseaux classiques des patches avec des fentes non-uniformes et (b) Réseau d'alimentation. . . . .	154
6.19	Résultats de simulation :(a) coefficient de réflexion du réseau classique, (b) directivité et gain en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	155
6.20	Diagrammes de rayonnement 3D simulés : (a) à 2,5 GHz, (b) à 2,6 GHz et (c) à 2,7 GHz. . . . .	155
6.21	Diagrammes de rayonnement simulés : (a) à 3,3 GHz, (b) à 3,5 GHz et (c) à 3,8 GHz. . . . .	156
6.22	Réseau superdirectif à éléments parasites élargi, (b) intégration du réseau classique sur les plans de masse des éléments parasites. . . . .	157
6.23	Résultats de l'optimisation : (a) coefficient de réflexion d'entrée, (b) directivité, gain et gain réalisé en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	158
6.24	(a) Antenne excitatrice croisée (b) Antenne excitatrice à symétrie de révolution et (c) nouvelle structure antennaire avec l'antenne excitatrice symétrique. . . . .	158
6.25	(a) coefficient de réflexion de l'antenne symétrique, (b) diagramme de rayonnement à 780 MHz. . . . .	159
6.26	Résultats de l'optimisation : (a) coefficient de réflexion d'entrée, (b) directivité et gain en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	160
6.27	Couplage entre les antennes du système : (a) entre les réseaux classiques, (b) entre les réseaux classiques et les réseaux superdirectifs. . . . .	160
6.28	(a) Prototype fabriqué (b) Mesure de rayonnement dans la chambre anéchoïque. . . . .	161
6.29	Résultats de mesure comparé à la simulation : (a) Directivité dans la direction ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ), (b) coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne en dB et (c) Efficacité de rayonnement. . . . .	162
6.30	Résultats de mesure comparé à la simulation de simulation : (a) coefficient de réflexion en dB (b) directivité dans la direction ( $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$ ), (c) gain réalisé dans la direction ( $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$ ) (d) efficacité totale en fonction de la fréquence. . . . .	163
6.31	Diagrammes de rayonnement mesurés : (a) à 2,5 GHz, (b) à 2,6 GHz et (c) à 2,7 GHz. . . . .	163
6.32	Diagrammes de rayonnement mesurés : (a) à 3,3 GHz, (b) à 3,5 GHz et (c) à 3,8 GHz. . . . .	164
6.33	Pyramide de performances des réseaux superdirectifs . . . . .	167
6.34	Organigramme de l'algorithme d'évolution différentielle . . . . .	170



# INTRODUCTION

---

De nos jours, les communications sans fil avec des systèmes d'antennes classiques (omnidirectionnelles) atteignent leurs limites compte tenu de la demande croissante de communications à haut débit et du nombre gigantesque d'utilisateurs. Pour faire face à ces problèmes, les standards de communication de nouvelles générations ont recours à des systèmes d'antennes plus sophistiqués associés à des techniques de diversité d'antennes et de formation de faisceaux. Ce type d'antennes offre des nouvelles possibilités pour les applications sans fil en termes d'efficacité spectrale, de fiabilité des liens radio, de réduction de l'impact environnemental ainsi que l'augmentation des capacités des systèmes de communications. Cependant, les techniques conventionnelles de formation de faisceaux, notamment les antennes réseaux classiques, entraînent souvent une augmentation significative de la taille de l'antenne. Par conséquent, l'intégration de tel système dans des petits appareils sans fil est relativement limitée. Cette difficulté est particulièrement critique pour des bandes de fréquences inférieures à 1 GHz où les longueurs d'ondes de fonctionnement sont des multiples de la taille des appareils sans fils commercialisés. En outre, compte tenu de l'explosion du nombre de normes de communication sans fil (Wi-Fi, LTE, 5G ...), le problème de cohabitation de nombreux systèmes antennaire à commutation de faisceau dans un même boîtier est devenu critique.

L'évolution de ces standards de communication a donc imposé le besoin d'architectures antennaires directives à formation de faisceaux plus compacts afin d'être intégrées dans les volumes limités des dispositifs sans fil. À cet effet, les réseaux d'antennes compacts et superdirectifs ont été largement étudiés au cours des dernières années. Ce type de réseaux offre l'avantage de répondre à la fois aux spécifications de directivité et de compacité. En formant un réseau d'antennes étroitement espacées (distance de séparation  $< 0,25\lambda$ ) et en ajustant le courant d'excitation de chaque élément rayonnant, en amplitude et en phase, une directivité importante dite superdirectivité peut être atteinte.

Néanmoins, les réseaux superdirectifs sont souvent considérés comme peu pratiques et inadaptés pour répondre aux besoins des technologies sans fil de nouvelles générations en raison de leur sensibilité élevée, leur faible efficacité, leur faible gain ainsi que leur bande passante très étroite.

Les premières solutions proposées pour surmonter ces limitations se sont concentrées sur le bon choix de l'élément unitaire du réseau avec certaines spécifications comme l'utilisation d'une antenne unitaire résonante pour limiter la sensibilité des réseaux superdirectifs [1], le choix d'une antenne à résistance d'entrée élevée pour surmonter la faible efficacité de rayonnement [2]

et l'utilisation d'une antenne large bande pour répondre au problème de bande passante étroite [3]. Toutefois, ces solutions deviennent inefficaces pour des configurations présentant un couplage électromagnétique fort, notamment pour des réseaux avec un nombre d'éléments supérieur à 2.

Ainsi, la conception d'un réseau superdirectif pratique exige non seulement le bon choix de l'élément unitaire du réseau mais également l'introduction de nouvelles méthodes d'analyse et de synthèse permettant d'inclure de nombreuses caractéristiques de l'antenne superdirective, à savoir sa directivité, son efficacité ainsi que sa bande passante, dans le processus d'optimisation.

Dans ce contexte, l'objectif de ces travaux de thèse est le développement de nouvelles méthodes d'optimisation multi-objectif à l'aide de la théorie des modes caractéristiques, la théorie du facteur de réseau ainsi que l'apprentissage profond, pour la conception et le développement de nouvelles architectures antennaires compactes, superdirectives, efficaces et large bande pour des applications 5G.

Cette thèse est effectuée dans le cadre du projet ANR COMET5G et organisée comme suit :

Le chapitre 1 présente une étude bibliographique sur les réseaux d'antennes superdirectifs. Dans cette étude, les réseaux superdirectifs ont été définis ainsi que leurs différentes méthodes de synthèse et d'optimisation. Un état de l'art récent sur ce type de réseaux est également présenté.

Le chapitre 2 présente une approche de conception et d'optimisation des réseaux d'antennes superdirectifs à éléments parasites pour pallier au problème des résistances négatives obtenues en utilisant la méthode de synthèse classique [18]. Afin de montrer son utilité, l'approche proposée est utilisée pour la conception et l'optimisation de différents réseaux superdirectifs et comparée avec la méthode classique. Les résultats de comparaison montrent que la méthode proposée surpasse la méthode classique pour toutes les distances inter-élément.

Le chapitre 3 présente une méthode d'optimisation pour résoudre le problème de faible efficacité et donc de faible gain des réseaux superdirectifs. La méthode proposée effectue une optimisation du gain de l'antenne au lieu de sa directivité en trouvant l'excitation complexe optimale pour le cas d'un réseau entièrement excité ou bien les charges optimales pour une configuration à éléments parasites. Des études paramétriques sur des réseaux à base de dipôles mettent en évidence un compromis à faire entre la directivité, l'efficacité et la compacité (distance de séparation).

Le chapitre 4 présente une méthode d'optimisation multi-objectif basée sur la théorie des modes caractéristiques pour accroître la bande passante étroite des réseaux superdirectifs. En incorporant un ensemble de charges réactives au sein de la structure de l'antenne, la méthode proposée effectue une optimisation conjointe de la directivité du réseau et de son adaptation dans une large bande de fréquence. Une analyse paramétrique sur l'effet du nombre de charges internes sur la bande passante est effectuée. Cette étude a montré qu'en augmentant le nombre de charges internes, il est possible d'obtenir des bandes passantes plus large. Cependant, le maximum de directivité diminue. Ainsi, un compromis entre la directivité et la largeur de bande

passante doit être pris en considération lors de la conception de ces réseaux.

Le chapitre 5 présente une optimisation globale à l'aide de réseaux de neurones artificiels afin d'explorer la possibilité de concevoir des réseaux superdirectifs large bande plus compacts en utilisant des configurations à séparation non uniforme. À l'aide de cette méthode, il est possible d'optimiser simultanément la directivité du réseau, sa bande passante ainsi que les distances de séparation entre ses éléments. La méthode proposée est ensuite utilisée pour concevoir des réseaux superdirectifs avec des distances de séparation uniforme et non-uniforme. La comparaison entre les deux configurations montre un gain de 8 à 10 % de la compacité en utilisant une configuration non-uniforme tout en maintenant les mêmes performances de directivité et d'efficacité que la configuration uniforme. Cependant, une diminution en bande passante est observée.

Enfin, le chapitre 6 présente une application de ces méthodes et outils d'optimisation pour la conception et l'optimisation d'une architecture antennaire compacte, large bande et à gain élevé avec des capacités de formation de faisceaux pour une future passerelle domestique 5G. L'architecture antennaire est conçue pour fonctionner dans plusieurs bandes de fréquence 5G entre 750 et 3800 MHz avec des performances intéressantes, tout en préservant un facteur de forme comparable aux passerelles commercialisés.



# RÉSEAUX SUPERDIRECTIFS : ÉTAT DE L'ART.

---

## 1.1 Introduction

Le développement de la technologie 5G et l'émergence de certaines applications connexes, telles que l'accès sans fil fixe (FWA), l'Internet des objets (IoT), etc. imposent le besoin de systèmes d'antennes directifs plus compacts afin d'être intégrés dans des volumes restreints des dispositifs sans fil (particulièrement pour des bandes de fréquence  $< 1\text{GHz}$  où la longueur d'onde de fonctionnement est grande). Conformément aux lois fondamentales de la physique, la miniaturisation d'une antenne entraîne une dégradation significative de ses performances, notamment sa directivité. Dans [4], R.F. Harrington a démontré que la directivité maximale d'une antenne peut atteindre une valeur de  $D_{max} = [ka]^2 + 2[ka]$  avec  $ka$  est la taille électrique de l'antenne. Par conséquent, à mesure que  $ka$  diminue, la directivité de l'antenne baisse et son rayonnement tend à devenir isotrope. L'antenne rayonne alors dans des directions non souhaitées ce qui génère des effets indésirables comme les interférences et la pollution électromagnétique.

Pour limiter ces problèmes, les réseaux d'antennes compacts et superdirectifs ont été largement étudiés au cours ces dernières années. Ce type de réseaux offre l'avantage de présenter des diagrammes de rayonnement directifs à partir des sources élémentaires miniatures, tout en préservant la compacité du système antenne.

Dans ce chapitre une étude bibliographique sur ce type de réseaux d'antennes est présentée. Dans une première partie, la superdirectivité est définie et les limites supérieures de la directivité sont présentés. Section 3 présente les méthodes de synthèses des réseaux superdirectifs développées dans la littérature. Ensuite, un état de l'art récent sur des conceptions de réseaux superdirectifs est présenté dans la section 4. Enfin, les limitations des réseaux superdirectifs sont mises en avant afin de les aborder dans les chapitres qui suivent.

## 1.2 Superdirectivité et limites supérieures de la directivité

En 1943, Schelkunoff a montré qu'avec un espacement inférieur à une demi-longueur d'onde et une distribution optimisée de courant, en amplitude et en phase, les réseaux d'antennes

pourrait présenter des performances dites superdirectives [5]. Par définition, la superdirectivité est une directivité supérieure à celle obtenue en utilisant la même structure d’antenne avec une excitation uniforme (amplitude constante et phase linéaire) [6]. Une autre définition récente, est une directivité supérieure à la limite d’Harrington  $M^2 + 2M$ , où  $M$  est l’ordre des modes sphériques de l’antenne [4].

Plusieurs travaux sur la superdirectivité se sont concentrés sur la limite supérieure de la directivité atteignable par une antenne. Dans [7], Uzkov a exprimé la limite supérieure de directivité en fonction de nombre des éléments d’un réseau d’antennes. Il a montré que la directivité dite ‘End-fire’ (directivité dans la direction de l’axe du réseau) de  $N$  sources isotropes proprement excitées peut atteindre  $N^2$ , si la distance de séparation tend vers 0 ( $d \ll \lambda$ ). D’autre part, Harrington a établi une relation entre la limite de directivité et l’ordre  $M$  des modes sphériques de l’antenne [4]. Selon ces travaux, la limite supérieure de la directivité peut atteindre une valeur de  $D_{max} = [M]^2 + 2[M]$ . Harrington a également établi une relation entre l’ordre  $M$  des modes sphériques de l’antenne et sa taille électrique tel que  $M = ka$ , où  $k$  est le nombre d’ondes et  $a$  le rayon de la petite sphère entourant la structure de l’antenne. Par conséquent, la limite de la directivité peut être exprimée en fonction de la taille électrique de l’antenne sous la forme  $D_{max} = [ka]^2 + 2[ka]$ . Toutefois, cette formule n’est plus valable lorsque la taille électrique de l’antenne  $ka$  est inférieure à 0.5 car la limite de directivité (en dB) devient négative  $D_{max} < 0$ . Pour remédier à ce problème, une limite d’Harrington renormalisée a été proposée dans [8] où la relation entre l’ordre de modes sphérique et la taille électrique de l’antenne est exprimée comme suit  $M = ka + 1$ .

Récemment, des nouvelles limites de directivités en fonction du nombre des éléments du réseau d’antennes ont été développées dans [9]. La directivité maximale d’un réseau à  $P$  éléments peut atteindre une valeur de  $[P]^2 + 2[P]$  dans le cas d’un réseau à base de sources de Huygens et  $[P]^2 + 2[P] - \frac{1}{2}$  pour un réseau de dipôles électriques.

Après avoir défini la superdirectivité et donné quelques limites supérieures de directivité, ci-dessous les méthodes de synthèses des réseaux superdirectifs sont présentées.

### 1.3 Méthode de synthèse des réseaux superdirectifs

Depuis les travaux pionniers de Uzkov et Harrington, plusieurs méthodes de synthèses et d’optimisation des réseaux superdirectifs ont été développées dans la littérature. Elles peuvent être divisées en deux catégories principales :

- **Les méthodes de synthèse des réseaux superdirectifs entièrement excités** : Ces méthodes d’optimisation permettent de trouver l’excitation optimale, en amplitude et en phase, pour chaque élément du réseau afin de maximiser la directivité dans une direction donnée. Par conséquent un réseau d’alimentation approprié est nécessaire pour assurer



cette excitation pour chaque élément du réseau.

- **Les méthodes de synthèse des réseaux superdirectifs à éléments parasites :** dans cette configuration à éléments parasites, un seul élément est excité tandis que les autres sont chargés. Par conséquent, ces méthodes déterminent les charges optimales pour les éléments parasites.

### 1.3.1 Méthodes de synthèse des réseaux superdirectifs entièrement excités

Plusieurs méthodes de synthèse peuvent être utilisées pour la conception de réseaux superdirectifs entièrement excités. Parmi les plus connues, citons Hansen-Woodyard [10], Schelkunoff [11] et Dolph-Chebyshev [12]. D'autres méthodes ont été développées et présentées dans la littérature telles que la méthode analytique ou méthode de Yaghjian [13], la méthode de décomposition en ondes sphériques [14], la méthode des modes caractéristiques d'une antenne à N ports (NCM) [3] :

#### 1.3.1.1 Méthode de Yaghjian

Considérons un réseau linéaire de  $N$  antennes, avec un point de référence sur chaque élément situé à la position  $r_n$ , avec  $n = 1, 2, \dots, N$ . Soit  $\vec{E}_n(\theta, \varphi)$  le champ électrique lointain (complexe) rayonné par la  $n^{\text{ème}}$  antenne dans l'environnement de son réseau. Le champ total  $\vec{E}_{total}$  rayonné par le réseau d'antennes, pour une excitation arbitraire  $A_n$  est donné par la formule suivante [13] :

$$\vec{E}_{total} = \sum_{n=1}^N A_n \vec{E}_n(\theta, \varphi) \quad (1.1)$$

La directivité du réseau d'antennes dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  peut être exprimée sous la forme suivante :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{\left| \sum_1^N \vec{E}_{total}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N \vec{E}_{total}(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta \, d\theta d\varphi} \quad (1.2)$$

$$= 4\pi \frac{\left| \sum_1^N A_n \vec{E}_n(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N A_n \vec{E}_n(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta \, d\theta d\varphi} \quad (1.3)$$

Les coefficients d'excitation qui maximisent la directivité dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  sont donnés par :

$$A_{0n} = [H_{mn}^*]^{-1} e^{-jkr_0 r_m} \vec{E}_m^*(\theta_0, \varphi_0) \cdot \vec{E}_n(\theta_0, \varphi_0) \quad (1.4)$$

Où  $r_0$  est le vecteur unitaire dans la direction du champ lointain  $(\theta_0, \varphi_0)$  et  $[H_{mn}^*]^{-1}$  sont les

éléments (conjugués) de l'inverse de la matrice  $[H_{mn}]$  tel que :

$$H_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}_m^*(\theta, \varphi) \cdot \vec{E}_n(\theta, \varphi) e^{-jkr(r_m - r_n)} \sin \theta \, d\theta d\varphi \quad (1.5)$$

Physiquement, les éléments  $H_{mn}$  sont proportionnels à l'intensité moyenne du rayonnement de l'antenne.

Cette méthode a été validée par la conception d'un réseau à deux monopoles. Conformément à la théorie, la directivité simulée du réseau augmente à mesure que l'espacement diminue. Cependant, la directivité mesurée pour de petites distances inter-éléments ( $d < 0,25\lambda$ ) n'a pas atteint le maximum prévu en raison de la grande sensibilité du réseau (Fig. 1.1a). Les auteurs ont également souligné le problème de la faible efficacité de rayonnement (Fig. 1.1b) ainsi que la forte désadaptation à cause de la baisse drastique de la résistance de rayonnement.

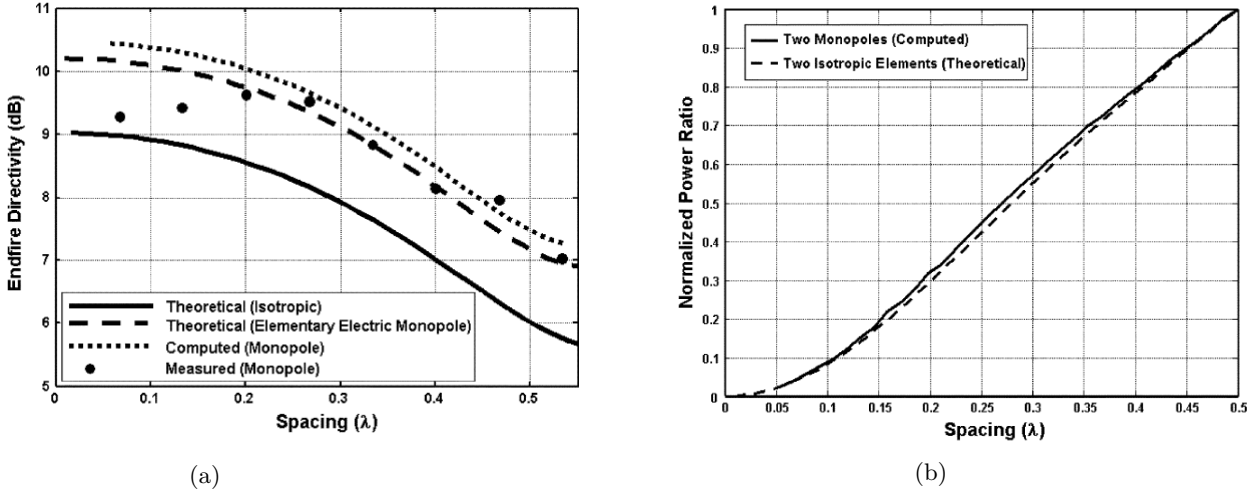


Figure 1.1 – (a) Directivité "End-fire" en fonction de la distance de séparation, (b) Puissance rayonnée normalisée en fonction de la distance de séparation.

### 1.3.1.2 Méthode de décomposition en ondes sphériques

Une méthode de synthèse des réseaux superdirectifs basée sur la décomposition en ondes sphériques a été présentée dans [14]. Selon cette approche, le champ électrique  $\vec{E}$  rayonné à une grande distance ( $kr \rightarrow \infty$ ) à l'extérieur d'une sphère incluant toutes les sources (rayonnante) peut être exprimé sous forme d'une combinaison linéaire des fonctions d'onde sphérique  $\vec{K}_{smn}$  tel que :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \sqrt{\eta} \frac{k}{4\pi} \frac{e^{jkr}}{kr} \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n Q_{smn} \vec{K}_{smn}(\theta, \varphi) \quad (1.6)$$

$Q_{smn}$ ,  $\eta$  et  $k$  sont respectivement les coefficients d'ondes sphériques, l'impédance du milieu et le nombre d'onde.

La directivité de l'antenne peut alors être déterminée comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\left| \sum_{smn} Q_{smn} \vec{K}_{smn}(\theta, \varphi) \right|^2}{\left| \sum_{smn} Q_{smn} \right|^2} \quad (1.7)$$

où  $Q_{smn}$  sont les coefficients des ondes sphériques. Si tous les N modes sphériques peuvent être pondérés indépendamment, la directivité maximale dans une direction donnée  $(\theta_0, \varphi_0)$  peut être obtenue si :

$$Q_{smn}^{max} = c \cdot \vec{K}_{smn}^*(\theta_0, \varphi_0) \quad (1.8)$$

où  $c$  est une constante arbitraire, dont la valeur peut être déterminée en appliquant le principe de conservation de l'énergie tel que :

$$c = \sqrt{\frac{2}{\sum_{smn} \left| \vec{K}_{smn}^*(\theta, \varphi) \right|^2}} \quad (1.9)$$

Dans le cas d'un réseau à P antennes, la pondération n'est possible que sur une série de modes associées à chaque élément du réseau :

$$Q_{smn}^{max} = c \cdot \vec{K}_{smn}^*(\theta_0, \varphi_0) = \sum_{p=1}^P a_p Q_{smnp} \quad (1.10)$$

où  $Q_{smnp}$  sont les coefficients d'ondes sphériques associés au  $p^{\text{ème}}$  élément et  $a_p$  sont les coefficients d'excitation optimale. Les coefficients d'excitation qui maximisent la directivité peuvent alors être déterminées comme suit :

$$\alpha = Q^+ K \quad (1.11)$$

où  $\alpha$  est le vecteur colonne contenant les p coefficients d'excitation, K est un vecteur colonne contenant les termes calculés à partir  $\vec{K}_{smn}^*(\theta_0, \varphi_0)$  et Q est la matrice contenant les termes  $Q_{smnp}$ . Le symbole + indique le pseudo-inverse.

La méthode a été validée via la conception de deux réseaux superdirectifs avec trois et cinq dipôles demi-onde à 1,36 GHz (Fig. 1.2a). Les deux réseaux présentent respectivement une directivité maximale de 10,4dBi et 14,5dBi. Ces directivités sont respectivement 3,3 dB et 7,7 dB au-dessus de la limite d'Harrington (Fig. 1.2b) [15].

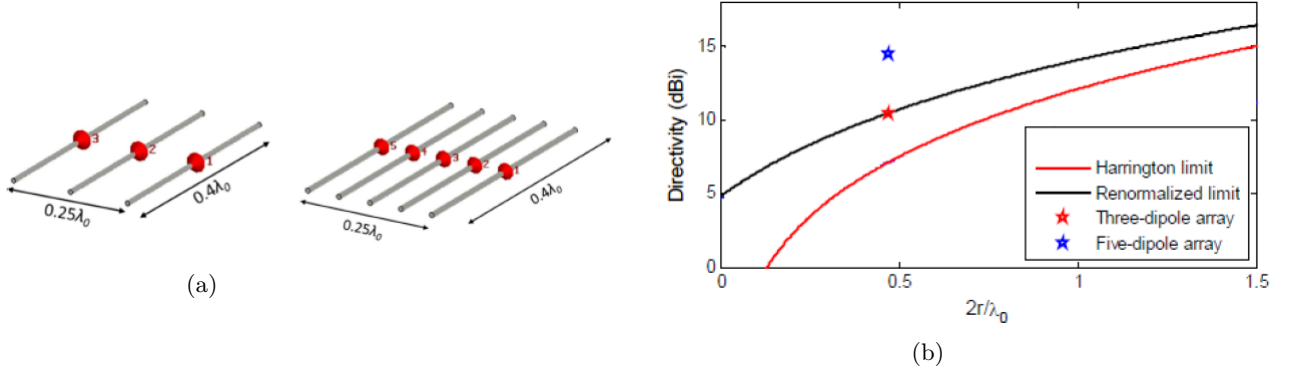


Figure 1.2 – (a) Réseaux superdirectifs à 3 et 5 dipôles (b) Directivités obtenues comparées à la limite d’Harrington.

### 1.3.1.3 Méthode basée sur la théorie des modes caractéristiques d’une antenne à N ports

Cette méthode a été développée au sein de l’IETR dans la thèse de Dr. Hussein Jaâfar [3]. Il a proposé une méthode d’optimisation des réseaux superdirectifs basée sur la théorie des modes caractéristiques d’une antenne à N ports (Network Characteristic Modes ‘NCM’). Selon cette théorie, le champ lointain total  $\vec{E}_{total}$  rayonné par une antenne peut être représenté par une somme de ses champs caractéristiques  $\vec{E}_n^{mode}$ , pondérés par les coefficients modaux  $\alpha_n$ , tel que :

$$\vec{E}_{total} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \vec{E}_n^{mode} \quad (1.12)$$

La directivité du réseau d’antennes peut être calculée comme suit :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \cdot \frac{\left| \sum_1^N \alpha_n E_n^{mode}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N \alpha_n E_n^{mode}(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta d\theta \cdot d\varphi} \quad (1.13)$$

Pour optimiser la directivité, il suffit d’optimiser les coefficients de pondération modaux  $\alpha_n$ . Par conséquent, les courants d’excitation optimale sont donnés par :

$$I_{opt} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \bar{I}_n^{mode} \quad (1.14)$$

avec  $\bar{I}_n^{mode}$  est le  $n^{ème}$  courant caractéristique de l’antenne.

Cette approche a été vérifiée via la conception d’un réseaux superdirectifs entièrement excité à deux éléments. Dans cette conception, un réseau d’alimentation à base de diviseur de Wilkinson a été utilisé afin de fournir l’excitation optimisée pour chaque élément du réseau (Figure 1.3b).

Le réseau superdirectif présente une bande de directivité à -1 dB de 23% avec un maximum de 6,1 dB (Figure 1.3d) et une large bande passante de 12% (Figure 1.3c).

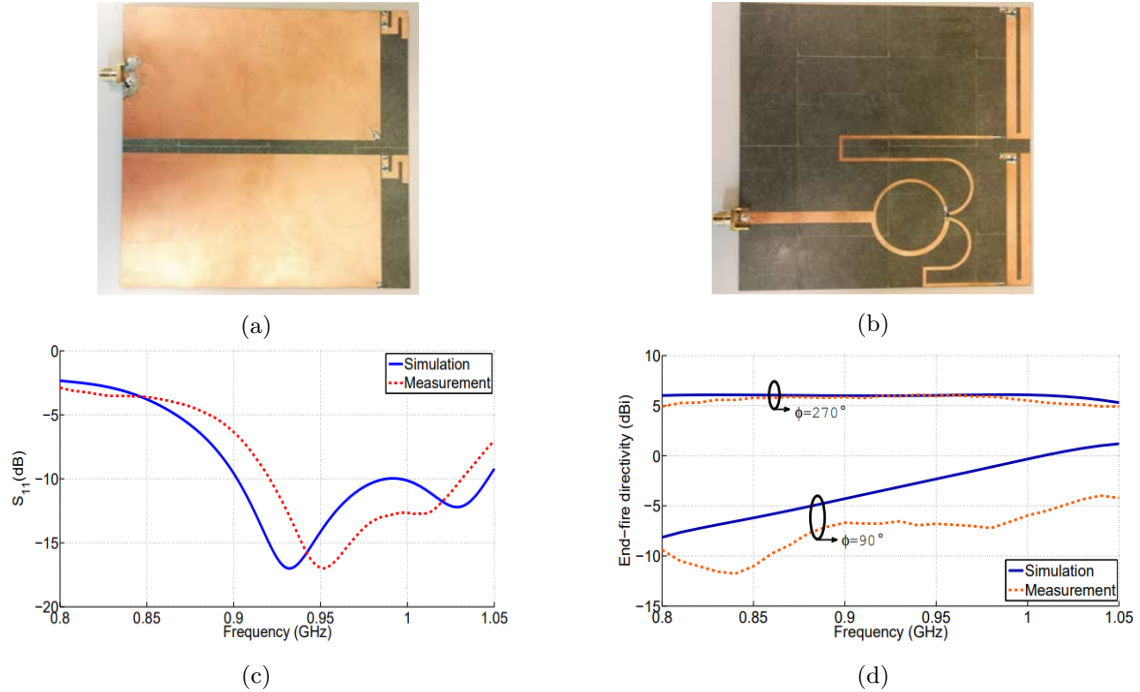


Figure 1.3 – Réseau totalement excité: (a) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) Directivité en fonction de la fréquence.

En conclusion, toutes ces méthodes optimisent la directivité en calculant les coefficients d'excitation optimaux (amplitude et phase) et aboutissent généralement aux mêmes résultats. Toutefois, les méthodes basées sur la décomposition en ondes sphériques et la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports permettent une analyse de la directivité optimisée en termes des modes sphériques ou caractéristiques de l'antenne.

### 1.3.2 Méthodes de synthèse des réseaux superdirectifs à éléments parasites

Afin d'assurer la bonne excitation, en amplitude et en phase, de chaque élément de l'antenne réseau, il est nécessaire d'utiliser un circuit d'alimentation appropriés. Il en résulte une architecture complexe et relativement encombrante en particulier pour un réseau comportant un grand nombre de sources rayonnantes. Pour pallier à ce problème, des recherches importantes ont été menées sur les réseaux superdirectifs à éléments parasites. Il s'agit d'une technique permettant de concevoir des réseaux d'antennes avec des courants d'excitation différents sur chaque élément à l'aide d'un seul point d'alimentation [16]. Pour ce faire, la technique utilise le couplage électromagnétique entre les différents éléments du réseau pour induire la distribution de courant appropriée sur chacun d'entre eux. Le courant induit sur chaque élément peut être ajusté

par différentes méthodes, notamment par la variation de l'espacement ainsi que de la longueur électrique de chaque élément comme pour les antennes Yagi [17]. Une autre méthode plus simple, consiste à appliquer une impédance spécifique sur chaque élément pour générer le courant souhaité. Dans ce cas, les charges parasites fournissent l'excitation nécessaire pour chaque élément pour avoir une directivité proche de celle obtenue dans le cas d'un réseau entièrement excité.

Ci-dessous, les méthodes pour déterminer les charges parasites optimales sont présentées.

### 1.3.2.1 Méthode basée sur l'impédance active

Dans [18], les auteurs ont introduit une méthodologie simple pour calculer les charges optimales à appliquer sur les éléments parasites en utilisant leur impédance active. Les impédances parasites optimales sont données par :

$$\begin{aligned} Z_{\text{charge}}(i) &= -Z_{\text{active}}(i) = -\frac{\{[Z] \cdot [I]\}_i}{I(i)} \\ &= R_{\text{charge}} + jX_{\text{charge}} \end{aligned} \quad (1.15)$$

avec  $R_{\text{charge}}$  et  $X_{\text{charge}}$  sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de la charge et  $I$  le vecteur des courant d'excitation optimales.

À l'aide de cette approche, un réseau superdirectif à base de deux antennes demi-boucle intégrées sur un circuit imprimé a été optimisé. En chargeant l'élément parasite par une inductance de  $L = 4.35 \text{ nH}$ , une directivité maximale de 6.8 dB a été obtenue dans la direction dite 'End-fire' avec une efficacité de rayonnement supérieure à 70 %. Cependant, l'antenne présente une faible passante de 3,6 MHz (0,4 %) et une bande de directivité à -1dB de 8 MHz (0,88 %) (Figure 1.4).

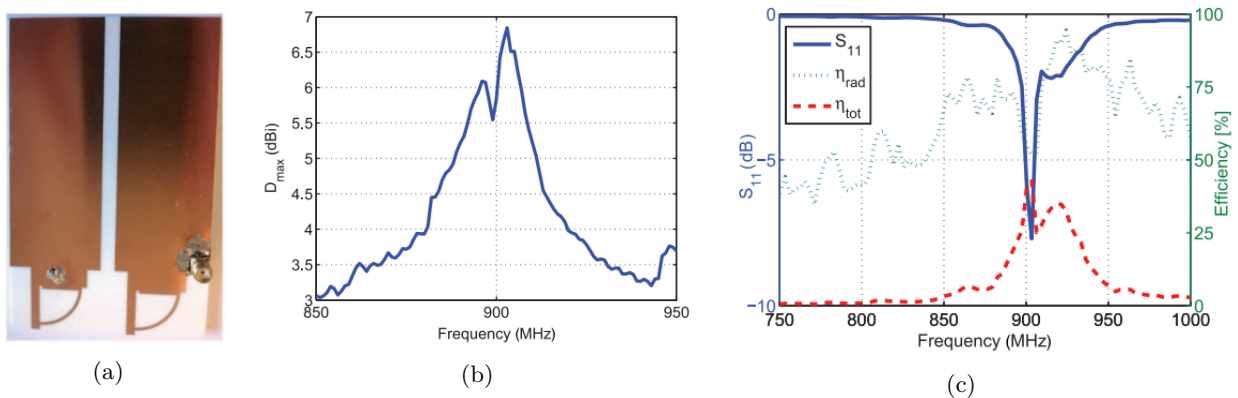


Figure 1.4 – (a) Prototype du réseau à deux antennes demi-boucle, (b) Directivité mesurée en fonction de la fréquence et (c) Efficacité et coefficient de réflexion mesurés en fonction de la fréquence [18].

### 1.3.2.2 Méthode basée sur les paramètres S du réseau d'antennes

Une approche similaire à la méthode 1.3.2.1 est proposée dans [14]. Cette approche détermine le coefficient de réflexion  $\Gamma_i$  optimale au niveau des ports parasites tel que :

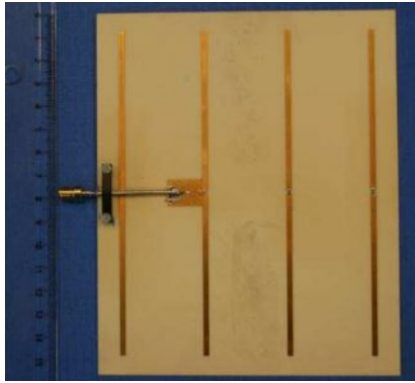
$$\Gamma_i = \frac{a_i}{\sum_{j=1}^N S_{ij} a_j} \quad (1.16)$$

avec  $a_i$  le coefficient d'excitation optimale pour le  $i^{\text{ème}}$  port et  $S_{ij}$  sont les éléments de la matrice S du réseau d'antennes. Ensuite, les charges parasites optimales sont données par :

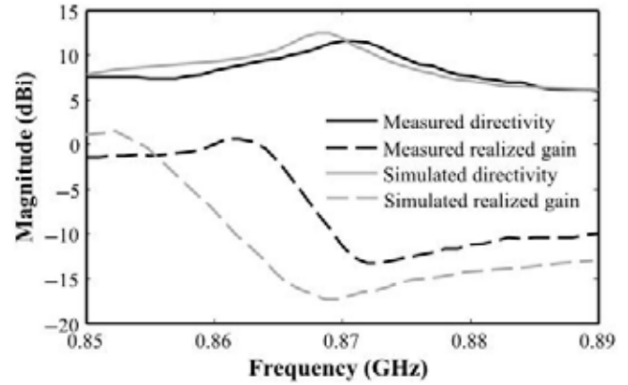
$$Z_{\text{charge}}(i) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad (1.17)$$

où  $Z_0$  est égale à  $50\Omega$ .

À l'aide de cette approche, un réseau superdirectif à éléments parasites composé de 4 dipôles imprimés, espacés uniformément de  $0,1\lambda$  à  $f = 868$  MHz a été optimisé (Figure 1.5). L'antenne mesurée présente une directivité maximale de 11,7dBi à 871MHz, une efficacité totale faible de 0,43% et un gain réalisé très faible de -12dBi. En outre, l'antenne présente une bande de directivité à -1dB très étroite de 0,34 %.



(a)



(b)

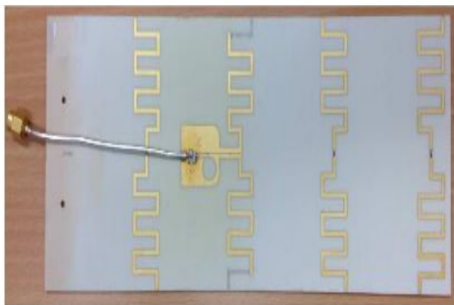
Figure 1.5 – Réseau superdirectif parasite à base des dipôles imprimés : (a) prototype réalisé avec balun monté en surface, (b) mesures de gain et de directivité en fonction de la fréquence [14].

Généralement, les deux méthodes [14] et [18] donnent les mêmes valeurs de charges parasites. Ces charges optimales présentent souvent des résistances négatives que l'on néglige étant donné que leur réalisation est très difficile.

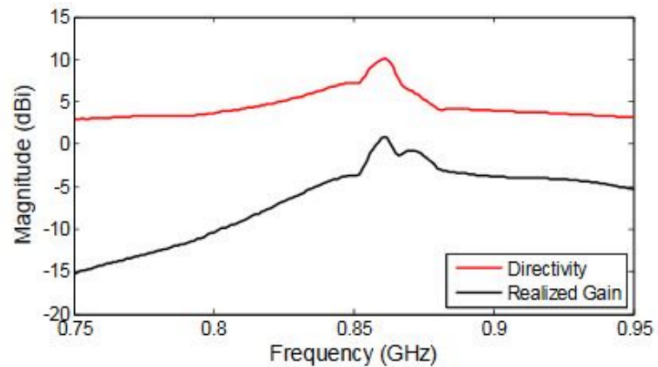
Après avoir présenté les méthodes de synthèses des réseaux superdirectifs, dans ce qui suite un état de l'art récent sur les réseaux superdirectifs est présenté.

## 1.4 État de l'art des réseaux superdirectifs

Cette section, présente un état de l'art, décrivant des conceptions de réseaux superdirectifs, ainsi que leurs performances. Bien que les réseaux superdirectifs aient été étudiés depuis des décennies, seules quelques réalisations pratiques peuvent être trouvées dans la littérature récente. Compte tenu la complexité de conception des circuits d'alimentation pour ce type de réseaux, la plupart des travaux ont été menés sur la conception et l'optimisation des réseaux superdirectifs à éléments parasites. Les premiers travaux sur ce type de réseaux ont utilisé un élément excitateur tout en court-circuitant les éléments parasites, pour leur permettre de fonctionner comme des directeurs et/ou réflecteurs passifs [19]-[31]. Cependant, cette technique nécessite une optimisation de la fréquence de fonctionnement afin d'atteindre la directivité maximale [24]. Pour surmonter ce problème, les travaux récents ont recours à appliquer des charges au niveau de ports des éléments parasites. En [32] les auteurs ont utilisé la méthode décrite en 1.3.2.2, pour concevoir un réseau superdirectif à quatre dipôles méandrés fonctionnant à  $f = 868$  MHz (Figure 1.6). La structure en méandres a permis une conception plus compacte avec un facteur de forme de  $0,26 \times 0,45\lambda^2$ . Le réseau mesuré présente une directivité maximale de 10 dBi à 861MHz, une efficacité totale faible de 12% et un gain réalisé très faible de 0.82 dBi. En outre, l'antenne présente une bande de directivité très étroite de 1.1%.



(a)



(b)

Figure 1.6 – Réseau superdirectif parasite à base des dipôles méandrés : (a) Prototype fabriqué (b) Gain et de directivité mesurés en fonction de la fréquence [32].

Un réseau superdirectif à base d'un monopôle à méandres, opérant à 900 MHz est présenté dans [33]. Le réseau est composé d'un élément actif et de trois éléments parasites, espacés d'une distance uniforme de  $0.2\lambda$ . Les charges optimales associées aux éléments parasites ont été déterminées en utilisant l'approche présenté dans 1.3.2.1. Les résultats de mesure montrent une directivité maximale de 11 dB, un rapport avant-arrière de rayonnement de 13 dB et une bande de directivité de 34MHz (3.8%). En outre, l'antenne présente une bande passante faible de 6 MHz (0.66%) et une efficacité de rayonnement de 47.3 % à la fréquence d'optimisation (Fig.



1.7).

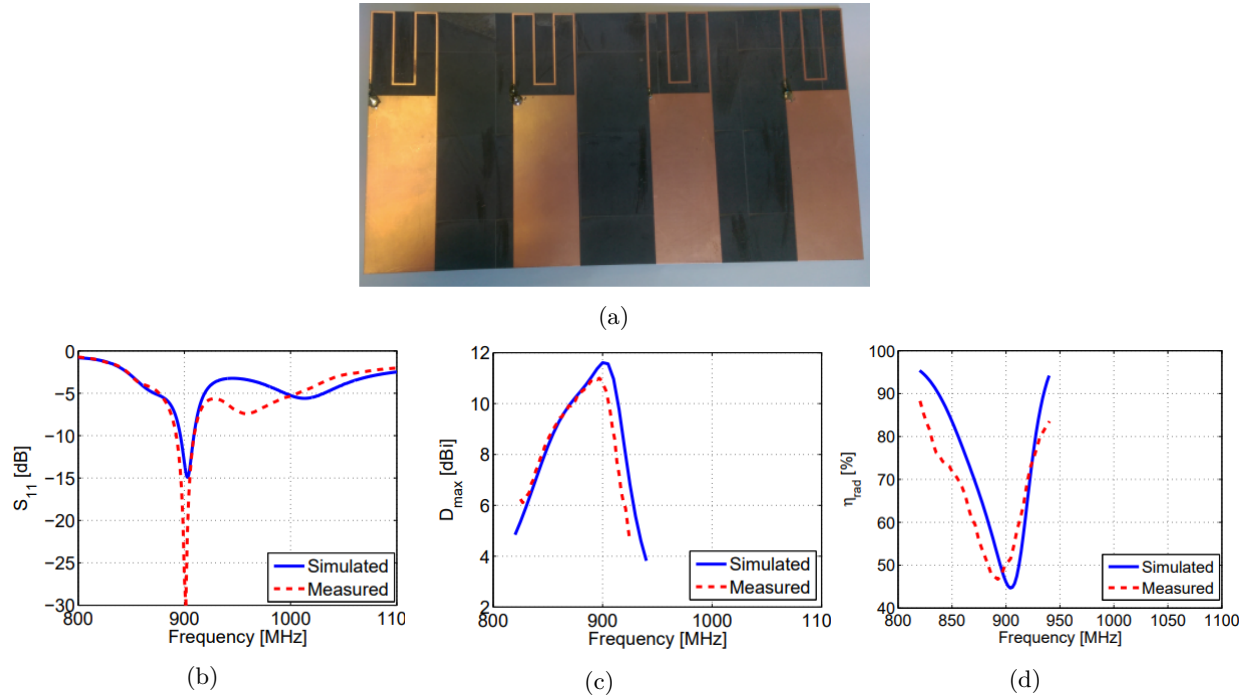


Figure 1.7 – Réseau superdirectif à quatre monopôles à méandres pliés :(a) Prototype fabriqué, (b) coefficient de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence [33].

Une autre technique d’optimisation des réseaux superdirectifs parasites a été rapportée dans [34]. Le réseau superdirectif se compose de deux boucles magnétiques électriquement petites, monté sur un plan de masse fini et espacés d’une distance de  $0,18\lambda$  (Figure 1.8). L’antenne demi boucle est excitée via couplage par un monopôle d’excitation, tandis que l’antenne boucle au dessus c’est un élément parasite. En optimisant l’écart  $g_2$ , la distribution du courant a été réglée sur l’élément parasite de manière à ce que la directivité atteigne sa valeur maximale. Le prototype mesuré présente une directivité maximale de 9.2 dBi et une efficacité de 60 %. Toutefois, l’antenne présente une faible bande passante  $<(3\text{MHz})$  (Figure 1.8).

La même antenne a été utilisée en [35] pour concevoir un réseau d’antennes superdirectif compact à trois éléments pour une application de mesure du champ proche. Le prototype fabriqué fonctionne à 435 MHz avec une bande passante de 15 MHz et une directivité supérieure à 9 dBi (Figure 1.9).

Un réseau d’antennes superdirectif est conçu pour une application d’imagerie par résonance magnétique à 300 MHz (Figure 1.10) dans [36]. Le réseau est composé de deux petites boucles imprimées de rayon de 15 mm ( $0,015\lambda$ ) et assemblées pour former un rayonnement dite ’broad-

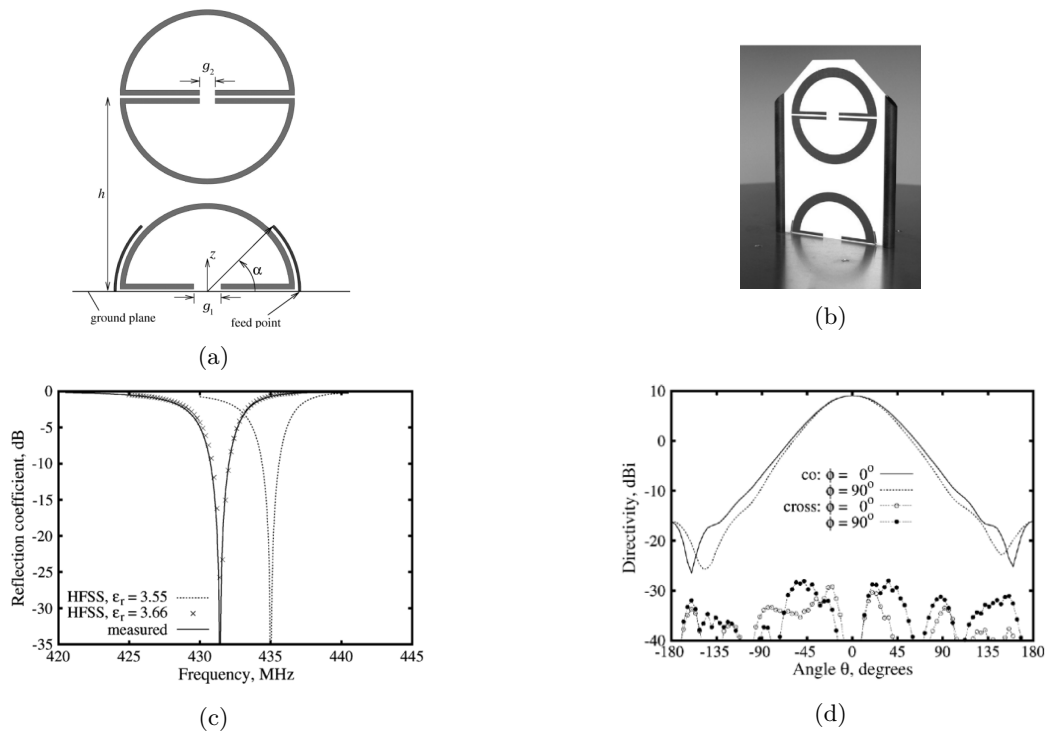


Figure 1.8 – Réseau superdirectif parasite à deux dipôles magnétiques : (a) La géométrie du réseau et (b) le prototype fabriqué, (c) Coefficient de réflexion et (d) Directivité mesurée.

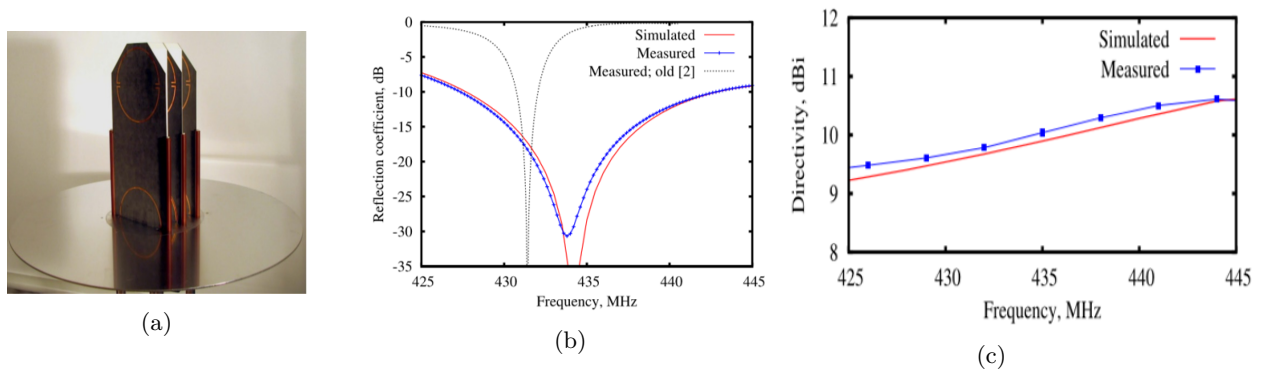


Figure 1.9 – (a) Prototype du réseau, (b) coefficients de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence [35].

side' (selon l'axe Z) (Fig. 1.10b). La boucle située en bas du réseau est alimentée par une source RF de  $50 \Omega$ , tandis que la deuxième est chargée par un condensateur accordable. La distance entre les deux éléments du réseau est de  $12,5 \text{ mm}$  ( $0,0125\lambda$ ). La figure 1.10c montre l'intensité du champ magnétique dans la direction d'optimisation et dans la direction opposée et la figure 1.10d montre l'intensité du champ en dB dans les directions avant et arrière. Le rapport avant/arrière de rayonnement est d'environ 10 dB et le réseau est 3,1 dB plus directif que l'antenne boucle

seule.

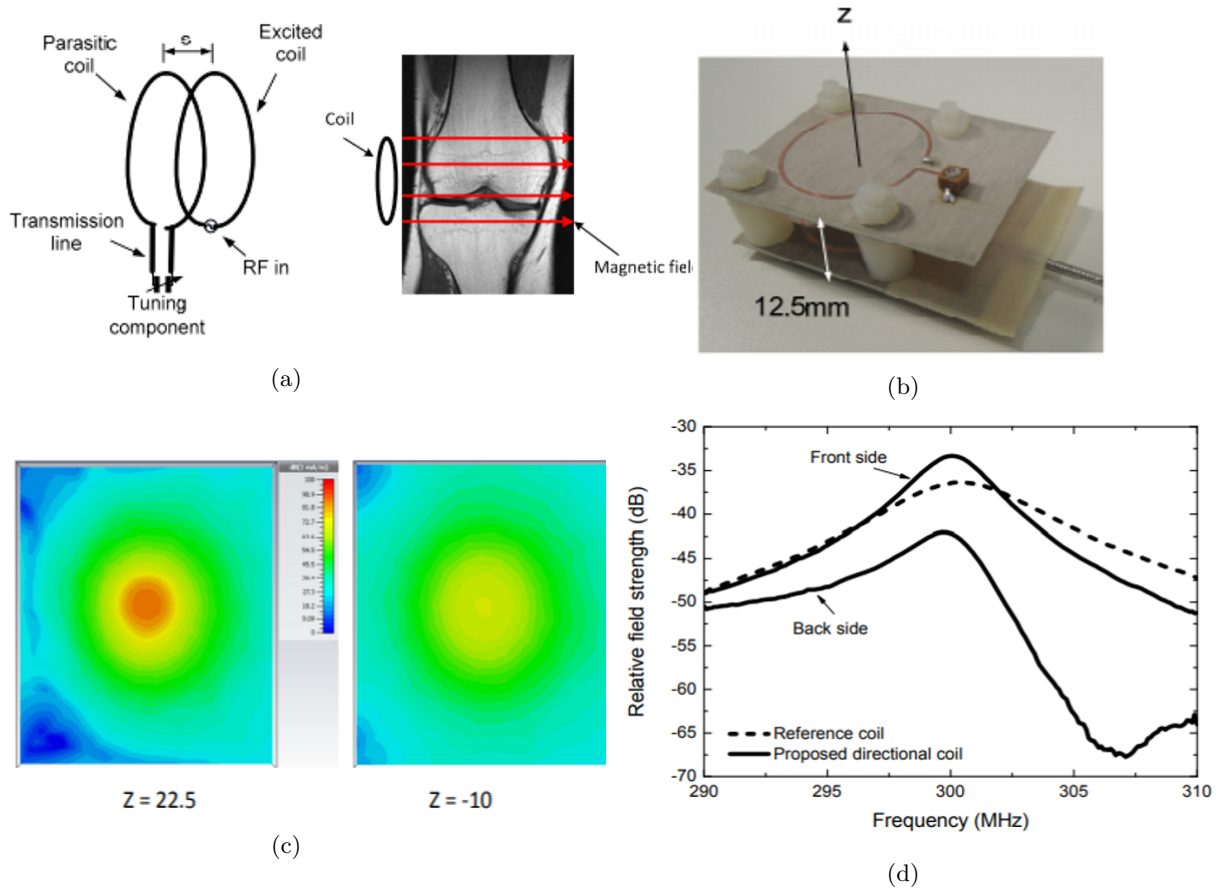


Figure 1.10 – (a) Principe de fonctionnement (b) géométrie de l'antenne (c) intensité du champ magnétique dans les directions avant et arrière et (d) intensité du champ magnétique en fonction de la fréquence.

Un réseau d'antennes superdirectif à également été développé aux fréquences optiques pour des applications photoniques dans [37]. Le réseau décrit dans la figure 1.11a est composé de résonateurs à anneau fendu, SRR (Split Ring Resonator) fortement couplées à 200 THz ( $\lambda = 1500$  nm). Un exemple de réseau à deux SRR a été étudié par simulation EM (Fig. 1.11b). L'une des SRR est alimentée par couplage EM à une source optique, tandis que l'autre SRR est en circuit ouvert. La distance de séparation entre les deux structures est de 250 nm ( $0,17 \lambda$ ). Afin d'établir un rayonnement superdirectif dans la direction 'End-fire' (axe x positif), les courants sur les deux SRR doivent satisfaire la condition suivante :  $|I_1| = |I_2|$  et  $I_2 = I_1 e^{\mp j\phi}$  avec  $\phi = 158^\circ$ . Les résultats de simulation de ce réseau d'antennes montrent une directivité maximale de 6,8 dBi dans la direction "End-fire" (Fig. 1.11c). Les courants (amplitude et phase) permettant d'atteindre cette directivité sont représentés dans la figure 1.11d. Il convient de noter que la condition de superdirectivité est satisfaite dans une bande très étroite.

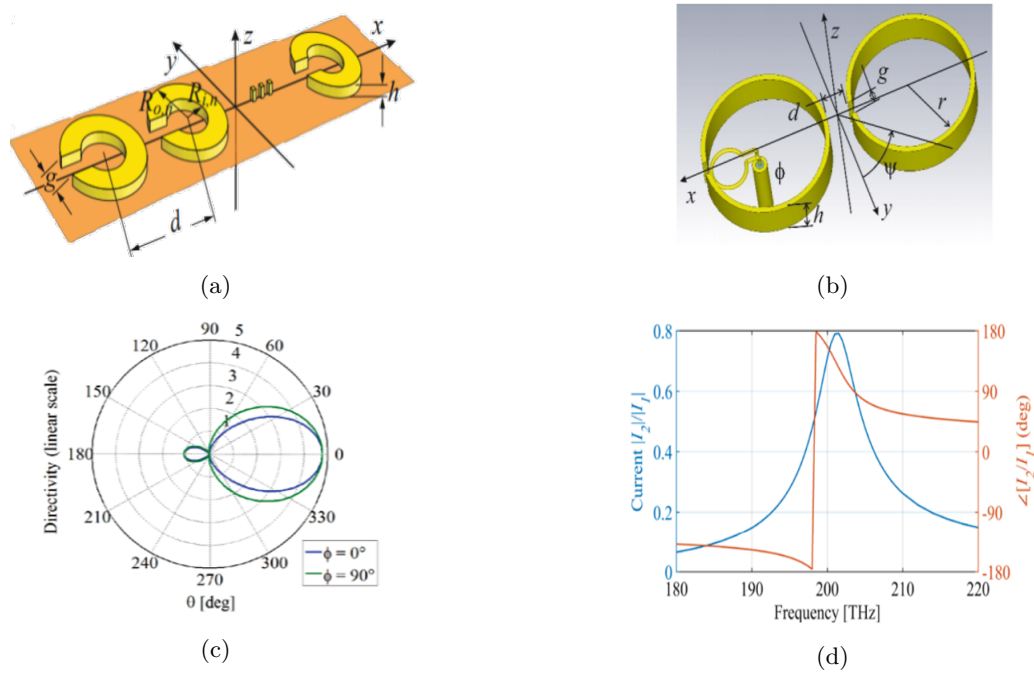


Figure 1.11 – (a) Réseau superdirectif à base de SSR, (b) Réseau superdirectif à deux SRR, (c) Directivité obtenue et (d) Amplitude et phase des courants pour l’optimisation de la directivité.

Un autre travail récent sur un réseau d’antennes superdirectif parasite est présenté dans [38]. Il s’agit d’un réseau de deux dipôles fonctionnant à 5,8 GHz, imprimés sur un substrat FR4 trapézoïdal (Fig. 1.12). Le dipôle excité est de longueur de  $0,3\lambda$  tandis que l’élément parasite (court-circuité) est de  $0,37\lambda$ . Les deux dipôles sont espacés de  $0,12\lambda$ . Ce réseau présente une directivité maximale simulée de 9,17 dBi avec un gain de 8,69 dBi. La directivité obtenue est intéressante compte tenu du nombre de dipôles utilisés dans le réseau. Cependant, la taille électrique de l’antenne est grande  $kr = 9$ .

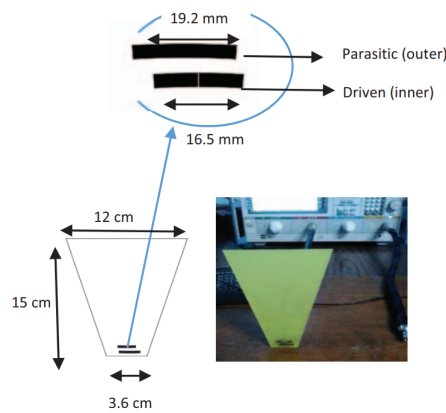


Figure 1.12 – Géométrie de l’antenne

Les auteurs en [39] présentent un réseau superdirectif conçu avec deux antennes hélicoïdales couplées à 1,5 GHz. Comme le montre la figure 1.13a, les deux antennes hélices sont enroulées sur un support polylactide (PLA) de permittivité  $\epsilon_r = 2.6 + 0.04j$ . La première hélice est alimentée via couplage inductif par une boucle et la seconde est en circuit ouvert. Les paramètres géométriques de l'antenne sont optimisés afin d'adapter l'antenne à 1,5 GHz. En revanche, la distance inter-élément est réglée pour optimiser la directivité. Pour une distance optimale de 16 mm ( $\lambda/12$ ) le réseau d'antennes présente une taille électrique  $ka = 0.29$ , une directivité maximale de 7 dBi, un gain de 4,95 dBi, une bande de directivité ( $D_{\max-3\text{dB}}$ ) de 14 MHz (Fig.1.13c) et une bande passante de 81 MHz (Fig.1.13b).

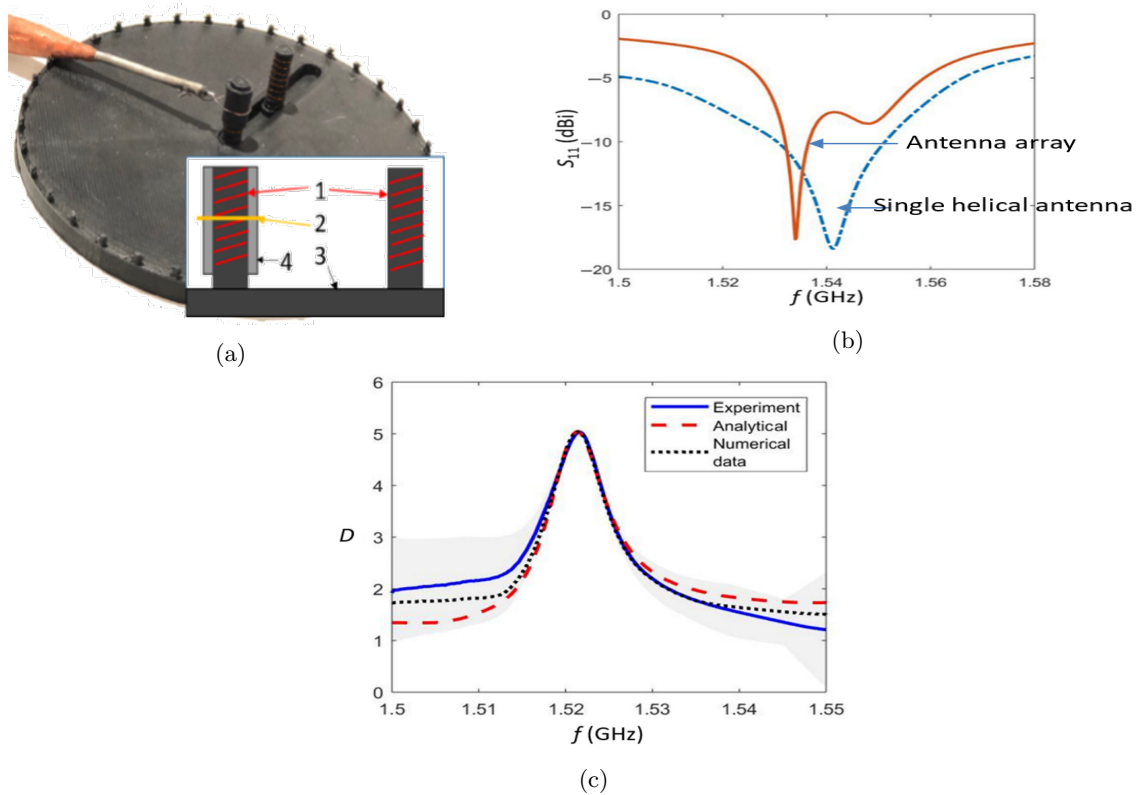


Figure 1.13 – (a) Réseau superdirectif à deux hélices, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La géométrie d'un réseau circulaire superdirectif à commutation de faisceau est étudiée dans [40]. Le réseau circulaire est composé de 9 éléments dipolaires symétriques d'une hauteur de 70 mm ( $\lambda/5$  à 868 MHz) (Fig 1.14a). L'élément au centre est alimenté par une source RF de  $50 \Omega$  à travers un circuit balun imprimé tandis que les éléments aux bords sont chargés en parasites avec des impédances complexes optimisées. L'antenne est conçue avec une capacité de commutation électronique de faisceau pour l'application de lecteur RFID dans la bande de fréquence UHF. Un plan de masse flottant est utilisé dans la géométrie de l'antenne afin de faciliter l'intégration

des dispositifs électroniques nécessaires pour contrôler la commutation de faisceau, sans affecter le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le réseau d'antennes proposé, permet d'obtenir un gain réalisé maximal de 4 dBi (Fig 1.14b) orienté dans 8 directions du plan horizontal (Fig 1.14c), une directivité maximale de 8,5 dBi et une bande de directivité à -1 dB de 10 MHz.

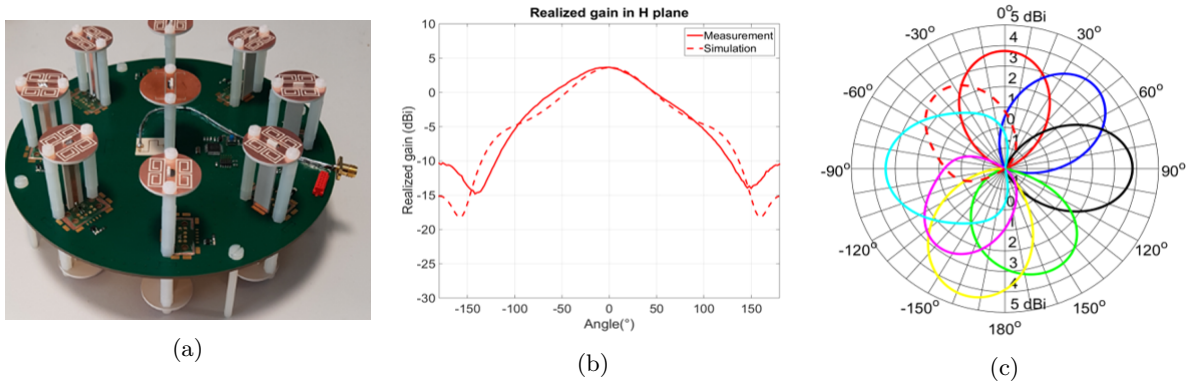


Figure 1.14 – (a) Géométrie de l'antenne, (b) Simulation et mesure du gain réalisé dans le plan horizontal et (c) Diagrammes de rayonnement orientés dans le plan horizontal à 868 MHz.

Une géométrie identique d'un réseau superdirectif à 5 éléments fonctionnant entre [758-803 MHz] est proposée dans [41]. Le réseau est composé d'un élément excitateur au centre et 4 éléments parasites chargés par des impédance complexe. L'antenne est conçue avec des capacités de balayage de faisceaux dans le plan horizontal avec une simple permutation des charges sur les éléments parasites. Le réseau simulé présente un gain IEEE supérieur à 9 dBi dans toutes les directions du plan horizontal et sur toute la bande entre [758-803 MHz]. Cependant, il n'y a pas d'informations explicite sur son adaptation et sa bande passante (Fig. 1.15).

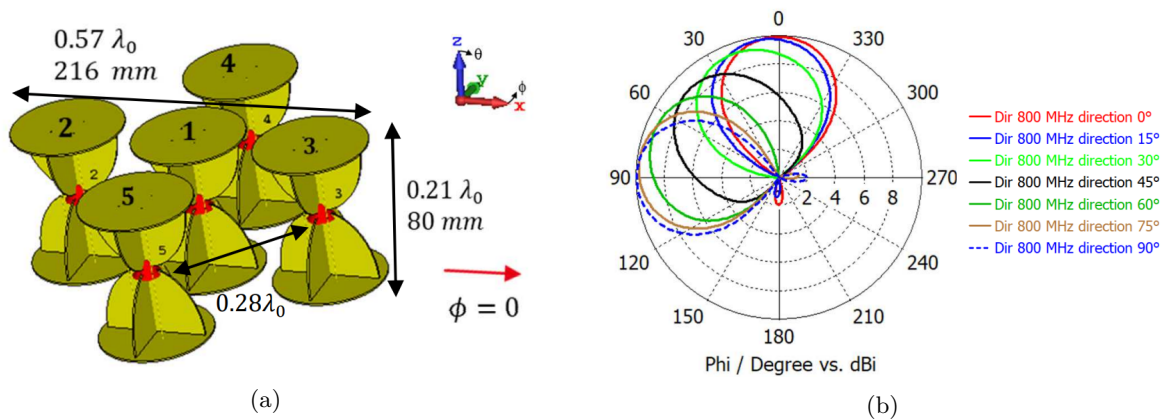


Figure 1.15 – (a) Géométrie de l'antenne, (b) Diagrammes de rayonnement simulés orientés dans le plan horizontal à 800 MHz.

Un réseau supergain à trois dipôles imprimés est présenté dans [42]. Il s'agit d'un réseau à éléments parasites dont l'élément centrale est alimenté à l'aide d'un balun imprimé alors que

les éléments parasites sont chargés par des impédances qui optimisent le gain. Les résultats de mesure montrent une directivité et un gain IEEE maximaux respectivement de 9.1 dBi et 8.6 dBi à 840 MHz. Cependant, le réseau présente une faible bande (à -1dB) de directivité et de gain respectivement de 2.4% et 3 % (Fig. 1.16).

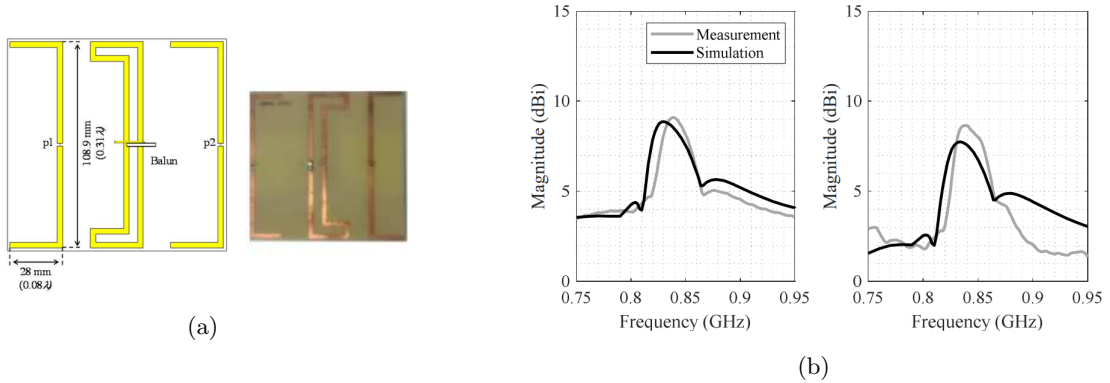


Figure 1.16 – Réseau supergain à trois dipôles (a) Géométrie de l’antenne, (b) Simulation et mesure de la directivité et du gain en fonction de la fréquence.

Dans [43], un réseau supergain électriquement petit ( $kr=1$ ) opérant à 916 MHz est proposé. Le réseau consiste en deux dipôles méandre étroitement espacés en miroir par rapport à leur point d’excitation (Fig. 1.17a). Pour obtenir un gain élevé, l’élément parasite est chargé par une impédance qui optimisent le gain de l’antenne au lieu de sa directivité. Le réseau simulé présente un gain réalisé de 6.5 dBi (Fig. 1.17b), soit 0.5 dBi au-dessus de la limite d’Harrington.

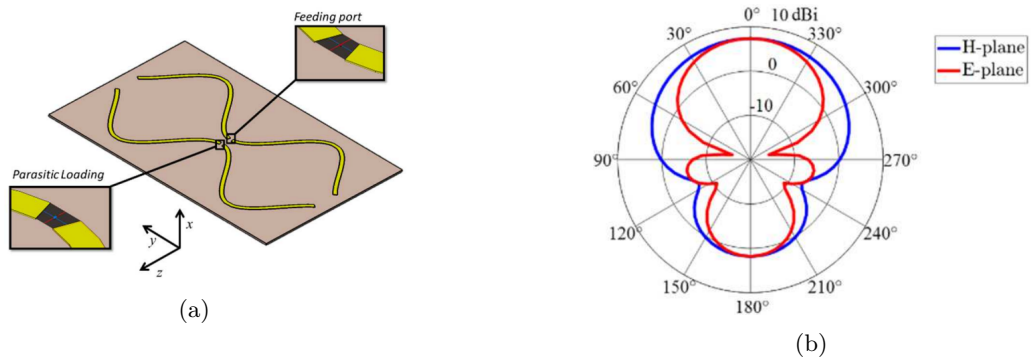


Figure 1.17 – Réseau supergain électriquement petit : (a) Géométrie de l’antenne, (b) Digramme de rayonnement simulé à 916 MHz.

Un réseau superdirectif parasite à double polarisation (linéaire) à base antennes magnéto-électriques est proposé dans [44]. Le réseau est composé de trois source de Huygens à base d’un dipôle magnéto-électrique à deux ports et une plaque métallique circulaire comme le montre la figure 1.18a. La plaque circulaire contribue non seulement à la performance de l’antenne, mais

réduit également la sensibilité du système aux interfaces mécaniques montées derrière le réseau. Deux optimisations ont été réalisées. La première optimise la directivité pour un seul point de fréquence. Cette optimisation donne lieu à une directivité optimale de 12.4 dBi à 160 MHz et une faible bande de directivité d'environ 1,86%. La seconde optimisation a ensuite été réalisée afin d'élargir la bande de directivité. L'optimisation dans une large bande donne une directivité maximale de 10,1 dBi mais avec une large bande de directivité à -1 dB de 10 % (Fig. 1.18c). La directivité résultante dépasse la limite d'Harrington sur une bande de fréquence de 9 %. Cependant, le réseau présente une bande passante étroite de 3.8% et une très faible efficacité de rayonnement d'environ 17% (Fig. 1.18d).

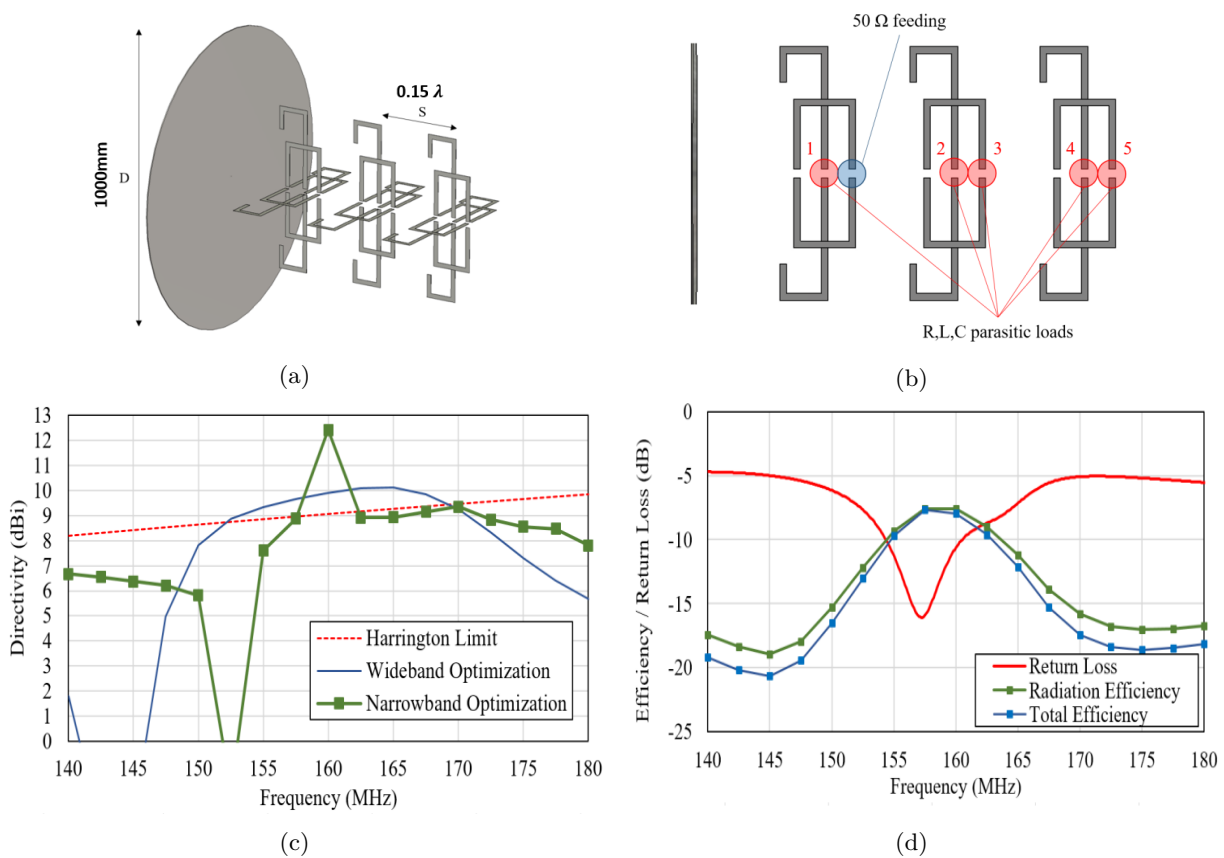


Figure 1.18 – Réseau superdirectif parasite à base d’antennes magnéto-électriques : (a) Géométrie du réseau, (b) Positions de l’excitation et de charges parasites, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) coefficient de réflexion et l’efficacité en fonction de la fréquence.

D’autres travaux proposent d’utiliser l’électronique active afin d’améliorer la largeur de bande de directivité des réseaux superdirectifs [45]-[49]. Dans [45], il a été constaté que, pour obtenir une directivité large bande, les charges des éléments parasites d’un réseau à 3 dipôles espacés de  $0,1\lambda$  (Figure 1.19a) doivent avoir un comportement non-Foster (capacité ou inductance négatives) (Figure 1.19b). Avec ces charges actives, des résultats numériques ont montré la possibilité de



stabiliser la directivité du réseau sur une large bande de fréquence (Figure 1.19c).

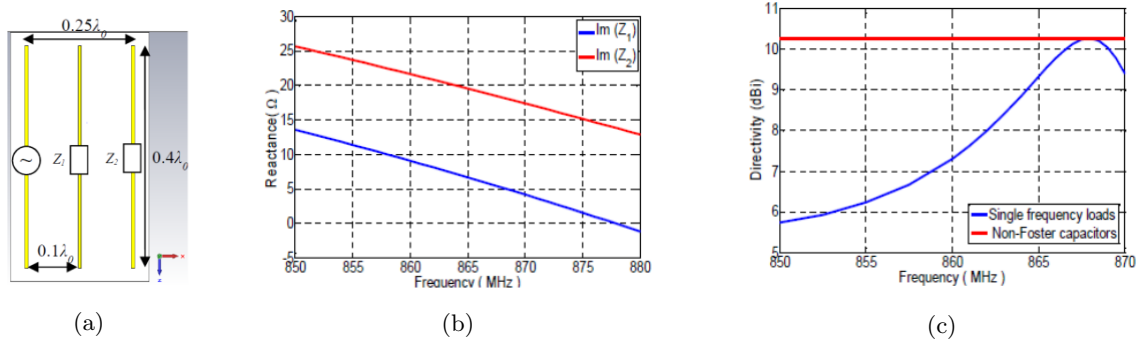


Figure 1.19 – Antenne parasite proposée dans [45]. (a) géométrie du réseau, (b) réactance des charges optimales associées aux éléments parasites, et (c) directivité maximale simulée en fonction de la fréquence.

Un autre exemple d'utilisation de charges non-Foster est rapporté dans [46]. La géométrie de l'antenne proposée est composée de deux dipôles demi-onde (à 1,2 GHz) imprimés et espacés de  $0,17 \lambda$ . Le dipôle d'excitation est alimenté par un balun pour assurer une excitation équilibrée (Figure 1.20a) tandis que le second est chargé par une impédance active, dont le comportement est illustré sur la figure 1.20b. Cette impédance a été calculée pour maximiser la directivité de l'antenne sur toute la bande de fréquences entre [800-1500 MHz], et réalisée à l'aide d'un convertisseur d'impédance négative (NIC)[47]. Figure 1.20c présente la directivité de l'antenne en fonction de la fréquence. La courbe rouge montre la directivité optimale lorsque l'antenne est chargée avec l'impédance théorique optimale. Cette directivité est de 7,3 dBi sur toute la bande souhaitée [800-1500 MHz]. La courbe bleue montre la directivité de l'antenne chargée par l'impédance obtenue avec le circuit non-Foster fabriqué. Grâce à ce circuit actif, l'antenne présente une bande de directivité à -1 dB de 230 MHz entre [1150-1380 MHz] avec un maximum de 7,3 dBi. La courbe noire correspond à l'antenne chargée avec une charge passive optimisée. Avec cette charge passive, l'antenne présente une directivité maximale de 6,4 dBi. La figure 1.20d compare les diagrammes de rayonnement de l'antenne à charge active (circuit fabriqué) et de l'antenne à charge passive. La charge active permet d'atteindre la directivité maximale théorique et de la maintenir dans une large bande de fréquences par rapport à la charge passive.

Néanmoins, dans un cas pratique, l'intégration de cette charge active sur l'élément parasite peut conduire à une perte des performances optimales, compte tenu de son encombrement d'une part et la sensibilité des réseaux superdirectifs d'autre part. En outre la grande résistance associée à ce type de charges peut conduire à une dégradation significative de l'efficacité de l'antenne.

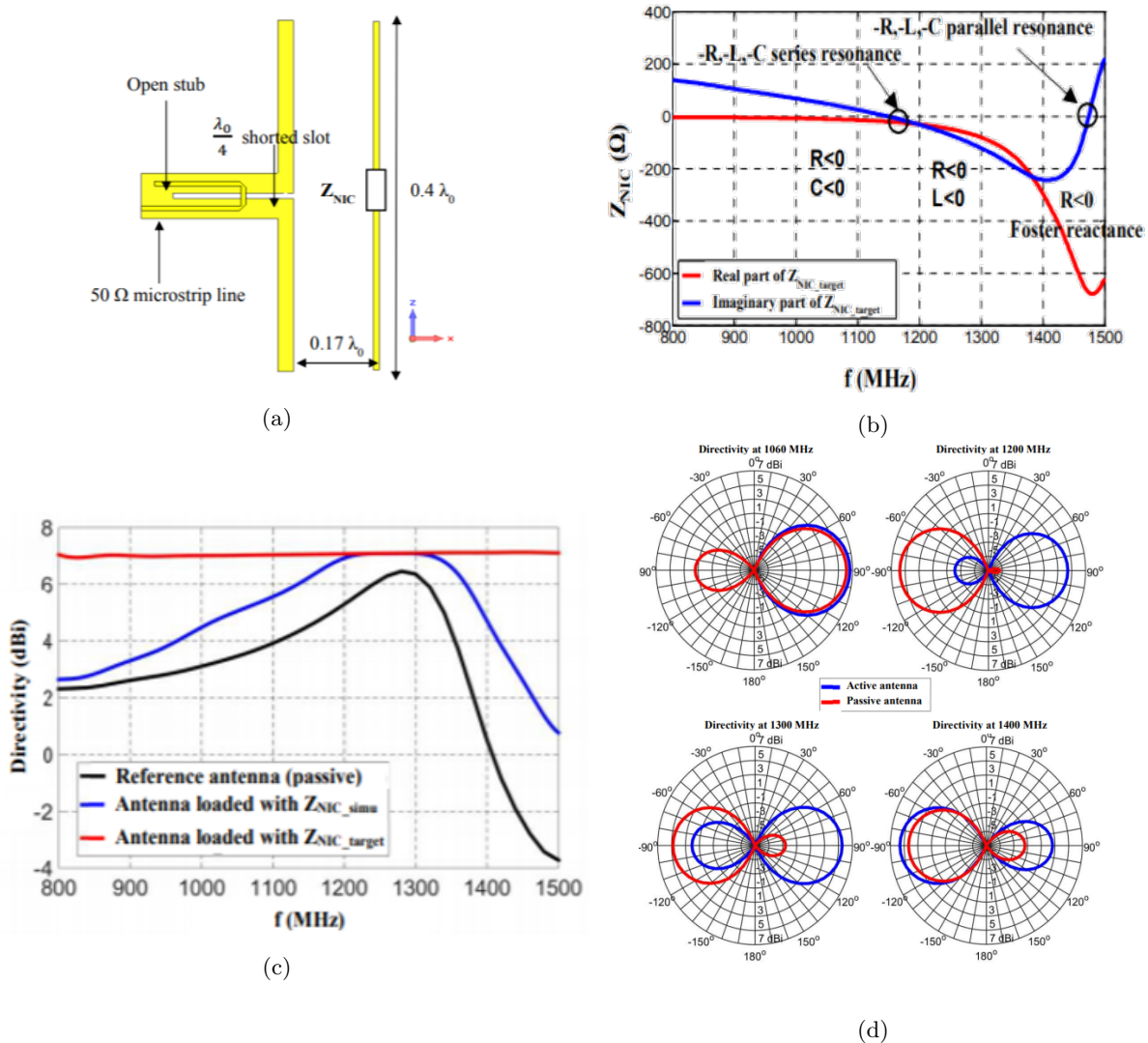


Figure 1.20 – (a) Géométrie de l’antenne, (b) Impédance optimale, (c) Directivité en fonction de la fréquence (d) Diagrammes de rayonnement de l’antenne active et de l’antenne passive.

## 1.5 Limites des réseaux superdirectifs

Malgré leurs avantages en termes de directivité et compacité, les réseaux superdirectifs sont souvent considérés comme peu pratiques en raison de leur sensibilité élevée, leur faible efficacité, leur faible gain ainsi que de leur bande passante très étroite. Ces performances se dégradent considérablement pour des configurations présentant un couplage électromagnétique fort telles que les réseaux à faible distance de séparation ou/et les réseaux avec un nombre d’éléments supérieur à 2. Dans [50], les auteurs présentent une étude sur les limites théoriques et pratiques des réseaux superdirectifs, effectuée sur un réseau à  $N$  sources isotropes espacé d’une distance  $d$

entre  $[0-0.5\lambda]$ . À travers cette étude, il a été démontré que la sensibilité du réseau à l'excitation, amplitude et phase, augmente à mesure que  $\mathbf{N}$  augmente et/ou que  $\mathbf{d}$  diminue (Figure 1.21). En outre, la puissance rayonnée normalisée diminue plus rapidement à mesure que la distance de séparation diminue. Cette diminution devient notable lorsque le nombre des sources  $\mathbf{N}$  augmente (Figure 1.22). Cela se traduit par une efficacité de rayonnement ainsi qu'un gain très faible. En outre, les réseaux superdirectifs présentent une très faible bande passante, même avec l'utilisation d'un circuit d'adaptation externe. Cela est principalement due au facteur de qualité élevé de ce type de réseaux.

Enfin, une limitation pratique des réseaux superdirectifs consiste dans le besoin des résistances négatives pour transformer les réseaux totalement excités en configurations à éléments parasites. Ainsi, en négligeant ces résistances (dont la réalisation est très complexe), la directivité atteinte diminue par rapport à celle d'un réseau entièrement excité.

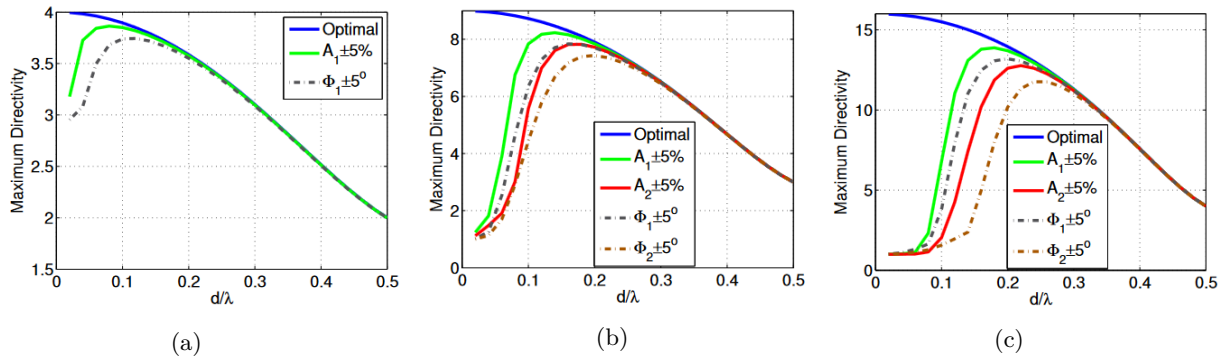


Figure 1.21 – Sensibilité des réseaux superdirectifs en fonction du nombre d'éléments (a) deux éléments, (b) trois éléments et (c) quatre éléments.

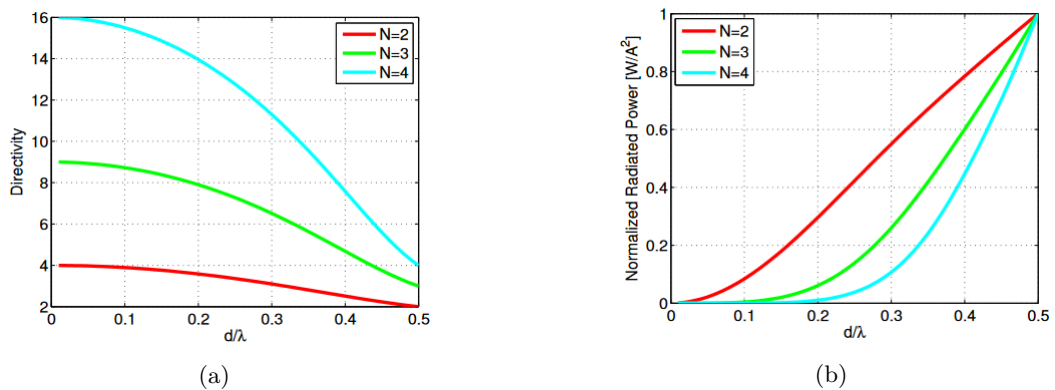


Figure 1.22 – Performances du réseau à  $N$  éléments isotrope en fonction de la distance de séparation : (a) directivité dans la direction 'End-fire' et (b) puissance rayonnée normalisée.

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les réseaux superdirectifs ont été définis et leurs différentes méthodes d'optimisation ont été présentées. Un état de l'art récent sur ce type de réseaux a été également présenté. Bien que ce type d'antennes ait été étudié depuis des décennies, seules quelques réalisations pratiques peuvent être trouvées dans la littérature récente. Généralement, ces réalisations présentent de nombreuses limitations notamment, une bande passante très étroite, une faible efficacité et par conséquent un très faible gain. Ces limitations rendent les réseaux superdirectifs inadaptés pour répondre aux besoins des technologies sans fil de nouvelles générations.

Dans ce contexte, dans cette thèse on s'intéresse au développement de nouvelles méthodes ou à l'amélioration des méthodes déjà développées en introduisant des optimisation multi-objectif permettant d'inclure d'autres paramètre de l'antenne en plus de sa directivité, à savoir son efficacité de rayonnement ainsi que sa bande passante dans le processus d'optimisation. Ces méthode feront l'objet des chapitres qui suivent.

# SYNTHÈSE DES RÉSEAUX SUPERDIRECTIFS À ÉLÉMENTS PARASITES.

---

Les réseaux d'antennes compactes et superdirectifs constituent une solution innovante et attrayante pour répondre à la fois aux besoins de formation de faisceaux et d'intégration dans des volumes restreints. En formant un réseau d'antennes étroitement espacées (distance de séparation  $< 0.25 \lambda$ ) et en ajustant le courant d'excitation de chaque élément, en amplitude et en phase, une directivité importante appelée superdirectivité peut être atteinte. Cependant, une telle configuration dite "Fully driven" ou totalement excitée, nécessite des circuits d'alimentation complexes pour assurer la bonne excitation, en amplitude et en phase, de tous les éléments du réseau. La conception d'un tel circuit n'est pas toujours aisée surtout pour un réseau avec un grand nombre d'éléments rayonnants.

Pour surmonter ce problème, les réseaux superdirectifs à éléments parasites constituent une alternative intéressante. Dans cette configuration, un réseau d'alimentation n'est plus nécessaire puisqu'une seule antenne est alimentée tandis que les ports des autres éléments en parasite sont chargés. Avec le bon choix de l'antenne excitatrice et les valeurs optimales des charges parasites, les réseaux superdirectifs à éléments parasites atteignent des directivités similaires aux configurations totalement excitées. La méthode classique pour la synthèse des réseaux superdirectifs à éléments parasites consiste à charger ces derniers par l'opposé de leurs impédances actives [18]. Cependant, cette technique donne lieu à des résistances négatives que l'on néglige souvent, compte tenu que leur mise en œuvre est très complexe. Cela conduit à une baisse de directivité, surtout si la résistance négative négligée est importante.

Pour pallier ce problème, dans ce chapitre une méthode simple pour déterminer les valeurs optimales des charges parasites, basée sur la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à  $N$  ports, est présentée. Pour expliquer la procédure d'optimisation, le chapitre est organisé comme suit : une formulation du problème est donnée dans la première section. La deuxième section présente le formalisme théorique utilisé ainsi que l'approche d'optimisation proposée. Dans la troisième partie, la méthode proposée est appliquée sur plusieurs exemples de réseaux

d'antennes superdirectifs et comparée avec la méthode classique.

## 2.1 Formulation du problème

Dans cette section, les réseaux superdirectifs totalement excités sont présentés et la difficulté de la conception de leur circuit d'alimentation est mise en avant. Ensuite, le principe des réseaux superdirectifs à éléments parasite est défini et leur méthode d'optimisation classique est présentée.

### 2.1.1 Réseaux superdirectifs entièrement excités

Considérons un réseau linéaire de  $N$  antennes espacées d'une distance  $d < 0.25\lambda$  (Fig. 2.1). Soit  $E_n(\theta, \varphi)$  le champ électrique lointain (complexe) rayonné par la  $n^{\text{ème}}$  antenne dans l'environnement de son réseau. Le champ total  $E_{total}$  rayonné par le réseau d'antennes pour une excitation arbitraire  $I_n$  est donné par la formule suivante :

$$\vec{E}_{total} = \sum_{n=1}^N I_n \vec{E}_n(\theta, \varphi) \quad (2.1)$$

Avec  $I = [I_1, \dots, I_n]$  est le vecteur des coefficients d'excitation des ports des éléments du réseau.

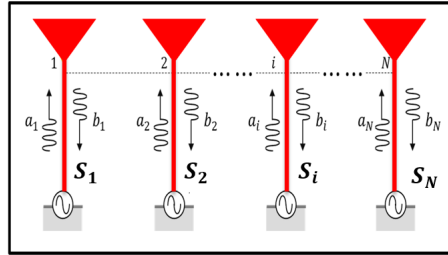


Figure 2.1 – Antenne Réseau à  $N$  éléments alimentés par  $N$  sources d'excitation  $S_i$ .

La directivité de l'antenne réseau dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  peut être exprimée sous la forme suivante :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{\left| \sum_1^N I_n \vec{E}_n(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N I_n \vec{E}_n(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta \, d\theta d\varphi} \quad (2.2)$$

$$= 4\pi \frac{I^* \cdot F \cdot I}{I^* \cdot U \cdot I} \quad (2.3)$$

avec

$$U_{m,n} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}_m(\theta, \varphi) \cdot \vec{E}_n^*(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi \quad (2.4)$$

et

$$F_{m,n} = \vec{E}_m^*(\theta_0, \varphi_0) \cdot \vec{E}_n(\theta_0, \varphi_0) \quad (2.5)$$

En optimisant le vecteur d'excitation  $\mathbf{I}$ , la directivité de l'antenne peut être optimisée dans une direction souhaitée  $(\theta_0, \varphi_0)$ . Nous avons présenté dans le chapitre précédent, plusieurs méthodes pour calculer les coefficients d'excitation optimaux [3],[13] et [14]. Néanmoins, pour assurer cette excitation optimale, en amplitude et en phase, il est nécessaire d'utiliser un circuit d'alimentation appropriés. La conception de ce circuit n'est pas toujours aisée surtout pour un réseau avec un grand nombre d'éléments rayonnants. En effet, à mesure que le nombre d'éléments augmente et/ou que la distance inter-éléments diminue, le réseau superdirectif devient très sensible aux petites incertitudes sur l'excitation. Par conséquent, une grande précision sur l'amplitude et la phase de l'excitation est nécessaire. Cette précision accrue fait de la conception du réseau d'alimentation la partie la plus difficile de la conception d'un réseau superdirectif [13].

Pour surmonter ce problème, des réseaux superdirectifs à éléments parasites sont largement étudiés. Ce type de réseaux est défini ci-dessous et sa méthode de synthèse classique est présentée.

### 2.1.2 Réseaux superdirectifs à éléments parasites

Afin d'éviter la complexité de la conception du réseau d'alimentation pour un réseau totalement excité, les réseaux superdirectifs à éléments parasites sont largement utilisés. Dans cette configuration, une seule antenne est alimentée alors que les ports des autres éléments dits parasites sont chargés, court-circuités ou en circuit ouvert. Ces deux derniers états ne sont qu'un cas particulier du premier, notamment lorsque l'impédance de la charge tend vers zéro (court-circuit) ou une très grande valeur (circuit ouvert). L'optimisation des réseaux superdirectifs à éléments parasites consiste alors à trouver l'ensemble des valeurs des charges parasites optimales, permettant de générer le courant adéquat sur chaque élément du réseau afin de maximiser la directivité dans la direction souhaitée. Ci-dessous, la méthode classique pour déterminer les charges parasites optimales est présentée et sa limitation est mis en avant. Ensuite une méthode d'optimisation simple est proposée afin d'y pallier.

### 2.1.3 Méthode Classique

Rappelons la méthode classique pour calculer les valeurs des charges parasites décrite dans le paragraphe (1.3.2.1) du chapitre 1. Cette approche consiste à convertir le vecteur des courants d'excitation  $[\mathbf{I}]$  qui optimisent la directivité dans une direction donnée  $(\theta_0, \varphi_0)$  en charges en utilisant la matrice d'impédance du réseau d'antennes  $[\mathbf{Z}]$ . Dans ce cas, l'impédance optimale

pour la  $i^{\text{ème}}$  antenne parasite est simplement l'opposée de son impédance active [18] :

$$\begin{aligned} Z_{\text{charges}}(i) &= -Z_{\text{active}}(i) = -\frac{\{[Z] \cdot [I]\}_i}{I(i)} \\ &= R_{\text{charges}} + jX_{\text{charges}} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Selon l'équation 2.6, les impédances des charges optimales possède souvent une partie réelle  $R_{\text{charges}}$  (résistance) négative que l'on néglige, compte tenu que leur mise en œuvre est très complexe. Par conséquent, la charge parasite optimale est remplacée par sa partie imaginaire  $X_{\text{charges}}$  (charge réactive: capacité ou inductance). Cette simplification sur les valeurs des charges conduit à des directivités plus faibles que celles obtenues avec un réseau totalement excité, surtout si la partie réelle négligée est importante et/ou la distance inter-éléments du réseau est faible.

Pour surmonter ce problème, en ce qui suite une approche d'optimisation basée sur la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports est proposée. À l'aide de cette théorie, une formule de directivité des réseaux à éléments parasites est dérivée. Ensuite, une optimisation des valeurs des charges parasites est effectuée en limitant l'optimisation uniquement sur des charges à parties réelles positives. Pour montrer son utilité, l'approche proposée est utilisée pour la conception et l'optimisation de différents réseaux superdirectifs et comparée avec la méthode classique (2.1.3).

## 2.2 Théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports

La théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports, noté NCM (Network Characteristic Mode) est une méthode numérique permettant de décrire les modes propres d'une antenne à plusieurs ports (Fig. 2.2) en fonction de sa matrice d'impédance [51].

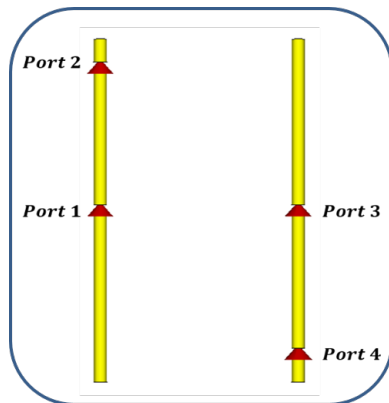


Figure 2.2 – Exemple d'une antenne à N ports (N=4).

Les modes caractéristiques d'une antenne à N ports sont obtenus à partir du problème aux



valeurs propres généralisé :

$$[\mathbf{X}]\bar{\mathbf{J}}_n = \lambda_n[\mathbf{R}]\bar{\mathbf{J}}_n \quad (2.7)$$

où  $\mathbf{X}$  et  $\mathbf{R}$  sont respectivement les parties imaginaire et réelle de la matrice d'impédance de l'antenne à  $N$  ports.  $\lambda_n$  et  $\bar{\mathbf{J}}_n$  sont respectivement la  $n^{\text{ème}}$  valeur propre et son courant caractéristique (vecteur propre) correspondant.

Pour une antenne à  $N$  ports chargés par des charges (impédance) complexe, l'équation à valeurs propres 2.7 devient [51] :

$$[\mathbf{X} + \mathbf{X}_{\text{charges}}]\bar{\mathbf{I}}_n = \gamma_n[\mathbf{R} + \mathbf{R}_{\text{charges}}]\bar{\mathbf{I}}_n \quad (2.8)$$

où  $X_{\text{charges}}$  et  $R_{\text{charges}}$  sont respectivement la partie imaginaire et la partie réelle de la matrice diagonale des charges.  $\bar{\mathbf{I}}_n$  et  $\gamma_n$  sont respectivement les nouveaux vecteurs et valeurs propres en tenant compte l'effet des charges.

Le courant sur chaque port de l'antenne peut être représenté en fonction des courants modaux comme suit :

$$\bar{\mathbf{I}} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \bar{\mathbf{I}}_n \quad (2.9)$$

où  $\alpha_n$  sont des coefficients complexes décrivant la contribution du  $n^{\text{ème}}$  mode au courant total  $\bar{\mathbf{I}}$ , tel que :

$$\alpha_n = \frac{\bar{\mathbf{I}}_n^* \cdot \overline{\mathbf{V}}_{\text{oc}}}{1 + j \cdot \gamma_n} \quad (2.10)$$

avec  $\overline{\mathbf{V}}_{\text{oc}}$  le vecteur définissant les tensions au niveau des ports de l'antenne.

De la même manière, le champ total rayonné peut être représenté sous forme d'une somme pondérée des champs caractéristiques par les coefficients modaux tel que :

$$\mathbf{E}_{\text{total}} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \mathbf{E}_n^{\text{mode}} \quad (2.11)$$

avec  $E_n^{\text{mode}}$  le champ modal rayonné lorsque le courant caractéristique  $I_n$  excite les  $N$  ports de l'antenne. Il peut être calculé comme suit :

$$\mathbf{E}_n^{\text{mode}} = \sum_{i=1}^N \mathbf{I}_n(i) \cdot \mathbf{F}_i(\theta, \varphi) \quad (2.12)$$

où  $\mathbf{F}_i(\theta, \varphi)$  est le champ rayonné par l'antenne réseau lorsque la  $i^{\text{ème}}$  port est excité par un courant unitaire (1 Ampère).

## 2.2.1 Directivité d'un réseau d'antennes à éléments parasites

Connaissant le champ électrique total rayonné en présence de charges parasites, la directivité du réseau à éléments parasites peut être formulée comme suit :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{\left| \sum_1^N \vec{E}_{total}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N \vec{E}_{total}(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta \, d\theta d\varphi} \quad (2.13)$$

$$(2.14)$$

en fonction des champs modaux

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \cdot \frac{\left| \sum_1^N \alpha_n \vec{E}_n^{mode}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N \alpha_n \vec{E}_n^{mod}(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta d\theta \cdot d\varphi} \quad (2.15)$$

$$= 4\pi \frac{\alpha^* \cdot C \cdot \alpha}{\alpha^* \cdot U \cdot \alpha} \quad (2.16)$$

avec

$$U_{m,n} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}_m^{mode}(\theta, \varphi) \cdot \vec{E}_n^{mode*}(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi, \quad \alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_N] \quad (2.17)$$

et

$$C_{m,n} = \vec{E}_m^{mode*}(\theta_0, \varphi_0) \cdot \vec{E}_n^{mode}(\theta_0, \varphi_0) \quad (2.18)$$

Cette formule est similaire à celle de la directivité d'un réseau d'antennes entièrement excité donné par la formule (1.11) sauf que les coefficients modaux  $\alpha_n$  en (2.15) sont fonctions des impédances des charges.

Par la suite une optimisation de cette formule en limitant l'optimisation uniquement sur des charges à parties réelle positives est proposée.

### 2.2.1.1 Approche d'optimisation

L'organigramme de la figure 2.3 illustre la procédure d'optimisation. Elle se compose de 6 étapes :

1. Définition d'un réseau d'antennes (structure et nombre d'antennes élémentaires, distance de séparation).
2. À l'aide d'un simulateur électromagnétique la matrice d'impédance ainsi que le champ rayonné en 3D par chaque antenne sont calculés.
3. Ensuite, les modes caractéristiques sont extraits à partir de l'équation 2.8.

4. Les champs et les coefficients modaux sont calculés en utilisant respectivement les équations 2.12 et 2.10.
5. La directivité de l'antenne est ensuite déterminée en fonction des champs et des coefficients modaux en utilisant la formule 2.15 .
6. Finalement, un algorithme d'optimisation à évolution différentielle (Annexe 2.4) permet d'optimiser les valeurs de charges  $R_{\text{charges}}$  et  $X_{\text{charges}}$  qui maximisent la directivité en limitant l'optimisation à des valeurs de résistances positives ( $R_{\text{charges}} > 0$ ).

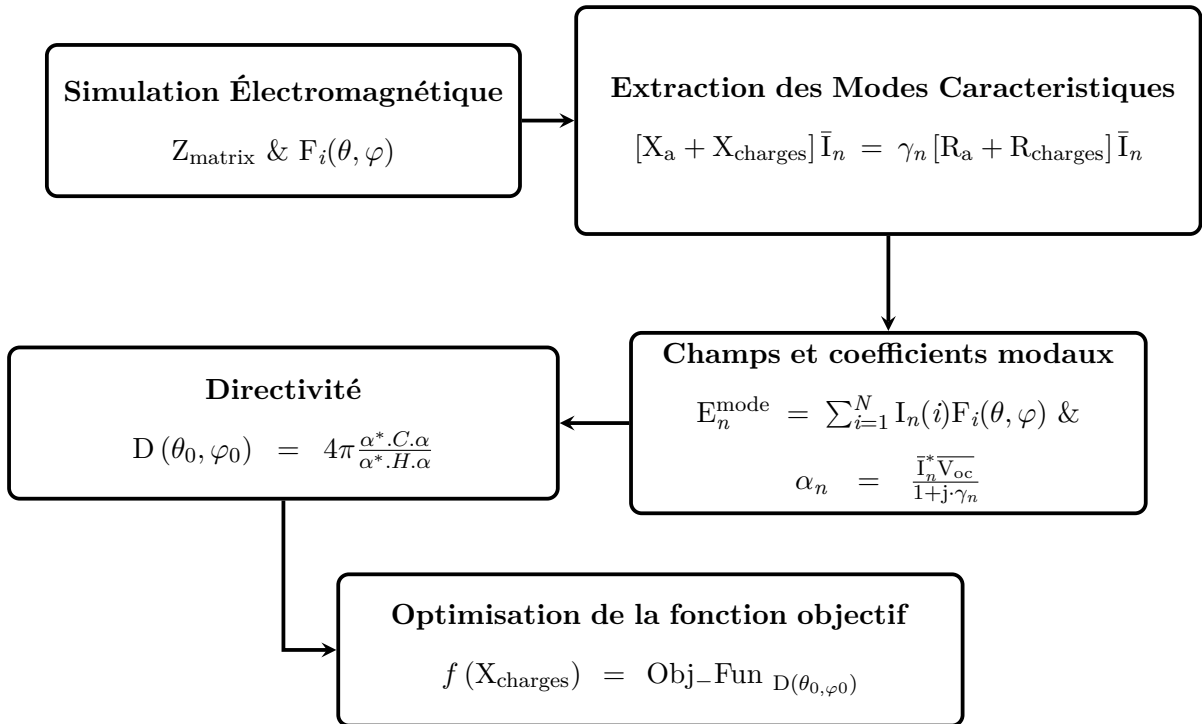


Figure 2.3 – Procédure d'optimisation à l'aide de la NCM

Dans ce qui suit, l'approche proposée est utilisée pour la conception et l'optimisation de différents réseaux superdirectifs et comparée avec la méthode classique (2.1.3).

## 2.3 Application

Cette section présente l'application de l'approche proposée (organigramme 2.3) pour la conception et l'optimisation de multiples exemples de réseaux superdirectifs à éléments parasites à base de différentes antennes élémentaires, notamment dipôle demi-onde, monopôle méandré et monopôle miniature en  $\mathbf{S}$  intégré dans un PCB. L'objectif est d'optimiser des réseaux superdirectifs à éléments parasites pour différentes distances de séparation et de comparer les résultats obtenus avec ceux de la méthode classique décrite dans la section 2.1.3.

## 2.3.1 Réseau superdirectif à quatre dipôles imprimés

### 2.3.1.1 Antenne élémentaire

L'élément unitaire utilisé dans cet exemple est un dipôle électrique imprimé, de longueur  $l=139 \text{ mm}$  et de largeur  $d=2.2 \text{ mm}$  (Fig. 2.4a). Ce dipôle a une fréquence de résonance simulée d'environ 900 MHz (Fig. 2.4b) et un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel avec une directivité totale de  $2 \text{ dBi}$  (Fig. 2.4c) et une efficacité de rayonnement de 100 %. Le dipôle est imprimé sur un substrat RO4003, d'épaisseur  $t=0.81 \text{ mm}$ , de permittivité  $\epsilon_r = 3.55$  et de tangente de pertes  $\tan \delta = 0.0027$ .

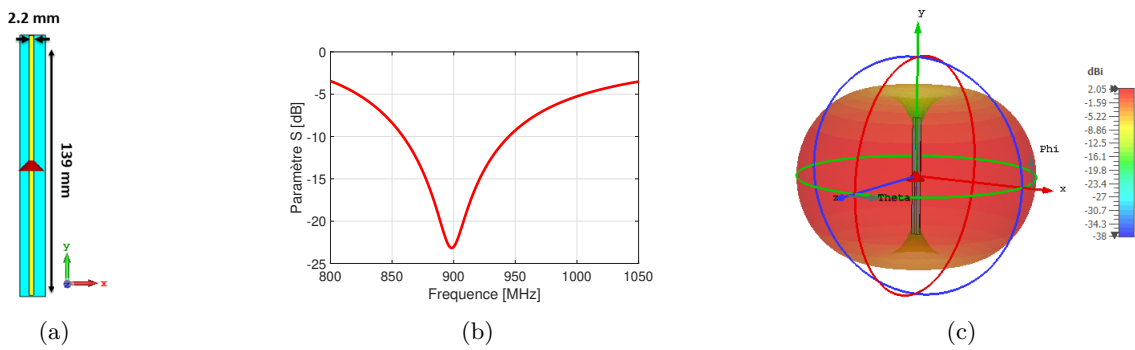


Figure 2.4 – Antenne dipôle: (a) structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 900 MHz.

### 2.3.1.2 Antenne réseau

Le dipôle électrique décrit ci-dessus est utilisé ensuite pour former un réseau superdirectif à quatre éléments avec une distance de séparation uniforme  $d$  variant entre  $[0.01 - 0.1\lambda]$  (Figure 2.5). Lors cette étude, l'excitation est placée sur l'antenne numéro 2 (antenne excitatrice) tandis que les ports 1, 3 et 4 sont chargés par les charges optimisées suivant l'organigramme 2.3.

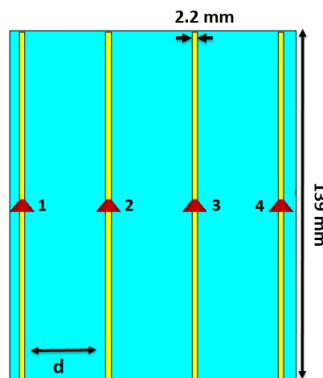


Figure 2.5 – Réseau superdirectif à quatre dipôles imprimés.

### 2.3.1.3 Résultats d'optimisation

La figure 2.6 montre la directivité optimisée dans la direction dite end-fire ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation  $\mathbf{d}$  entre les éléments du réseau. La courbe rouge représente la directivité de référence obtenue dans le cas d'un réseau entièrement excité. Les courbes bleue et verte sont respectivement la directivité optimisée en utilisant l'approche proposée et la méthode classique. La comparaison entre les deux méthodes de synthèse révèle que pour des distances de séparation plus faible  $< 0.08\lambda$ , l'approche proposée donne lieu à des directivités bien supérieures à celles obtenues en utilisant la méthode classique. Cette différence significative est due principalement au fait de négliger les résistances négatives données par cette dernière (méthode classique).

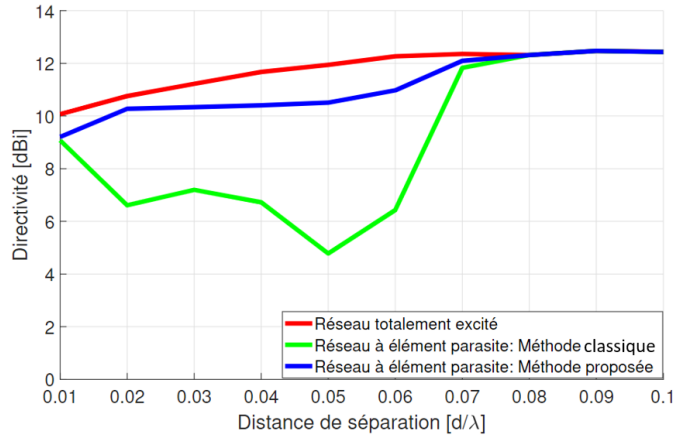


Figure 2.6 – Directivité optimisée à 900 MHz, dans la direction 'end-fire' ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation.

Pour une distance de séparation de  $0.05 \lambda$ , la différence en directivité donnée par les deux méthodes de synthèse, atteint une valeur importante de  $5 \text{ dB}$  dans la direction d'optimisation ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ). Le tableau 2.1, donne les valeurs des charges optimales données par les deux méthodes à cette distance et la figure 2.7 montre les diagrammes de rayonnement en négligeant les résistances négatives pour la méthode classique. Nous pouvons noter que le fait de négliger les valeurs des résistances négatives a un impact important sur les performances, malgré leurs faibles valeurs. Cela montre la grande sensibilité des réseaux superdirectifs compacts aux valeurs des charges parasites.

La figure 2.8 présente la directivité dans la direction end-fire ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ), l'efficacité de rayonnement et le rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence. Le réseau présente une bande de directivité (à  $-1 \text{ dB}$ ) très étroite de  $0.59 \%$  (Fig. 2.8a), une efficacité de rayonnement très faible de  $6 \%$  à la fréquence d'optimisation  $900 \text{ MHz}$  (Fig. 2.8b) et un rapport d'onde stationnaire (ROS) élevé  $> 10$  (Fig. 2.8c). Un circuit d'adaptation externe est donc nécessaire pour adapter ce réseau.

Table 2.1 – Charges parasites optimisées

	Méthode classique	Méthode proposée
Port 1	R=1.23 $\Omega$ , C=28.3 pF	R=5.2 $\Omega$ , L= 1 nH
Port 2	Excité	Excité
Port 3	R=-0.1 $\Omega$ , C=32.8 pF	R=0.6 $\Omega$ , C=20 pF
Port 4	R=-1.5 $\Omega$ , C=30.7 pF	L=0.4nH

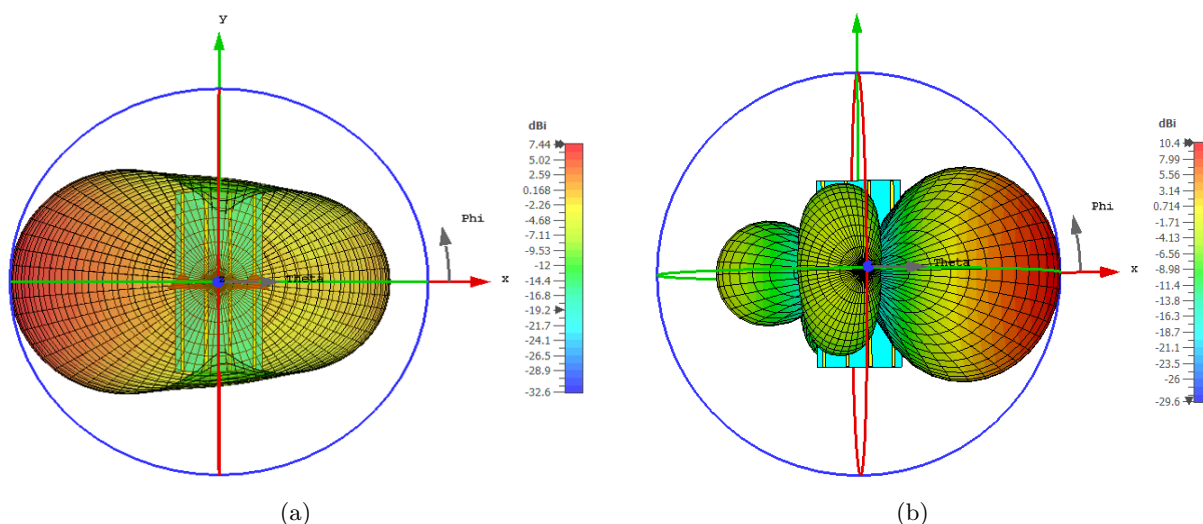


Figure 2.7 – Diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence d’optimisation 900 MHz: (a) à l’aide de la méthode classique, (b) à l’aide de la méthode proposée.

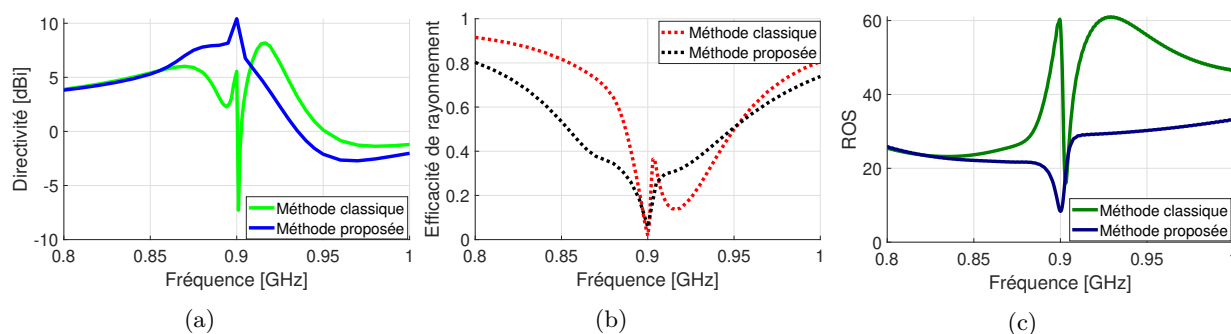


Figure 2.8 – Performances du réseau en fonction de la fréquence (a) directivité dans la direction d’optimisation ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ), (b) efficacité de rayonnement et (c) rapport d’onde stationnaire.

## 2.3.2 Réseau superdirective à base d’un monopôle méandré

### 2.3.2.1 Antenne élémentaire

L’élément unitaire utilisé dans cet exemple est un monopôle à méandres, imprimé sur un substrat Rogers RT5880 de dimensions de  $122 \times 31 \times 0.8mm^3$ , de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$ , et de

tangente de pertes  $\tan(\delta) = 0.0009$  (Fig. 2.9a). L'antenne possède une fréquence de résonance autour 780 MHz (Fig. 2.9b), un diagramme de rayonnement omnidirectionnel (dans le plan xoz) avec une directivité maximal de 2 dBi (Fig. 2.9c) et une efficacité de rayonnement de 100% [33].

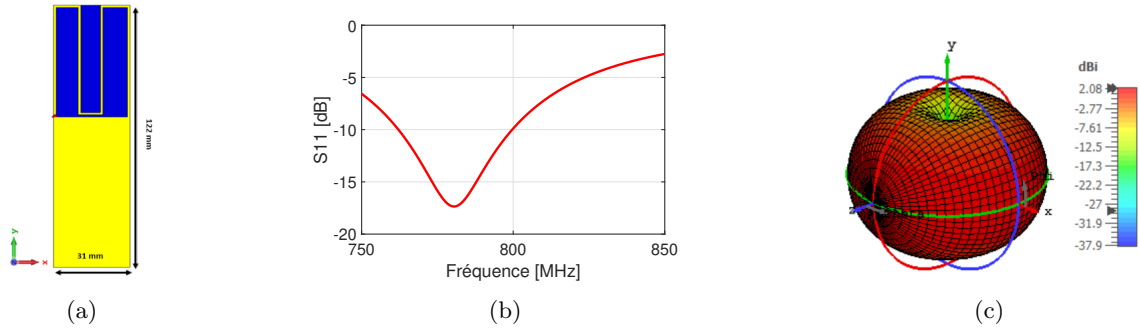


Figure 2.9 – Antenne monopôle méandré: (a) structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement à 780 MHz.

### 2.3.2.2 Antenne réseau

Un réseau à trois éléments empilés fonctionnant dans la bande de fréquence autour 780 MHz avec un espacement inter-éléments  $d$  variable entre  $0.02\lambda$  et  $0.2\lambda$  a été formé et optimisé (Fig 2.10).

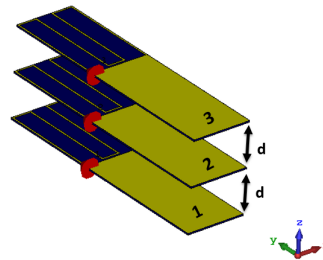


Figure 2.10 – Réseau à trois monopôles méandre empilés.

### 2.3.2.3 Résultats d'optimisation

La figure 2.11 montre la directivité optimisée dans la direction  $(\theta = 0, \varphi = 0)$  en fonction de la distance de séparation entre les éléments du réseau. Trois cas sont considérés selon l'élément excité. Dans le **cas 1**, l'excitation est placée sur l'élément numéro 1 et les éléments 2 et 3 sont en parasites. Dans le **cas 2** l'élément numéro 2 est excité tandis que les éléments 1 et 3 sont chargés. Finalement, le **cas 3** où les antennes 1 et 2 sont des éléments parasites, alors que l'élément 3 est l'antenne excitatrice. La comparaison montre que, pour les **cas 1** (Fig 2.11a) et **cas 3** (Fig 2.11c), la méthode proposée dépasse la méthode classique pour toutes les distances

de séparation. Pour le **cas 2** (Fig 2.11b), la différence entre les deux méthodes commence à être notable pour des distances de séparation faibles ( $< 0.06\lambda$ ). Cette différence atteint une valeur maximale de 10 *dBi* pour la distance  $d = 0.02\lambda$ . Le tableau 2.2, donne les valeurs des charges optimales données par les deux méthodes à cette distance et la figure 2.12 montre les diagrammes de rayonnement correspondant, toujours en négligeant les résistances négatives données par la méthode classique. Le diagramme de rayonnement obtenu à l'aide des charges parasites optimisées en utilisant l'approche proposée (Fig. 2.12b) est plus directif (7,3dBi), dans la direction souhaitée ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), que celui obtenu à l'aide de la méthode classique (4,7 dBi en direction arrière) (Fig. 2.12a).

La figure 2.13 présente la directivité dans la direction d'optimisation ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), l'efficacité de rayonnement et le rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence. Le réseau présente une bande de directivité (à -1dB) très étroite de 0.43 % (Fig. 2.13a), une efficacité de rayonnement de 40 % à la fréquence d'optimisation 780 MHz ( 18 % pour la méthode classique ) (Fig. 2.13b) et un rapport d'onde stationnaire (ROS) très élevé  $> 40$  (Fig. 2.13c).

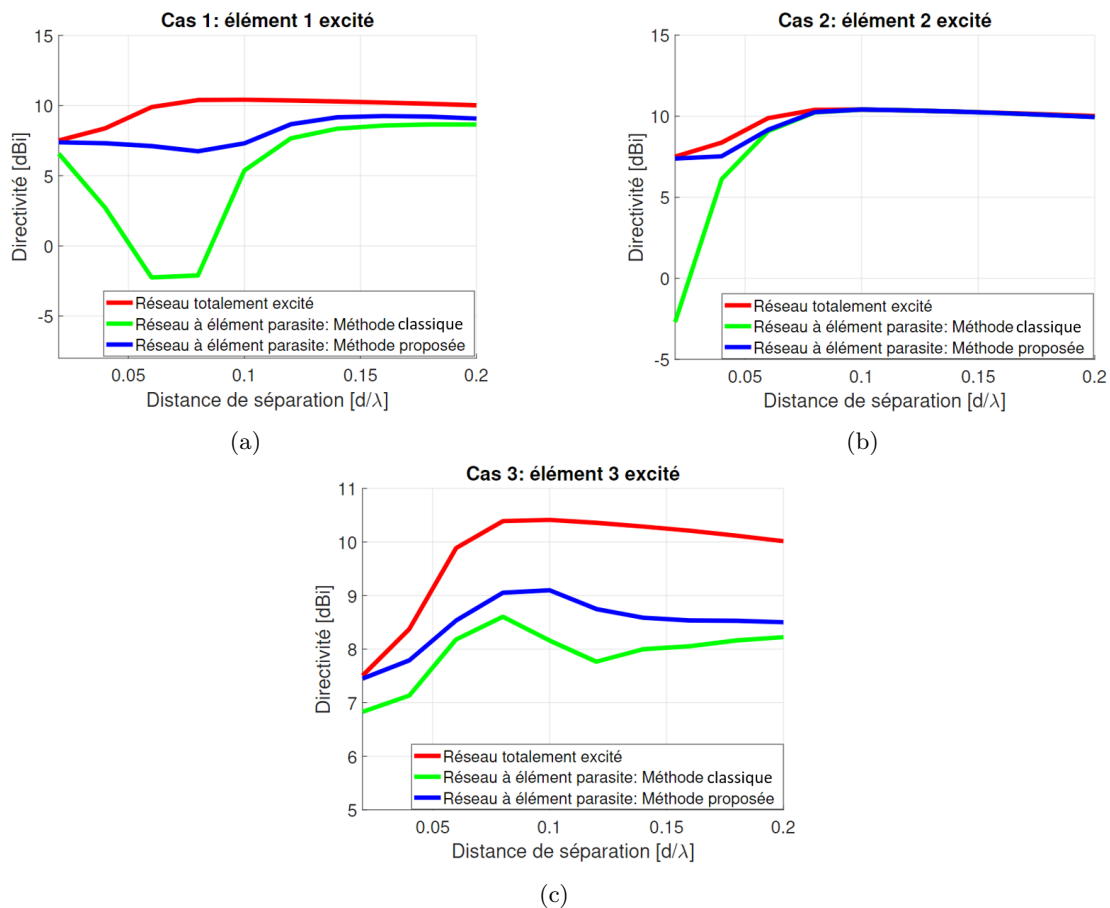


Figure 2.11 – Directivité optimisée à la fréquence 780 MHz, dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation: (a) Cas 1, (b) Cas 2 et (C) Cas 3.



Table 2.2 – Charges parasites optimisées pour le cas 2

	Méthode classique	Méthode proposée
Port 1	$R=47.8 \Omega$ , $C=1.5 \text{ pF}$	$C= 1.6 \text{ pF}$
Port 2	Excité	Excité
Port 3	$R=-64 \Omega$ , $C=1.4 \text{ pF}$	$C=2.7 \text{ pF}$

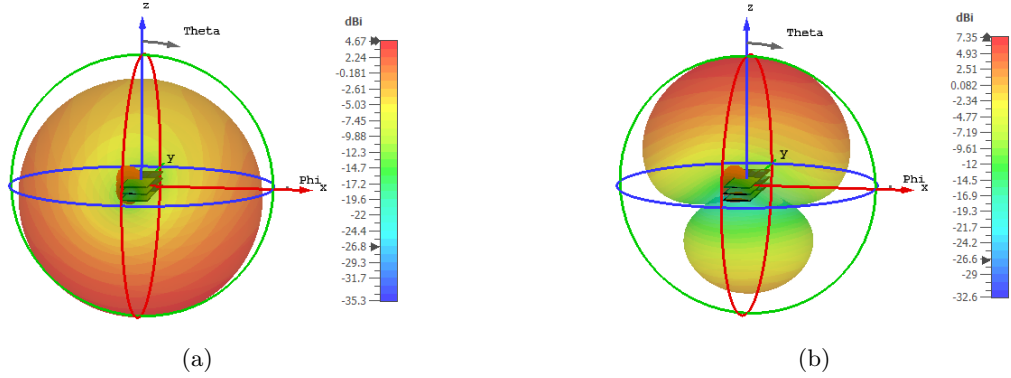


Figure 2.12 – Diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence d’optimisation de 780 MHz : (a) à l’aide de la méthode classique, (b) à l’aide de la méthode proposée.

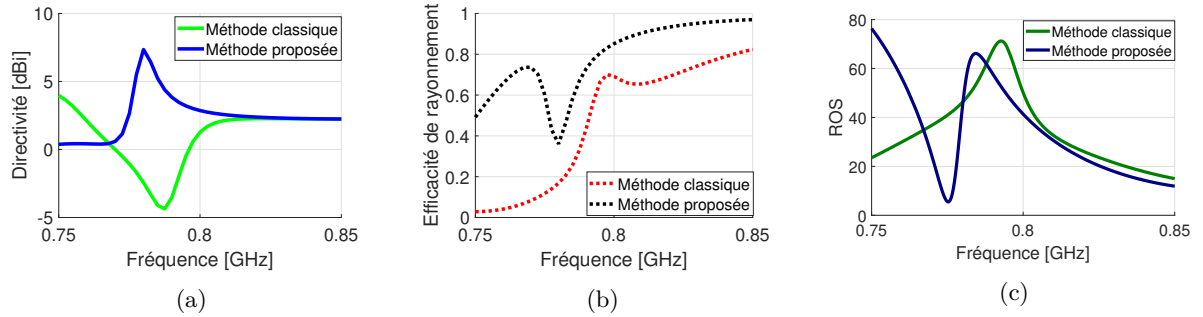


Figure 2.13 – Performances du réseau en fonction de la fréquence : (a) directivité dans la direction d’optimisation ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), (b) efficacité de rayonnement et (c) rapport d’onde stationnaire.

### 2.3.3 Réseau superdirectif à base d’une antenne miniature large bande

#### 2.3.3.1 Antenne élémentaire

L’élément unitaire utilisé dans cette étude est un monopôle en forme de **S** imprimé sur un substrat Rogers RT5880 d’épaisseur  $t = 0.8 \text{ mm}$  (Fig. 2.14a). Sur la face arrière, une ligne méandre parasite est placée derrière le monopôle en S et connectée à un plan de masse arrière (Fig. 2.14b). Pour assurer un comportement large bande, l’antenne est chargée inductivement aux positions 2, 3 et 4 avec  $L_2 = 10 \text{ nH}$ ,  $L_3 = 4.6 \text{ nH}$  et  $L_4 = 13 \text{ nH}$  [3]. Grâce à ces charges, le

monopôle en **S** présente une large bande passante de 315 MHz entre [0,87-1,185GHz] (Fig.2.14c) et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel à sa fréquence de résonance 980 MHz avec une efficacité de rayonnement de 100%.

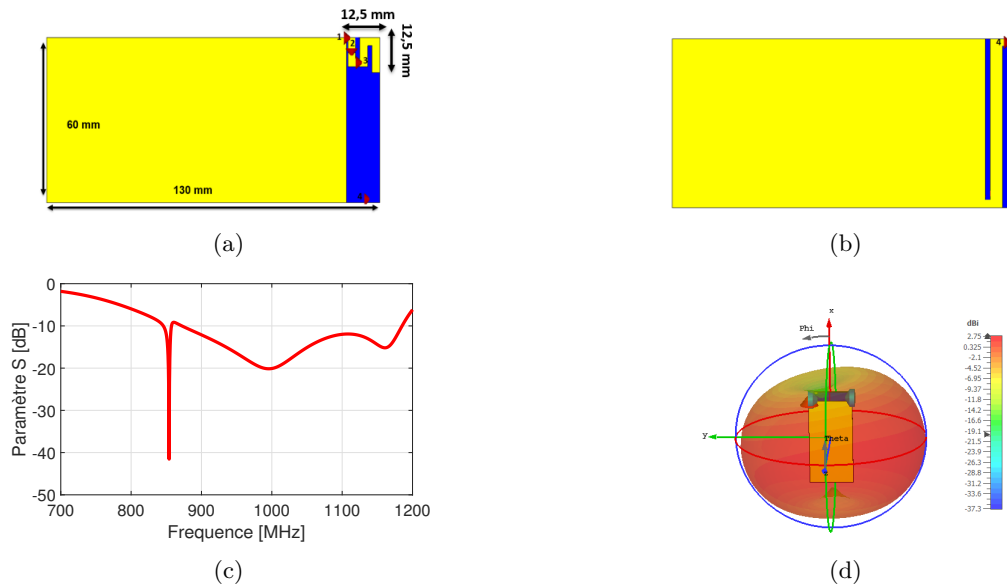


Figure 2.14 – Antenne monopôle miniaturisée en forme de S. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous, (c) coefficient de réflexion de l’antenne en dB et (d) diagramme de rayonnement à 980MHz.

### 2.3.3.2 Antenne réseau

La méthode de synthèse proposée a été utilisée pour concevoir une antenne réseau à trois éléments empilés comme le montre la figure 2.15. La distance de séparation varie entre  $0,01 \lambda$  et  $0,2 \lambda$ , où  $\lambda$  est la longueur d’onde à la fréquence de résonance 980 MHz. Pour toutes les distances de séparation, l’excitation est placée sur l’élément central tandis que le premier et le troisième sont des éléments parasites.

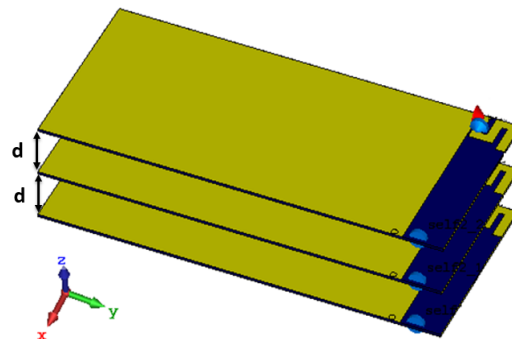


Figure 2.15 – Réseau superdirectif à trois S-monopôles empilés

### 2.3.3.3 Résultats d'optimisation

La figure 2.16 montre la directivité optimisée dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation entre les éléments du réseau. La courbe rouge représente la directivité pour un réseau entièrement excité. Les courbes bleue et verte sont respectivement la directivité optimisée à l'aide de la méthode proposée et la méthode classique. Comme il est clair, l'approche proposée dépasse la méthode classique pour toutes les distances de séparation. La différence entre les résultats d'optimisation devient plus significative à des distances plus faibles où le réseau présente une forte sensibilité aux résistances négatives négligées en raison du fort couplage entre les éléments du réseau. La figure 2.17 montre une comparaison entre les diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence d'optimisation (980 MHz) en utilisant les deux méthodes pour des distances de séparation respectivement de  $0.01\lambda$ ,  $0.12\lambda$  et  $0.2\lambda$ . Les diagrammes de rayonnement obtenus avec l'approche proposée sont plus directifs dans la direction d'optimisation que ceux obtenus en utilisant la méthode classique surtout pour des distances de séparation inférieure à  $0.15\lambda$ .

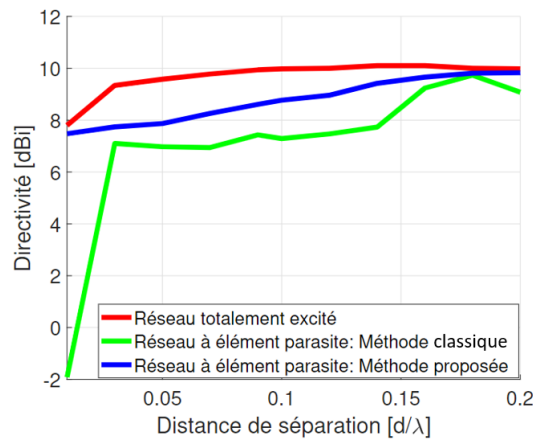


Figure 2.16 – Directivité optimisée à la fréquence 980 MHz, dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) en fonction de la distance de séparation.



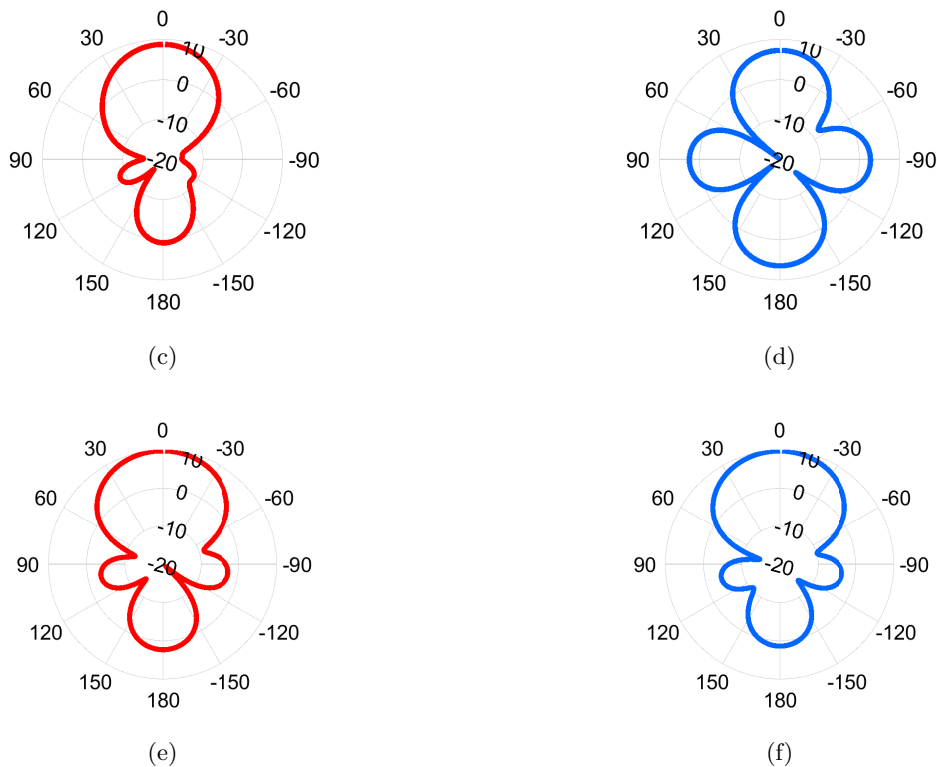


Figure 2.17 – Diagrammes de rayonnement à 980 MHz pour des distances de séparation respectivement de  $0,01 \lambda$ ,  $0,12 \lambda$  et  $0,2 \lambda$  : (a), (c) et (e) obtenus à l’aide de la méthode proposée. (b), (d) et (f) obtenus à l’aide de la méthode classique.

### 2.3.4 Validation expérimentale

Afin de valider les résultats de simulation, deux prototypes du réseau parasite (Fig. 2.15) avec des distances de séparation de  $d_1 = 0,12\lambda$  et  $d_2 = 0,2\lambda$  ont été fabriqués et mesurés (Fig. 2.18). Les charges optimisées pour ces deux distances sont données dans le tableau 2.19.

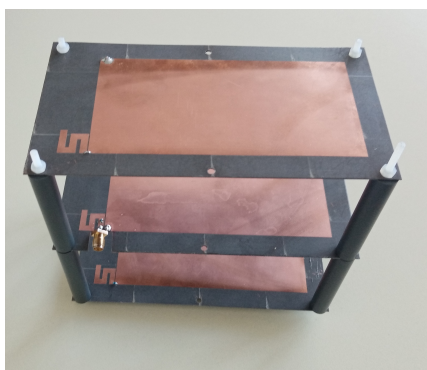


Figure 2.18 – Prototype fabriqué

Figure 2.19 – Charges parasites optimisées à l’aide de la méthode proposée

	cas $d=0,12\lambda$	cas $d=0,2\lambda$
Port 1	C= 1 pF	C= 0.6 pF
Port 2	Excité	Excité
Port 3	L=130 nH	L=16.5 nH

La figure 2.20 présente les résultats de mesures pour la distance inter-éléments  $d = 0.12\lambda$ . La figure 2.20a montre le diagramme de rayonnement mesuré à 980 MHz. Le diagramme mesuré est directif dans la direction souhaitée ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) avec une directivité de 7.4 dBi. La figure 2.20b montre la directivité dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) en fonction de la fréquence, comparée à la simulation. La directivité mesurée a la même tendance que la simulation, avec un décalage fréquentiel (du maximum) d'environ 5 %. Cette différence est probablement due à la précision de la chambre de mesure, l'effet de câble ainsi que les tolérances des composants CMS utilisés. Pour adapter l'antenne, un circuit d'adaptation externe CL ( $C=0,9$  pF et  $L=27$  nH) est connecté au port d'excitation. À l'aide de ce circuit, l'antenne présente une bande passante mesurée de 12 MHz, en bon accord avec la simulation (Fig. 2.20c). La figure 2.20d montre l'efficacité totale mesurée en fonction de la fréquence. L'efficacité mesurée est conforme à la simulation.

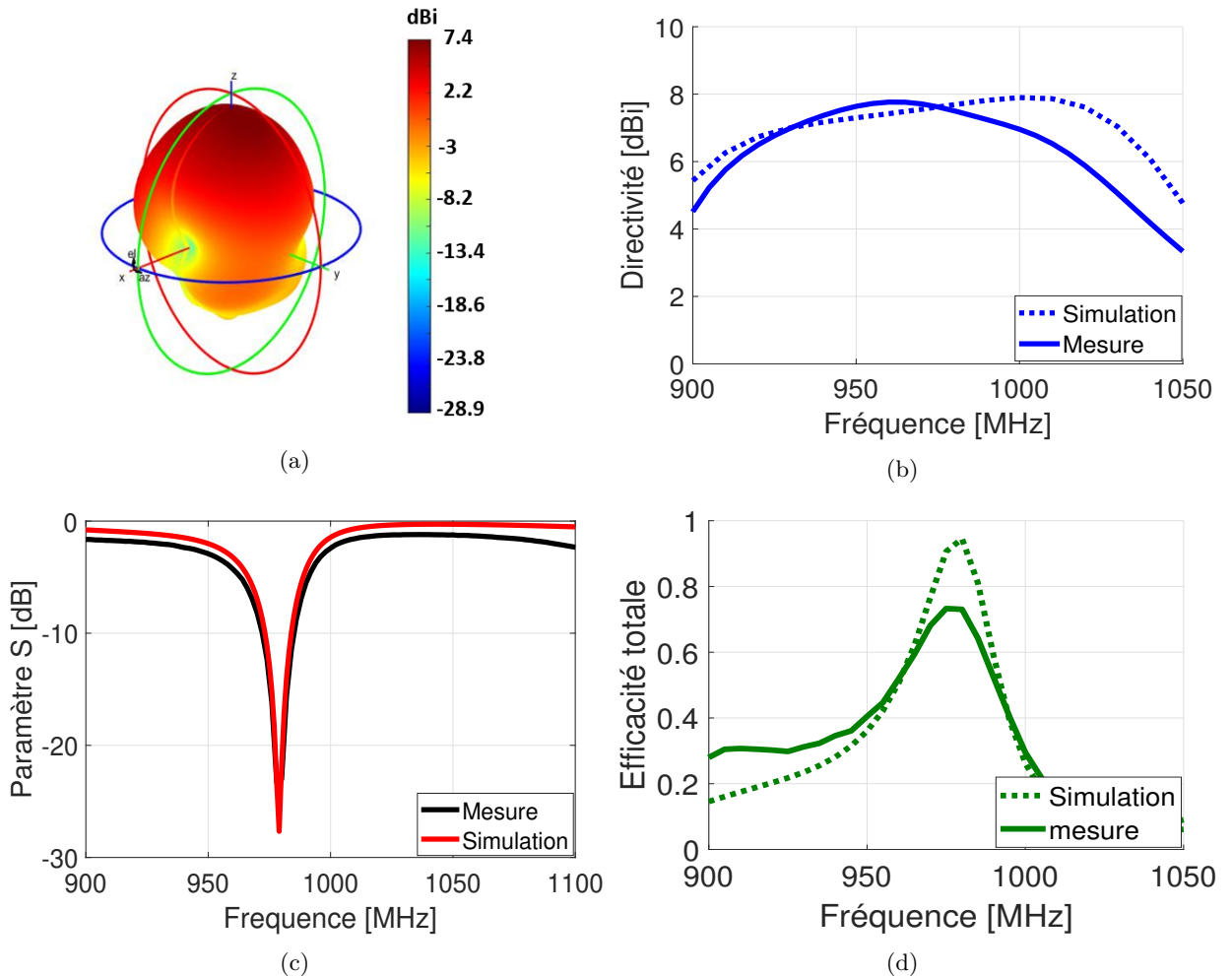


Figure 2.20 – Résultats de mesure pour  $d=0.12\lambda$ : (a) diagramme de rayonnement à 980 MHz, (b) directivité dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ), (c) coefficient de réflexion d'entrée et (d) efficacité totale.

La figure 2.21 présente les résultats de mesures pour la distance inter-éléments  $d = 0.2\lambda$ . La figure 2.21a montre le diagramme de rayonnement mesuré à 980 MHz et la figure 2.21b montre la directivité dans la direction  $(\theta = 0, \varphi = 0)$  en fonction de la fréquence. La directivité mesurée est conforme à la simulation, avec un décalage fréquentiel de 4%.

Afin d'adapter l'antenne, un circuit d'adaptation externe LL ( $L_1 = 15nH, L_2 = 33nH$ ) est connecté au port d'excitation. La figure 2.21c illustre le coefficient de réflexion obtenu. L'antenne présente une bande passante mesurée de 20 MHz en bon accord avec la simulation. La figure 2.21d montre l'efficacité totale mesurée en fonction de la fréquence comparée à la simulation. La comparaison montre une bonne concordance entre les deux.

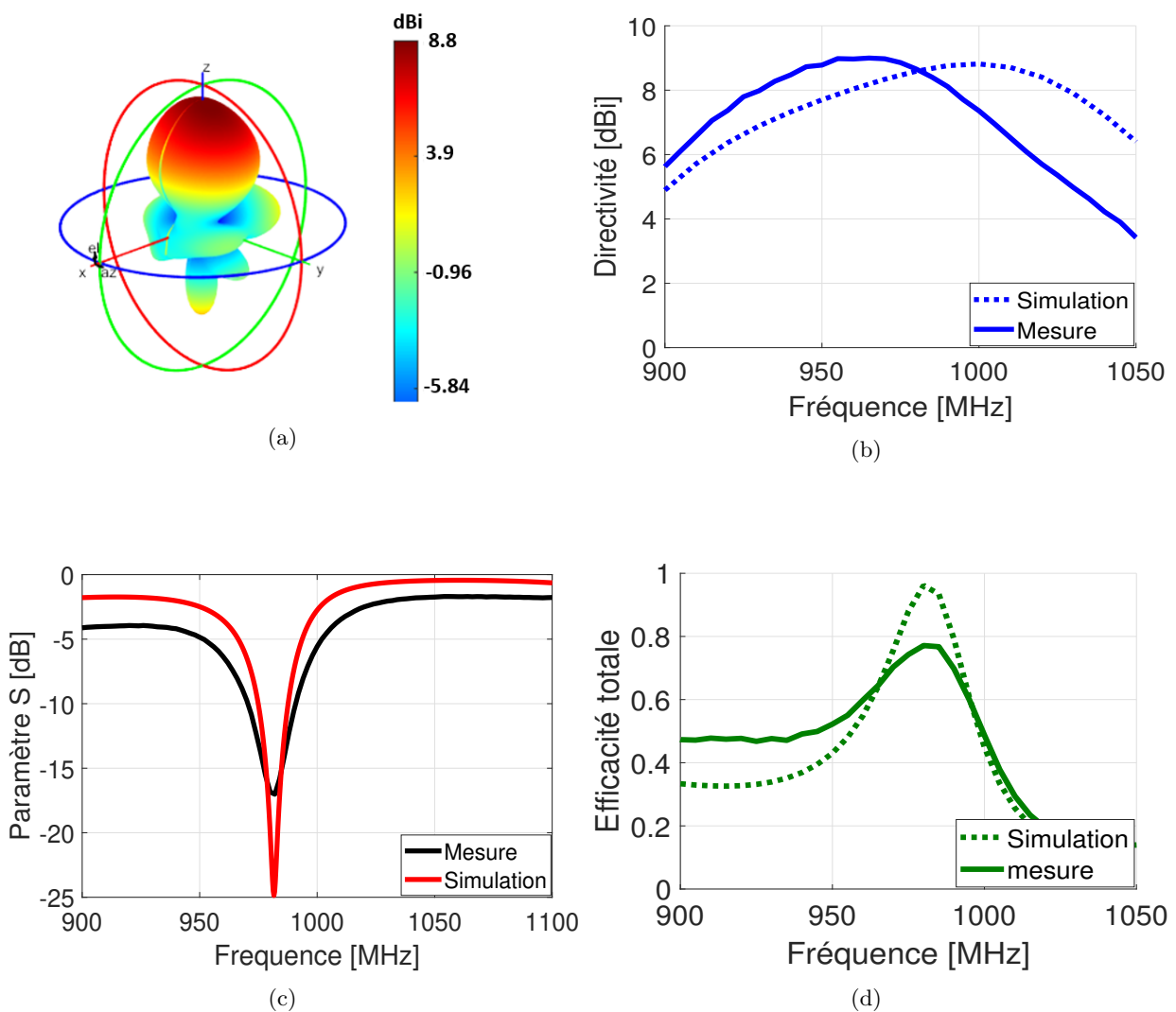


Figure 2.21 – Résultats de Mesure pour  $d=0.2\lambda$ : (a) diagramme de rayonnement à 980 MHz, (b) directivité dans la direction  $(\theta = 0, \varphi = 0)$ , (c) coefficient de réflexion d'entrée et (d) efficacité totale.

## 2.4 Conclusion

Ce chapitre présente une approche d'optimisation des réseaux superdirectifs à éléments parasites. L'approche proposée permet d'optimiser les valeurs des charges parasites directement dans l'expression de la directivité d'un réseau à éléments parasites tout en limitant l'optimisation sur des impédances de charges à parties réelle positives. Cette optimisation permet de pallier au problème des résistances négatives obtenues en utilisant la méthode classique de synthèse. L'approche proposée est ensuite utilisée pour concevoir multiples réseaux superdirectifs pour différentes distances de séparation et comparée avec la méthode classique. Les résultats de la comparaison montrent que la méthode proposée surpasse la méthode classique pour toutes les distances de séparation. La différence entre les résultats d'optimisation est plus significative pour des distances de séparation plus faibles où les réseaux superdirectifs présentent une forte sensibilité aux parties réelle négative négligée. Pour valider les résultats de simulation ainsi que la méthode proposée, deux prototypes ont été fabriqués avec des distances de séparation de  $d_1 = 0,12\lambda$  et  $d_2 = 0,2\lambda$ . Les résultats des mesures montrent un bon accord avec les simulations.

Néanmoins, ces réseaux superdirectif présentent souvent une faible efficacité de rayonnement ainsi qu'une forte désadaptation. Cela est principalement dû à la diminution significative de la résistance de rayonnement à cause de la superdirectivité. Pour pallier ces problèmes, il serait préférable d'inclure l'efficacité de l'antenne ainsi que sa bande passante dans le processus d'optimisation. Ces optimisations multi-objectif feront l'objet des chapitres suivants.





# OPTIMISATION DU GAIN: COMPROMIS ENTRE LA SUPERDIRECTIVITÉ ET L'EFFICACITÉ.

---

Les réseaux superdirectifs sont souvent considérés comme peu pratiques en raison de leur faible efficacité et par conséquent leur faible gain [2]. Ces performances se dégradent considérablement pour des configurations à couplage mutuel fort, tels que les réseaux à faibles distances de séparation et/ou les réseaux avec un nombre d'éléments supérieur à 2. En effet, à mesure que le couplage mutuel augmente, la résistance de rayonnement du réseau superdirectif diminue et les pertes ohmiques deviennent prépondérantes [13]. Pour surmonter ce problème, inclure l'efficacité du rayonnement dans le processus d'optimisation permettra d'établir un compromis optimal entre la directivité et l'efficacité, ce qui se traduit par une amélioration significative du gain de l'antenne superdirective.

Pour expliquer la procédure d'optimisation, ce chapitre est organisé comme suit. La section 1 présente le formalisme mathématique utilisé pour l'optimisation. Section 2 décrit la méthodologie de conception proposée. Les sections 3 et 4 présentent l'application de l'approche d'optimisation sur des exemples des réseaux superdirectifs. Pour avoir un aperçu de la manière dont les modes caractéristiques de l'antenne sont contrôlés, une analyse modale est présentée dans la section 5. Enfin, les résultats de simulation sont validés expérimentalement dans la section 6.

## 3.1 Formulation du problème

Cette section présente le formalisme théorique développé pour la procédure d'optimisation proposée. Ce formalisme est basé sur la théorie du facteur de réseau ainsi que la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à  $N$  ports (NCM).

### 3.1.1 Efficacité de rayonnement d'un réseau d'antennes

Dans ce paragraphe, une formule quadratique de l'efficacité de rayonnement est développée en utilisant la théorie du facteur de réseau.

L'efficacité de rayonnement est une grandeur qui évalue la capacité d'une antenne à convertir la puissance qui lui est fournie en une puissance rayonnée. Elle est définie par le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance injectée dans l'antenne :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{rayonnée}}{P_{injectée}} \quad (3.1)$$

La puissance rayonnée par une antenne peut être déterminée via l'intégration du vecteur de Poynting sur la surface  $\mathbf{S}$  de la sphère délimitant la zone de rayonnement en champ lointain tel que :

$$P_{rayonnée} = \frac{1}{2} Re \left( \int_S \vec{E} \times \vec{H}^* dS \right) \quad (3.2)$$

$$= \frac{1}{2\eta_0} \int_S \vec{E} \times \vec{E}^* r^2 \sin \theta \, d\theta d\varphi \quad (3.3)$$

avec  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\eta_0$  et  $r$  sont respectivement le champ électrique rayonné, le champ magnétique rayonné, l'impédance intrinsèque du milieu de propagation et le rayon de la sphère  $\mathbf{S}$  délimitant le rayonnement en champ lointain de l'antenne.

Pour un réseau d'antennes, le champ total rayonné pour une excitation arbitraire  $I = [I_1, \dots, I_n]^T$ , est donné par la formule suivante :

$$\vec{E}_{total} = \sum_{n=1}^N I_n \vec{E}_n(\theta, \varphi) \quad (3.4)$$

La puissance rayonnée peut donc être exprimée en fonction du vecteur des coefficients d'excitation  $I$  sous la forme suivante :

$$P_{rayonnée} = \frac{r^2}{2\eta_0} (I^* \cdot U \cdot I) \quad (3.5)$$

où  $U$  est une matrice hermitienne dont les éléments sont donnés par :

$$U_{m,n} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}_m(\theta, \varphi) \cdot \vec{E}_n^*(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi \quad (3.6)$$

La puissance injectée dans l'antenne peut être déterminée via le produit matriciel de la matrice d'impédance  $Z$  et le vecteur des courants au niveau des ports de l'antenne réseau tel que :

$$P_{injectée} = \frac{1}{2} Re(I^* \cdot Z \cdot I) \quad (3.7)$$

L'efficacité de rayonnement s'écrit alors :

$$\eta_{ray} = \frac{r^2}{\eta_0} \frac{I^* \cdot U \cdot I}{Re(I^* \cdot Z \cdot I)} \quad (3.8)$$

$$\eta_{ray} = \frac{r^2}{\eta_0} \frac{I^* \cdot U \cdot I}{I^* \cdot R \cdot I} \quad (3.9)$$

avec  $R$  la partie réelle de la matrice d'impédance  $Z$  du réseau d'antennes.

### 3.1.2 Efficacité de rayonnement d'un réseau à éléments parasites

L'efficacité de rayonnement de l'antenne peut être déterminée en utilisant la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à  $N$  ports chargés (NCM). L'intérêt de cette théorie est qu'elle permet d'exprimer l'efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de ses modes caractéristiques. Pour une antenne à  $N$  ports avec pertes, le problème aux valeurs propres généralisé s'écrit sous la forme [51] :

$$[Z + Z_{charges}] \bar{J}_n = \lambda_n [R_{Lossless}] \bar{J}_n \quad (3.10)$$

$Z$ ,  $Z_{charges}$  et  $R_{Lossless}$  sont respectivement la matrice d'impédance  $N \times N$  de l'antenne à  $N$  ports, la matrice diagonale des charges parasites et la partie réelle de la matrice d'impédance  $N \times N$  de l'antenne sans pertes. Cette dernière peut être déterminée en considérant la même structure de l'antenne avec des matériaux sans perte (substrat et conducteur).

Physiquement, la partie imaginaire de la  $n^{\text{ème}}$  valeur propre  $\lambda_n$  quantifie la puissance réactive modale et la partie réelle quantifie la puissance modale acceptée (pertes ohmiques + puissance rayonnée). En utilisant cette interprétation, l'efficacité modale du  $n^{\text{ème}}$  mode peut être définie comme suit [57] :

$$\eta_{rad}^n = \frac{P_{radiated}^n}{P_{radiated}^n + P_{Loss}^n} \quad (3.11)$$

$$= \frac{1}{\text{real}(\lambda_n)} \quad (3.12)$$

L'efficacité de l'antenne peut être exprimée en fonction des efficacités modales sous la forme suivante :

$$\eta_{rad} = \frac{P_{radiated}}{P_{radiated} + P_{Loss}} \quad (3.13)$$

$$= \frac{\sum_1^N |\alpha_n|^2}{\sum_1^N \frac{1}{\eta_{rad}^n} |\alpha_n|^2} = \frac{\alpha^* \cdot I_d \cdot \alpha}{\alpha^* \cdot W \cdot \alpha} \quad (3.14)$$

où  $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_n]$  est le vecteur des coefficients modaux,  $I_d$  matrice identité  $N \times N$  et  $W$  matrice diagonale tel que  $W = \text{diag}\{\frac{1}{\eta_{rad}^1}, \dots, \frac{1}{\eta_{rad}^N}\}$ .

### 3.1.3 Relation entre la directivité et l'efficacité

Ce paragraphe met en évidence la proportionnalité inverse entre la directivité et l'efficacité de rayonnement pour les réseaux d'antennes superdirectifs.

Rappelons la directivité dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  d'un réseau à  $\mathbf{N}$  antennes excité par le vecteur de coefficients de courants  $I = [I_1, \dots, I_n]^T$ , donnée par la formule (2.3) du chapitre 2 :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{I^* \cdot F \cdot I}{I^* \cdot U \cdot I} \quad (3.15)$$

Mathématiquement, maximiser la directivité (3.15) dans une direction donnée  $(\theta_0, \varphi_0)$ , consiste à maximiser l'intensité de rayonnement représentée par le numérateur  $(I^* \cdot F \cdot I)$  et de minimiser la puissance rayonnée donnée par le dénominateur  $(I^* \cdot U \cdot I)$ . Cela entraîne une minimisation automatique de l'efficacité de rayonnement, étant donné que le dénominateur de la directivité  $(I^* \cdot U \cdot I)$  n'est que le numérateur de l'efficacité de rayonnement (3.9). Par conséquent, la conception des réseaux superdirectifs est alors soumise à un dilemme directivité-efficacité.

Afin d'établir un compromis optimal entre la directivité et l'efficacité, en ce qui suit une approche d'optimisation du gain du réseau d'antennes est proposée.

## 3.2 Optimisation du Gain

Dans cette section, des formules quadratiques du gain du réseau d'antennes pour le cas d'un réseau entièrement excité ainsi que pour des réseaux à éléments parasites sont données. Ensuite une optimisation de ces formules est détaillée.

### 3.2.1 Réseau entièrement excité

Le gain de l'antenne est une figure de mérite qui évalue les propriétés directionnelles de l'antenne  $D(\theta_0, \varphi_0)$  ainsi que son efficacité de rayonnement  $\eta_{rad}$ . Il peut être formulé comme suit :

$$G(\theta_0, \varphi_0) = \eta_{rad} \cdot D(\theta_0, \varphi_0) \quad (3.16)$$

$$G(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{r^2}{\eta_0} \frac{I^* \cdot F \cdot I}{I^* \cdot R \cdot I} \quad (3.17)$$

Envisageons ensuite le problème de la maximisation du quotient (3.17) dans une direction donnée  $(\theta_0, \varphi_0)$ . La valeur maximale de ce quotient de formes quadratiques hermitiennes dite quotient de Rayleigh est égale à la plus grande valeur propre  $\lambda'_0$  du problème aux valeurs propres généralisé suivant [58] :

$$4\pi r^2 F \cdot I = \lambda' \eta_0 R \cdot I \quad (3.18)$$

Le vecteur d'excitation  $I$  pour atteindre la valeur maximale du gain n'est que le vecteur propre  $I_0$  associé à la valeur propre  $\lambda'_0$ .

Ci-dessous, les étapes d'optimisation du gain d'un réseau entièrement excité sont décrites :

1. Définition d'un réseau d'antennes (structure et nombre d'antennes élémentaires, distance de séparation).
2. À l'aide d'un simulateur électromagnétique, la matrice d'impédance, le champ rayonné par chaque antenne ainsi que le rayon  $r$  de la sphère de rayonnement sont calculés.
3. Ensuite, la matrice  $\mathbf{F}$  est calculée en utilisant l'équations (2.5).
4. Le gain du réseau entièrement excité  $G(\theta_0, \varphi_0)$  est déterminé à partir de (3.17).
5. Enfin, l'excitation optimale qui maximise le gain est calculée à partir la formule (3.18).

### 3.2.2 Réseau à éléments parasites

En utilisant la directivité et l'efficacité de rayonnement d'un réseau à éléments parasites données respectivement par les formules (2.16) et (3.14), le gain d'un réseau à éléments parasites peut s'écrire sous la forme :

$$G(\theta_0, \varphi_0) = \eta_{rad} \cdot D(\theta_0, \varphi_0) \quad (3.19)$$

$$G(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{\alpha^* \cdot I_d \cdot \alpha}{\alpha^* \cdot W \cdot \alpha} \times \frac{\alpha^* \cdot C \cdot \alpha}{\alpha^* \cdot U \cdot \alpha} \quad (3.20)$$

Envisageons ensuite la maximisation du gain 3.20 dans une direction donnée  $(\theta_0, \varphi_0)$  en trouvant les charges parasites optimales. Comme pour la directivité dans le chapitre 2, une optimisation des valeurs des charges parasites en limitant l'optimisation uniquement aux charges avec des parties réelles positives est proposée. Les étapes de cette optimisation sont résumées ci-dessous :

1. Définition d'un réseau d'antennes (structure et nombre d'antennes élémentaires, distance de séparation).
2. À l'aide d'un simulateur électromagnétique la matrice d'impédance (pour le cas avec pertes et sans pertes) ainsi que le champ rayonné en 3D par chaque antenne sont calculés.
3. La directivité et l'efficacité d'un réseau à éléments parasites sont déterminés à partir les formules (2.16) et (3.14) .
4. Le gain du réseau à éléments parasites  $G(\theta_0, \varphi_0)$  est déterminé à partir la formule 3.20.
5. Finalement, un algorithme d'optimisation à évolution différentielle permet de trouver les valeurs de charges  $Z_{charges}$  qui maximisent le gain en limitant l'optimisation à des valeurs de résistances positives ( $R_{charges} > 0$ ).

### 3.3 Application

Afin de montrer l'utilité de la méthode proposée, une analyse paramétrique de réseaux à base de dipôles est réalisée. Le dipôle utilisé dans cette étude est un dipôle électrique de longueur  $l=139$  mm et de largeur  $d=2,2$  mm. Ce dipôle a une fréquence de résonance simulée autour de 900 MHz, un diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel avec une directivité maximale de 2 dBi et une efficacité de rayonnement de 100 %. Considérons ensuite des réseaux à deux, trois et quatre éléments avec une distance de séparation variant de  $0,02 \lambda$  à  $0,2\lambda$ . Pour chaque distance, une optimisation du gain est effectuée dans la direction dite "end-fire" ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ) à la fréquence de résonance 900 MHz suivant les étapes décrites dans le paragraphe 3.2.1. Les performances du réseau sont ensuite comparées avec celle obtenues en cas d'optimisation de directivité.

#### 3.3.1 Réseau à deux éléments

La figure 3.1 montre les performances du réseau en termes de directivité (Fig 3.1b), d'efficacité de rayonnement (Fig 3.1c) et de gain (Fig 3.1d) en fonction de la distance de séparation, pour les optimisations de la directivité (courbe pleine) et du gain (tracé en pointillé). Ces résultats sont commentés dans les sous-sections suivantes :

##### 3.3.1.1 Optimisation de la directivité

Lors de cette optimisation, la directivité du réseau est maximisée dans la direction "end-fire" ( $\theta = 90, \varphi = 0$ ) à la fréquence de résonance 900 MHz. D'après la figure (3.1b), lorsque la distance de séparation tend à être faible, la directivité du réseau atteindre son maximum. Cependant son efficacité de rayonnement devient faible (Fig. 3.1c). Pour une distance de séparation  $d=0,02\lambda$ , le réseau d'antennes présente une directivité maximale de 7,3 dBi, soit 0,89 dB au-dessus de la limite d'Harrington [4]. Cependant, il présente une efficacité modeste de 40 % et par conséquent un faible gain de 3 dBi. Cette baisse d'efficacité de rayonnement du réseau peut s'expliquer par le phénomène de superdirectivité, où les distributions de courant de deux éléments adjacents tendent à être en opposition de phase et donc à annuler mutuellement leur rayonnement.

##### 3.3.1.2 Optimisation du gain

Afin d'améliorer le gain du réseau et obtenir un compromis optimal entre la directivité et l'efficacité de rayonnement, une optimisation du gain de l'antenne est effectuée. Les courbes en pointillés illustrent les résultats obtenus en fonction de la distance de séparation. Grâce à cette optimisation, l'efficacité de rayonnement de l'antenne réseau est considérablement améliorée par rapport au cas précédent, avec une efficacité supérieure à 75%, même pour de faibles distances

inter-éléments. Néanmoins, cette amélioration se fait au détriment de la directivité maximale ce qui confirme la relation inverse entre les deux quantités.

Pour  $d=0,02\lambda$ , le réseau d'antennes présente une directivité maximale de 5,9 dBi, soit une baisse de 1,4 dBi par rapport au cas d'optimisation de directivité. Cependant, il présente une efficacité de rayonnement élevée de 76 %, ce qui entraîne une augmentation du gain de 1,5 dBi par rapport l'optimisation de la directivité.

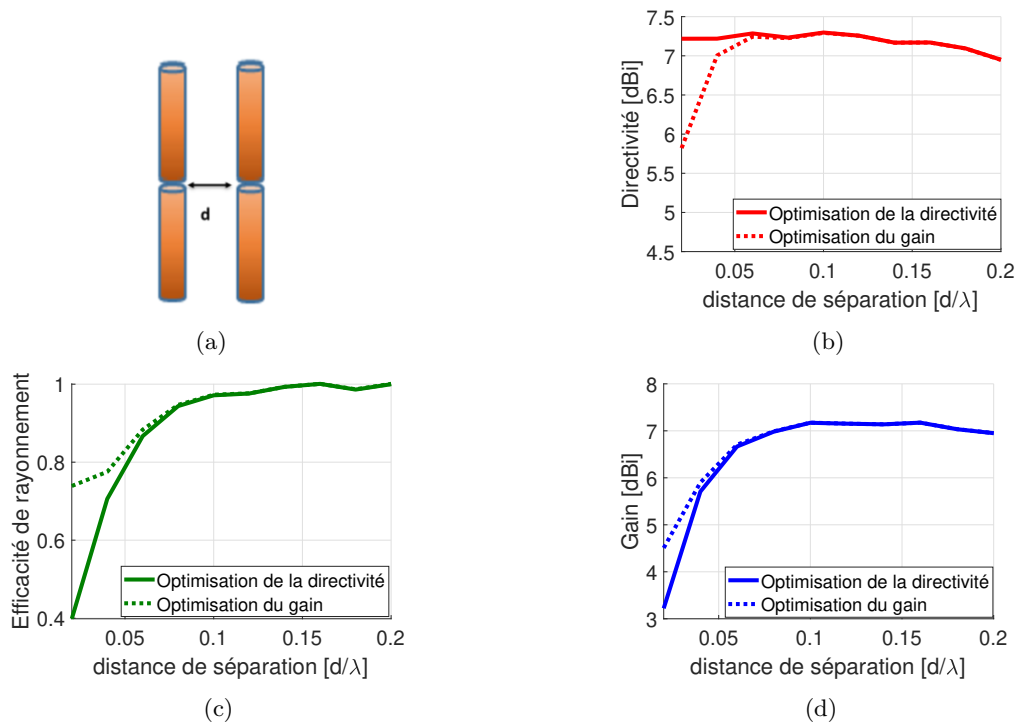


Figure 3.1 – Résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation: (a) Réseau à deux dipôles (b) Directivité dans la direction "End-fire", (c) Efficacité de rayonnement et (d) Gain dans la direction "End-fire".

### 3.3.2 Réseau à trois éléments

Dans cet exemple, on considère un réseau à trois éléments. La figure 3.2 montre la directivité (Fig 3.2b), l'efficacité (Fig 3.2c) et le gain (Fig 3.2d) en fonction de la distance de séparation  $d$  pour les optimisations de la directivité (tracé plein) et du gain (tracé en pointillé).

#### 3.3.2.1 Optimisation de la directivité

À l'aide de cette optimisation, une directivité importante supérieure ou égale à 10 dBi est obtenue quelle que soit la distance de séparation. Cependant, l'efficacité du rayonnement diminue considérablement à mesure que la distance de séparation diminue. Pour une distance  $d=0,02\lambda$ ,

le réseau d'antennes présente une directivité maximale de 10,4 dBi soit 3,65 dB au-dessus de la limite d'Harrington. Néanmoins, il présente une faible efficacité de 0,58 % et par conséquent un très faible gain de -19 dBi. Cette chute spectaculaire de l'efficacité de rayonnement est due à la diminution significative de la résistance de rayonnement par rapport la résistance ohmique (pertes) à cause du fort couplage électromagnétique.

### 3.3.2.2 Optimisation du gain

Lorsque le gain est optimisé, l'efficacité de rayonnement de l'antenne est considérablement améliorée par rapport au premier cas avec une efficacité élevée supérieure ou égale à 80 % même pour de faibles distances de séparation. Pour une distance  $d=0,02\lambda$ , le réseau d'antennes présente une directivité maximale de 7,35 dBi, soit 0,6 dB au-dessus de la limite d'Harrington, une efficacité de rayonnement de 80 % et un gain de 6,85 dBi au lieu de -19 dBi pour l'optimisation de la directivité. Il convient de noter que la directivité est réduite pour  $d < 0,15\lambda$  allant jusqu'à 3 dBi.

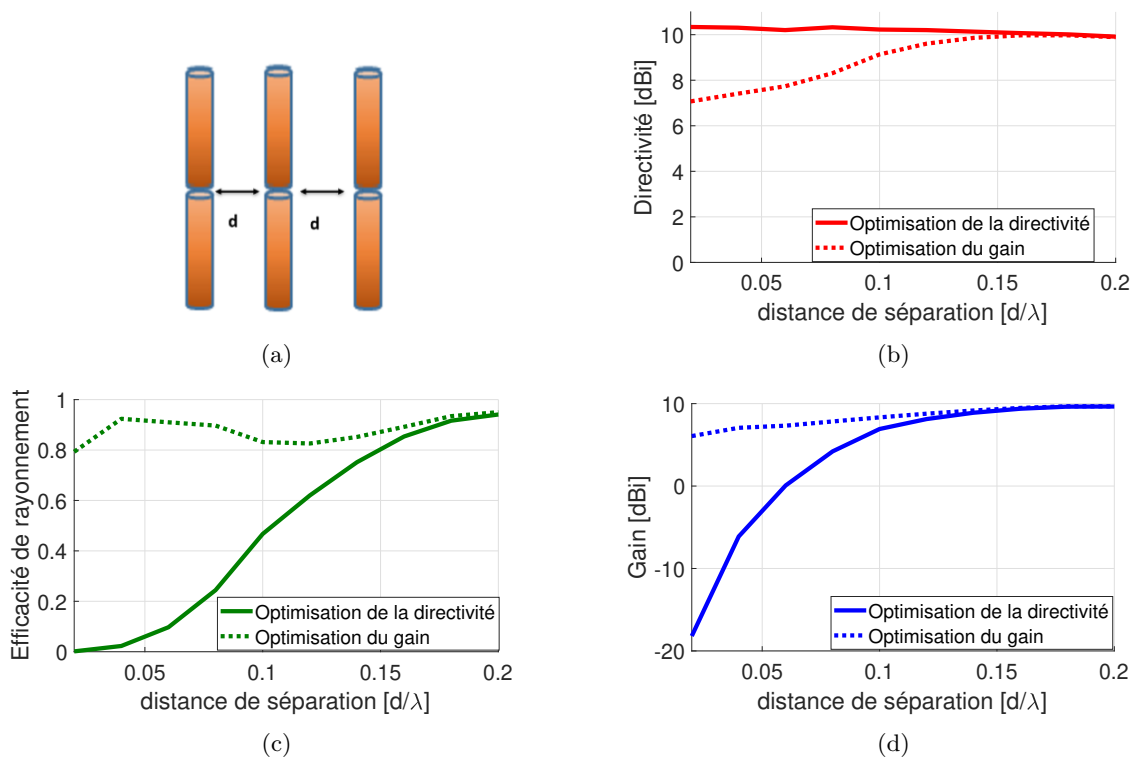


Figure 3.2 – Résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation: (a) Réseau à trois dipôles (b) Directivité dans la direction "End-fire", (c) Efficacité de rayonnement et (d) Gain dans la direction "End-fire".



### 3.3.3 Réseau à quatre éléments

Finalement on considère un réseau à quatre éléments. La figure 3.3 montre les résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation  $d$ . Pareil, en cas d'optimisation de la directivité (tracé plein), le réseau superdirectif atteint une directivité intéressante dans l'intervalle [10.8-12.7dBi]. Néanmoins, une telle optimisation conduit à une dégradation importante de l'efficacité et par conséquent du gain. Pour des distances de séparation  $d < 0,1\lambda$ , l'antenne présente une efficacité de rayonnement quasiment nulle.

Ensuite, une optimisation du gain est effectuée afin d'améliorer les performances de l'antenne. Les courbes en pointillés montrent les résultats obtenus en fonction de la distance de séparation. Une augmentation importante de l'efficacité est observée par rapport au cas précédent, avec une efficacité supérieure à 80% pour toutes les distances de séparation. L'amélioration peut être notée également sur le gain de l'antenne superdirective dont la différence par rapport le premier cas, atteindre une valeur de 32 dBi pour une distance de  $d=0,02\lambda$ . Cependant, une diminution de la directivité pour  $d < 0,2\lambda$  allant de 0.5dB à 4 dBi peut être notée.

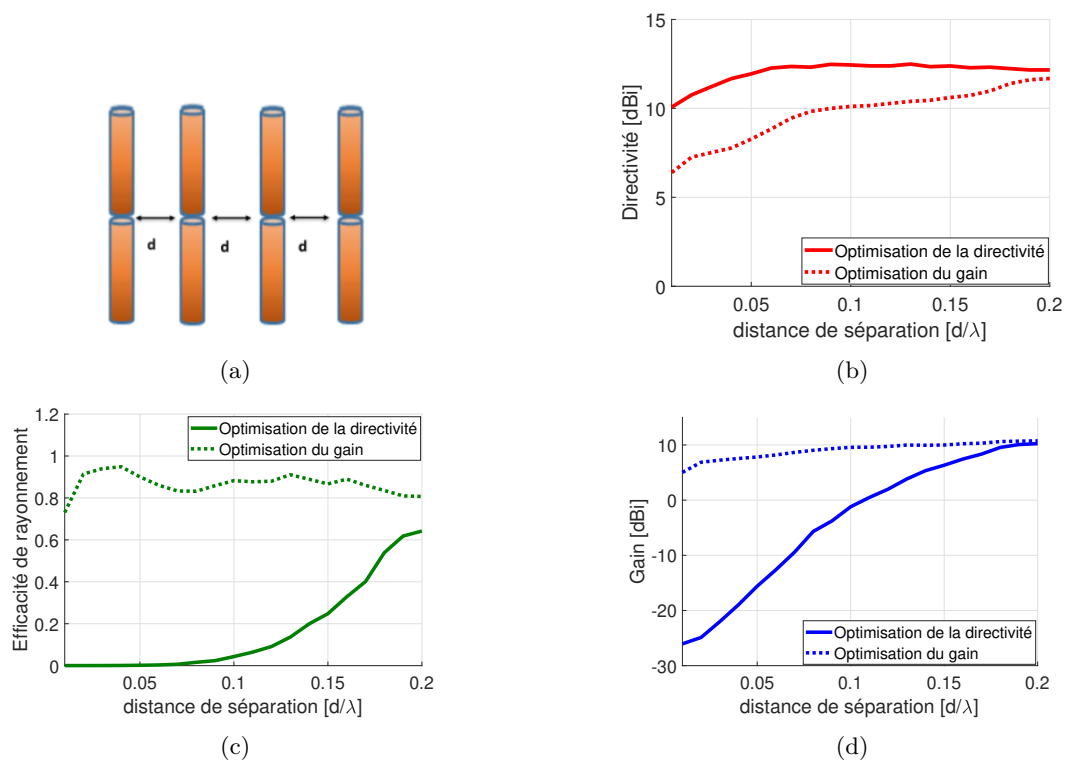


Figure 3.3 – Résultats d'optimisation en fonction de la distance de séparation: (a) Réseau à quatre dipôles (b) Directivité dans la direction "End-fire", (c) Efficacité de rayonnement et (d) Gain dans la direction "End-fire".

### 3.3.4 Optimisation multi-objectif : Abaque directivité-efficacité

L'optimisation du gain au lieu de la directivité permet d'améliorer considérablement l'efficacité des réseaux superdirectifs, en particulier pour des réseaux présentant un couplage EM fort. Néanmoins, cette amélioration se fait au détriment de la directivité maximale du réseau, ce qui se traduit par des rayonnements dans des directions indésirables. Afin d'établir un compromis optimal entre la directivité et l'efficacité, dans ce paragraphe une optimisation multi-objectif de la directivité et l'efficacité est proposée. Dans cette optimisation, chaque terme de l'optimisation peut être pondéré indépendamment selon est ce qu'on souhaite plus de directivité ou plus d'efficacité. Les étapes de cette optimisation multi-objectif sont résumées ci-dessous:

1. Calcul de la directivité du réseau d'antennes en utilisant la formule 3.15 pour le cas d'un réseau entièrement excité ou (2.16) pour un réseau à éléments parasites.
2. Détermination de l'efficacité de rayonnement du réseau d'antenne à partir la formule (3.9) pour le cas d'un réseau entièrement excité ou 3.14 pour un réseau à éléments parasite.
3. Définition d'une fonction multi-objectif avec des coefficients de pondérations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  respectivement pour la directivité et l'efficacité comme suit :

$$F_{obj} = \omega_1 \eta_{rad} + \omega_2 D(\theta_0, \varphi_0) \quad (3.21)$$

4. Finalement, un algorithme d'optimisation à évolution différentielle permet d'optimiser les coefficients d'excitations ou les valeurs des charges  $Z_{charges}$  qui offre le compromis souhaité.

À l'aide de cette optimisation multi-objectif, il est possible de tracer des abaques de directivité en fonction de l'efficacité pour différentes distances de séparation du réseau à optimiser. Cela permet d'explorer toutes les combinaisons Directivité-Efficacité réalisables par l'antenne, et de choisir la combinaison la plus appropriée selon les besoins. La figure 3.4 présente des exemples d'abaque Directivité-Efficacité pour les réseaux superdirectifs à base des dipôles présentés dans la section 3.3 respectivement pour le réseau à deux éléments (3.4a), le réseau à trois éléments (3.4b) et le réseau à quatre éléments (3.4c).

Ces abaques montrent clairement que la synthèse d'un réseau superdirectif est soumise à un verrou entre la directivité, l'efficacité et la compacité (distance de séparation) et par conséquent un compromis doit être choisi.

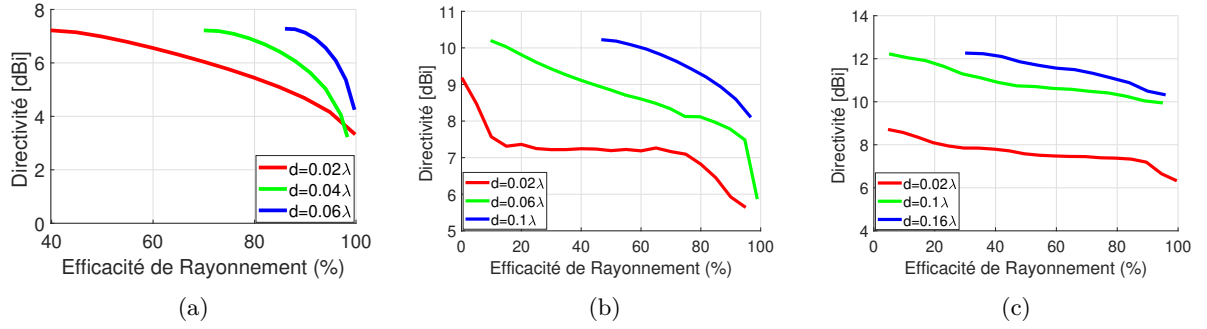


Figure 3.4 – Abaque directivité-efficacité: (a) Réseau à deux dipôles, (b) Réseau à trois dipôles et (c) Réseau à quatre dipôles.

### 3.4 Comparaison avec l'état de l'art

Dans cette section, des réseaux superdirectifs à éléments parasites présentés dans l'état de l'art sont ré-optimisés en effectuant une optimisation du gain ainsi qu'une optimisation multi-objectif de la directivité et l'efficacité. Les performances obtenues sont ensuite comparées à celles présentées dans les références correspondantes.

#### 3.4.1 Réseau à base d'antenne dipôle imprimé [14]

Dans ce premier exemple, reprenons le cas du réseau superdirectif à base du dipôle imprimé présenté dans le chapitre 2. Le réseau se compose de quatre dipôles de longueur électriques de  $0,4\lambda$  à 868 MHz. Le réseau est imprimé sur un substrat Rogers RO4003 avec une distance de séparation de  $d=0,1\lambda$ . Ses dimensions totales sont de  $124,6 \times 156 \times 0,813mm^3$  et sa taille électrique est de  $r_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = 1,81$  (Figure 3.5a).

La figure 3.5b montre l'abaque directivité-efficacité du réseau tracé à l'aide de l'optimisation multi-objectif. Selon ce graphique, le réseau peut atteindre une directivité maximale de 12,7 dBi dans la direction "End-Fire". Cependant, cette directivité maximale est associée à une efficacité très faible de 2,4 %. En revanche, le réseau peut atteindre une efficacité maximale de 90% avec une directivité de 9,1 dBi. Le tableau 3.1 montre les charges parasites optimales pour avoir le maximum de directivité (colonne 1) et le maximum de gain (colonne 2). Le tableau 3.2 présente la comparaison entre les performances obtenues à l'aide de ces charges. La comparaison révèle que l'optimisation du gain conduit à une baisse de directivité de 3,18 dBi par rapport à la méthode d'optimisation de directivité décrite dans [14]. Cependant, elle entraîne une augmentation importante du gain de 12,25 dBi et une amélioration significative de l'efficacité de rayonnement de 0,832 (83,2%).

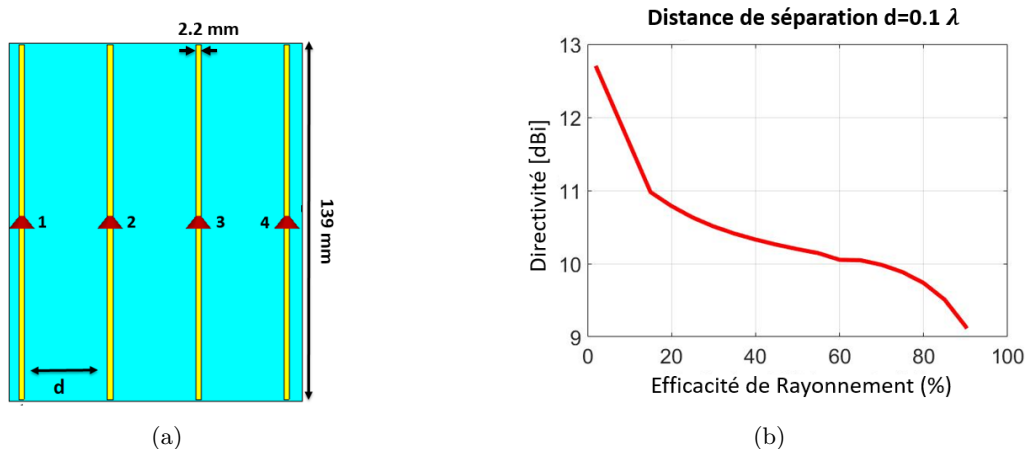


Figure 3.5 – (a) Réseau superdirectif à quatre dipôles imprimés, (b) Abaque directivité-efficacité.

Table 3.1 – Charges Optimales

	Directivité max [14]	Gain max
Port 1	L=4.68 nH	L= 4.8 nH
Port 2	Excité	Excité
Port 3	R=0.63 $\Omega$ (en série) L=1.74 nH	C=0.7 pF
Port 4	R=1.1 $\Omega$ (en série) L=4.27 nH	C=21.7 pF

Table 3.2 – Comparaison

	Directivité max [14]	Gain max
Directivité [dBi]	12.5	9.32
Gain [dBi]	-3.6	8.65
Efficacité de rayonnement	2.45 %	85.7%

### 3.4.2 Réseau à base d'une antenne demi-boucle [18]

Dans cet exemple (développé à l'IETR), le réseau est composé de trois antennes miniature demi-boucle montées sur un circuit imprimé [18]. L'antenne excitatrice est alimentée par couplage via une ligne microruban de  $50 \Omega$  placée sur la face inférieure du substrat (Figure 3.6a). Le réseau est imprimé sur un substrat Rogers RO4003 de dimensions  $97,9 \times 110 \times 0,8 \text{ mm}^3$ , de permittivité  $\epsilon_r = 3,55$ , et de tangente des pertes de  $\tan(\delta) = 0,0027$ . En outre, l'antenne possède une fréquence de résonance de 863 MHz et une taille électrique de  $r_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = 1,33$ .

La figure 3.6b montre l'abaque directivité-efficacité du réseau. Selon cet abaque, le réseau peut atteindre une directivité maximale de 10 dBi dans la direction "End-Fire" avec une efficacité de rayonnement de 8.7%. En revanche le réseau peut atteindre une efficacité maximale de 90% mais avec une faible directivité de 2 dBi. Le tableau 3.4 présente les résultats d'optimisation du gain comparés aux performances présentés en [18]. La comparaison révèle une baisse de

directivité de 2,45 dBi en optimisant le gain. Cependant, une augmentation importante de l'efficacité de rayonnement de 0,659 (65.9 %) et du gain de l'antenne de 6,88 dBi est réalisée.

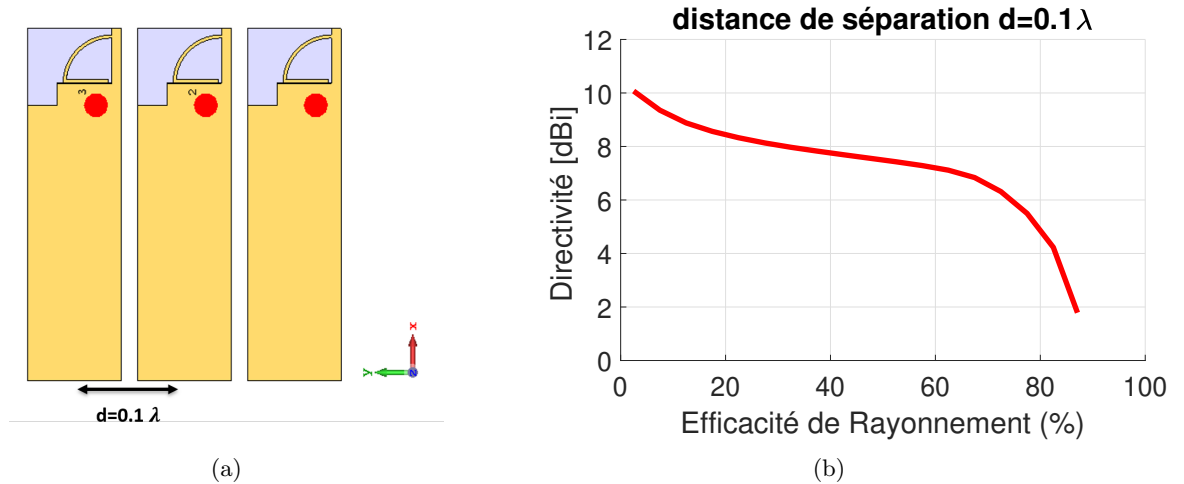


Figure 3.6 – (a) Réseau à trois antennes demi-boucle, (b) Abaque directivité-efficacité.

Table 3.3 – Charges Optimales

	Directivité max ref [18]	Gain max
Port 1	R=7.6Ω série C=11.4 pF	L= 4.25 nH
Port 2	Excité	Excité
Port 3	C=3.74 pF	L=11.4 nH

Table 3.4 – Comparaison

	Directivité max ref [18]	Gain max
Directivité [dBi]	9	6.55
Gain [dBi]	-1.6	5.28
Efficacité de rayonnement	8.7%	74.6%

### 3.4.3 Réseau à base d'une antenne monopôle méandre [33]

L'antenne unitaire utilisée dans cet exemple est un monopôle à méandres, imprimé sur un substrat Rogers *RT5880* de dimensions de  $122 \times 31 \times 0,8\text{mm}^3$ , de permittivité  $\epsilon_r = 2,2$  et de tangente des pertes de  $\tan(\delta) = 0.0009$ . Un réseau à quatre éléments opérant à 900 MHz est formé avec une distance de séparation de  $0,2\lambda$  et une taille électrique de  $r_0 = 2,46$  (Fig. 3.7a).

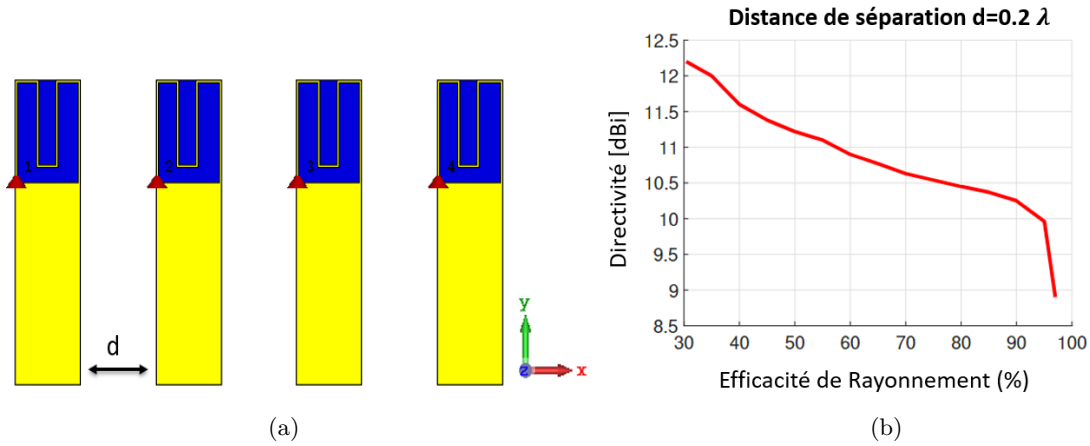


Figure 3.7 – (a) Réseau superdirectif à quatre monopôles à méandres, (b) Abaque directivité-efficacité correspondant.

La figure 3.7b, montre l’abaque directivité-efficacité du réseau tracé à l’aide de l’optimisation conjointe. Dans cet exemple, le réseau peut atteindre une directivité maximale de 12.2 dBi avec une efficacité de rayonnement de 30 %. Par ailleurs, le réseau peut atteindre une efficacité maximale de 98% avec une directivité de 9 dBi. Le tableau 3.6 présente les résultats d’optimisation comparés avec ceux présentés en [33]. La comparaison montre une baisse de directivité de 1,5 dBi en optimisant le gain. En outre, une amélioration d’efficacité de rayonnement de 0.473 (47.3%) et du gain de l’antenne de 1,51 dBi peut être notée.

Table 3.5 – Charges Optimales

	Directivité max ref [33]	Gain max
Port 1	L=12 nH	L=17,5 nH
Port 2	Excité	Excité
Port 3	C=7,6 pF	C=24 pF
Port 4	R=61,2Ω série L=77,5 nH	C=8,3 pF

Table 3.6 – Comparaison

	Directivité max ref [33]	Gain max
Directivité [dBi]	11,6	10,1
Gain [dBi]	8,3	9,81
Efficacité de rayonnement	46,7 %	94 %

Cette comparaison montre clairement que la méthodologie d’optimisation multi-objectif ou du gain proposée conduit à une amélioration significative de l’efficacité et, par conséquent, du gain des réseaux superdirectifs. Cette amélioration devient plus notable pour des réseaux à faible distance inter-éléments ou/et lorsque le nombre des éléments du réseau est supérieur à 2.

### 3.5 Analyse modale

Pour mieux comprendre comment les modes caractéristiques sont manipulés en utilisant l'optimisation de la directivité ou du gain, une analyse modale des champs modaux ainsi que des efficacités modales est menée pour les deux cas d'optimisation.

Reprenons l'exemple du réseau à base du monopôle à méandres présenté dans le paragraphe 3.4.3. La figure 3.8 montre les coupes 2D des champs modaux du réseau en échelle linéaire à 900 MHz dans le plan azimutal (x,y). D'après ces coupes, les trois modes 1, 3 et 4 possèdent des diagrammes bidirectionnels avec un lobe pointant dans la direction souhaitée ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ) tandis que le deuxième est orienté dans la direction arrière ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$ ). En outre, le mode 2 présente un lobe principal orienté dans la direction indésirable ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 240^\circ$ ).

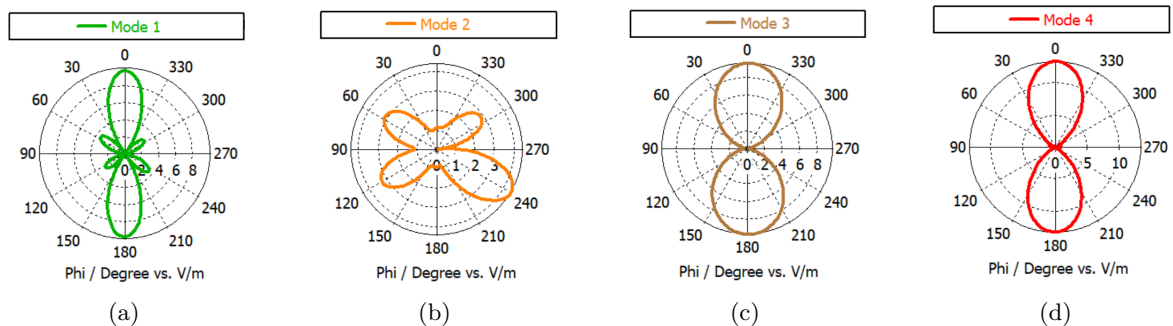


Figure 3.8 – Champs modaux à 900 MHz : (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, (d) Mode 4.

La figure 3.9 montre les efficacités modales de l'antenne. Le mode 1 est moins efficace avec une efficacité modale de 60 % à la fréquence de fonctionnement 900 MHz. En revanche, les modes 2, 3 et 4 présentent des efficacités modales élevées de 100 % sur toute la bande de fréquence [800-1000 MHz].

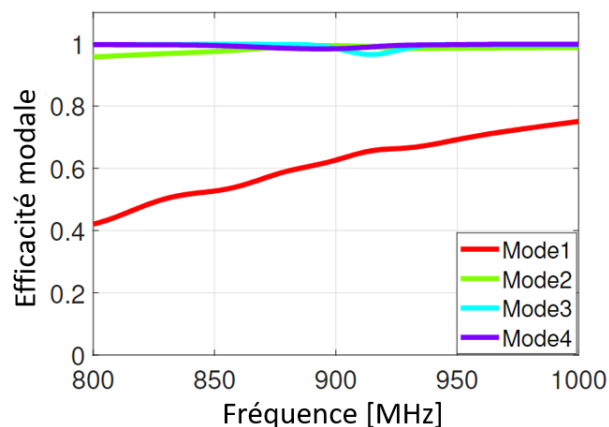


Figure 3.9 – Efficacité Modale en fonction de la fréquence.

Par conséquent, pour obtenir un rayonnement à la fois efficace et directif dans la direction souhaitée ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ), le mode 1 (directif mais non efficace) et le mode 2 (efficace mais non directif) doivent être supprimés. D'autre part, les modes 3 et 4 (directifs et efficaces) doivent être excités et pondérés correctement via les coefficients modaux complexes  $\alpha_n$  afin d'obtenir une superposition constructive dans la direction désirée ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ) et une superposition destructive dans la direction arrière ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$ ).

La figure 3.10 montre les coefficients modaux en fonction de la fréquence pour l'optimisation de la directivité (figure 3.10a) et pour l'optimisation du gain (figure 3.10b). D'après ces graphiques, en cas d'optimisation de la directivité, le mode 1 (directif et moins efficace) est bien excité à la fréquence d'optimisation 900 MHz (figure 3.10a). Cela explique pourquoi le réseau superdirectif est moins efficace (efficacité de rayonnement de 46,7 %). En revanche, en cas d'optimisation du gain, les modes 3 et 4 sont bien excités ce qui explique pourquoi l'efficacité du réseau est considérablement améliorée pour atteindre une efficacité de rayonnement de 93.5 %. Ainsi, l'optimisation du gain favorise l'excitation des modes les plus efficaces.

Figure 3.11 présente les champs modaux pondérés. Les modes 1 et 2 sont fortement atténués (Fig. 3.11a) tandis que les modes 3 et 4 ont subi une superposition destructive afin d'annuler le lobe arrière et une superposition constructive pour favoriser la directivité dans la direction désirée ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ) (Fig. 3.11b).

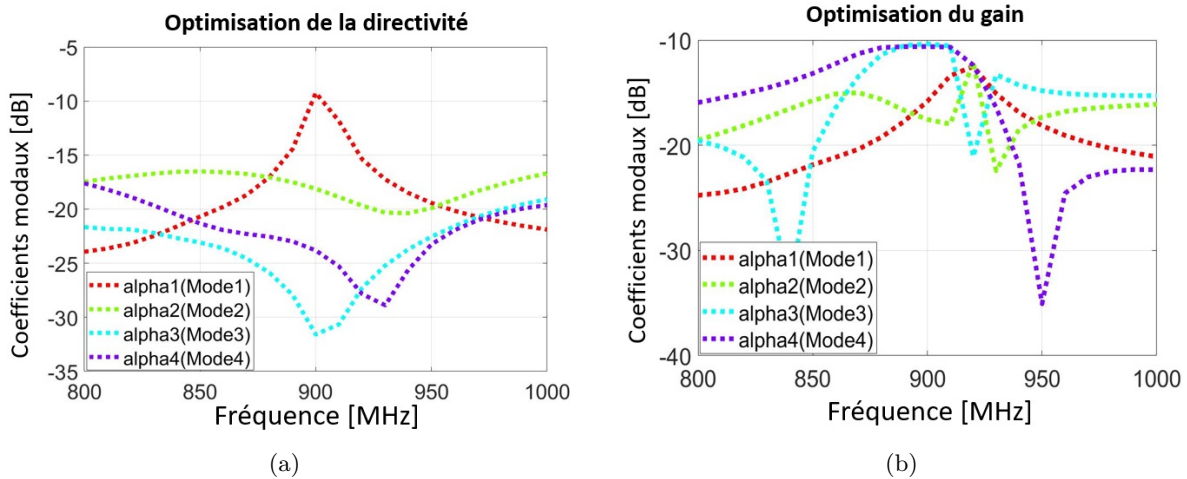


Figure 3.10 – Coefficients modaux  $\alpha_n$  en dB : (a) En cas d'optimisation de la directivité, (b) En cas d'optimisation du gain.



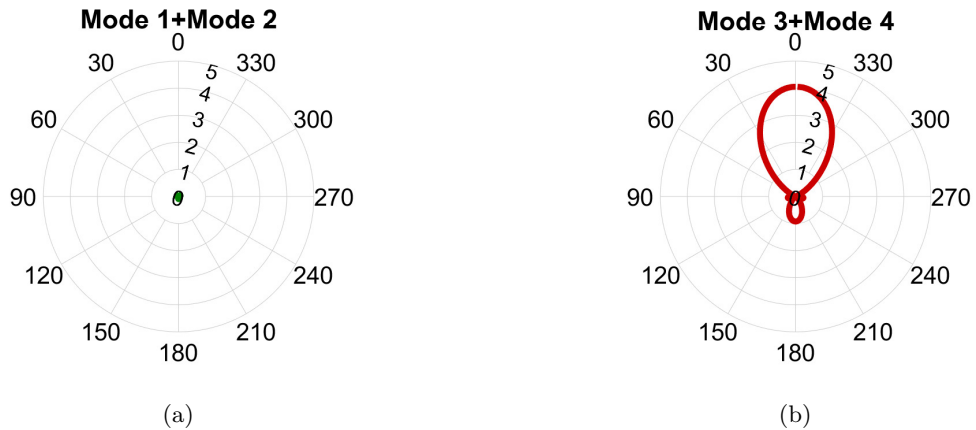


Figure 3.11 – Somme pondérée des champs modaux (a) Somme pondérée des modes 1 et 2, (b) Somme pondérée des modes 3 et 4.

### 3.6 Validation Expérimentale

Un prototype du réseau à base du monopôle à méandres pliés avec les charges d’optimisation du gain données dans le tableau (3.5) a été fabriqué et mesuré (Fig. 3.12). Les performances de rayonnement de l’antenne ont été mesurées dans le système de mesure en champ proche MVG Star Lab.

La figure 3.13a présente la directivité mesurée en fonction de la fréquence. L’antenne présente une bande passante en directivité (à -1 dB) mesurée de 6,6 %, en bon accord avec celle simulée (6,2 %). La figure 3.13b représente le gain réalisé en fonction de la fréquence. Le gain mesuré présente une largeur de bande à -1 dB de 4,9 % tandis que la bande obtenue par simulation est de 6,6 %. Cette différence est probablement due à l’incertitude de la chambre de mesure [59].

La figure 3.13c illustre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. La bande passante d’adaptation à -10dB mesurée est de 30 MHz, en bon accord avec celle simulée (37 MHz). La figure 3.13d montre l’efficacité totale mesurée en fonction de la fréquence. Comme le prévoyait la simulation, le réseau d’antennes présente une très bonne efficacité. La petite différence constatée entre la simulation et la mesure est probablement due aux effets du câble, du connecteur ainsi qu’aux résistances internes des charges qui introduisent des pertes ohmiques supplémentaires.

La figure 3.14f montre la composante principale (tracé plein) et la composante croisée (tracé en pointillés) du champ électrique mesuré. L’antenne présente des diagrammes de rayonnement avec des composantes croisées faible inférieure ou égale à -5dBi.



Figure 3.12 – Prototype fabriqué

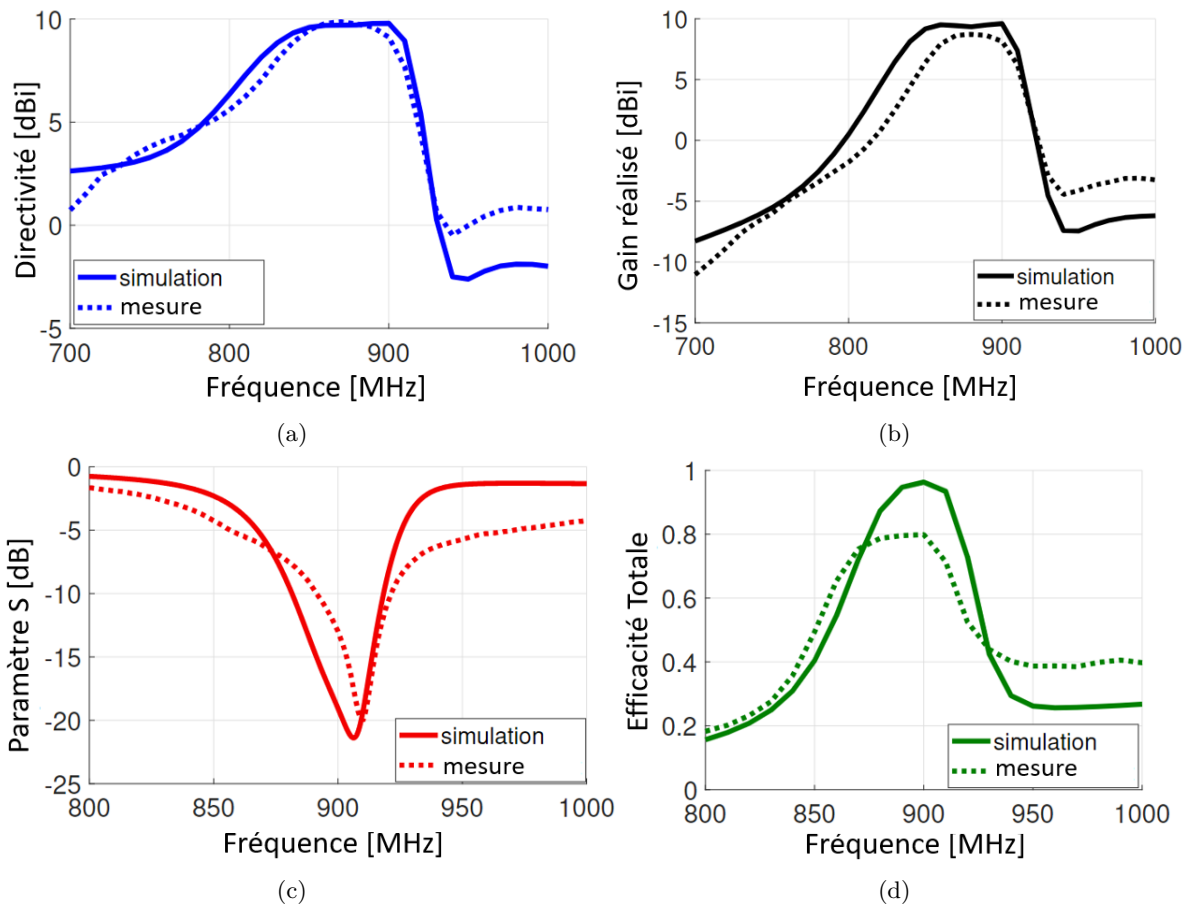


Figure 3.13 – Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation en fonction de la fréquence : (a) Directivité , (b) Gain réalisé, (c) coefficient de réflexion en dB et (d) Efficacité totale.

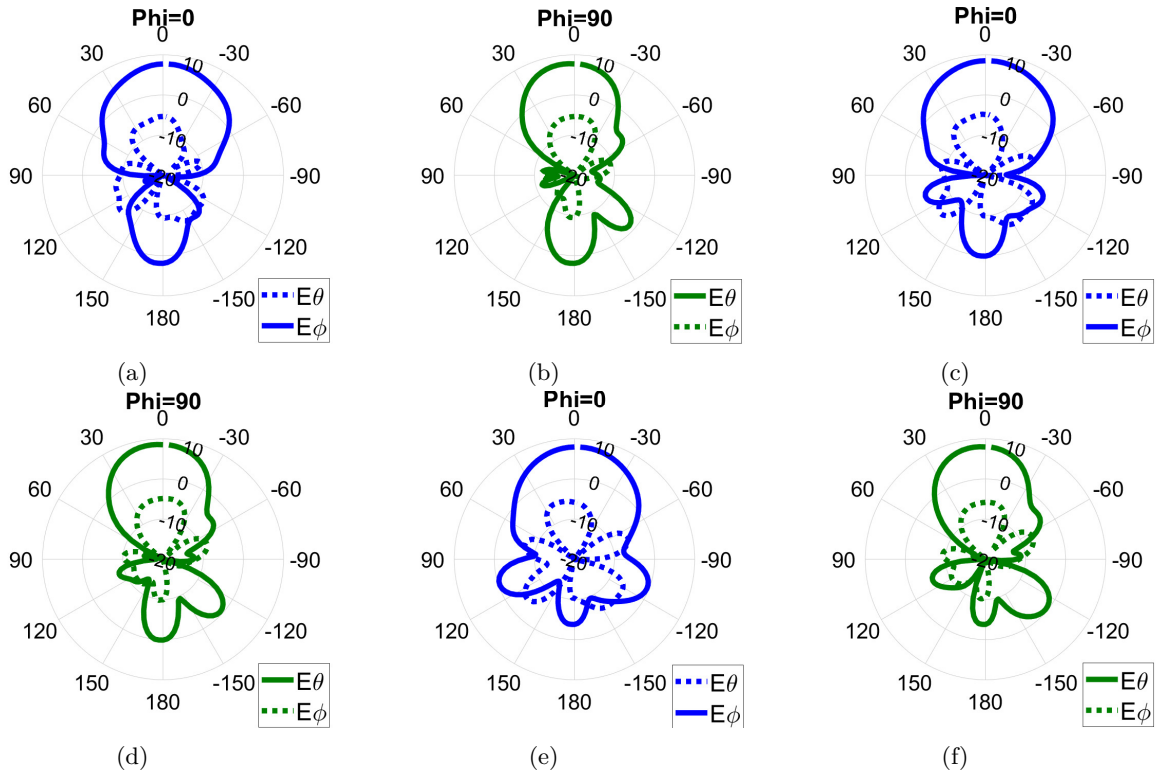


Figure 3.14 – Composante principale (tracé plein) et composante croisée (tracé en pointillés) du champ mesuré : (a) et (b) à 860 MHz, (c) et (d) à 880 MHz, (e) et (f) à 900 MHz.

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, deux approches d'optimisation pour améliorer le gain (ou l'efficacité) des réseaux superdirectifs sont présentées. La première procédure optimise le gain du réseau plutôt que la directivité en trouvant l'excitation complexe optimale pour le cas d'un réseau entièrement excité ou les charges parasites optimales pour une configuration à éléments parasites. Une telle optimisation conduit à une amélioration significative du gain des réseaux superdirectifs, en particulier pour des réseaux à faible distance de séparation et/ou des réseaux avec un nombre d'éléments supérieur à 2. Néanmoins, cette amélioration du gain se fait au détriment de la directivité maximale du réseau ce qui se traduit par des rayonnements dans des directions indésirables. Afin d'établir un compromis optimal entre la directivité et le gain, une seconde approche d'optimisation multi-objectif de la directivité et l'efficacité de rayonnement a été proposée. À l'aide de cette approche il est possible d'explorer toutes les combinaisons possible de directivité et d'efficacité du réseau à optimiser en traçant des abaques de directivité en fonction de l'efficacité pour différentes distances de séparation. Cela offre la possibilité de sélectionner la combinaison la plus optimale selon les exigences. La procédure proposée est appliquée ensuite pour réoptimiser certains réseaux superdirectifs présentés dans l'état de l'art. Les résultats

obtenus montrent une amélioration importante sur le gain de ces réseaux par rapport aux résultats présentés dans les références correspondantes. Pour valider les résultats numériques, un prototype du réseau à quatre monopôles méandres a été fabriqué et mesuré. La comparaison entre la mesure et la simulation montre une très bonne concordance.

Une autre limitation des réseaux superdirectifs c'est leur désadaptation ainsi que leur bande passante très étroite même avec l'utilisation d'un circuit d'adaptation externe. Pour aborder ce problème, dans le chapitre suivant une optimisation multi-objectif de la directivité et l'adaptation est proposée en utilisant la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports (NCM).

# CONCEPTION DES RÉSEAUX SUPERDIRECTIFS LARGE BANDE.

---

La conception des réseaux superdirectifs est l'un des problèmes les plus complexes, étant donné que leur synthèse est soumise à plusieurs verrous. Une limitation fondamentale associée à ce type de réseaux, est leur désadaptation ainsi que leur bande passante très étroite. En effet, pour atteindre la superdirectivité, les distributions de courants sur les éléments adjacents tendent à être en opposition de phase. Cela conduit à une baisse drastique de la résistance d'entrée de l'antenne par rapport à l'impédance interne de la source d'excitation, ce qui entraîne une forte perte par désadaptation d'impédance [13]. D'autre part, la maximisation de la directivité entraîne une augmentation du facteur de qualité des réseaux superdirectifs ce qui restreint la largeur de bande opérationnelle même avec l'utilisation d'un circuit d'adaptation externe. Pour pallier ce problème, les auteurs dans [3] suggèrent d'utiliser un élément unitaire large bande (ou à faible facteur de qualité  $Q$ ) pour concevoir des antennes superdirectives large bande. Toutefois, cette approche devient limitée pour des configurations à couplage mutuel fort, à savoir les réseaux compacts empilés [60] ou des réseaux avec un nombre d'éléments  $> 2$  [61]. Dans de telles configurations, un circuit d'adaptation externe est toujours nécessaire pour adapter l'antenne mais sur une bande de fréquence très étroite.

Pour aborder ce problème, ce chapitre présente une approche simple pour la synthèse des réseaux superdirectifs large bande, en utilisant la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à  $N$  ports (NCM) [51]. La méthode proposée consiste en une optimisation multi-objectif de la directivité et l'adaptation de l'antenne dans une large bande de fréquence.

Pour expliquer la méthode de conception, le chapitre est organisé comme suit : La section 1 met en avant la relation inverse entre la directivité et la bande passante. La section 2 présente le formalisme mathématique de la NCM utilisé dans l'optimisation. La section 3 explique la méthodologie d'optimisation proposée. Quelques lignes directrices pour définir les paramètres d'optimisation sont également données. La section 4 présente l'application de l'approche d'optimisation sur des exemples de réseaux superdirectifs. Pour avoir un aperçu de la manière dont les charges optimales manipulent les modes caractéristiques, une analyse modale est présentée dans la section 5. La section 6 présente une validation expérimentale. Enfin, une comparaison avec

l'état de l'art est donnée dans la section 7

## 4.1 Formulation du problème

Cette section, met en avant la relation inverse entre la directivité et la bande passante des réseaux superdirectifs.

### 4.1.1 Facteur de qualité d'un réseau d'antennes

Le facteur de qualité est un moyen simple pour quantifier la largeur de bande passante d'une antenne. Il est défini comme le rapport entre l'énergie stockée et la puissance rayonnée [62].

$$Q_a = 2\omega \frac{\max(W_M, W_E)}{P} \quad (4.1)$$

Où  $\omega$  est la fréquence angulaire,  $W_M$  l'énergie magnétique stockée,  $W_E$  l'énergie électrique stockée et  $P$  la puissance rayonnée.

Considérons un réseau à  $\mathbf{N}$  antennes. Soit  $I = [I_1, \dots, I_n]^T$  le vecteur des coefficients d'excitation des éléments du réseau et  $E_n(\theta, \varphi)$  le champ électrique lointain (complexe) rayonné par la  $n^{\text{ème}}$  antenne dans l'environnement de son réseau. Le facteur de qualité du réseau d'antennes peut être exprimé sous la forme suivante [63] :

$$Q \simeq Q_a \cdot \frac{I^* \cdot I}{I^* \cdot U \cdot I} \quad (4.2)$$

Où  $Q_a$  est le facteur de qualité de l'élément unitaire du réseau et  $U$  une matrice hermitienne dont les éléments sont donnés par :

$$U_{m,n} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{E}_m(\theta, \varphi) \cdot \vec{E}_n^*(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi \quad (4.3)$$

Le facteur  $Q$  d'une antenne est inversement proportionnel à sa bande passante  $BW$  telle que :

$$BW \propto \frac{1}{Q} \quad (4.4)$$

$$\propto \frac{1}{Q_a} \frac{I^* \cdot U \cdot I}{I^* \cdot I} \quad (4.5)$$

Par conséquent, à mesure que le facteur  $Q$  augmente la bande passante de l'antenne  $BW$  diminue.

Le paragraphe suivant met en lumière la proportionnalité inverse entre la directivité et la bande passante pour les réseaux d'antennes superdirectifs.

### 4.1.2 Relation inverse entre la directivité et la bande passante

Rappelons la directivité dans une direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  d'un réseau à  $N$  antennes excitées par les coefficients de courant  $I = [I_1, \dots, I_n]^T$  :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{I^* \cdot F \cdot I}{I^* \cdot U \cdot I} \quad (4.6)$$

Selon l'expression 4.6, maximiser la directivité du réseau d'antennes dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  revient à maximiser l'intensité de rayonnement représentée par le numérateur  $(I^* \cdot F \cdot I)$  et de minimiser le dénominateur  $(I^* \cdot U \cdot I)$ . Cela entraîne une minimisation automatique de la bande passante  $BW$ , étant donné que le dénominateur de la directivité  $(I^* \cdot U \cdot I)$  n'est que le numérateur de la bande passante (4.5).

### 4.1.3 Travaux antérieurs à l'IETR

Pour surmonter ces problèmes, une approche de conception des réseaux superdirectifs large bandes a été proposée à l'IETR dans le cadre de la thèse de Dr. Hussein Jaâfar [64]. Cette approche suggère d'utiliser un élément unitaire large bande (où à faible facteur de qualité  $Q$ ), pour concevoir des antennes superdirectives large bandes. Pour ce faire, les auteurs ont conçu une antenne large bande avec une bande passante d'impédance de 20 % (Fig.4.1). Ensuite, l'antenne est utilisée comme élément unitaire d'un réseau superdirectif parasite à deux éléments (Fig.4.2a). Ce réseau atteint une directivité maximale de 7 dBi dans la direction "end-fire" (Fig.4.3b) et une large bande passante d'impédance de 24 % (Fig.4.3c).

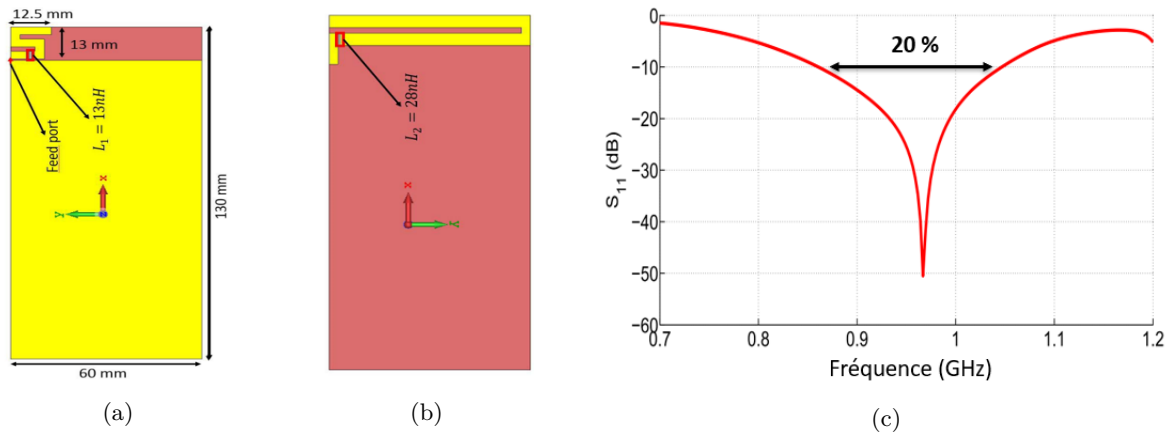


Figure 4.1 – Antenne élémentaire large bande : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous et (c) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

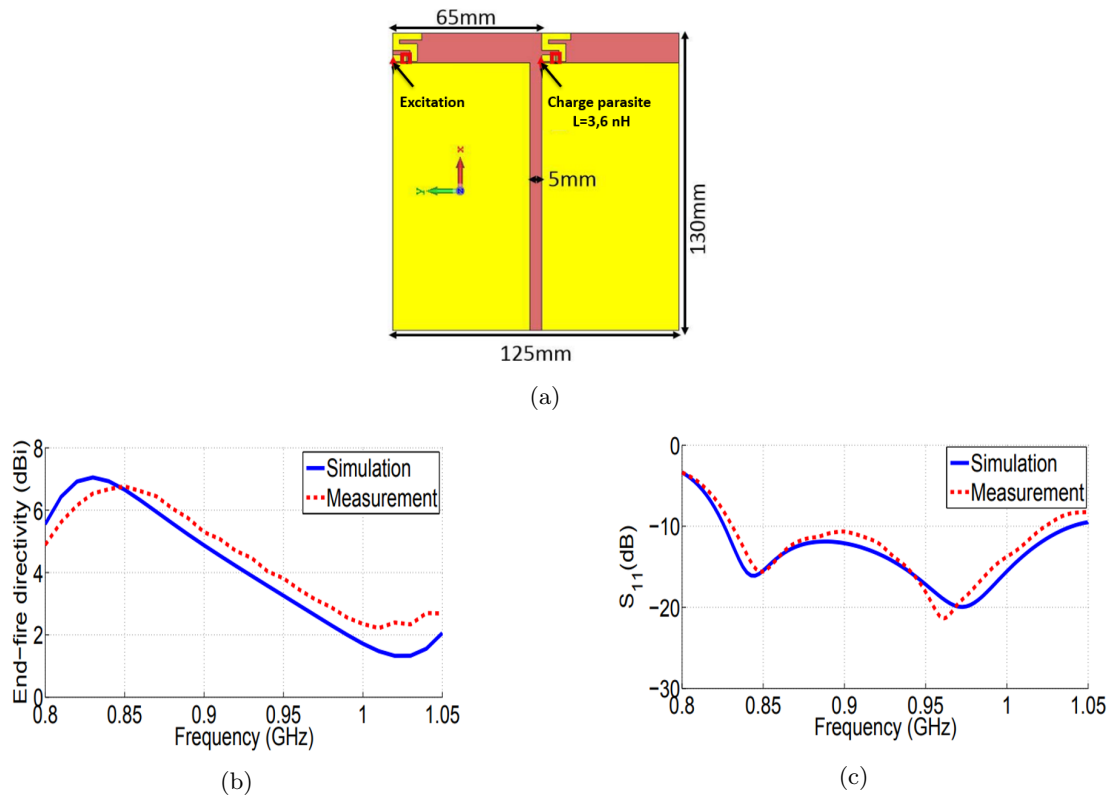


Figure 4.2 – Réseau superdirectif: (a) Directivité en fonction de la fréquence, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Toutefois, cette approche devient limitée pour des configurations à couplage mutuel fort, à savoir les réseaux compacts empilés ou des réseaux avec un nombre d'éléments  $> 2$ . En effet la même antenne large bande a été utilisée dans une configuration empilée comme le montre la figure (4.3a). Néanmoins, le réseau est désadapté et un circuit d'adaptation externe ne permet d'adapter l'antenne que sur une bande très étroite d'environ 1 % (Fig.4.2c). La même constatation peut être notée sur l'exemple à trois éléments présenté dans le chapitre 2 (sous-section 2.3.3) où la bande passante réalisée à l'aide d'un circuit d'adaptation externe est faible (d'environ 2%). Ce comportement faible bande est principalement dû au grand facteur de qualité des réseaux superdirectifs.



(a)



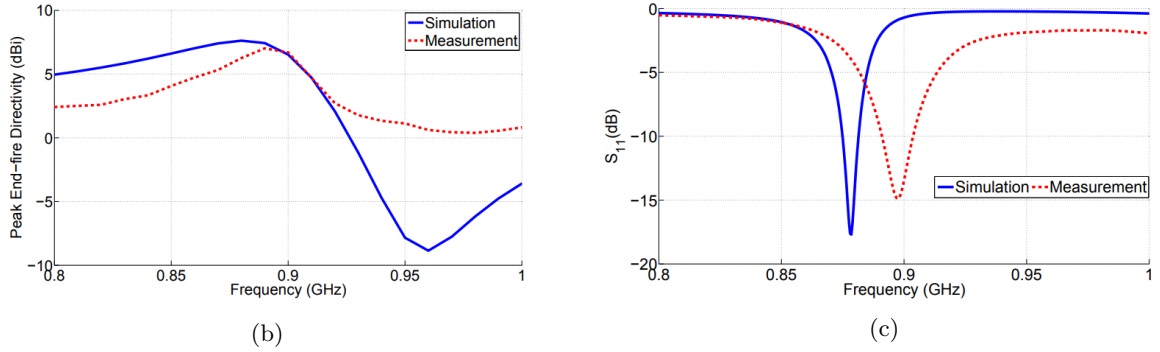


Figure 4.3 – Réseau superdirectif à éléments empilés: (a) Directivité en fonction de la fréquence, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Comme démontré ci-dessus, la conception des réseaux superdirectifs large bandes est une tâche délicate, car leur optimisation est soumise à un dilemme (proportionnalité inverse) entre la directivité d’une part et la bande passante d’impédance d’autre part. Pour surmonter ce problème, en ce qui suit une approche d’optimisation multi-objectif basée sur la théorie des modes caractéristiques d’une antenne à  $N$  ports est proposée. Elle consiste en deux éléments clés :

1. **Optimisation conjointe de la directivité et l’adaptation** : cette optimisation permet d’établir un compromis optimal entre la directivité et la bande passante.
2. **Incorporation des charges internes au sein de l’antenne excitatrice** : Il a été démontré que l’intégration d’un ensemble de charges passives optimales à l’intérieur d’une structure d’antenne permet un meilleur contrôle de son impédance d’entrée sur une large bande de fréquences [65].

Ci-dessous, le formalisme théorique utilisé dans l’optimisation proposée est présenté.

## 4.2 Contrôle des modes caractéristiques à l’aide des charges réactives

Comme vu dans le chapitre 2, les modes caractéristiques d’une antenne à  $N$  ports (NCM) peuvent être déterminés en résolvant l’équation à valeurs et vecteurs propre suivante :

$$[\mathbf{X}]\bar{\mathbf{J}}_n = \lambda_n[\mathbf{R}]\bar{\mathbf{J}}_n \quad (4.7)$$

Dont  $\mathbf{X}$  et  $\mathbf{R}$  sont respectivement les parties imaginaire et réelle de la matrice d’impédance de l’antenne à  $N$  ports.  $\lambda_n$  et  $\bar{\mathbf{J}}_n$  sont respectivement la  $n^{\text{ème}}$  valeur propre et son courant caractéristique (vecteur propre) correspondant. Si nous chargeons de manière réactive chacun

des N ports, la formule 4.7 devient :

$$[X + X_{charges}]\bar{I}_n = \gamma_n[R]\bar{I}_n \quad (4.8)$$

avec  $X_{charges}$  la matrice diagonale des charges réactives.  $\bar{I}_n$  et  $\gamma_n$  sont respectivement les nouveaux vecteurs et valeurs propres en tenant compte l'effet des charges reactives.

En agissant sur les valeurs de  $X_{charges}$ , il est possible de contrôler les modes caractéristiques de l'antenne et, par conséquent, ses performances en termes de d'adaptation et rayonnement.

### 4.2.1 Coefficient de réflexion et directivité de l'antenne à N-ports

Les courants au niveau des ports de l'antenne, peuvent être représentés, en fonction des courants caractéristiques comme suit :

$$I = \sum_{n=1}^N \alpha_n \bar{I}_n \quad (4.9)$$

où  $\alpha_n$  sont les coefficients modaux :

$$\alpha_n = \frac{\bar{I}_n^* \cdot \overline{V_{oc}}}{1 + j \cdot \gamma_n} \quad (4.10)$$

Substituant  $\alpha_n$  par son expression dans 4.9, les courants au niveau des ports deviennent :

$$I = \sum_{n=1}^N \frac{\bar{I}_n^* \cdot \overline{V_{oc}} \cdot \bar{I}_n}{1 + j \cdot \gamma_n} \quad (4.11)$$

avec  $\overline{V_{oc}}$  le vecteur définissant les tensions au niveau des ports de l'antenne.

En utilisant 4.11, l'admittance d'entrée du  $i^{ème}$  port peut être déterminée comme suit [66] :

$$Y_{in}(i) = \frac{I(i)}{V_{oc}(i)} = \sum_{n=1}^N \frac{I_n(i)^2}{1 + j \cdot \gamma_n} \quad (4.12)$$

Le coefficient de réflexion au niveau du  $i^{ème}$  port est alors :

$$S_{ii} = 20 \log_{10} \left| \frac{Y_0 - Y_{in}(i)}{Y_0 + Y_{in}(i)} \right| \quad (4.13)$$

avec  $Y_0$  l'admittance interne de la source d'excitation ( $Y_0 = 0.02S$ ).

La directivité de l'antenne à N ports chargés est donnée par la formule (2.11) du chapitre 2 comme suit :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \cdot \frac{\left| \sum_1^N \alpha_n \mathbf{E}_n^{\text{mode}}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_1^N \alpha_n \mathbf{E}_n^{\text{mod}}(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta d\theta \cdot d\varphi} \quad (4.14)$$

$$= 4\pi \frac{\alpha^* \cdot C \cdot \alpha}{\alpha^* \cdot U \cdot \alpha} \quad (4.15)$$

Ci-dessous, la méthodologie d'optimisation en utilisant le formalisme théorique de la NCM est détaillée.

### 4.3 Méthodologie de Conception

Dans cette section, la procédure d'optimisation conjointe de la directivité et la bande passante est présentée. Elle se compose de 7 étapes :

- **Étape 1** : Définition d'un réseau superdirectif à élément parasite (structure et nombre d'antennes élémentaires, mise en réseau, le choix de l'élément excitateur et les éléments parasites.)
- **Étape 2** : Incorporation des ports internes à l'intérieur du corps de l'antenne excitatrice afin d'assurer une large bande passante.
- **Étape 3** : À l'aide d'un simulateur électromagnétique la matrice d'impédance ainsi que le champ rayonné en 3D par chaque antenne sont calculés.
- **Étape 4** : Ensuite, les modes caractéristiques sont extraits à partir de l'équation 4.8.
- **Étape 5** : Les champs et les coefficients modaux sont calculés en utilisant respectivement les équations (2.10) et (2.8).
- **Étape 6** : La directivité et le coefficient de réflexion à l'entrée du port excité sont calculés en utilisant respectivement les formules 4.15 et 4.13.
- **Étape 7** : Enfin, une fonction objectif appropriée est définie et optimisée, en utilisant un algorithme d'optimisation.

#### 4.3.1 Fonction objectif

Pour un processus d'optimisation, la définition d'une fonction objectif appropriée est d'une grande importance pour garantir sa convergence. Pour une optimisation multi-objectif de la directivité et du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ), la fonction coût peut être formulée comme suit :

$$F(\mathbf{X}_{\text{Charges}}) = \omega_1 \text{Obj\_Fun}_{S_{11}} + \omega_2 \text{Obj\_Fun}_{D(\theta_0, \varphi_0)} \quad (4.16)$$

$F(\mathbf{X}_{\text{Charges}})$  est la fonction objectif globale.  $\text{Obj\_Fun}_{S_{11}}$  et  $\text{Obj\_Fun}_{D(\theta_0, \varphi_0)}$  sont deux fonctions objectifs élémentaires respectivement pour minimiser le coefficient de réflexion de l'antenne dans

une bande de fréquence donnée  $[f_{\min}, f_{\max}]$  et de maximiser la directivité de l'antenne dans une direction souhaitée  $(\theta_0, \varphi_0)$  tel que, quelque soit  $f \in [f_{\min}, f_{\max}]$  :

$$\text{Obj\_Fun}_{S_{11}} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_{11} > S_{11 \text{ seuil}} \\ 0 & \text{if } S_{11} < S_{11 \text{ seuil}} \end{cases} \quad (4.17)$$

et

$$\text{Obj\_Fun}_{D(\theta_0, \varphi_0)} = D_{\max} - D(\theta_0, \varphi_0) \quad (4.18)$$

$S_{11 \text{ seuil}}$  est le seuil du coefficient de réflexion d'entrée souhaité dans la bande d'intérêt et  $D_{\max}$  c'est la directivité désirée.  $S_{11}$  et  $D(\theta_0, \varphi_0)$  peuvent être facilement déterminés en utilisant respectivement les formules 4.13 et 4.15. Les coefficients  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont des poids permettant d'équilibrer les deux termes de la fonction objectif globale.

Ci-dessous des lignes directrices pour définir les paramètres d'optimisation sont données.

### 4.3.2 Paramètre d'optimisation

Pour garantir la convergence de la méthode proposée, plusieurs paramètres doivent être pris en compte :

#### 4.3.2.1 Nombre des ports internes

Le nombre des ports internes est un paramètre important pour atteindre l'objectif d'optimisation. Plus le nombre de ports internes est élevé, meilleur est le contrôle des modes caractéristiques. Cependant, compte tenu des tolérances des composants et de la sensibilité des réseaux superdirectifs, un grand nombre peut ne pas convenir d'un point de vue pratique [66].

#### 4.3.2.2 Position des ports internes

L'emplacement des ports à l'intérieur du corps de l'antenne est un paramètre critique pour une manipulation efficace des modes caractéristiques. Par conséquent, le choix d'un bon emplacement pour les ports internes est d'une grande importance pour la convergence de l'optimisation. Dans [66], les auteurs ont montré que l'emplacement de ports à l'endroit où l'antenne présente une densité de courant élevée, peut offrir un contrôle optimal des modes caractéristiques.

#### 4.3.2.3 Topologie du chargement

Après avoir défini l'emplacement des ports internes, l'étape suivante consiste à déterminer la topologie (type de charge) appropriée pour chaque port. Il existe trois topologies possibles: la topologie capacitive C, la topologie inductive L ou la topologie combinée LC (série ou parallèle). Une méthode simple pour spécifier la topologie appropriée pour chaque port consiste

à choisir d'abord une topologie LC pour tous les ports et à optimiser les valeurs de charges correspondantes. Ensuite, le comportement dominant (capacitif, inductif ou leur combinaison) de l'impédance optimale pour chaque port est déterminé en traçant l'impédance optimisée dans la bande d'intérêt. Enfin, nous associons à chaque port le type de charge approprié en fonction du comportement dominant.

## 4.4 Applications de l'optimisation multi-objectif

Dans cette section, la méthode proposée est utilisée pour concevoir des réseaux superdirectifs large bande à éléments parasites, en utilisant différentes antennes élémentaires.

### 4.4.1 Réseau superdirectif à deux éléments à base d'une antenne boucle

#### 4.4.1.1 Antenne élémentaire

Dans ce premier exemple, l'élément unitaire utilisé est une antenne boucle en forme de M, imprimée sur un substrat Rogers RT5880. Les dimensions totales de l'antenne sont de  $142 \times 60 \times 0,8 \text{ mm}^3$  tandis que celles de la boucle sont de  $24,5 \times 60 \text{ mm}^2$  (Fig. 4.4a). L'antenne présente une large bande passante de 540 MHz entre [1,66-2,2 GHz] (Fig. 4.4b).

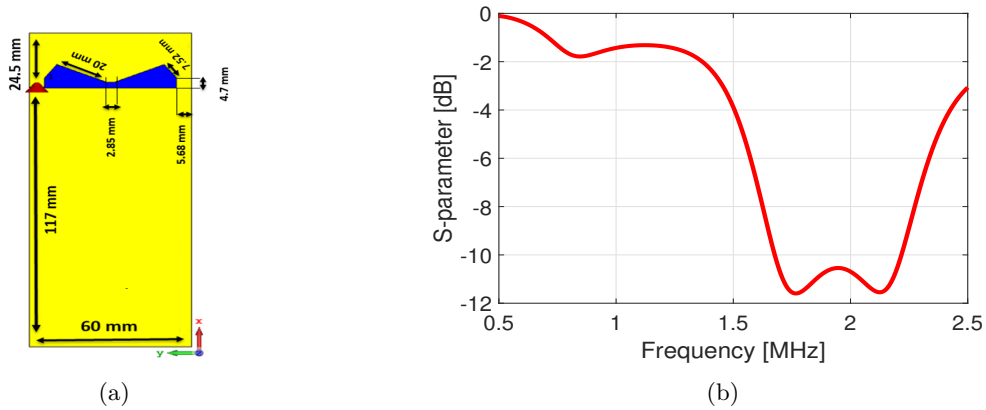


Figure 4.4 – Antenne boucle en M : (a) Géométrie de l'antenne (b) Coefficient de réflexion de l'antenne.

#### 4.4.1.2 Réseau superdirectif à deux éléments

En utilisant l'antenne boucle en M comme élément unitaire, nous voulons concevoir un réseau superdirectif parasites large bande à deux éléments en utilisant la méthode proposée (4.3). Nous voulons faire fonctionner le réseau dans la bande 5G NR n8 entre [880-960 MHz]. Il convient de noter qu'avec l'approche proposée, il n'est pas nécessaire d'utiliser une antenne élémentaire initialement adaptée dans la bande de fréquence souhaitée. La figure 4.5 montre la géométrie du

réseau. Il se compose de deux antennes empilées avec une distance de séparation de  $0,1\lambda$  à 920 MHz. Dans cette configuration, l'excitation est fixée sur l'antenne 2, tandis que l'antenne 1 est un élément parasite.

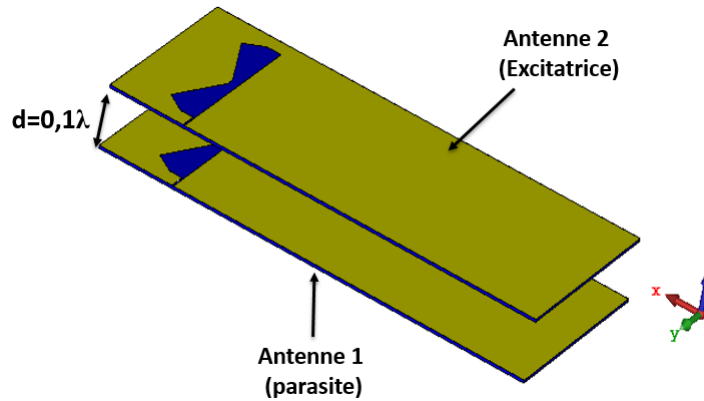


Figure 4.5 – Réseaux superdirectif à deux éléments empilés.

#### 4.4.2 Optimisation conjointe de la directivité et la bande passante

Lors de cette optimisation, la directivité du réseau est maximisée dans la direction ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) tandis que l'adaptation est optimisée dans la bande [880-960 MHz]. Afin d'obtenir une directivité plus élevée sur toute la bande d'intérêt, la directivité est optimisée pour la fréquence centrale de la bande (920 MHz). Pour étudier la possibilité d'obtenir un comportement large bande avec un minimum de ports internes, trois exemples sont étudiés en utilisant respectivement un, deux et trois ports internes.

Pour des raisons de simplicité, par la suite, nous appelons le port "Port<sub>ij</sub>" le  $j^{\text{ème}}$  port créé sur la  $i^{\text{ème}}$  antenne.

##### 4.4.2.1 Solution avec un port interne

**Configuration du port interne :** Conformément aux lignes directrices décrites dans (4.3.2.2), le port interne (noté Port<sub>22</sub>) est placé à l'endroit où l'antenne 2 (Fig.4.5) présente une densité de courant élevée à la fréquence centrale de la bande 5G NR n8 (Fig. 4.7). Il convient de noter que l'antenne parasite ne contient aucun port interne (sauf le port parasite situé au niveau de l'excitation).

**Topologie de chargement :** Après avoir défini l'emplacement du port interne, l'étape suivante consiste à attribuer à chaque port, (port interne sur l'antenne centrale et les ports parasites sur les antennes parasites), la topologie de charge appropriée. Pour ce faire, une optimisation en considérant un circuit LC série est effectuée. L'algorithme d'optimisation a convergé vers les valeurs des charges présentées dans le tableau 4.1.

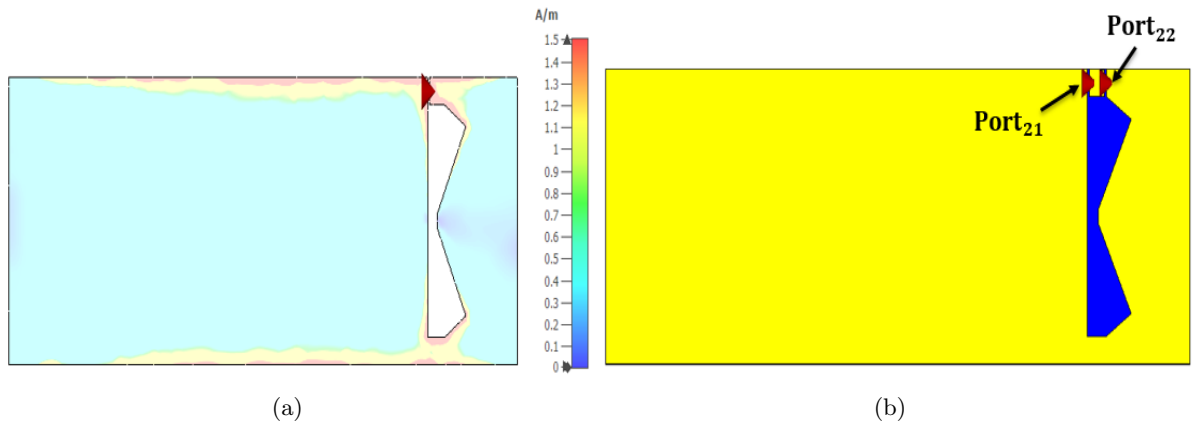


Figure 4.6 – Mise en place du port interne: (a) densité du courant de l’antenne à 920 MHz (b) Mise en place du port interne  $Port_{22}$  sur l’antenne excitatrice.

Table 4.1 – Charges optimisées pour la topologie LC

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$
Antenne 1	$L_{11} = 3,3 \text{ nH}$ $C_{11} = 105 \text{ pF}$	Aucun port interne
Antenne 2	Port Excité	$L_{22} = 100 \text{ nH}$ $C_{22} = 0,27 \text{ pF}$

En traçant les réactances des charges optimisées dans la bande d’intérêt, on constate que pour le  $Port_{11}$  le comportement dominant est inductif (Figure 4.7a) tandis que pour le  $Port_{22}$  le comportement dominant est capacitif (Figure 4.7b). Ainsi, une topologie inductive est associée au  $Port_{11}$  et une topologie capacitive au  $Port_{22}$ .

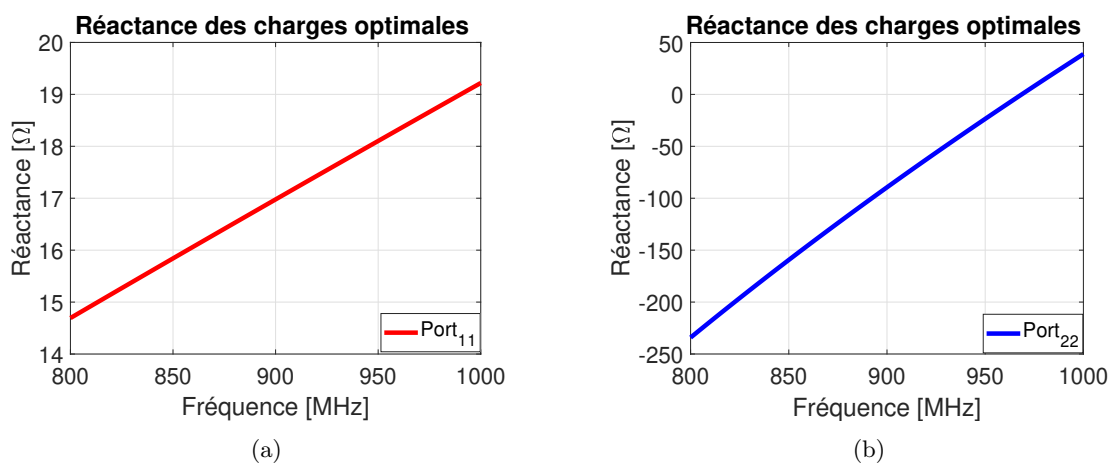


Figure 4.7 – Réactance des charges optimisées dans la bande d’intérêt : (a) pour le  $Port_{11}$ , (b) pour le  $Port_{22}$

Le tableau 4.2 présente les nouvelles valeurs des charges optimisées :

Table 4.2 – Charges optimales

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$
Antenne 1	$L_{11} = 3 \text{ nH}$	Aucun port interne
Antenne 2	Port Excité	$C_{22} = 0,85 \text{ pF}$

**Résultats d’optimisation:** Compte tenu des nouvelles charges optimisées, le réseau superdirectif présente une directivité maximale de 7,3 dBi à 920 MHz dans la direction d’optimisation ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) (Fig. 4.8a), une bande passante de 30 MHz entre [900-930 MHz], soit 3,2 % de la fréquence centrale (Fig.4.8b). Dans cette bande, une directivité supérieure à 7 dBi et une efficacité totale supérieure à 80 % sont obtenues comme le montre la figure 4.8c. En outre le réseau présente une bande de directivité à  $-1 \text{ dB}$  de 88 MHz entre [870-958 MHz], soit 9,34 % de la fréquence centrale (920 MHz).

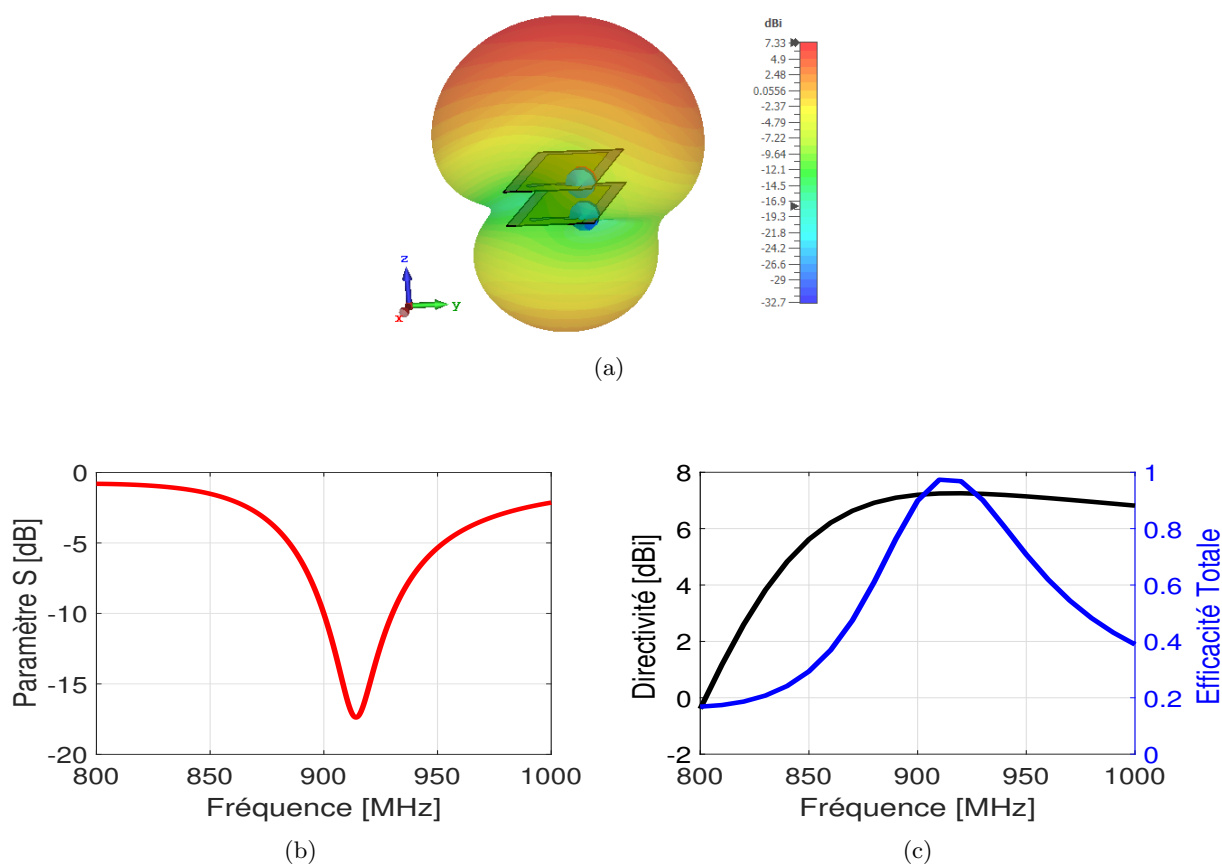


Figure 4.8 – Résultats d’optimisation pour le réseau à deux éléments : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence.



#### 4.4.2.2 Solution avec deux ports internes

Après avoir obtenu une bande passante de presque 3 % en utilisant un seul port interne, dans ce paragraphe nous proposons d'utiliser deux ports internes pour augmenter la bande passante. Pour ce faire, un port supplémentaire est créé sur le côté opposé du premier port où la densité de courant est élevée selon la figure 4.6a. Dans ce cas, les ports internes sont dénommés respectivement  $Port_{22}$  et  $Port_{23}$  (Figure 4.9).

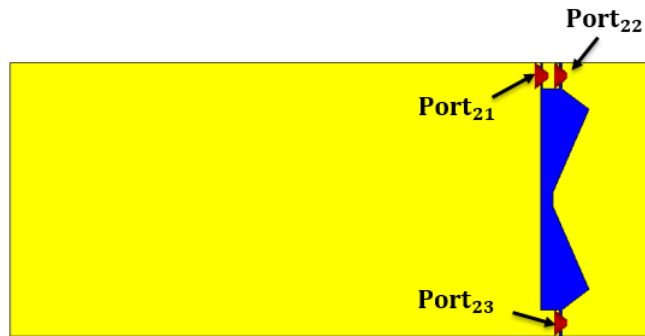


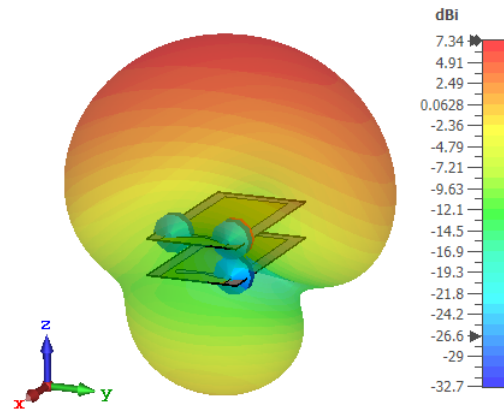
Figure 4.9 – Placement du second port interne  $Port_{23}$  sur l'antenne excitatrice

Le tableau 4.3 présente les charges optimales obtenues par l'algorithme d'optimisation.

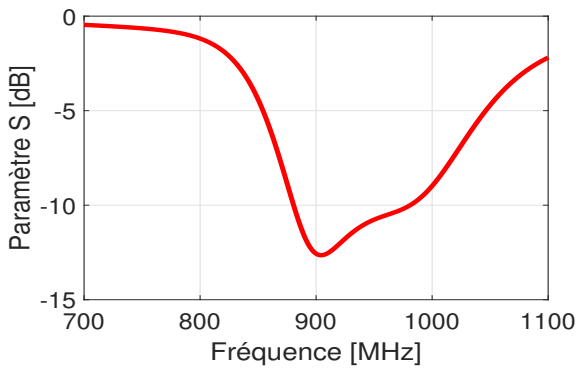
Table 4.3 – Charges optimales

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$	$Port_{i3}$
Antenne 1	$L_{11} = 13nH$	Aucun port interne	Aucun port interne
Antenne 2	Port excité	$C_{22} = 1,9pF$	$C_{23} = 0,32pF$

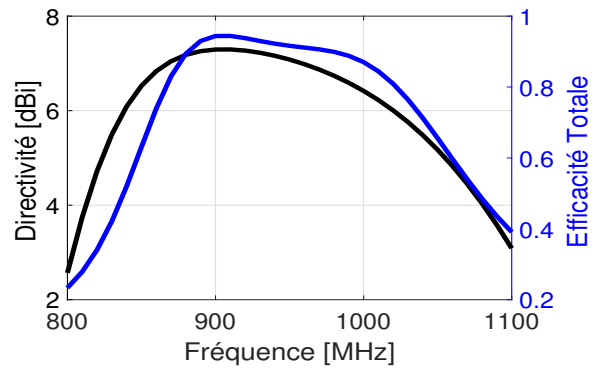
Avec ces charges, le réseau superdirectif présente une directivité optimale de 7,3 dBi pour la fréquence d'optimisation 920 MHz (Figure 4.10a). En outre, l'antenne présente une large bande d'impédance de 101 MHz entre [880-981 MHz], ce qui représente 11 % de la fréquence centrale (Figure 4.10b). Dans cette bande, une directivité supérieure à 6.7 dBi et une efficacité totale supérieure à 89 % sont réalisées (Fig. 4.10c). Le réseau présente également une bande de directivité à  $-1 dB$  de 155MHz entre [845-1000 MHz], ce qui représente 16,8 % de la fréquence centrale de la bande.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.10 – Résultats d’optimisation pour le réseau à deux éléments : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d’entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence.

#### 4.4.2.3 Solution avec trois ports internes

Dans ce paragraphe, trois ports internes sont envisagés. Le troisième port est créé juste en dessous du  $Port_{23}$  comme le montre la figure 4.11.

L’algorithme d’optimisation a convergé vers les valeurs de charges indiquées dans le tableau 4.4 :

Table 4.4 – Charges optimales

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$	$Port_{i3}$	$Port_{i4}$
Antenne 1	$L_{11} = 14nH$	Aucun port interne	Aucun port interne	Aucun port interne
Antenne 2	Port excité	$C_{22} = 2,1pF$	$C_{23} = 0.12pF$	$C_{24} = 22nH$

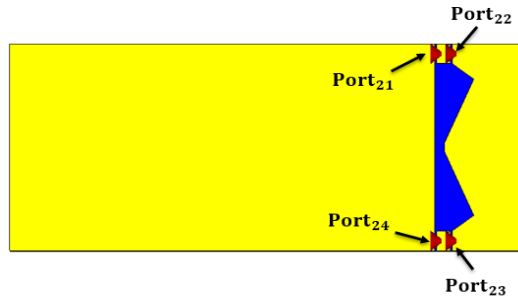


Figure 4.11 – Mise en place du troisième port interne  $Port_{24}$  sur l'antenne excitatrice.

Dans ce cas, le réseau présente une directivité maximale de 7,3 dBi pour la fréquence d'optimisation (Figure. 4.12a), une bande d'impédance de 110 MHz entre [881 991 MHz], ce qui représente 11,95 % de la fréquence centrale (Figure. 4.12b) et une bande de directivité à -1 dB de 160 MHz entre [840-1000 MHz], soit 17,4 % de la fréquence centrale. En outre l'antenne présente une efficacité totale supérieure à 88% sur toute la bande d'intérêt (Figure. 4.12c).

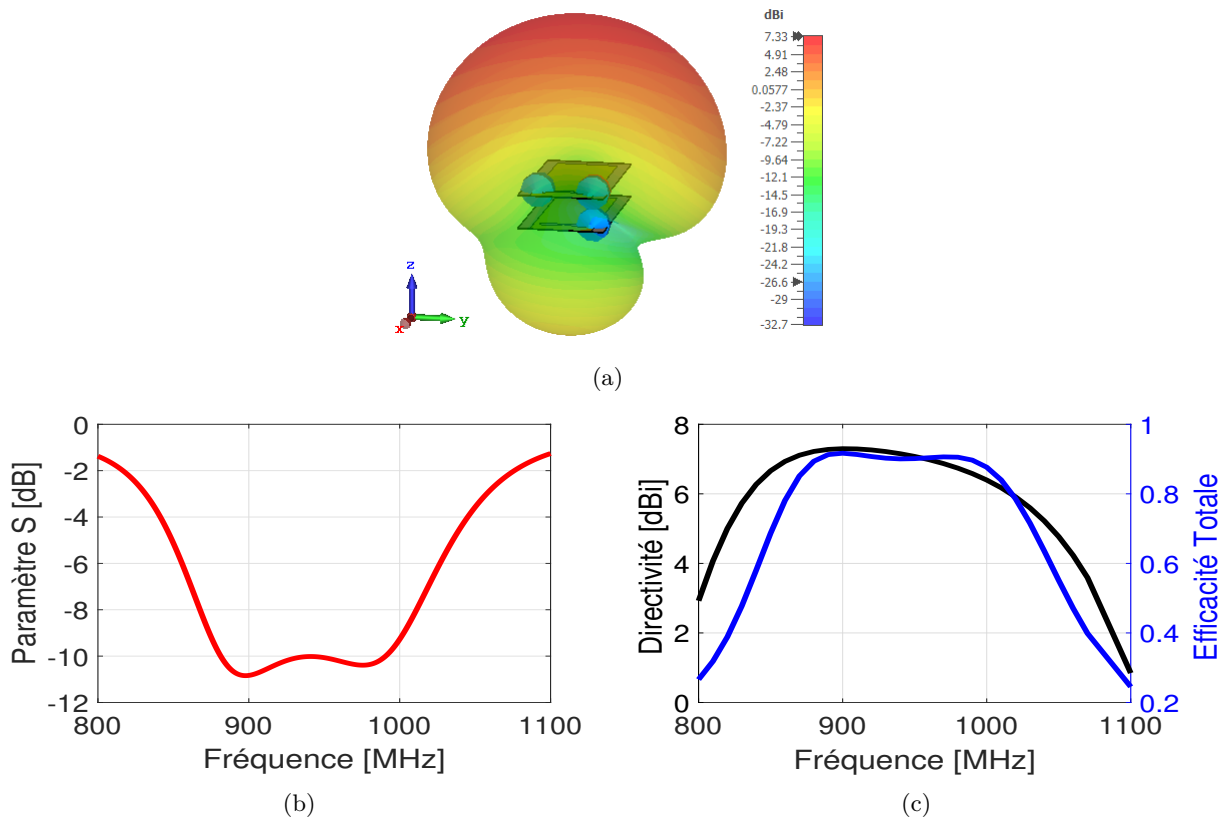


Figure 4.12 – Résultats d'optimisation pour le réseau à deux éléments : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence.

### 4.4.3 Réseau superdirectif à trois éléments à base d'une antenne monopôle en forme de S.

Dans ce second exemple, un réseau à trois éléments empilés est conçu en utilisant l'optimisation conjointe proposée. L'élément unitaire utilisé est l'antenne monopôle en S présentée dans le paragraphe 4.1.3 (sans charges internes). L'antenne est imprimée sur un substrat Rogers RT5880, d'épaisseur  $0.8\text{mm}$ , de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et de tangente des pertes de  $\tan(\delta) = 0.0009$  (Fig. 4.13a). Sur la face inférieure, une ligne méandre est placée derrière le S-monopôle et connectée au plan de masse par l'intermédiaire d'un via métallique (Fig. 4.13b). Le monopôle possède une bande passante de 50 MHz entre [1112-1162 MHz] (Fig. 4.13c).

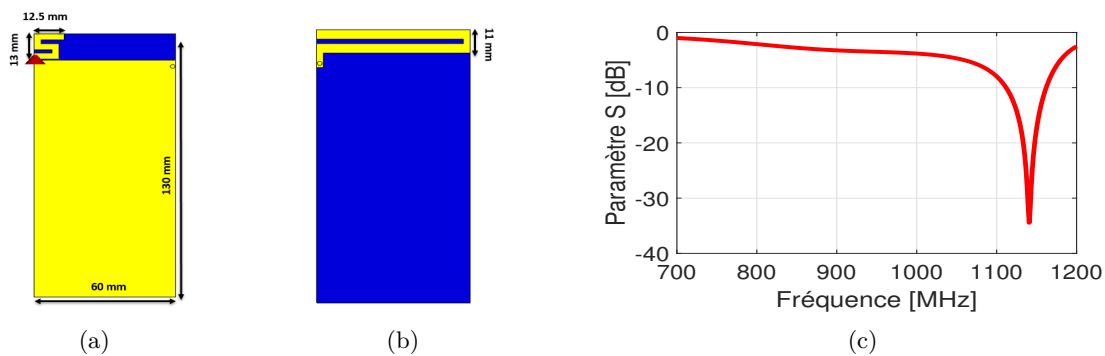


Figure 4.13 – Antenne monopôle en S: (a) Vue du dessus, (b) Vue du dessous et (c) coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne.

L'étape suivante consiste à concevoir un réseau superdirectif parasite large bande fonctionnant dans la bande 5G NR n8 entre [880 MHz-960 MHz]. Le réseau se compose de trois antennes empilées avec une distance de séparation de  $0,18 \lambda$  à 920 MHz (Figure 4.14). Dans cette configuration, l'élément central, noté antenne 2, est excité tandis que les éléments périphériques, respectivement notés antenne 1 et 3 sont des éléments parasites.

Rappelons qu'avec l'approche proposée, il n'est pas nécessaire d'utiliser une antenne élémentaire initialement adaptée dans la bande de fréquence de fonctionnement.

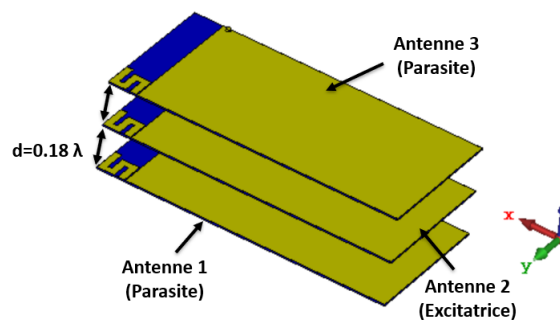


Figure 4.14 – Réseau à trois antennes S-monopole empilés

#### 4.4.4 Optimisation conjointe de la directivité et la bande passante

##### 4.4.4.1 Solution avec un port interne

De la même manière que dans l'exemple précédent, le port interne (noté  $Port_{22}$ ) est créé dans la première section du monopôle en S de l'élément central du réseau où la densité de courant est élevée (Fig. 4.15). Il convient de préciser que les antennes parasites 1 et 3 ne contiennent aucun port interne.



Figure 4.15 – Mise en place du port interne  $Port_{22}$ .

Le tableau 4.5 présente les charges optimales obtenues par l'algorithme d'optimisation.

Table 4.5 – Charges optimales

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$
Antenne 1	$L_{11} = 9,3 \text{ nH}$	Aucun port interne
Antenne 2	Port Excité	$L_{22} = 1,8 \text{ nH}$
Antenne 3	$C_{31} = 2,4 \text{ pF}$	Aucun port interne

À l'aide de ces charges, le réseau présente une directivité de 9,75 dBi pour la fréquence d'optimisation 920 MHz (Fig. 4.16a). En outre, le réseau est adapté sur une bande de 20 MHz entre [870-890 MHz], ce qui représente 2,17 % de la fréquence centrale (Fig. 4.16b). Dans cette bande, une directivité supérieure à 8,7 dBi avec une efficacité totale supérieure à 80 % sont réalisées (Fig. 4.16c). Le réseau présente également une bande de directivité à  $-1 \text{ dB}$  de 88 MHz entre [870-958 MHz], soit 9,34 % de la fréquence centrale.

##### 4.4.4.2 Solution avec deux ports internes

Il est clair que l'utilisation d'un seul port interne n'est pas suffisante pour adapter le réseau superdirectif dans toute la bande souhaitée. Dans cet exemple la possibilité d'obtenir une bande passante plus large est évaluée en utilisant deux ports internes. Pour ce faire, un port interne supplémentaire est créé sur le côté inférieur de la ligne méandre. Dans ce cas, les ports internes sont désignés respectivement par  $Port_{22}$  et  $Port_{23}$  (Figure 4.17).

Les charges optimales obtenues par l'algorithme d'optimisation sont présentées dans le tableau 4.6.

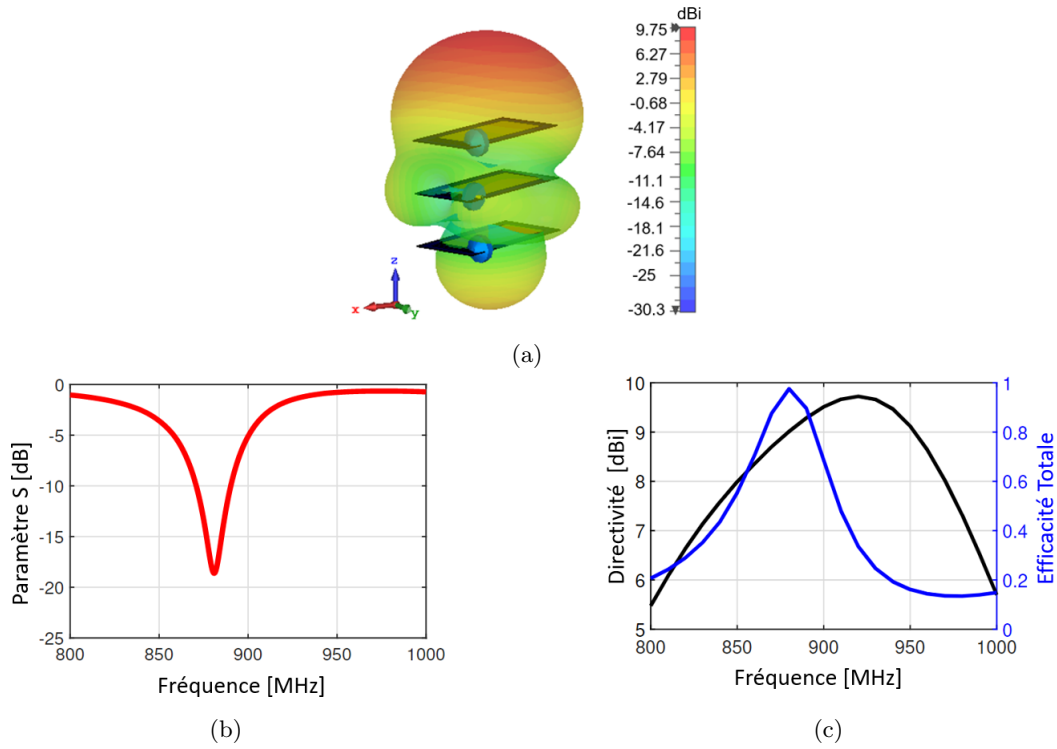


Figure 4.16 – Résultats d’optimisation: (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d’entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence

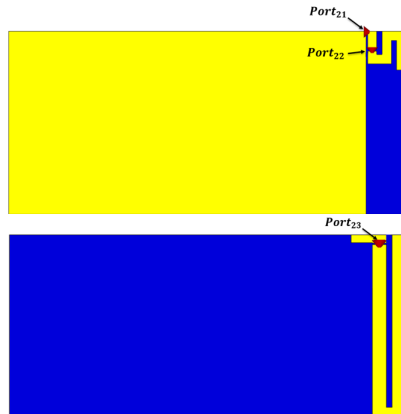


Figure 4.17 – Mise en place du deuxième port interne  $Port_{23}$ .

Table 4.6 – Charges optimisées

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$	$Port_{i3}$
Antenne 1	$L_{11} = 13nH$	Aucun port interne	Aucun port interne
Antenne 2	Port excité	$L_{22} = 8,9nH$	$L_{23} = 400nH$
Antenne 3	$C_{31} = 0,6pF$	Aucun port interne	Aucun port interne

Avec ces charges, le réseau d'antennes présente une directivité maximale de 9,12 dBi pour la fréquence centrale de 920 MHz (Figure 4.18a) et une large bande d'impédance de 104 MHz entre [859-963 MHz], ce qui représente 11,3 % de la fréquence centrale (Figure 4.18b). Dans cette bande, une directivité supérieure à 8 dBi et une efficacité totale supérieure à 88 % sont obtenues (Fig. 4.18c). En outre, le réseau présente une bande de directivité à  $-1$  dB de 113 MHz entre [870-958 MHz], ce qui représente 12,3 % de la fréquence centrale.

Comme il est clair, l'utilisation de deux ports internes chargés est suffisant pour adapter le réseau superdirectif sur toute la bande 5G N 28 souhaitée. Dans le paragraphe suivant, la possibilité d'augmenter la bande passante à l'aide de trois ports internes est étudiée .

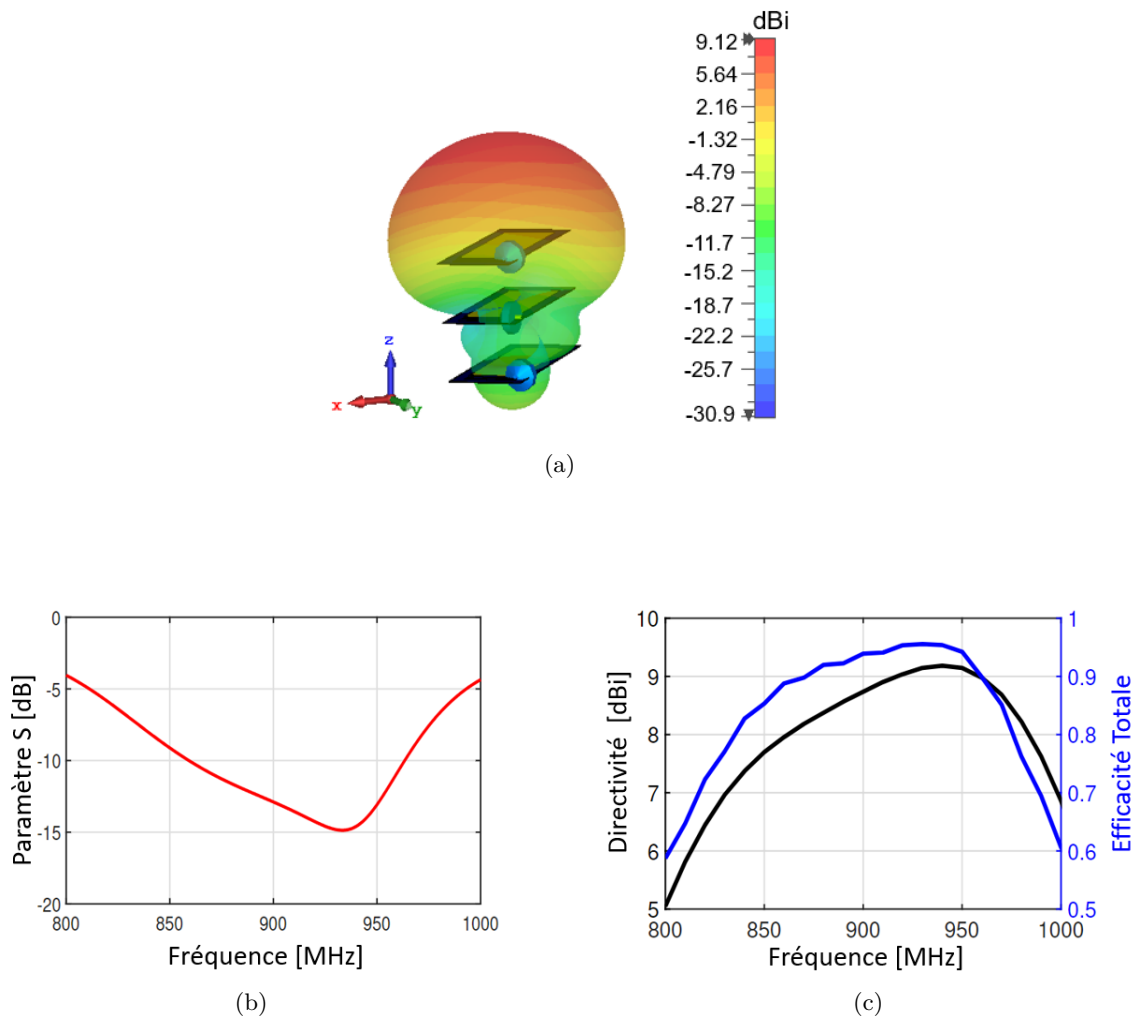


Figure 4.18 – Résultats d'optimisation: (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d'entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence

#### 4.4.4.3 Solution avec trois ports internes

Dans ce cas, trois ports internes sont utilisés. Le troisième port est créé sur la deuxième section du monopôle en S comme le montre la figure 4.19.

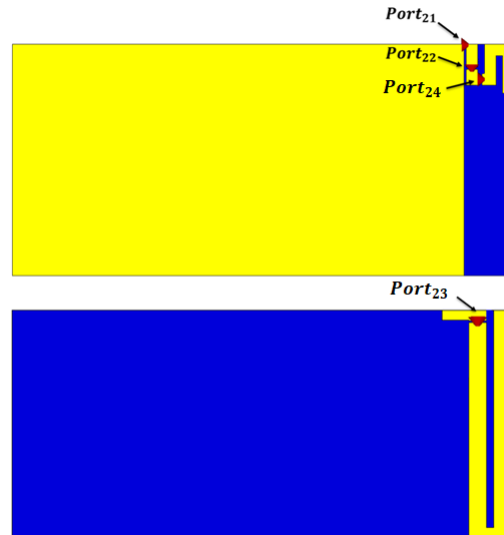


Figure 4.19 – Mise en place du troisième port interne  $Port_{24}$ .

Les valeurs de charges optimisées sont données par le tableau 4.7.

Table 4.7 – Charges optimisées

	$Port_{i1}$	$Port_{i2}$	$Port_{i3}$	$Port_{i4}$
Antenne 1	$L_{11} = 14nH$	Aucun port interne	Aucun port interne	Aucun port interne
Antenne 2	Port excité	$L_{22} = 12nH$	$L_{23} = 180nH$	$C_{24} = 8,9pF$
Antenne 3	$C_{31} = 0,5pF$	Aucun port interne	Aucun port interne	Aucun port interne

Avec ces charges, une directivité maximale de 9,1 dBi est obtenue à 920 MHz (Figure 4.20a) avec une bande passante d'impédance de 131 MHz entre [845-976 MHz], ce qui représente 14,2 % de la fréquence centrale (Figure 4.20b). Le réseau présente également une bande de directivité à -1 dB de 114 MHz entre [865-979 MHz] (12,4 %) avec une efficacité totale supérieure à 85% (Figure 4.20c).

Il est évident qu'avec plus de ports internes, la largeur de bande d'impédance peut être améliorée tout en maintenant de bonnes performances en termes de directivité et d'efficacité. Cependant, le maximum de directivité diminue de 9,75 dBi pour un port interne à 9,11 dBi pour deux et trois ports internes. Par conséquent, un compromis entre la directivité et la largeur de bande passante doit être pris en considération dans la conception de ces réseaux.



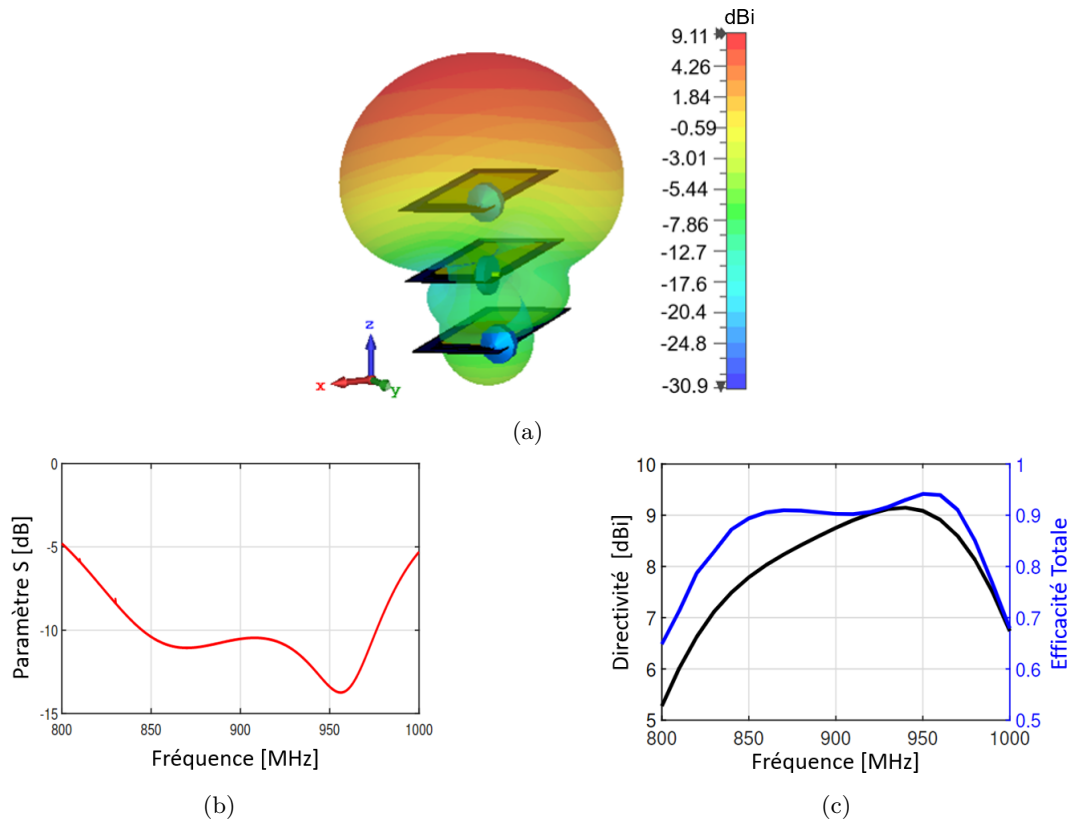


Figure 4.20 – Résultats d’optimisation: (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) coefficient de réflexion d’entrée du réseau, (c) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence

## 4.5 Discussion: Analyse modale

Pour mieux comprendre comment les charges optimales manipulent les modes caractéristiques afin d’obtenir un réseau superdirectif large bande, dans cette section une analyse modale des champs modaux ainsi que des admittances modales d’entrée, avant et après le chargement de l’antenne est présentée pour le cas du réseau superdirectif à deux ports internes présenté dans le paragraphe 4.4.4.2.

La figure 4.21 montre la signification modale (Modal Significance ou MS) des modes caractéristiques de l’antenne non chargée. D’après cette figure, les modes 1 et 2 sont des modes non rayonnants (réactifs) avec une signification modale nulle sur toute la bande de fréquence. Le mode 3 est faible avec une MS inférieure à 0,2. Le mode 4 est résonant respectivement autour de 880 MHz et 990 MHz tandis que le mode 5 est résonant sur une large bande entre [820-920 MHz] avec une MS de 1. Ainsi, pour obtenir un rayonnement efficace sur une large bande de fréquences, les modes réactifs 1 et 2 doivent être supprimés tandis que le mode résonant et large bande 5 doit être excité. En outre, le diagramme de rayonnement du mode 5 doit être rendu directif pour obtenir une antenne superdirective.

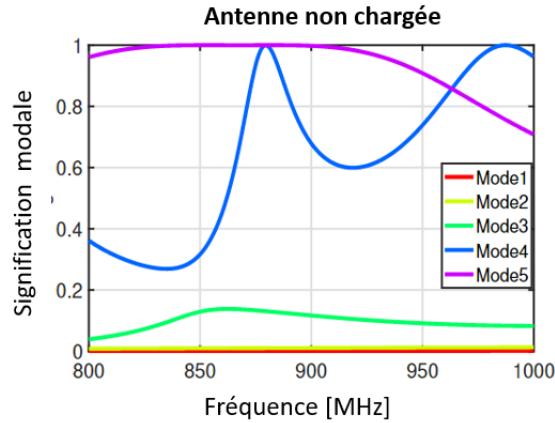


Figure 4.21 – Signification modale

La figure 4.22 montre les diagrammes de rayonnement 2D en linéaire des champs caractéristiques de l'antenne à 920 MHz avant (courbe continue) et après (courbe en pointillés) le chargement de l'antenne. À l'aide de charges optimales, le mode réactif 2 est fortement atténué (Fig. 4.22b) tandis que le mode résonant 5 est devenu directif dans la direction souhaitée ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) (Fig. 4.22e). Cependant, le mode 1 présente un diagramme omnidirectionnel (Fig. 4.22b) alors que les modes 3 et 4 présentent un lobe principal orienté vers la direction arrière ( $\theta = 180, \varphi = 0$ ) (Fig.4.22c et 4.22d) ce qui ne convient pas pour maximiser la directivité dans la direction souhaitée.

Pour pallier ces problèmes, l'étape suivante consiste à pondérer correctement chaque mode, par le biais des coefficients modaux, de telle sorte que les modes 1 et 2 deviennent plus insignifiants, le mode 5 devient dominant et les modes 3 et 4 aient une superposition constructive avec le lobe principal du mode 5 dans la direction souhaitée ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ) et une superposition destructive ailleurs.

Le tableau 4.8 montre les coefficients modaux à 920 MHz et la figure 4.23 montre les champs modaux (en échelle linéaire) pondérés. D'après la figure, les modes 1 et 2 sont considérablement atténués (Figures 4.23a), tandis que le mode 5 est amplifié avec un facteur de 6,23 (Fig. 4.23b). La figure 4.23c montre la somme pondérée des modes 3, 4 et 5. Comme prévu, le lobe principal de la somme pondérée des modes 3 et 4 et le lobe secondaire du mode 5 pondéré se sont mutuellement annulés. Inversement, le lobe secondaire de la somme pondérée des modes 3 et 4 a interféré de manière constructive avec le lobe principal du mode 5 pondéré, permettant ainsi d'obtenir une directivité optimale dans la direction souhaitée ( $\theta = 0, \varphi = 0$ ).

La figure 4.24 montre les coefficients modaux normalisés en dB en fonction de la fréquence, avant et après le chargement de l'antenne. Grâce aux charges optimales, le mode 5 rendu dominant sur toute la bande [840-960 MHz], ce qui explique le comportement large bande obtenu tant en directivité qu'en efficacité.

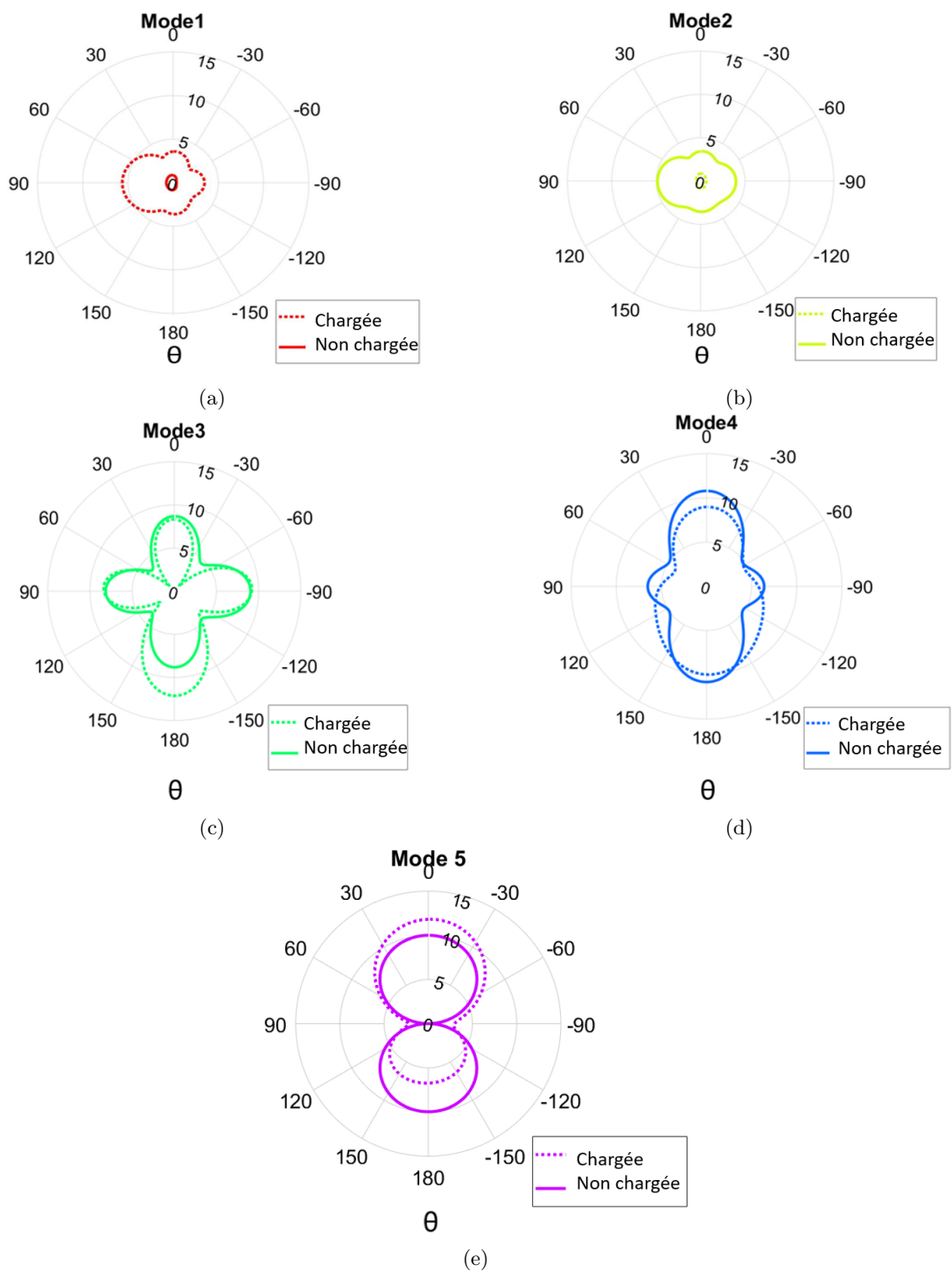


Figure 4.22 – Champs modaux à 920 MHz avant et après le chargement de l'antenne: (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4 et (e) mode 5.

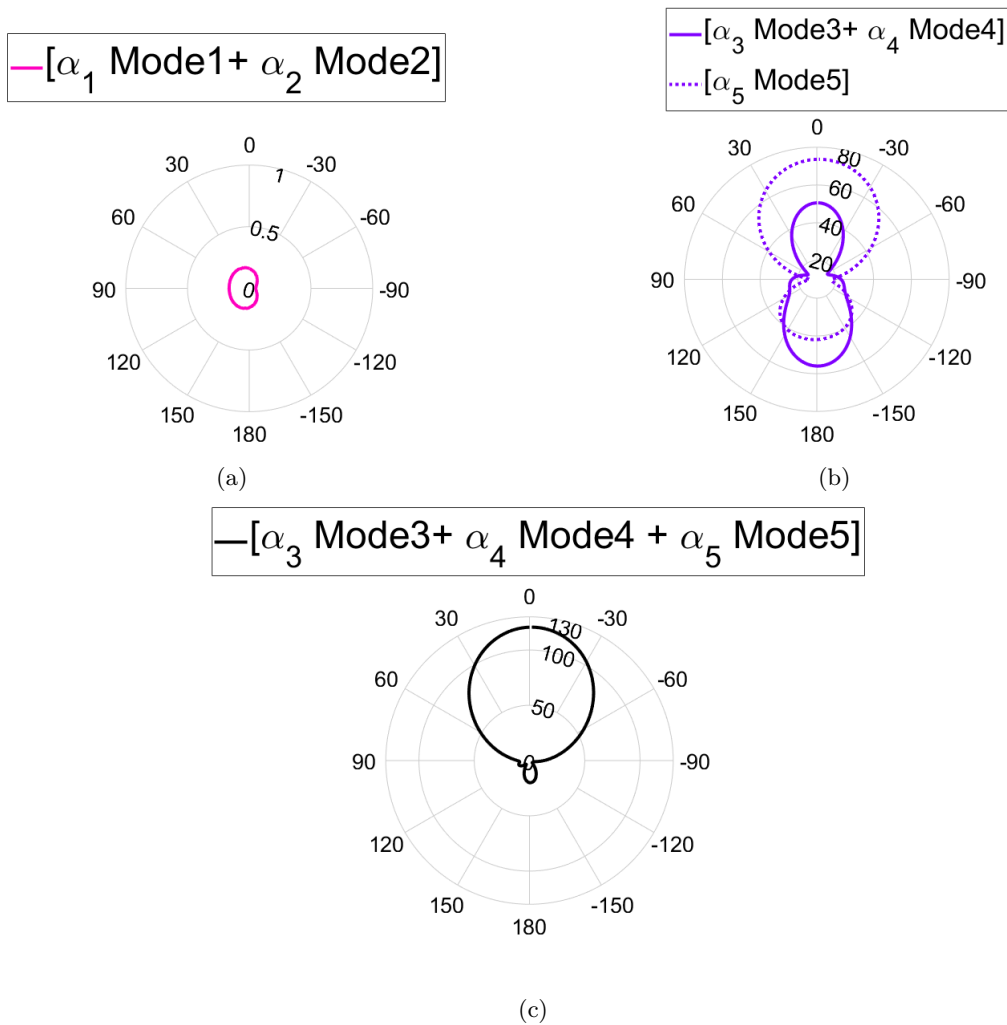


Figure 4.23 – Champs modaux pondérés à 920 MHz (a) somme pondérée des modes 1 et 2, (b) comparaison entre la somme pondérée des modes 3 et 4 et le mode pondéré 5 et (c) somme pondérée des modes 3, 4 et 5.

Table 4.8 – Coefficients modaux à 920 MHz avant et après le chargement de l’antenne

Coefficients Modaux	Antenne non chargée	Antenne chargée
$\alpha_1$	$0,5e^{-j158}$	$0,016e^{j82}$
$\alpha_2$	$1,35e^{-j158}$	$0,17e^{j82}$
$\alpha_3$	$4,3e^{j15}$	$1,1e^{j77}$
$\alpha_4$	$7e^{j58}$	$4,6e^{j113}$
$\alpha_5$	$0,014e^{-j122}$	$6,23e^{j178}$

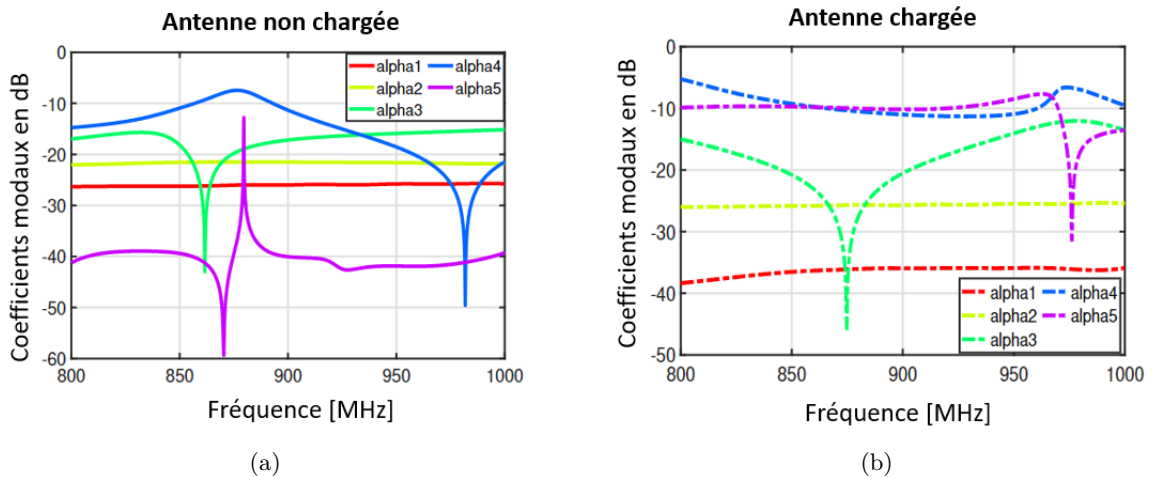


Figure 4.24 – Coefficients modaux normalisés : (a) pour l’antenne non chargée, (b) pour l’antenne chargée.

L’étape suivante consiste à adapter l’impédance d’entrée de l’antenne à une source d’excitation  $50 \Omega$  sur toute la bande souhaitée. La figure 4.25 montre les admittances modales d’entrée de l’antenne non chargée. D’après cette figure les modes 1 et 3 présentent un comportement capacitif avec une conductance nulle sur toute la bande d’intérêt. Les modes 2 et 5 présentent respectivement une susceptance inductive et une susceptance nulle. Ils présentent également une conductance nulle sur toute la bande d’intérêt. Enfin, le mode 4 présente une combinaison de comportement capacitif entre [800-880 MHz] et inductif dans la bande [880-1000 MHz], avec une conductance maximale de  $0,032 \text{ S}$  à sa fréquence de résonance (880 MHz). Par conséquent, pour avoir un réseau adapté, les susceptance modales d’entrée doivent être mutuellement compensées, tandis que la somme des conductances modales doit approcher la valeur de l’admittance interne de la source ( $0,02 \text{ S}$ ). La figure 4.26 montre les admittances modales d’entrée ainsi que l’admittance totale de l’antenne chargée. Comme prévu, le comportement inductif du mode 4 compense partiellement la somme des modes capacitifs 2, 3 et 5 (Fig.4.26a). D’autre part, la somme des conductances des modes 4 et 5 permet d’obtenir une conductance totale proche de  $0,02 \text{ S}$  (Fig.4.26b), ce qui donne lieu à une bande passante à  $-10\text{dB}$  de 104 MHz entre [859-963 MHz].

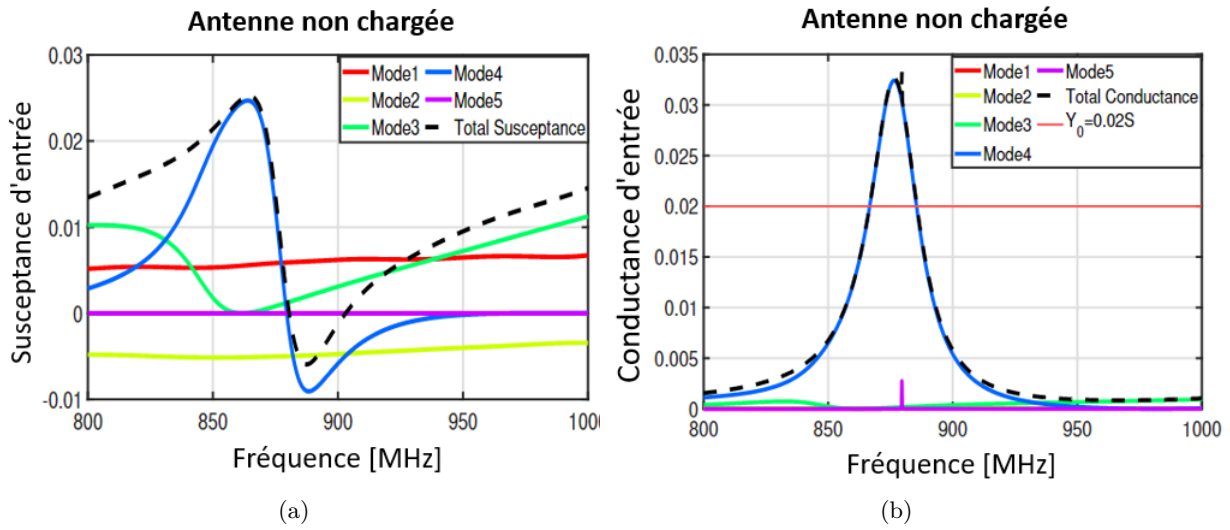


Figure 4.25 – Admittance modale d'entrée de l'antenne non chargée : (a) Susceptance d'entrée, (b) Conductance d'entrée

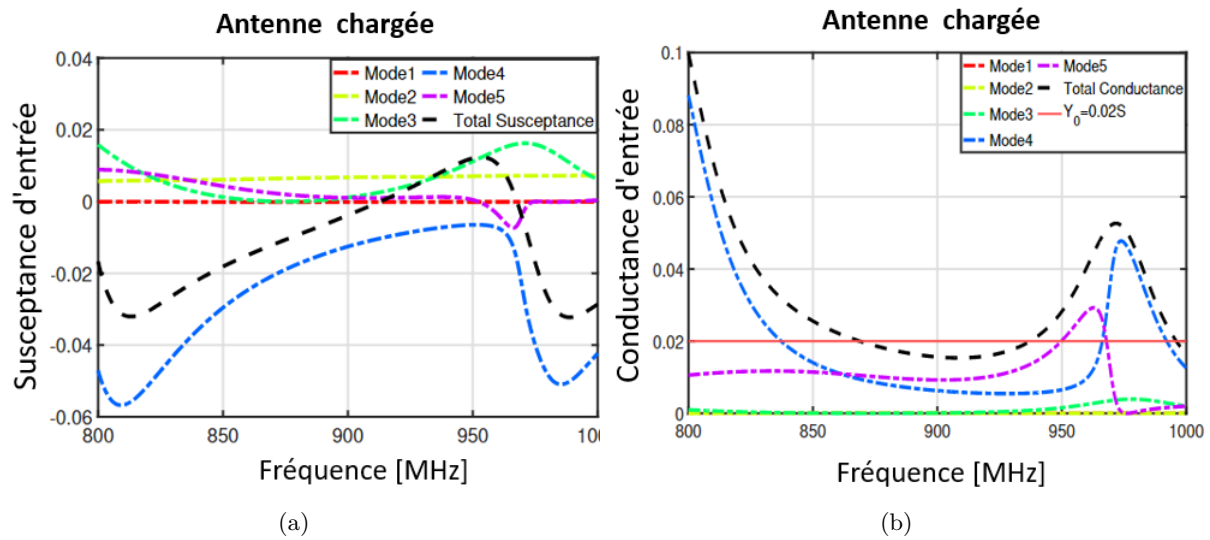


Figure 4.26 – Admittance modale d'entrée de l'antenne chargée : (a) Susceptance d'entrée, (b) Conductance d'entrée

## 4.6 Validation Expérimentale

Afin de valider les résultats de la simulation, un prototype de réseau superdirectif à base du monopôle en S à deux ports internes présenté dans le paragraphe 4.4.4.2 est fabriqué et mesuré (Figure 4.27). Les mesures ont été effectuées dans une chambre anéchoïque compact "MVG Star Lab". La figure 4.28a montre le diagramme de rayonnement mesuré à 920 MHz comparé à la simulation (Fig. 4.28b). La directivité mesurée présente un maximum de 8,5 dBi

soit 0,6 dBi inférieure à la simulation. La figure 4.28c présente la directivité mesurée en fonction de la fréquence. Les mesures suivent pratiquement la même tendance que la simulation, avec une légère différence. Les différences constatées sont principalement dues à la précision de la chambre de mesure ainsi que l'effet du câble d'alimentation qui perturbe le rayonnement total de l'antenne.

La figure 4.28d montre le coefficient de réflexion mesuré comparé à la simulation. La comparaison montre un bon accord entre les deux.

Pour pallier l'incertitude de mesure de la chambre "MVG Star Lab", l'efficacité totale de l'antenne est mesurée à l'aide du cap de Wheeler. Pour ce faire, le coefficient de réflexion de l'antenne est mesuré à la fois en espace libre  $S_{11FS}$  et à l'intérieur du cap  $S_{11WC}$ . L'efficacité est ensuite déterminée à l'aide de la formule ci-dessous [67] :

$$\eta_{\text{Totale}} = (1 - |S_{11FS}|^2) \sqrt{\frac{|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2}{1 - 2|S_{11FS}|^2 + |S_{11WC}|^2 |S_{11FS}|^2}} \quad (4.19)$$

La figure 4.28e montre l'efficacité mesurée en fonction de la fréquence. Comme le prévoyait la simulation, le réseau présente une efficacité totale élevée sur toute la bande souhaitée.

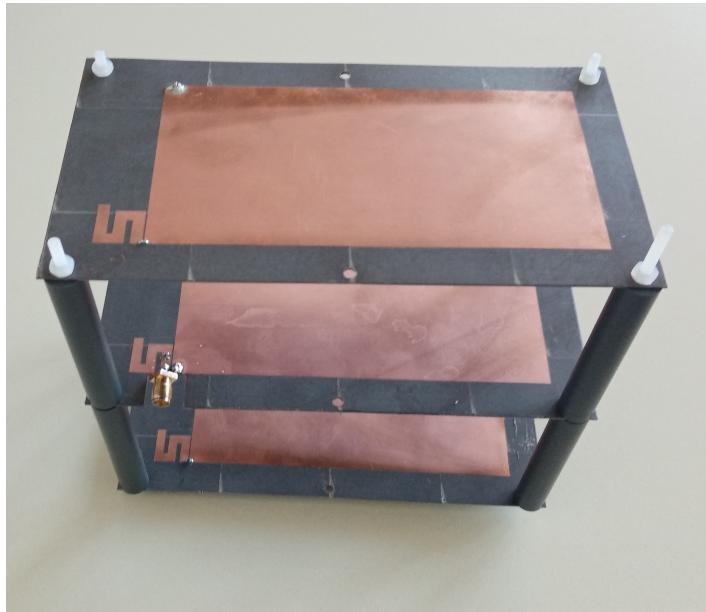


Figure 4.27 – Prototype fabriqué

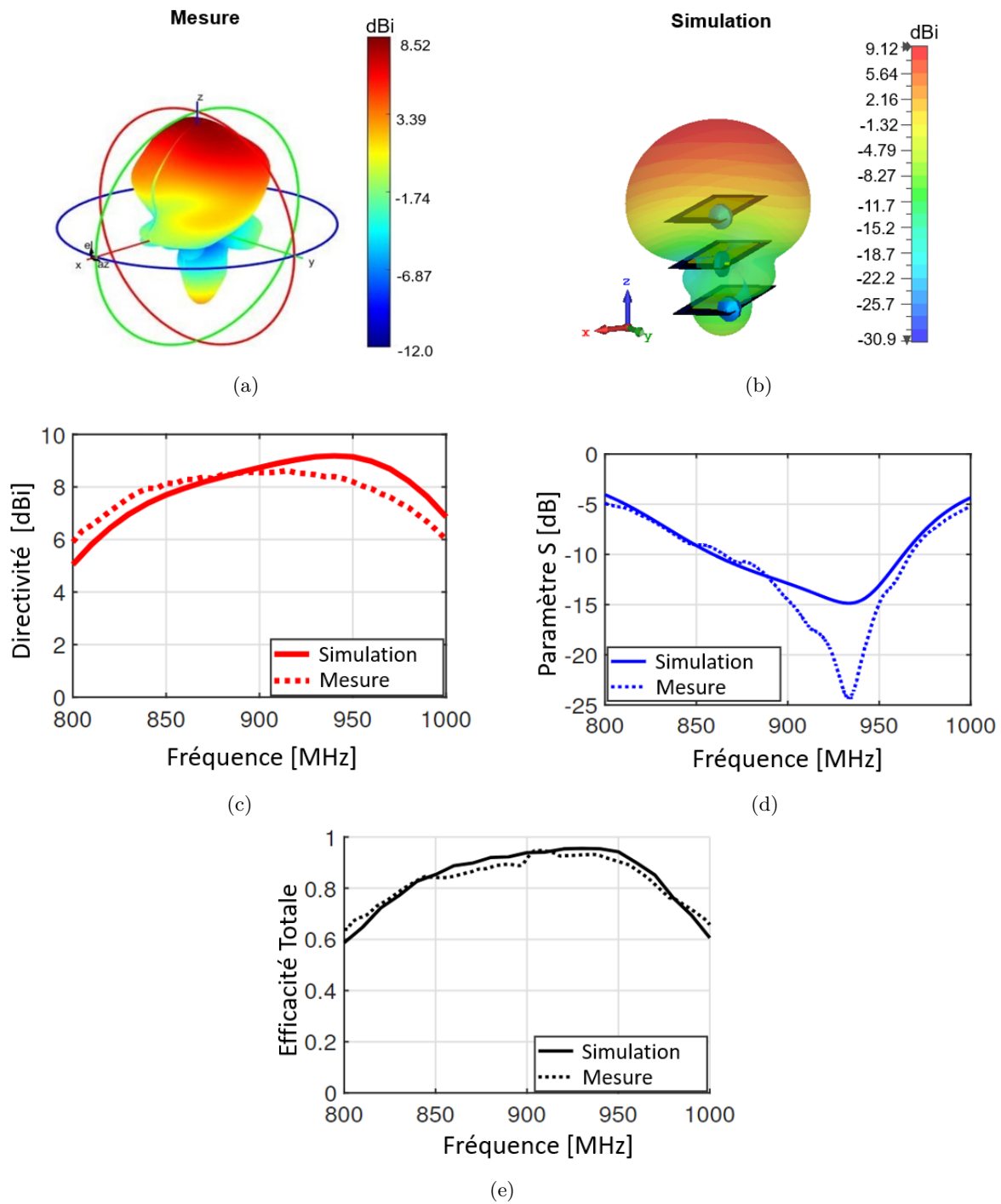


Figure 4.28 – Résultats de mesure: (a) diagramme de rayonnement mesuré à 920 MHz, (b) diagramme de rayonnement simulé à 920 MHz, (c) Directivité mesurée en fonction de la fréquence, (d) coefficient de réflexion d'entrée mesuré en fonction de la fréquence et (e) Efficacité totale mesurée en fonction de la fréquence.



## 4.7 Comparaison

Afin de montrer l'utilité de la méthode proposée ainsi que les antennes optimisées, ce paragraphe présente une comparaison des performances de ces dernière à certaines antennes Yagi-Uda commerciales ainsi qu'à l'état de l'art. Le tableau 4.9 montre une comparaison du réseau superdirectif à deux ports internes présenté dans le paragraphe 4.4.4.2 avec deux antennes Yagi-Uda commerciales qui fonctionnent dans la même bande avec des performances comparables [68]-[69]. Notre conception est très compacte avec une longueur inférieure de 60 % par rapport à celle de la Yagi classique.

Table 4.9 – Comparaison avec des antennes YAGI commerciales

	Notre design	Yagi 1 [68]	Yagi 2 [69]
Gain max	9 dBi	8.6 dBi	7.5 dBi
Gain moyen	8.5 dBi	8.1 dBi	7 dBi
Dimensions (L × W × T )	122 × 130 × 60 mm <sup>3</sup>	305 × 165 × 79 mm <sup>3</sup>	340 × 180 × 61 mm <sup>3</sup>
Taille électrique (ka)	1.81	3.42	3.75

La figure 4.29 présente une comparaison avec l'état de l'art. Lors de cette comparaison le produit gain réalisé-bande passante en fonction de la taille électrique est utilisé comme une figure de mérite (car les réseaux superdirectifs cités dans la littérature fonctionnent dans différentes bandes de fréquences). La comparaison révèle que nos conceptions, désignées par « Réseau à 2 éléments » et « Réseau à 3 éléments » présentent une amélioration significative en termes de compacité, de bande passante et de gain réalisé par rapport à l'état de l'art.

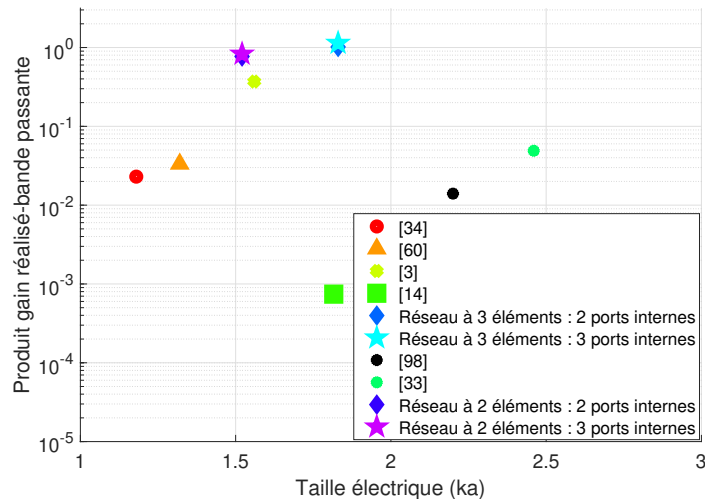


Figure 4.29 – Comparaison du produit gain réalisé-bande passante de notre travail par rapport à l'état de l'art.

## 4.8 Conclusion

Ce chapitre présente une méthode simple et efficace pour la conception des réseaux superdirectifs parasites large bande en utilisant la théorie des modes caractéristiques d'une antenne à N ports (NCM). La méthode proposée effectue une optimisation multi-objectif de la directivité du réseau ainsi que son adaptation dans une large bande de fréquence. Après avoir défini les positions appropriées des ports internes, la matrice d'impédance des N ports ainsi que les champs électriques rayonnés sont extraits à l'aide d'une simulation électromagnétique. Ensuite la topologie de charge appropriée pour chaque port est définie. Enfin, les modes caractéristiques sont extraits et combinés avec un algorithme d'optimisation à évolution différentielle afin d'optimiser les valeurs des charges. Ces dernières offrent un meilleur contrôle des modes de manière à satisfaire l'objectif d'un réseau superdirectif et large bande. La méthode proposée est ensuite utilisée pour concevoir des réseaux superdirectifs à deux et à trois éléments. Pour étudier la possibilité d'atteindre une large bande passante, une étude paramétrique sur le nombre de ports internes est effectuée. Cette étude a montré qu'en augmentant le nombre de ports internes, il est possible d'obtenir une large bande passante. Cependant, le maximum de directivité diminue et un compromis doit être fait. Pour valider la méthode, un prototype avec deux ports internes chargés est fabriqué et mesuré. Les résultats des mesures montrent un bon accord avec les résultats simulés.

# CONCEPTION DES RÉSEAUX SUPERDIRECTIFS COMPACTS AVEC DES RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

---

Dans le chapitre 4, une méthode d'optimisation multi-objectif a été proposée pour la conception des réseaux superdirectifs large bande. Avec cette approche, il est possible d'optimiser la directivité et l'adaptation des réseaux superdirectifs sur une large bande de fréquence. Dans ce chapitre, une optimisation globale de la directivité, la bande passante ainsi que les distances de séparations est proposée. L'objectif est d'explorer la conception des réseaux superdirectifs large bande plus compact en ajoutant des contraintes sur les distances de séparation lors de l'optimisation.

Cette optimisation est possible à l'aide des techniques classique d'optimisation comme les algorithmes stochastiques implémentés dans les outils de simulation électromagnétique. Cependant, ce type d'algorithme est reconnu pour sa lenteur de convergence.

Pour pallier ce problème, ce travail propose d'examiner une technique d'optimisation basée sur le concept des réseaux de neurones artificiels (RNA). En effet, les RNA sont récemment reconnus comme un outil de modélisation et d'optimisation puissant et sont largement utilisés dans l'optimisation des circuits RF tels que les filtres [70]-[71], les capteurs [72], les antennes [73]-[84] et les réseaux d'antennes [85]-[91]. Grâce à un processus d'apprentissage, les RNA sont capables d'apprendre et de généraliser des relations non linéaires complexes entre des variables (paramètres) de synthèse et leurs réponses électromagnétiques (EM) correspondantes. Ils sont également capables d'incorporer les propriétés de rayonnement réelles et les effets de couplage EM ce qui est prometteur pour l'optimisation des réseaux superdirectifs.

Pour expliquer la procédure d'optimisation, le chapitre est organisé comme suit. Dans une première partie, le principe de l'optimisation globale est expliqué. Un aperçu général sur les réseaux de neurones artificiels est donné dans la section 2. La section 3 donne le modèle neuronal développé ainsi que la méthodologie d'optimisation. L'optimisation des réseaux superdirectifs compacts est ensuite présentée dans la section 5. Enfin, le chapitre est conclu dans la section 6.

## 5.1 Optimisation globale des réseaux superdirectifs

Considérons l'exemple d'un réseau d'antennes à éléments parasites chargés, donné par la figure 5.1. Les éléments du réseau sont séparés par des distances de séparation  $d_i$ , avec  $i=1, 2$ . Afin d'assurer un comportement large bande, des charges d'adaptation sont ajoutées sur l'antenne excitatrice suivant l'approche proposée dans le chapitre 4.

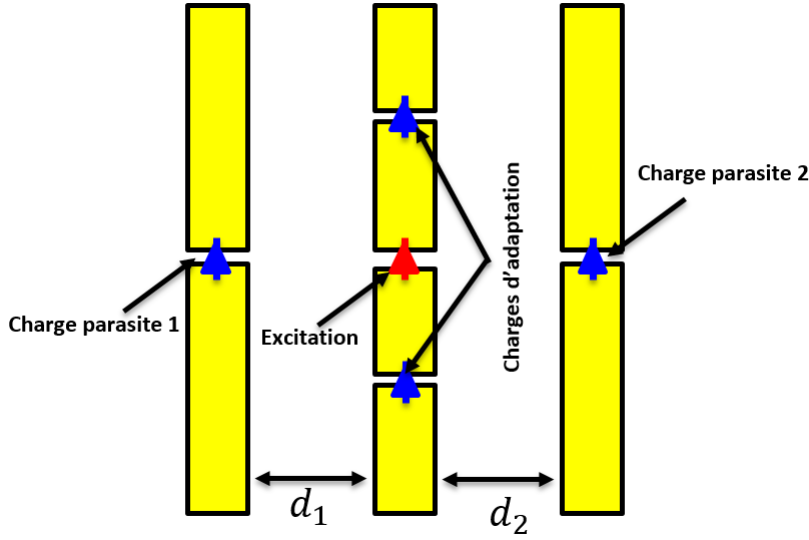


Figure 5.1 – Réseau de dipôles à N ports chargés.

Le but de l'optimisation globale est d'explorer la conception des réseaux superdirectifs large bande plus compactes en effectuant une optimisation multi-objectif de la directivité, la bande passante ainsi que les distances de séparations entre les éléments du réseau. Lors de cette optimisation, une contrainte supplémentaire minimisant les distances inter-éléments doit être ajoutée dans la fonction objectif afin d'assurer des structures plus compactes. La fonction objectif de cette optimisation est donnée par :

$$F = \omega_1 \text{Obj\_Fun}_{S_{11}} + \omega_2 \text{Obj\_Fun}_{D(\theta_0, \varphi_0)} + \omega_3 \text{Obj\_Fun}_{\text{distances}} \quad (5.1)$$

avec

- $F$  : la fonction objectif globale à optimiser (à minimiser).
- $\text{Obj\_Fun}_{S_{11}}$  : une fonction objectif élémentaire pour minimiser le coefficient de réflexion dans la bande de fréquence souhaitée. Cette fonction est donnée par la formule (4.17).
- $\text{Obj\_Fun}_{D(\theta_0, \varphi_0)}$  : une fonction objectif élémentaire pour maximiser la directivité de l'antenne dans une direction souhaitée  $(\theta_0, \varphi_0)$ . Cette fonction est donnée par la formule (4.18).
- $\text{Obj\_Fun}_{\text{distances}}$  : une fonction objectif élémentaire pour minimiser les distances de

séparations entre les éléments du réseau. Pour un réseau à  $N$  antennes, cette fonction peut être formulée comme suit :

$$\text{Obj\_Fun}_{\text{distances}} = \sum_{n=1}^{N-1} d_n \quad (5.2)$$

avec  $d_n$  est la distance de séparation entre deux éléments adjacents.

- $\omega_1$ ,  $\omega_2$  et  $\omega_3$  sont des coefficients de pondération des fonctions objectifs élémentaires.

Parmi les techniques les plus utilisées pour ce type d'optimisation multicritères, on trouve les algorithmes génétiques implémentés dans les outils de simulation électromagnétique. Ce type d'algorithmes est reconnu par son capacité de sortir des minimas locaux et de converger plutôt vers des optimas globaux. Toutefois, ils sont très lente en termes de convergence ce qui se traduit par une longue durée d'optimisation.

Pour surmonter ce problème, dans ce qui suite une technique d'optimisation basée sur les réseaux de neurones artificiel (RNA) est proposée.

## 5.2 Réseau de neurones artificiels

Cette section présente un bref aperçu des réseaux de neurones artificiels, de leurs principes de fonctionnement ainsi que de leurs applications.

### 5.2.1 Neurone formel

Un neurone formel ou neurone artificiel est une modélisation mathématique (simpliste), inspirée du fonctionnement des neurones biologiques constituant le cerveau humain. Il a été introduit pour la première fois par Mac Culloch et Pitts en 1943 [92]. La figure 5.2a montre le schéma d'un neurone biologique sur lequel Mac Culloch et Pitts ont basé leur premier modèle. La figure 5.2b montre le modèle de neurone artificiel proposé. Selon cette représentation, les entrées et les sorties du neurone formel représentent respectivement les dendrites et les axones du neurone biologique. Le fonctionnement d'un neurone formel se fait en deux étapes :

- **Pré-activation** : dans cette phase, le neurone effectue la somme pondérée de ses entrées:

$$Y = \sum_{n=0}^N \omega_n X_n = \omega_0 + \sum_{n=1}^N \omega_n X_n \quad (5.3)$$

avec  $X_n$  sont les valeurs d'entrées du neurone et  $\omega_n$  sont des poids d'inter-connexions (coefficients de pondération).

- **Post-activation** : dans cette phase, une fonction d'activation ou de transfert  $f$  s'applique sur la valeur calculée dans la phase de pré-activation. La sortie du neurone est alors donnée

par :

$$S = f(Y) = f\left(\omega_0 + \sum_{n=1}^N \omega_n X_n\right) \quad (5.4)$$

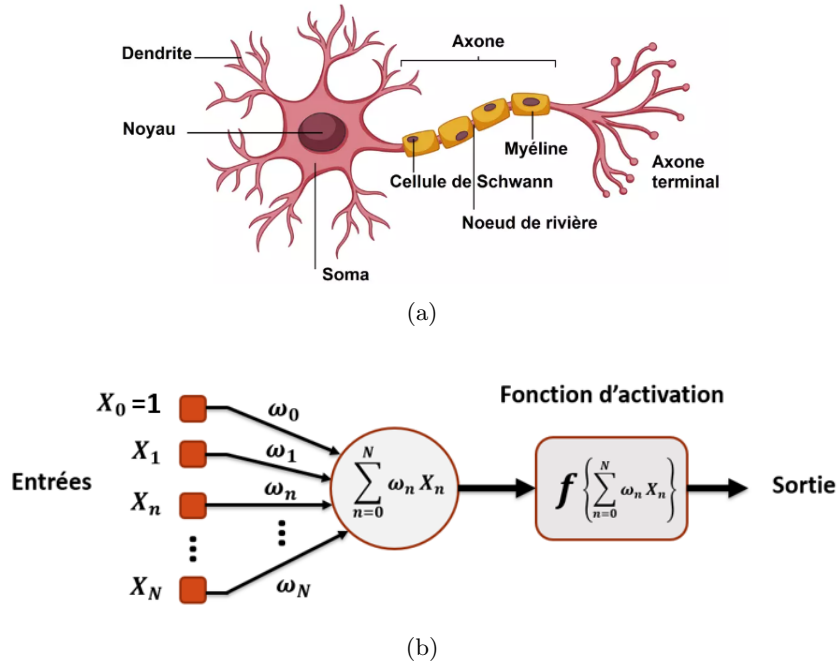


Figure 5.2 – (a) Neurone biologique, (b) Neurone artificiel.

Grâce à cette simple représentation, Mac Cculloch et Pitts ont proposé des neurones formels capables de mémoriser des fonctions booléennes simples, à savoir la fonction AND (ET) et la fonction OR (OU).

### 5.2.2 Fonction d'activation

Le rôle d'une fonction d'activation, ou fonction de transfert, est d'ajouter une non-linéarité au réseau de neurones, de sorte qu'il puisse apprendre et généralise des relations plus complexes entre les données entrée-sortie d'apprentissage. Il existe plusieurs fonctions d'activation, dont l'utilisation de chacune dépend principalement du problème envisagé. Trois types de fonction d'activation utilisés par la suite dans le développement du modèle neuronal sont présentées ci-dessous [93].

- **Fonction linéaire ou identité** : est une fonction d'activation basique, qui ne fournit aucune non-linéarité. Elle est donnée par la formule suivante :

$$f(x) = x \quad (5.5)$$

La fonction d'activation linéaire est souvent utilisée dans les nœuds des sorties, lorsque

la sortie cible est une valeur réelle.

- **Fonction sigmoïde :** La fonction sigmoïde est une fonction d'activation non linéaire, réelle et différentiable. Cette fonction est définie pour des valeurs d'entrée réelles quelconque. Cependant sa sortie est comprise entre 0 et 1. Elle est représentée par la formule suivante :

$$f(x) = \frac{1}{(1 + \exp^{-x})} \quad (5.6)$$

Une caractéristique intéressante de cette fonction est que sa dérivée peut s'exprimer en fonction d'elle-même, ce qui permet un gain en temps de calcul lors de la phase d'apprentissage:

$$f'(x) = f(x)(1 - f(x)) \quad (5.7)$$

Il convient de noter que la différentiabilité de la fonction de transfert est une propriété essentielle pour la phase d'apprentissage des réseaux de neurones.

- **Fonction Softmax :** La fonction d'activation softmax, est une fonction réelle qui transforme un vecteur  $x$  de  $N$  nombres réels (notamment les sorties brutes d'un neurone) en une distribution de probabilité. Elle est donnée par la formule suivante [94] :

$$\sigma(x)_i = \frac{\exp^{x_i}}{\sum_j^N \exp^{x_j}} \quad (5.8)$$

La fonction Softmax s'utilise souvent dans la couche de sortie d'un réseau de neurones construit pour une application de classification décrite dans le paragraphe (5.2.5).

### 5.2.3 Réseaux de neurones

Comme pour le cerveau humain, la puissance des neurones artificiels réside dans leur association au sein des structures, plus au moins complexe, appelées réseaux de neurones. Le comportement collectif obtenu permet de modéliser des fonctions beaucoup plus complexes par rapport à celles réalisées par un seul neurone formel. La figure 5.3 présente l'exemple d'un réseau de neurones interconnectés. Il se compose d'une couche d'entrée à  $N$  paramètres  $X_n$ ,  $K$  couches cachées (couches entre la couche d'entrée et la couche de sortie) et une couche de sortie avec  $M$  paramètres  $Y_m$ . Chaque connection entre les neurones de couches adjacentes (représentée par une flèche noire sur la figure 5.3) est associée à un poids  $\omega_n$ .

Selon le nombre des couches cachées, trois types des réseaux de neurones peuvent être distingués [93] :

- **Réseau de neurone monocouche :** dans ce type de réseaux aucune couche cachée

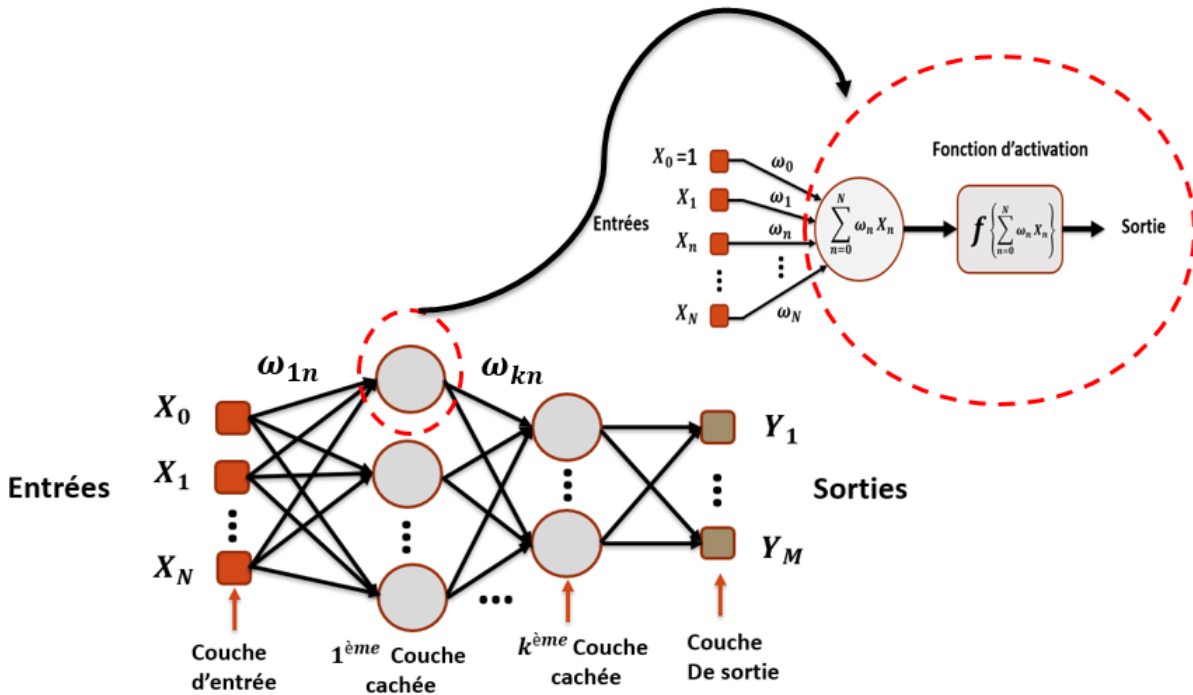


Figure 5.3 – Réseau de neurones à K couches cachées

n'existe entre la couche d'entrée et celle de sortie.

- **Réseau de neurones superficiel (shallow neural network)** : ce type de réseaux possède une seule couche cachée entre son entrée et sa sortie.
- **Réseau de neurones profond (deep neural network)** : ce type de réseau est composé d'au moins deux couches cachées entre la couche d'entrée et celle de sortie.

#### 5.2.4 Apprentissage des réseaux de neurones

La capacité d'apprentissage est la propriété la plus intéressante et la plus fondamentale des réseaux de neurones artificiels. Lors de cette opération, le réseau RNA fait appel à des exemples d'entraînement ou des exemples de comportement (des données) afin de déchiffrer la relation entrée-sortie entre ces données et d'identifier la loi (mathématique, statistique...) qui gère leur distribution. Il existe plusieurs types d'apprentissage selon l'application envisagée. Dans ce paragraphe on considère uniquement le type d'apprentissage supervisé qu'on utilisera lors du développement de modèle neuronal proposé.

La figure 5.4 montre une représentation schématique de l'apprentissage supervisé. Il s'agit d'un processus d'optimisation itératif dans lequel les exemples d'entraînement entré-sortie sont présentés au réseau RNA un par un. Ensuite, pour chaque exemple, une comparaison entre les valeurs produites par le modèle neuronale en réponse aux paramètres d'entrée et la sortie cible



(correcte) est effectuée afin de déterminer l'erreur  $\epsilon$  du modèle. Finalement, une minimisation de cette erreur est effectuée en ajustant les valeurs des poids d'inter-connexions  $\omega_n$  selon la règle du gradient suivante :

$$\omega_n^{nouveau} = \omega_n^{ancien} + \mu \frac{\partial \epsilon}{\partial \omega_n} \quad (5.9)$$

$\mu$  est un facteur compris entre 0 et 1, appelé taux d'apprentissage.

Une fois que tous les exemples d'entraînement sont passés par le réseau, une époque d'apprentissage est terminée et le processus recommence jusqu'à ce que l'erreur d'apprentissage (pour tous les exemples) atteigne un critère de convergence. À l'issue de cette opération, le RNA apprend à prédire la sortie correcte, compte tenu des exemples d'entraînement, voire de généraliser cette prédiction à d'autres données similaires. En d'autres termes, la capacité de généralisation permet aux réseaux de neurones de prédire des sorties correctes pour des paramètres d'entrée qui n'ont pas été vus pendant la phase d'apprentissage.

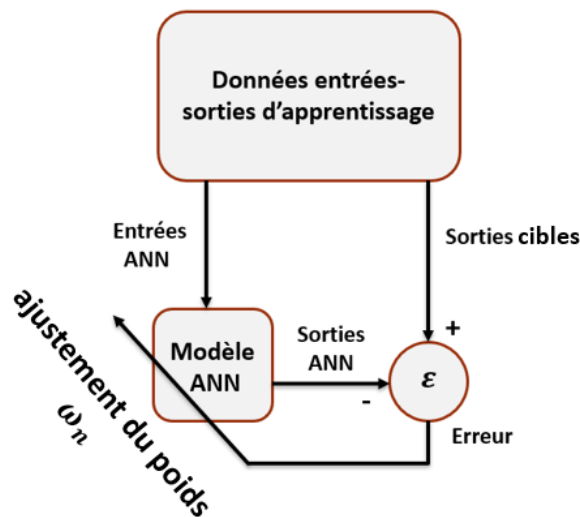


Figure 5.4 – Apprentissage supervisé des réseaux de neurones.

Après avoir présenté le principe de fonctionnement et d'apprentissage, les deux applications courantes des réseaux de neurones artificiels sont résumées ci-dessous.

### 5.2.5 Classification et Régression

Les deux types d'application les plus courants de réseaux de neurones artificiels à apprentissage supervisé sont la classification et la régression. Dans un problème de classification le modèle neuronale tente à trouver la ou les classes auxquelles les données d'entrée appartiennent (figure 5.5a). Dans ce cas, les données d'apprentissage se présentent comme des paires entrées et son

classe correspondante. En revanche, la régression est une méthode permettant de comprendre la relation  $f$  (e.g fonction) entre les variables d'entrées ( $x$ ) et les variables de sorties correspondante  $y$  tel que :

$$y = f(x) \quad (5.10)$$

Une fois la relation  $f$  est estimée, les variables de sortie  $y$  peuvent être prédits en fonction des variables d'entrées  $x$  (figure 5.5b) [93].

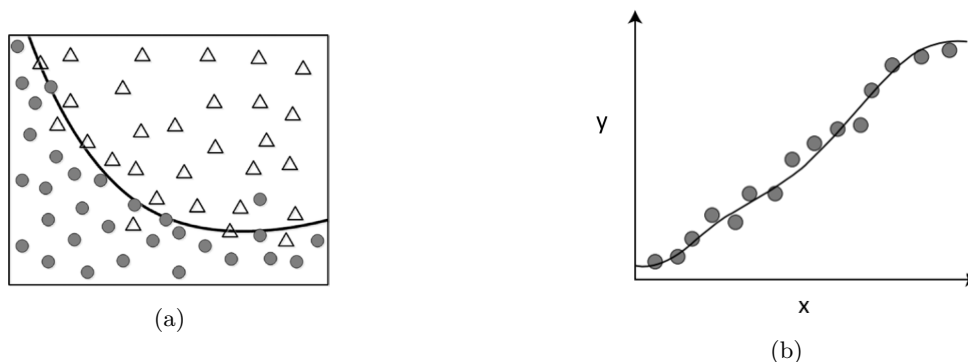


Figure 5.5 – (a) Problème de classification, (b) Problème de régression.

En résumé, la classification et la régression font toutes deux partie de l'apprentissage supervisé. Par conséquent, leurs données d'apprentissage se présentent sous forme des paires {entrée, sortie correspondante}. La seule différence réside dans le type de sorties : la classification utilise des classes, tandis que la régression exige des valeurs.

Ces deux fonctions (classification et régression) qu'on utilisera par la suite lors du développement du modèle neuronal proposé.

## 5.3 Optimisation avec réseaux de neurones artificiels

Dans cette section le principe d'optimisation est présenté. Ensuite, le modèle neuronale proposé est détaillé.

### 5.3.1 Principe de l'optimisation

Grâce à leur capacité d'apprentissage et de généralisation, les RNA constituent un outil de modélisation puissant capable de modéliser des relations complexes entre des variables de conception d'une antenne (par exemple ses dimensions) et les réponses électromagnétique correspondantes (par exemple sa fréquence de résonance ou sa bande passante ...).

Utilisant la même approche, on souhaite développer un modèle neuronale reliant entre les charges parasites, charges d'adaptation et les distances de séparations d'une part et la directivité

et le coefficient de réflexion de l'antenne d'autre part. La figure 5.6 montre une représentation graphique simplifiée de cette modélisation. Une fois les paramètres de conception sont entrés, le modèle neuronale peut prédire simultanément la directivité du réseau ainsi que son impédance d'entrée dans la bande de fonctionnement désirée.

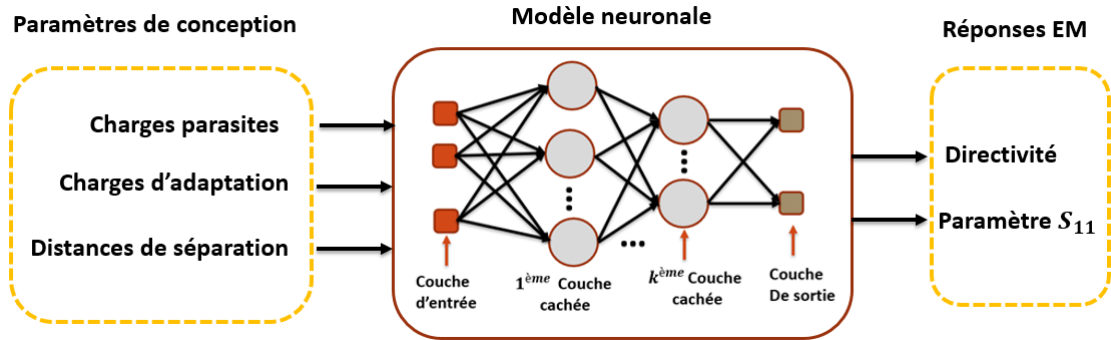


Figure 5.6 – Modélisation par réseau de neurones.

Le modèle neuronale peut être utilisé par la suite dans une boucle d'optimisation, à la place d'un solveur électromagnétique, pour accélérer le processus d'optimisation. Durant ce processus, le modèle RNA sera appelé à plusieurs reprises par un algorithme d'optimisation pour rechercher les distances de séparation appropriées entre les éléments du réseau ainsi que l'ensemble optimal de charges passives qui minimisent la fonction coût donnée par 5.1, suivant l'organigramme (5.7).

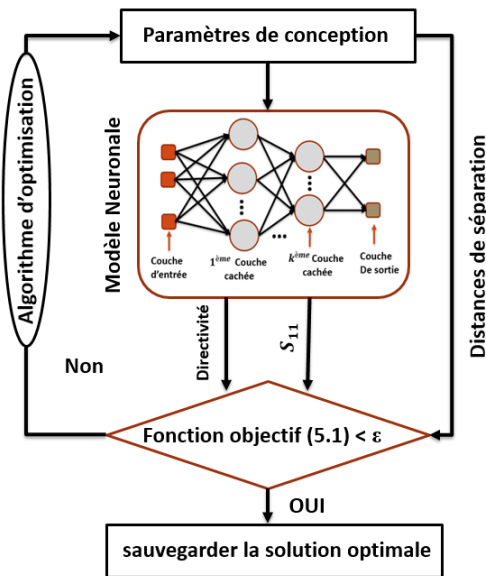


Figure 5.7 – Organigramme d'optimisation.

Il convient de préciser que le modèle neuronale peut contenir plusieurs réseaux de neurones fonctionnant en parallèle.

Ci-dessous, une description du modèle neuronale proposé et son développement sont présentés.

### 5.3.2 Modèle neuronal proposé

Le modèle ANN proposé, se compose en deux branches indépendantes. La première établit la relation entre les paramètres de conception et le coefficient de réflexion de l'antenne, tandis que la seconde établit la relation entre les mêmes paramètres et la directivité de l'antenne. Rappelons que les paramètres de conception comprennent les distances de séparation entre les éléments du réseau ainsi que les valeurs des charges d'optimisation (charges d'adaptation et parasites). L'utilisation de deux branches indépendantes pour l'adaptation et la directivité a pour but de rendre la prédiction de RNA plus fiable.

#### 5.3.2.1 Branche de coefficient de réflexion ou d'adaptation

Une approche directe pour établir la relation entre les paramètres de conception et le coefficient de réflexion de l'antenne consiste à une opération de régression où les paramètres de conception sont définis comme l'entrée de RNA et le coefficient de réflexion comme sa sortie. Cependant, la forte sensibilité de ce dernier aux paramètres de conception conduit à des prédictions inexactes. Pour surmonter ce problème, la branche de coefficient de réflexion est divisée en deux parties (Figure 5.8) :

- **Partie RNA** : cette étage relie la distance de séparation et la fréquence à la matrice d'impédance de l'antenne N ports ( $Z_{Nport}$ ). Comme  $Z_{Nport}$  est complexe, cette étage contient deux réseaux de neurones opérant en parallèle. Le premier réseau a pour but de déterminer la partie réelle de la matrice d'impédance  $Re(Z_{Nport})$  tandis que le deuxième détermine la partie imaginaire  $Im(Z_{Nport})$ .
- **Partie calcule** : dans cette étage, la matrice d'impédance  $Z_{Nport}$  obtenue à partir de la sortie du RNA ainsi que les valeurs d'impédance de charge  $Z_{charges}$  sont utilisées pour calculer le coefficient de réflexion à l'aide des formules (4.12) et (4.13).

#### 5.3.2.2 Branche de directivité

Cette branche établit la relation entre les paramètres de conception et la directivité de l'antenne dans la direction désirée. Une approche pour établir une telle relation consiste à utiliser un modèle (RNA) de régression où les paramètres de conception sont en entrée et la valeur de directivité en sortie. Toutefois, compte tenu de la forte sensibilité des réseaux superdirectifs, un modèle de régression ne permet pas d'obtenir des prédictions fiables. Pour résoudre ce problème, un modèle de classification est considéré. Dans ce cas, un classificateur basé sur un RNA est utilisé pour classer les paramètres de conception en deux classes (Figure 5.9) :

- **Classe des réseaux superdirectifs** : lorsque les paramètres de conception donnent une directivité supérieure à la limite d'Harrington (définition du réseau superdirectif).
- **Classe des réseaux non superdirectifs** : lorsque les paramètres de conception donnent une directivité inférieure à la limite d'Harrington.

la limite d'Harrington  $H_0$  peut être calculée comme suit [4] :

$$H_0 = 10 \cdot \log_{10}(ka^2 + 2ka) \quad (5.11)$$

où  $ka$  est la taille électrique de l'antenne.

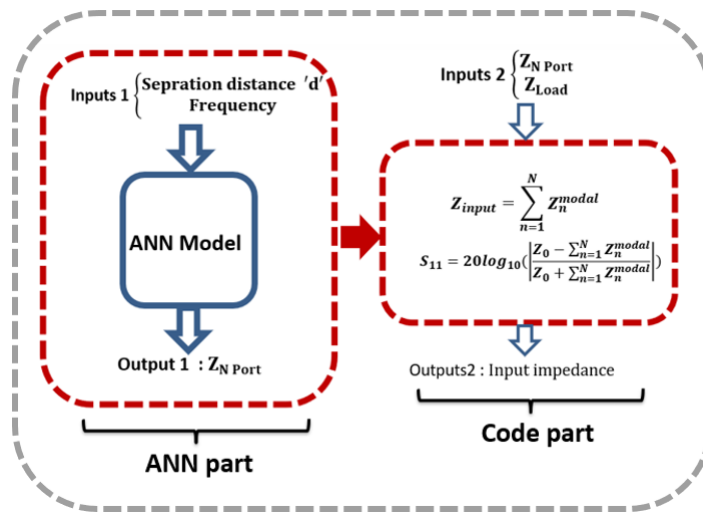


Figure 5.8 – Modèle RNA proposé : branche d'adaptation

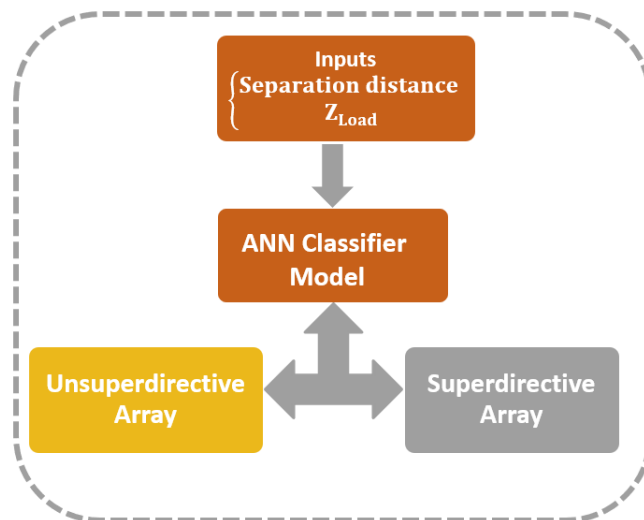


Figure 5.9 – Modèle RNA proposé : branche de la directivité.

Après avoir défini la structure des deux branches du modèle neuronale, l'étape suivante consiste à construire une base d'apprentissage afin de les entraîner.

### 5.3.2.3 Génération de la base d'apprentissage

Afin que le modèle RNA puisse apprendre la non-linéarité complexe entre les paramètres de conception (distances de séparations et charges d'optimisation) d'une part et les réponses électromagnétique (directivité et la matrice d'impédance  $Z_{Nport}$ ) d'autre part, il est nécessaire d'utiliser une base de données d'entraînement (ou apprentissage) appropriée. L'idée est de collecter une base de données entrée-sortie dans laquelle les réponses électromagnétique de l'antenne réseau à une combinaison aléatoire des paramètres de conception sont extraites. Pour ce faire, la simulation électromagnétique avec les formules analytiques de la NCM ont été utilisées pour construire cette base.

## 5.4 Procédure d'optimisation

Cette section, résume les étapes de la procédure d'optimisation. Il se compose de 6 étapes :

- **Étape 1** : Définition du réseau superdirectif avec une distance de séparation  $d$  variable (ou des distances  $d_i$  pour le cas d'un réseau non-uniforme).
- **Étape 2** : Incorporation des ports internes sur l'antenne excitatrice afin d'assurer une large bande passante.
- **Étape 3** : À l'aide d'un simulateur EM, la matrice d'impédance de l'antenne à  $N$  ports ainsi que les champs rayonnés correspondants, pour différentes distances de séparation  $\mathbf{d}$  sont extraits.
- **Étape 4** : Construction d'une base d'apprentissage entrée-sortie.
- **Étape 5** : Ensuite, les deux branches de directivité et d'adaptation du modèle neuronal proposé sont développées.
- **Étape 6** : Enfin, la fonction objectif donnée par la formule 5.1 est optimisée, suivant l'organigramme de la figure (5.7).

## 5.5 Applications

Cette section présente l'application de l'approche proposée (organigramme 5.7) pour la conception et l'optimisation de réseaux superdirectifs large bande et compact.

### 5.5.1 Réseau à base de l'antenne boucle en M

Considérons un réseau superdirectif à trois éléments à base de l'antenne boucle en M présenté dans le paragraphe (4.4.1). Le réseau est formé d'un élément excitateur (antenne 2) au centre et

deux éléments parasites (antenne 1 et 3). Chaque élément du réseau est séparé d'une distance  $d_i$ ,  $\{i = 1, 2\}$  de l'élément adjacent, comme le montre la figure 5.10. À partir de cette structure, nous voulons concevoir un réseau superdirectif parasites large bande plus compactes fonctionnant dans la bande 5G NR n8 entre 880 et 960 MHz en utilisant l'optimisation globale proposée.

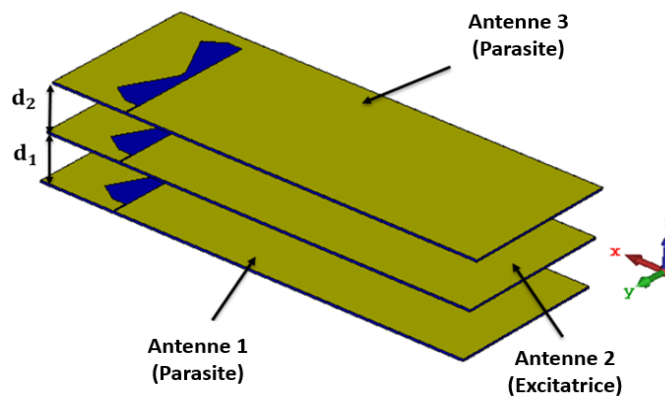


Figure 5.10 – Réseau à base de boucles en forme de M

### 5.5.1.1 Configuration des charges d'optimisation

Suivant l'approche d'optimisation proposée dans la section 5.4, quatre charges notées charge 1, charge 2, charge 3 et charge 4 ont été insérées sur l'antenne réseau (Figure 5.11). Les charges 1 et 4 se comportent comme des charges parasites pour optimiser la directivité de l'antenne. D'autre part, les charges 2 et 3 servent à optimiser son adaptation (bande passante).

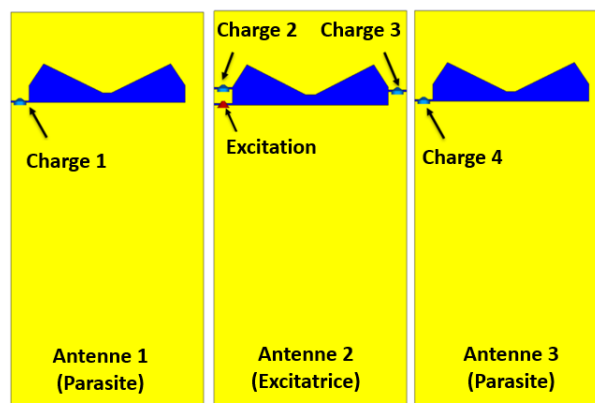


Figure 5.11 – Mise en place des charges à optimiser.

Après l'insertion des charges, l'étape suivante consiste à développer les deux branches du modèle neuronal proposé.

### 5.5.1.2 Génération de la base d'apprentissage

Suivant l'approche décrite dans le paragraphe 5.3.2.3, le réseau d'antennes à 5 ports (un port pour l'excitation et les quatre restants à charger) est modélisé par une simulation électromagnétique pour extraire la matrice d'impédance  $Z_{Nport}$  ainsi que les champs rayonnés  $E_n$  pour différentes distances de séparation  $\mathbf{d}$  entre les éléments du réseau. Pour les réseaux superdirectifs, la distance de séparation est généralement inférieure à  $0,25\lambda$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde à la fréquence d'optimisation. Par conséquent, l'antenne réseau est simulée avec une distance de séparation  $\mathbf{d}$  dans la plage  $[0,01\lambda-0,2\lambda]$  avec un pas de  $0,04\lambda$ . La longueur d'onde  $\lambda$  est définie à la fréquence centrale de la bande 5G NR n8 soit 920 MHz.

Au total, 6 simulations ont été utilisées pour un réseau à distances uniforme et 36 pour un réseau à distances non uniforme. Ensuite, tous les échantillons de données d'entraînement sont facilement générés à l'aide d'un post-traitement dans Matlab par une simple implémentation des formules de (4.13) à (4.15).

### 5.5.1.3 Développement de la branche d'adaptation

Cette partie relie la distance de séparation et la fréquence à la matrice d'impédance des N ports ( $Z_{Nport}$ ). Pour une distance de séparation donnée, la matrice d'impédance des N ports peut être déterminée à chaque point de fréquence dans la bande souhaitée. Comme  $Z_{Nport}$  est complexe, deux réseaux sont utilisés pour calculer respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance. Chaque réseau se compose d'une couche d'entrée, d'une couche cachée de 30 neurones avec une fonction d'activation sigmoïde et d'une couche de sortie avec une activation linéaire.

Les figures 5.12a et 5.12b montrent l'erreur quadratique moyenne d'apprentissage des deux réseaux en fonction des époques d'entraînement. Les deux modèles présentent les meilleures performances d'apprentissage respectivement au 315<sup>ème</sup> et 955<sup>ème</sup> époques. Par conséquent les poids  $\omega_n$  du RNA obtenus à ces époques sont utilisés.

### 5.5.1.4 Développement de la branche de directivité

Cette branche classifie si le réseau est superdirectif ou non en fonction les paramètres de conception choisies. Le modèle de classification basé sur le RNA se compose d'une couche d'entrée, d'une couche cachée de 30 neurones avec une fonction d'activation sigmoïde et d'une couche de sortie avec une fonction d'activation softmax. La figure 5.13 montre l'erreur quadratique moyenne d'apprentissage. Le modèle présente les meilleures performances d'apprentissage à la 16<sup>ème</sup> époque. Par conséquent les poids  $\omega_n$  du RNA obtenus à cette époque sont utilisés.

Il convient de noter que pour les deux branches, les paramètres du modèle RNA (nombre de neurones des couches cachées, nombre de couches cachées) sont déterminés par l'essais et



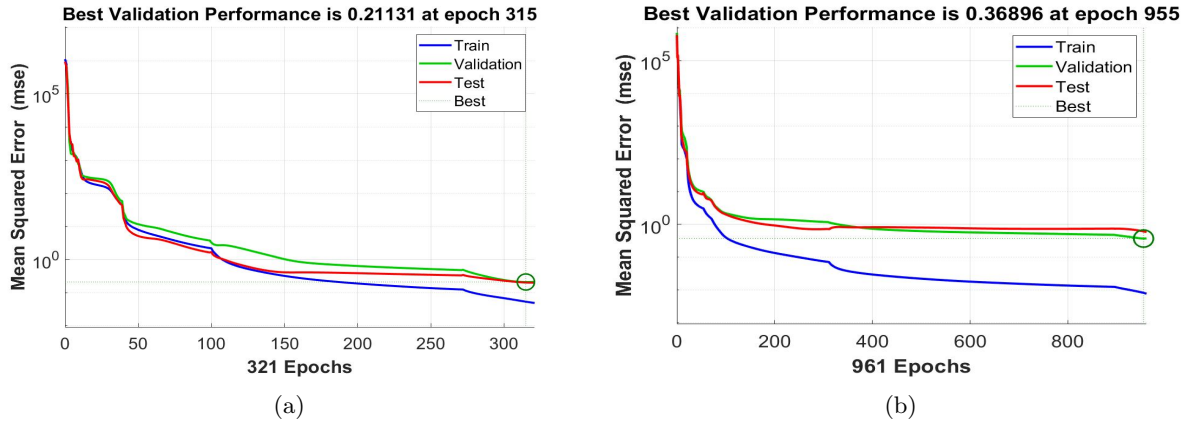


Figure 5.12 – Erreur quadratique moyenne de la branche 1 en fonction des époques : (a) pour la partie réelle de la matrice d'impédance (b) pour la partie imaginaire de la matrice d'impédance.

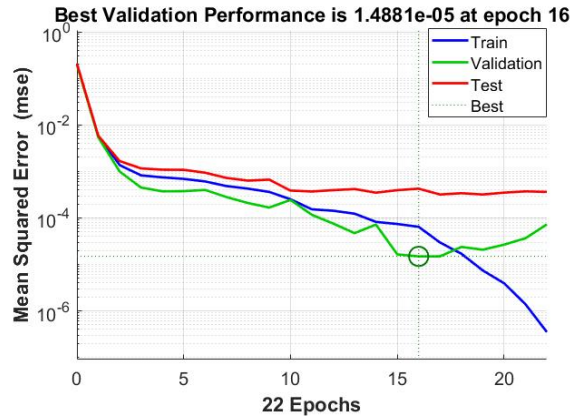


Figure 5.13 – Erreur quadratique moyenne de la branche 2 en fonction des époques.

l'erreurs jusqu'à ce que les meilleures performances d'apprentissage soient atteintes, car il n'y a pas une règle générale à suivre pour choisir ces paramètres.

### 5.5.1.5 Optimisation : Réseau uniforme

Une fois le processus d'apprentissage et de validation du modèle RNA terminé, une optimisation est lancée suivant l'organigramme d'optimisation décrit à la figure 5.7. L'algorithme d'optimisation utilisé est un algorithme à évolution différentiel (Differential Evolution algorithm)[52]. Les paramètres de conception optimaux obtenus sont donnés dans le tableau 5.1.

Table 5.1 – PARAMÈTRES DE CONCEPTION OPTIMISÉS

	distance ( $\lambda$ )	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
valeur optimale	0.193	33 nH	3.6 pF	0.3 pF	0.4 pF

Avec ces paramètres, le réseau d'antennes atteint une directivité maximale de 9,28 dB, un rapport avant-arrière de rayonnement de 11,34 dB (figure 5.14a) et une bande de directivité à -1 dB de 12,73 % (figure 5.14b). En outre, le réseau présente une efficacité totale supérieure à 80 % sur une bande de 21,16 % et une large bande passante à -10 dB de 16,87% (figure 5.14c).

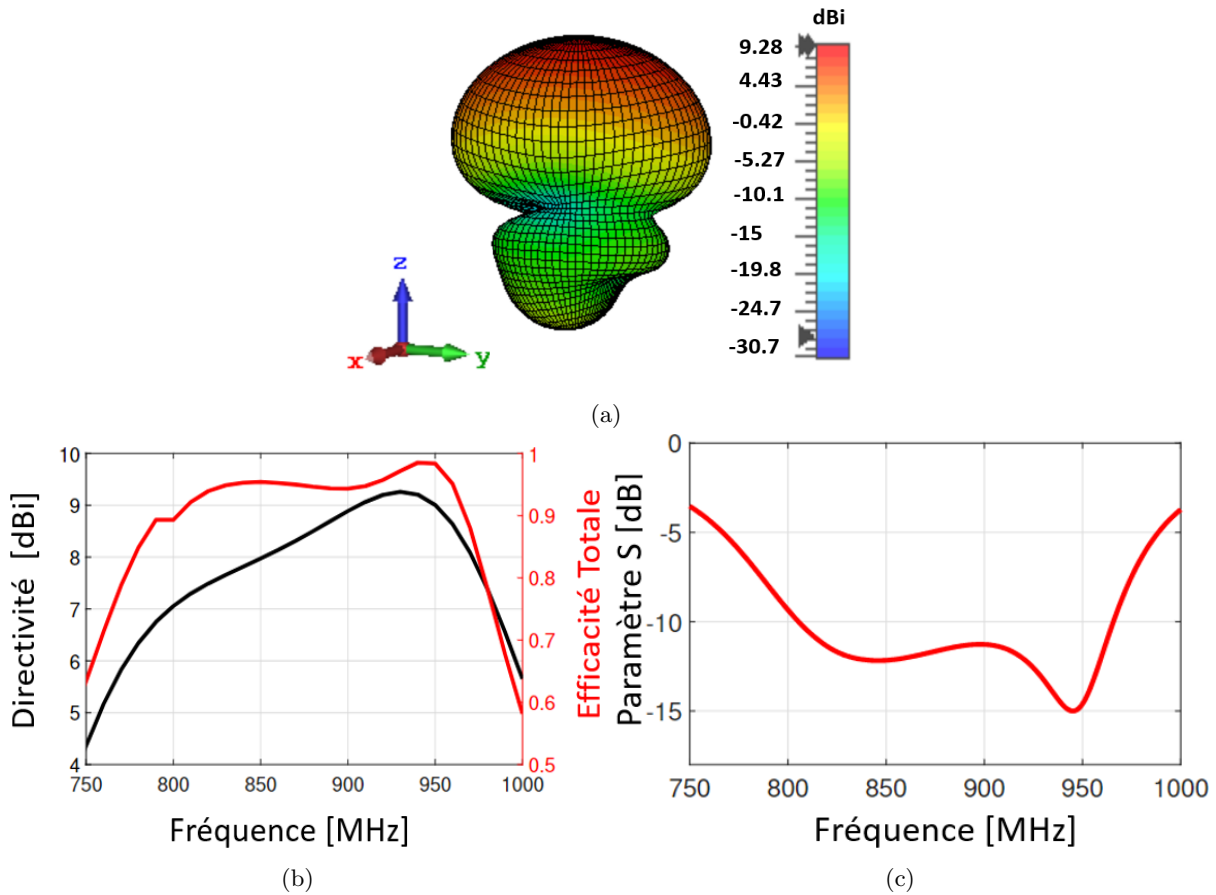


Figure 5.14 – Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion d'entrée.

### 5.5.1.6 Optimisation : Réseau non uniforme

Dans ce paragraphe, considérons le cas d'un réseau non uniforme avec différentes distances de séparation entre ses éléments ( $d_1 \neq d_2$ ). L'optimisation donne les paramètres de conception décrits dans le tableau 5.2.

Table 5.2 – PARAMÈTRES DE CONCEPTION OPTIMISÉS

d1	d2	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
0.162 $\lambda$	0.193 $\lambda$	17 nH	2.6 pF	0.35 pF	0.4 pF

Avec ces paramètres, le réseau d'antennes atteint une directivité maximale de 9,29 dB, un rapport avant-arrière de 15,2 dB (figure 5.15a) et une bande de directivité à -1 dB de 10,2% (figure 5.15b). En outre, le réseau présente une efficacité totale supérieure à 80% entre 810 et 970 MHz et une large bande passante à -10 dB de 11,5 % (figure 5.15c).

On peut noter que la deuxième configuration avec une distance de séparation non uniforme est 8 % plus compacte que le cas d'un réseau uniforme avec une directivité et une efficacité comparables, une diminution de 5,3 % de la bande passante et un meilleur rapport avant-arrière du rayonnement.

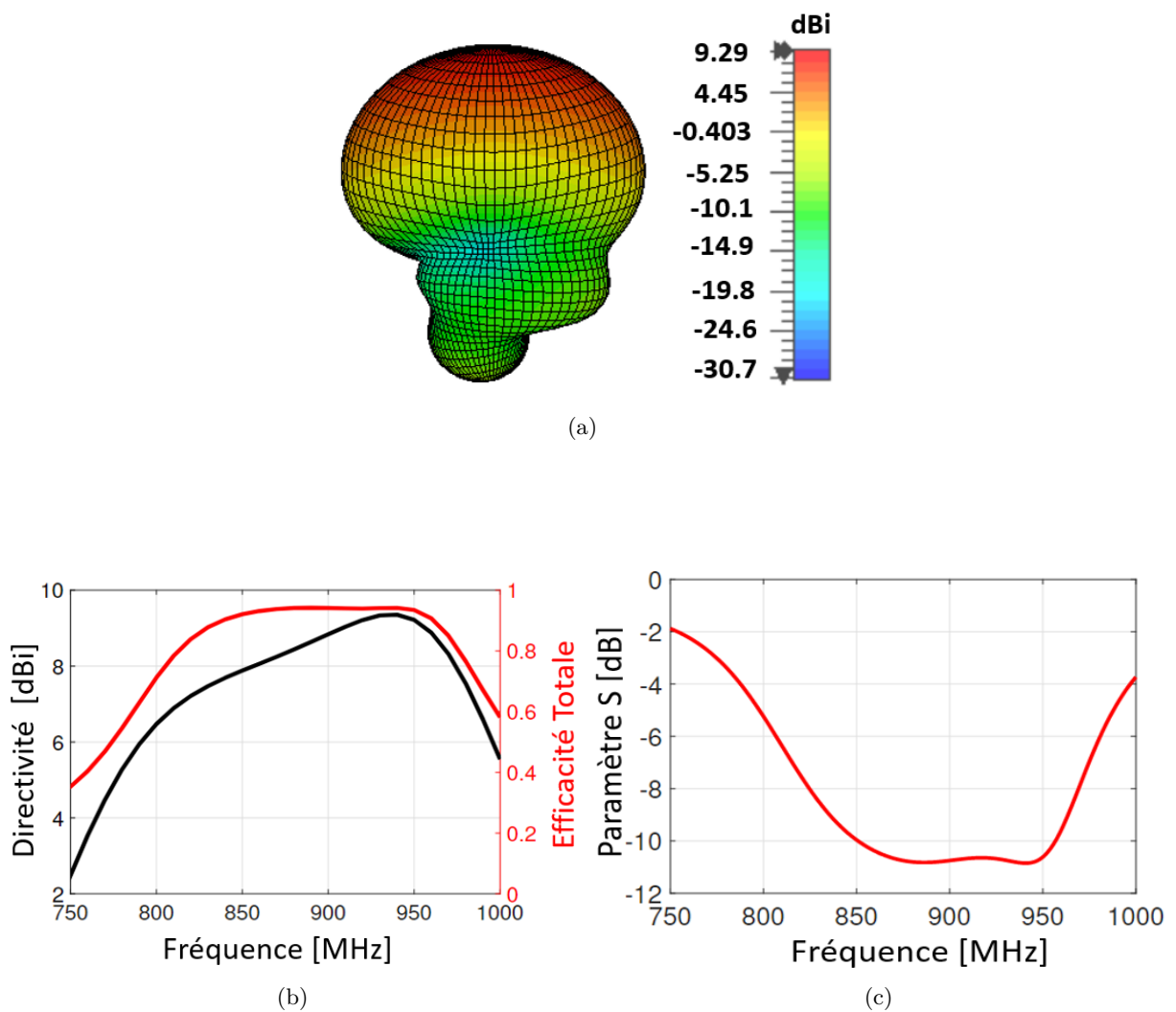


Figure 5.15 – Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz, (b) Directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion d'entrée.

### 5.5.1.7 Validation expérimentale

Un prototype du réseau de l'antenne boucle en M a été fabriqué et mesuré afin de valider les résultats de simulation (figure 5.16a). La figure 5.16b montre le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne. La bande passante mesurée est de 22,6 % alors que celle simulée est de 16,87 %. Cette différence est probablement due aux effets du connecteur et du câble ainsi qu'à la tolérance des composants montés en surface commerciaux. Les propriétés de rayonnement de l'antenne ont été mesurées dans un système en champ proche MVG Star Lab. La figure 5.16c montre la directivité mesurée comparée à la simulation. Les deux courbes présentent la même tendance avec une différence de niveau maximale de 1 dB. La différence constatée est principalement due à la précision de mesure de la chambre qui présente une incertitude de  $\pm 1,1\text{dB}$  dans la gamme de fréquences [0,8-1 GHz] [59]. L'efficacité totale mesurée est présentée sur la figure 5.16d. Comme le prévoyait la simulation, l'antenne montre une efficacité totale élevée sur la bande souhaitée.

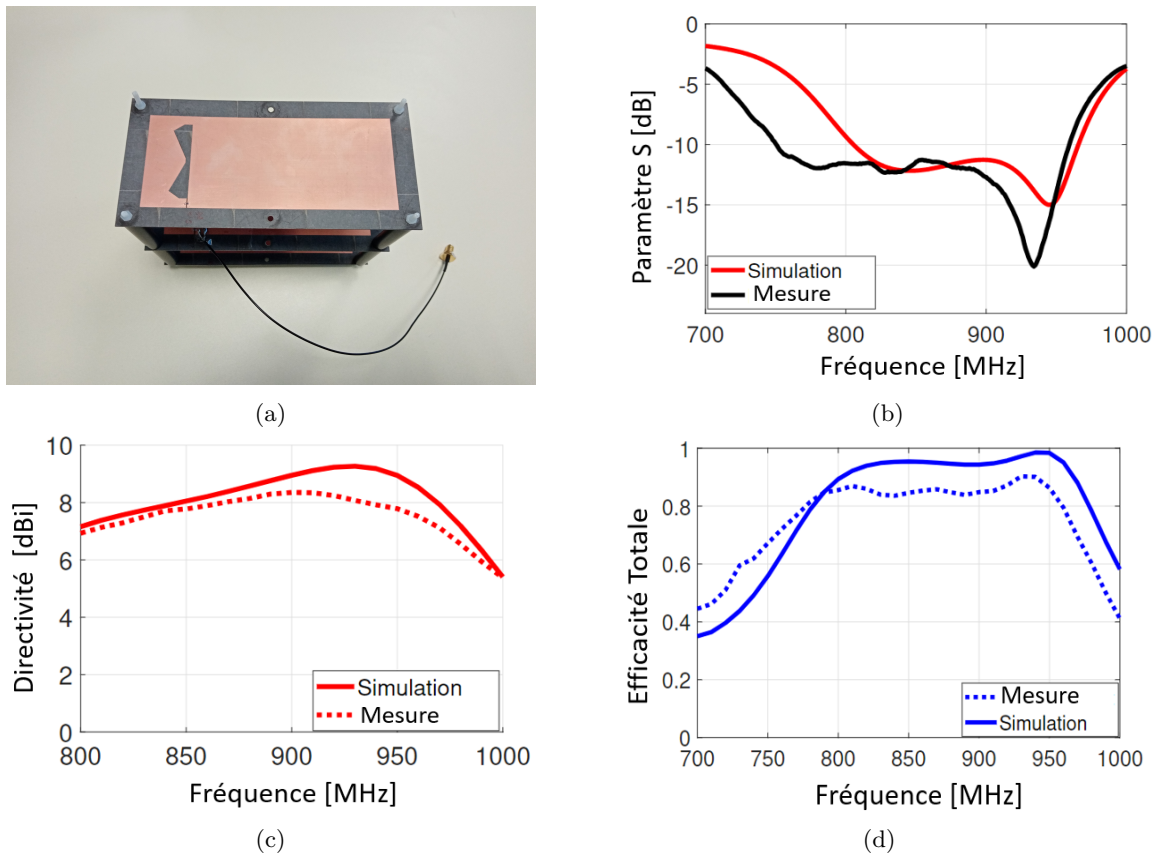


Figure 5.16 – Résultats des mesures : (a) Prototype (b) coefficient de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) Efficacité totale en fonction de la fréquence.

## 5.5.2 Réseau à base du monopôle à méandres pliés

### 5.5.2.1 Structure de l'élément unitaire

L'élément unitaire du réseau utilisé dans ce second exemple est un monopôle à méandres pliés, imprimé sur un substrat Rogers RO4450B d'une permittivité de  $\epsilon_r = 3,7$  et d'une tangente de perte de  $\tan \delta = 0,004$  [33]. Les dimensions de l'antenne sont de  $153.2 \times 38.9 \times 0.8 \text{ mm}^3$  (Fig. 5.17a). L'antenne est adaptée sur une bande de 32 MHz entre [1,13-1,16 GHz] (Fig. 5.17b).

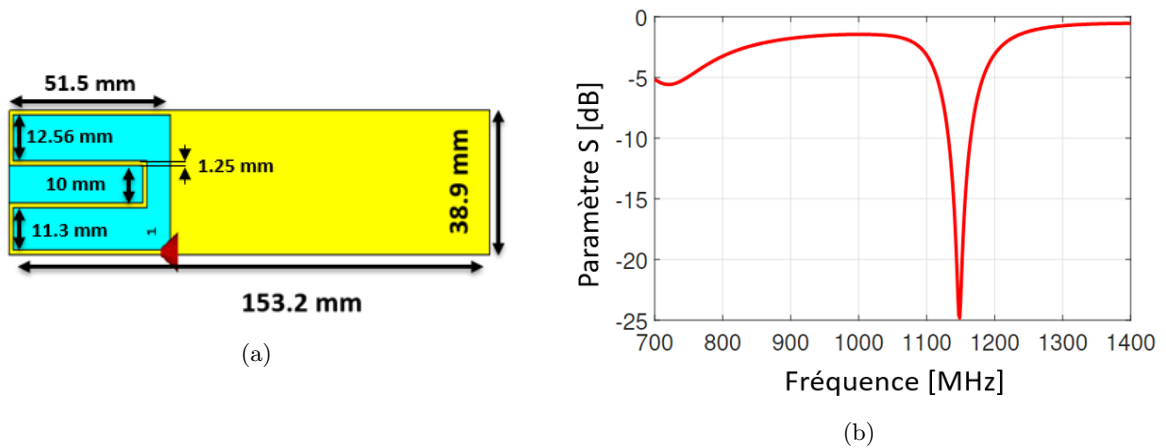


Figure 5.17 – Antenne à méandres pliés. (a) Géométrie de l'antenne, (b) son coefficient de réflexion d'entrée.

### 5.5.2.2 Réseau à trois éléments

En utilisant l'élément unitaire présenté en 5.5.2.1, un réseau à trois éléments a été optimisé afin de fonctionner dans la bande 5G NR n28 entre [750-800 MHz]. La figure 5.18 montre la géométrie du réseau. Il se compose de trois antennes empilées où l'élément central (antenne 2) est excité et les éléments périphériques (antenne 1 et 3) sont des éléments parasites.

### 5.5.2.3 Configuration des charges d'optimisation

Comme dans le premier exemple, quatre charges sont insérées sur le réseau d'antennes (Figure 5.19). Les charges 1 et 4 sont des charges parasites qui optimisent la directivité de l'antenne. Les charges 2 et 3 permettent d'ajuster son impédance d'entrée.

Une fois les charges insérées, l'étape suivante consiste à former les deux branches du modèle RNA comme décrit dans la section 5.3.2.

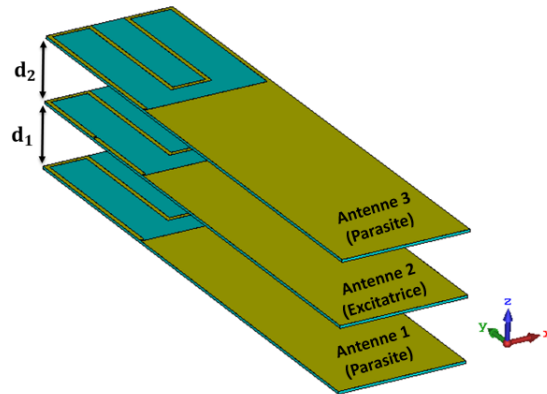


Figure 5.18 – Réseau à base du monopôle à méandre plié.

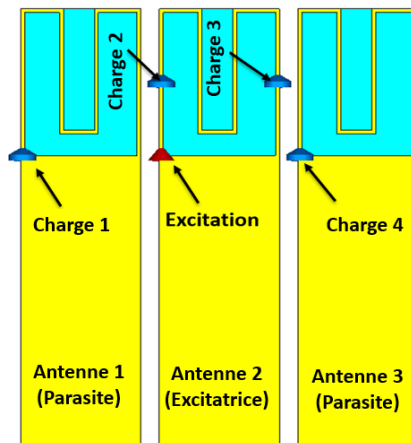


Figure 5.19 – Mise en place des charges d’optimisation

#### 5.5.2.4 Optimisation du Réseau uniforme

Premièrement, une séparation uniforme entre les éléments du réseau ( $d_1 = d_2$ ) est considérée dans cette partie. Les paramètres de conception optimaux sont représentés dans le tableau 6.2.

Table 5.3 – PARAMÈTRES DE CONCEPTION OPTIMISÉS

	$d_1$	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
Valeur optimale	$0,197\lambda$	3,3 pF	1,1 pF	17,3 nH	0,4 pF

Avec ces paramètres, le réseau d’antennes atteint une directivité maximale de 9 dB, un rapport avant-arrière de 14,88 dB (figure 5.20a) et une bande de directivité à -1 dB de 10,82% (figure 5.20b). Le réseau présente également une efficacité totale supérieure à 80 % sur une bande de fréquence de 5,8 %. L’antenne est adaptée sur une bande de fréquence de 3,84 % (figure 5.20c).

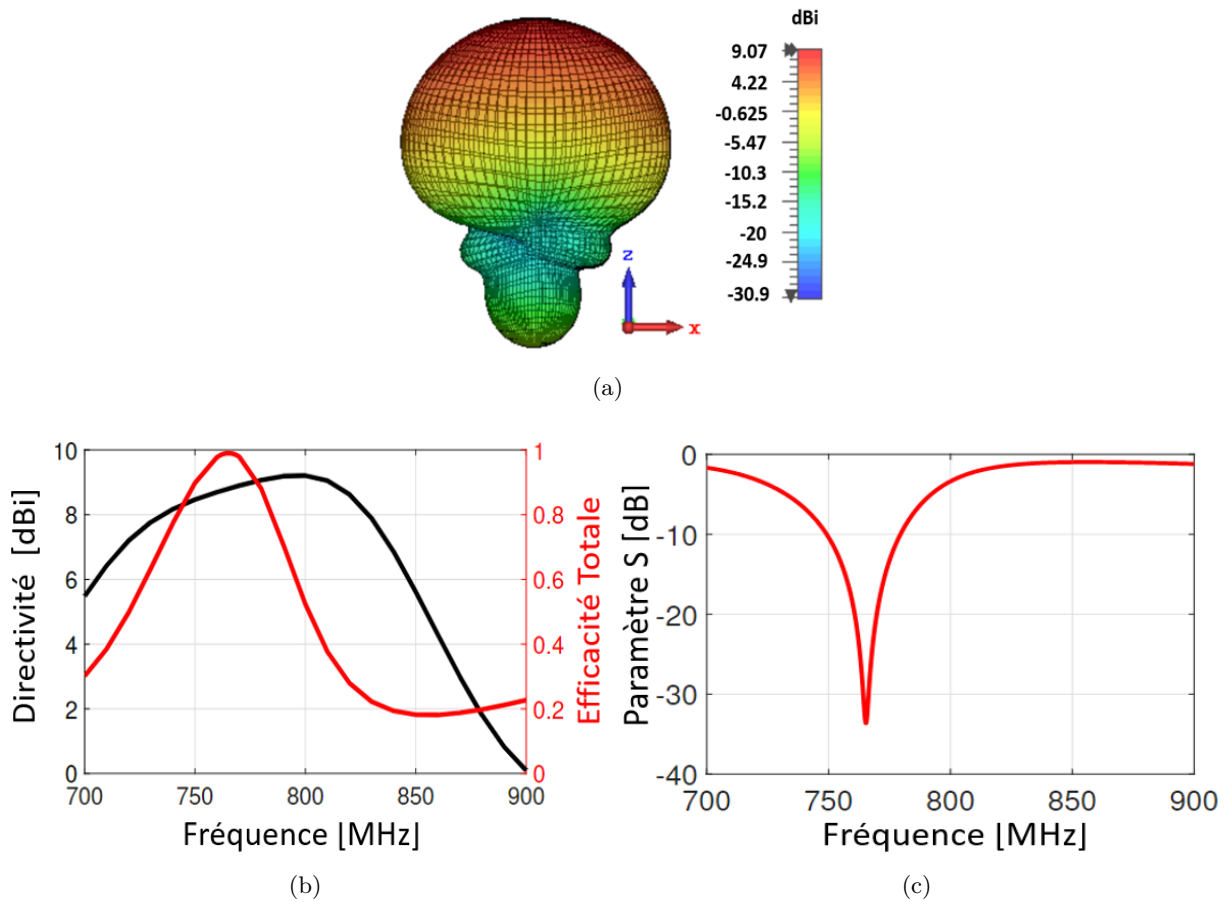


Figure 5.20 – Résultats de l’optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 780 MHz, (b) directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion à l’entrée du réseau.

### 5.5.2.5 Optimisation du réseau non uniforme

Dans cette partie, considérons le cas d’une séparation non uniforme entre les éléments du réseau ( $d_1 \neq d_2$ ). L’optimisation donne les paramètres de conception décrits dans le tableau 5.4.

Table 5.4 – PARAMÈTRES DE CONCEPTION OPTIMISÉS

d1	d2	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
$0.188\lambda$	$0.169\lambda$	2,36 pF	1,88 pF	5,5 pF	0,534 pF

Avec ces paramètres, le réseau d’antennes présente une directivité maximale de 9 dB, un rapport avant-arrière de 16,83 dB (figure 5.21a) et une bande de directivité à -1 dB de 8,13 % (figure 5.21b). En outre, le réseau présente une efficacité supérieure à 80 % sur une bande de 4,5 % et une bande passante d’impédance de 3 % (figure 5.21c).

Il convient de noter que la deuxième configuration avec une distance de séparation non uni-

forme est 10 % plus compacte que celle d'un réseau uniforme, avec des performances comparables en termes de directivité et d'efficacité, une diminution de 0,84 % de la bande d'impédance et un meilleur rapport avant-arrière du rayonnement.

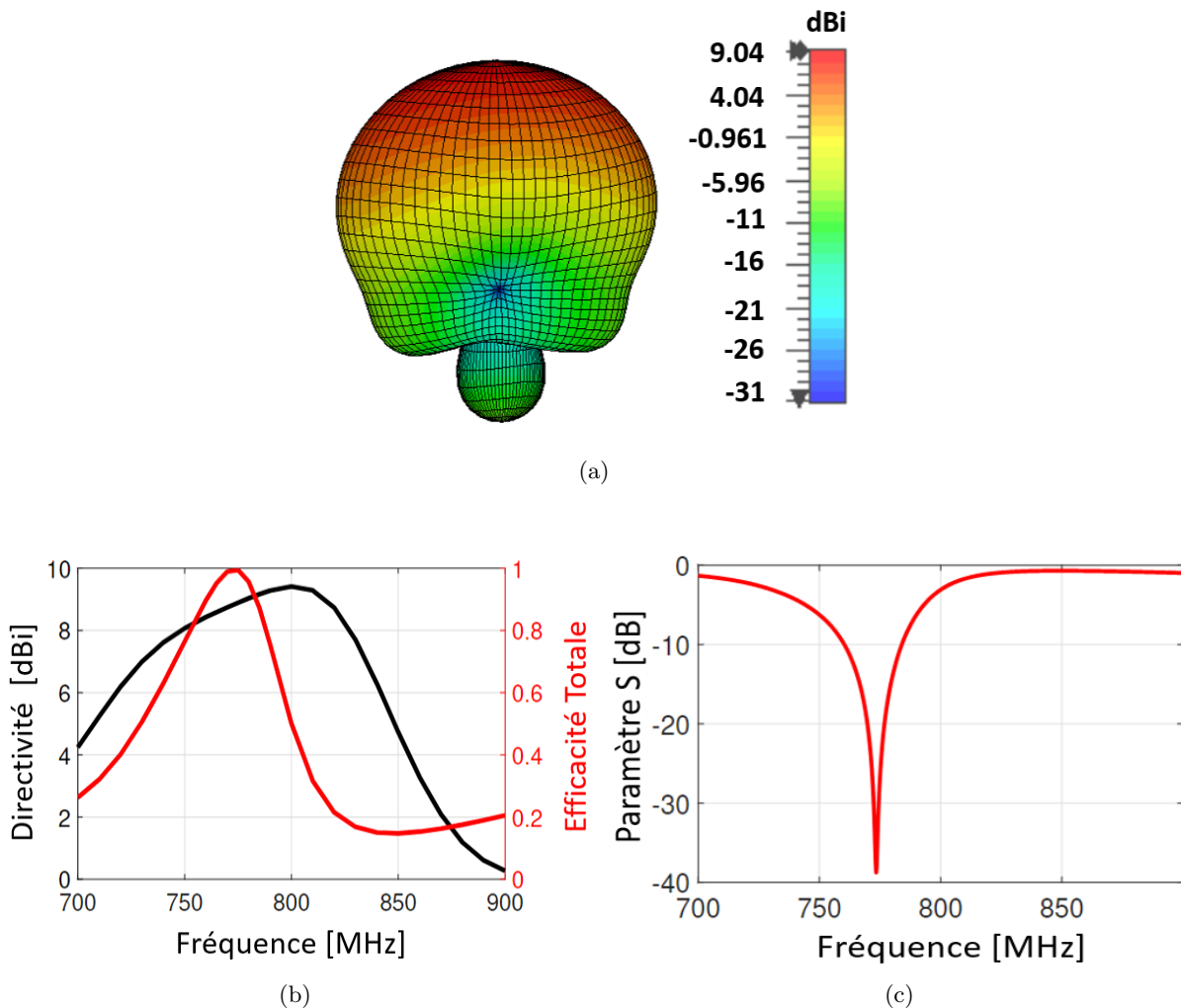


Figure 5.21 – Résultats de l'optimisation : (a) diagramme de rayonnement 3D à 780 MHz, (b) Directivité et efficacité totale en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion à l'entrée du réseau

### 5.5.3 Optimisation basée sur un algorithme stochastique

D'autres techniques classiques, telles que les algorithmes stochastiques, peuvent être utilisées pour réaliser cette optimisation multicritère. Une optimisation globale sur toutes les paramètres de conception, la distance de séparation et les charges, est réalisée à l'aide des algorithmes génétiques implémentés dans l'outil CST microwave studio. Cependant, l'optimisation n'a pas convergé après 497 itération (presque 20 heures d'optimisation) comme le montre la figure 5.22.



La non-convergence est peut-être due à la lenteur de convergence des algorithmes génétiques. Par conséquent, plusieurs itérations d'optimisation sont nécessaires ce qui se traduit par une longue durée d'optimisation.

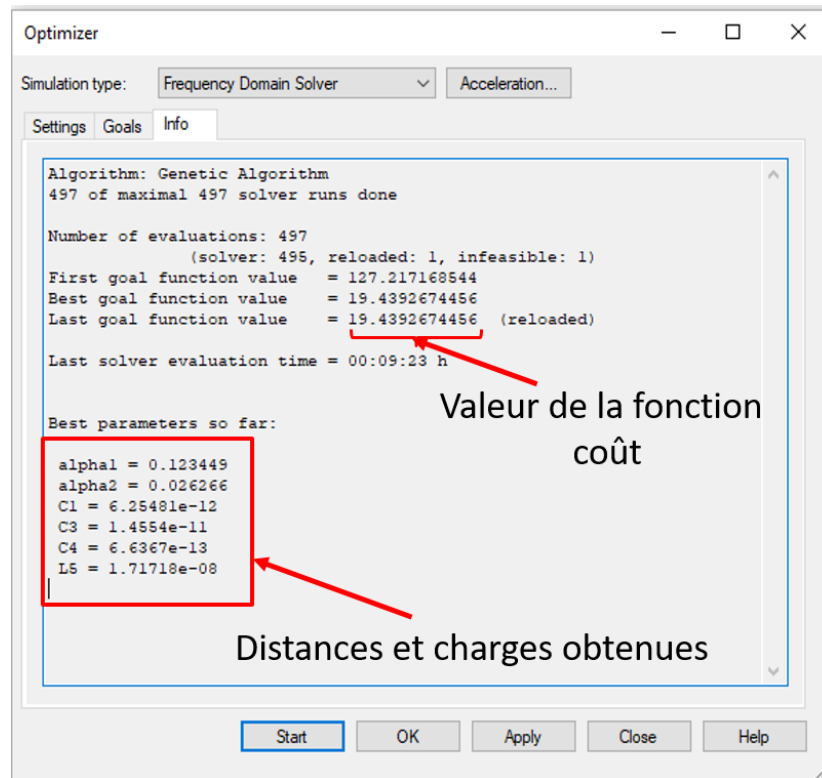


Figure 5.22 – Optimisation à l'aide des algorithmes génétiques

Une autre technique consiste à réaliser une étude paramétrique sur la distance de séparation  $d$  et à optimiser les valeurs des charges pour chaque distance à l'aide de la méthode multi-objectif présentée dans le chapitre 4.

#### 5.5.4 Temps d'optimisation

Pour illustrer l'efficacité temporelle de la méthode proposée, dans ce paragraphe une comparaison du temps (approximatif) nécessaire à la conception du réseau d'antennes de l'exemple II (présenté dans le paragraphe 5.5.2) à l'aide de la méthode basée sur les RNA (y compris la collecte de données, l'apprentissage du modèle et le temps d'optimisation) à celui nécessaire à une étude paramétrique est effectuée. Au cours de cette dernière, la distance de séparation varie de  $[0,01 \lambda$  à  $0,2\lambda]$  avec un pas de  $0,01\lambda$ .

Les tableaux 5.5 et 5.6 montrent le temps total requis pour chaque méthode. La comparaison révèle que le temps nécessaire pour la méthode basée sur les RNA est 3 et 10 fois inférieur à celui nécessaire pour une étude paramétrique respectivement pour une configuration uniforme et une

configuration non uniforme. Il convient de noter que le temps nécessaire pour les simulations électromagnétiques est calculé en multipliant le temps nécessaire pour une simulation EM par le nombre total de simulations utilisées.

Table 5.5 – Temps total nécessaire pour l’approche RNA proposée

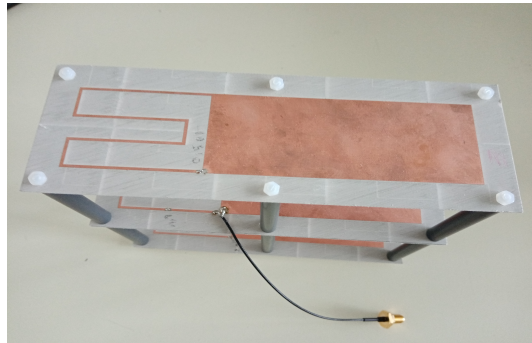
	Réseau uniforme	Réseau non uniforme
Nombre de simulations	6 simulations	36 simulations
Temps de collection des données	67.39 mins	404.42 mins
Temps d’apprentissage	0.833 min	4.6 mins
Temps d’optimisation	7.74 mins	8.85 mins
Temps total	75.96 mins	417.8 mins

Table 5.6 – Temps total nécessaire pour l’étude paramétrique

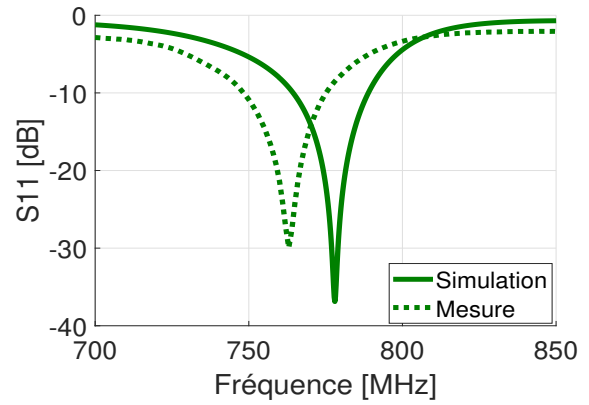
	Réseau uniforme	Réseau non uniforme
Nombre de simulations	20 simulations	400 simulations
Temps total	224.33 mins	4486.66 mins

### 5.5.5 Validation expérimentale

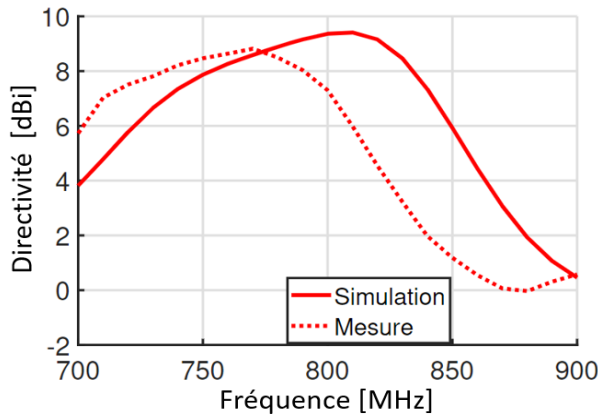
Un prototype du réseau non-uniforme à base du monopôle à méandres pliés (5.5.2.4) a été fabriqué et mesuré (figure 5.23a). La figure 5.23b montre le coefficient de réflexion mesuré comparé à la simulation. La bande passante à -10 dB mesurée est de 3,8 % en bon accord avec celle simulée (4 %). Un décalage fréquentiel de 15 MHz entre la simulation et la mesure peut être noté. Cette différence est probablement due aux tolérances des composants CMS ainsi qu’au câble UFL utilisé. La figure 5.23c montre la directivité en fonction de la fréquence. La simulation et la mesure présentent des comportements similaires avec une différence de niveau maximale de 0,6 dB et un décalage de fréquence de 3,8 %. La différence constatée est probablement due à la précision de la chambre MVG Star LAB ainsi qu’à la dispersion des composants CMS. La figure 5.23d montre l’efficacité totale mesurée en fonction de la fréquence. La mesure présente la même tendance que la simulation avec un décalage de fréquence de 3 %. La figure 5.24 montre le diagramme de rayonnement 3D mesuré à 780 MHz et la figure 5.25 montre la composante principale (courbe solide) et la composante croisée (courbe en pointillés) du champ mesuré. Les rayonnements ont un diagramme directif vers la direction souhaitée avec un bon rapport avant-arrière de plus de 15 dBi. En outre, l’antenne présente des composantes croisées très faible inférieure à -10 dBi.



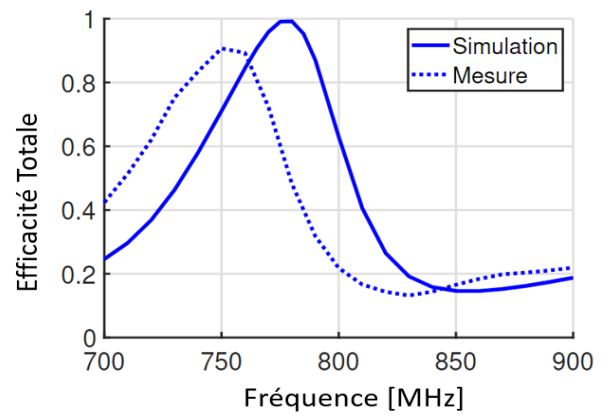
(a)



(b)

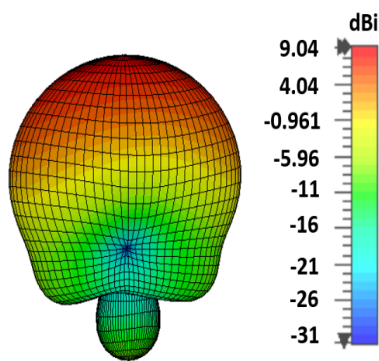


(c)

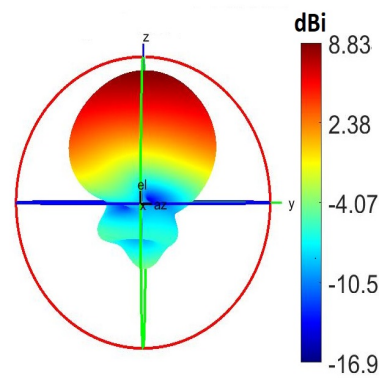


(d)

Figure 5.23 – Résultats des mesures : (a) Prototype, (b) coefficient de réflexion, (c) Directivité en fonction de la fréquence et (d) Efficacité totale en fonction de la fréquence.



(a)



(b)

Figure 5.24 – (a) Diagramme de rayonnement à 780 MHz, (a) Simulation (b) Mesure.

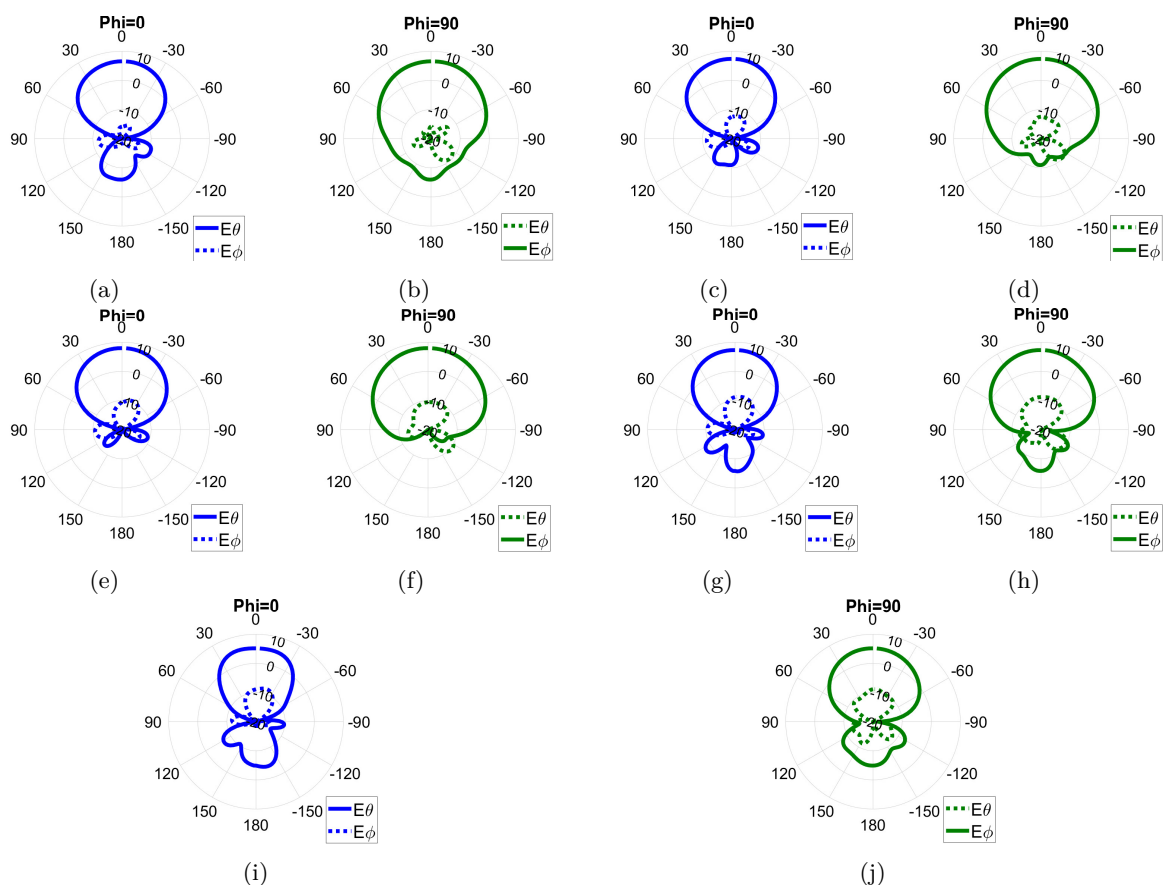


Figure 5.25 – La composante principale (courbe solide) et la composante croisée (courbe en pointillés) du champ mesuré : (a) et (b) à 730 MHz, (c) et (d) à 740 MHz, (e) et (f) à 750 MHz, (g) et (h) à 770 MHz (i) et (j) à 780 MHz.

## 5.6 Conclusion

Ce chapitre présente une optimisation globale basée sur les réseaux de neurone artificiels, afin d'explorer la possibilité de concevoir des réseaux superdirectifs large bande plus compact. Avec cette méthode, il est possible d'optimiser simultanément la directivité du réseau, sa bande passante ainsi que ses distances de séparation entre les éléments du réseau. Le modèle RNA proposé se compose de deux branches parallèles et indépendantes. Une fois que les paramètres de conception sont entrées, il peut prédire simultanément la directivité du réseau ainsi que son impédance d'entrée. Ainsi, le modèle RNA peut être utilisé à la place d'une simulation EM pour accélérer considérablement le processus d'optimisation, mais surtout pour éviter la non-convergence des algorithmes stochastiques classiques. Au cours du processus d'optimisation, le modèle RNA est appelé à plusieurs reprises par un algorithme à évolution différentielle pour rechercher les distances de séparation appropriées entre les éléments du réseau ainsi que l'ensemble optimal de charges passives. La méthode proposée est ensuite utilisée pour concevoir des réseaux superdi-

rectifs avec des distances de séparation uniforme et non-uniforme. La comparaison entre les deux configurations montre une réduction de taille de 8 à 10 % pour la configuration non-uniforme, en maintenant les mêmes performances de directivité et d'efficacité que la configuration uniforme. Cependant, une diminution en bande passante est notée. Pour valider les résultats, un prototype pour chaque exemple a été fabriqué et mesuré. Les résultats de mesures montrent un bon accord avec la simulation.

Enfin, il convient de souligner que la méthode proposée est applicable pour la synthèse des réseaux avec plus d'éléments. Cependant, la génération de la base d'apprentissage devient relativement lourde (selon le nombre des éléments du réseau) surtout pour des configurations non-uniformes.



# ARCHITECTURES ANTENNAIRES COMPACTES ET MULTI-BANDES POUR PASSERELLE DOMESTIQUE 5G

## 6.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, différents outils et approches d'optimisation ont été introduits et développés pour l'analyse et la synthèse de nouvelles architectures antennaires compactes et superdirectives pour des applications sans fil de nouvelles générations. Dans ce chapitre, nous présentons une concrétisation de ces outils via la conception et l'optimisation d'une architecture antennaire compacte, multi-bande à gain élevé avec des capacités de formation de faisceaux pour les points d'accès sans fil fixe (Fixed Wireless Access dite FWA). La technologie FWA fournit une connexion large bande via un équipement utilisateur composé d'une antenne externe et une passerelle domestique. L'unité externe est connectée d'un côté avec la station de base à l'aide des modules radio et de l'autre côté avec la passerelle domestique via des câbles Ethernet. Cette dernière assure la distribution de contenu vers les différents appareils qui lui sont connectés via un réseau WiFi (Fig. 6.1).

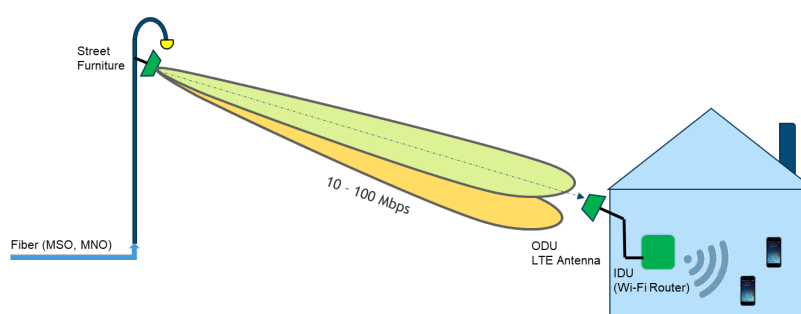


Figure 6.1 – Accès sans fil fixe avec une antenne externe

Compte tenu de la simplicité de son déploiement, le FWA sera la première utilisation réelle de la technologie 5G permettant ainsi un déploiement rapide de nouveaux services à des débits suffisamment élevés pour répondre aux besoins des applications futures (réalité virtuelle, vidéo

4K etc.), et à des coûts très attractifs par rapport aux liaisons filaires à base de câbles ou fibres optiques.

Un autre déploiement plus intéressant en termes de flexibilité, coût d'installation ainsi de la portabilité de la passerelle consiste en un seul dispositif intérieur (sans unité externe) combinant des modules radio pour un accès sans fil fixe aux réseaux 5G et des routeurs WiFi pour la connexion sans fil aux appareils domestiques (Fig. 6.2).

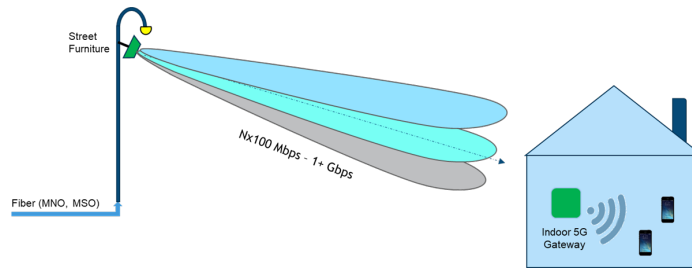


Figure 6.2 – Accès sans fil fixe sans antenne externe

Pour se faire, la passerelle 5G doit fonctionner dans des bandes de fréquences dite « Sub-6GHz » ( $< 6\text{GHz}$ ), afin de réduire les pertes de pénétration du signal à l'intérieur des bâtiments. Le grand défi associé à ces bandes (surtout  $< 1\text{GHz}$ ) est de concevoir des systèmes antennaires à commutation de faisceaux, large bande et à gain élevé tout en respectant les contraintes liées au format compact de la passerelle domestique. Un autre défi est d'assurer la cohabitation entre plusieurs systèmes antennaires opérant dans les différentes bandes du spectre (Sub-6GHz) tout en conservant des performances optimales sur chaque bande de fréquence.

Dans ce contexte, l'objectif de ce chapitre est de développer un système d'antenne à formation de faisceaux compact fonctionnant dans plusieurs bandes de fréquences inférieures à 6 GHz pour une future passerelle domestique 5G.

## 6.2 Spécifications du système d'antennes

L'utilisation d'une unité intérieure unique, une passerelle domestique 5G, pour le déploiement de la technologie FWA impose l'utilisation des bandes de fréquences inférieures à 6GHz afin de surmonter le problème des pertes de propagation des ondes RF en indoor. Ce spectre sub-6 GHz peut être divisé en deux parties :

- une bande basse s'étend de 600 MHz à 2,4 GHz. Cette bande est similaire à la plage opérationnelle de la technologie 4G.
- une bande haute est comprise entre 3 et 6 GHz. Celle-ci constitue actuellement la bande de choix par de nombreux pays pour le déploiement massif de la 5G [99].

Dans le cadre du projet COMET-5G quatre bandes de fréquence ont été identifiées pour le fonctionnement de la passerelle domestique 5G :



- La bande 780 entre [758-803 MHz].
- La bande 2000 MHz entre [1,71-2,169 GHz].
- La bande 2600 MHz entre [2,5-2,69 GHz] .
- La bande 3500 MHz entre [3,3-3,8 GHz].

Un bilan de liaison a été réalisé dans le cadre du projet COMET 5G pour chaque bande afin de déterminer les spécifications de gain et de bande passante du système d'antenne requis pour atteindre les débits de données ciblés par le projet (plusieurs centaines de Mbps à 1 Gbps). Le tableau 6.1 présente les spécifications finales déterminées par cette étude.

Table 6.1 – Spécifications finales

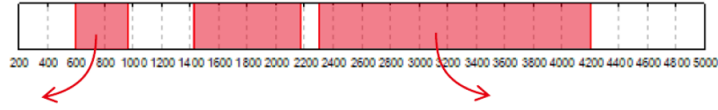
	N28	N66	N7, N38n N41	N78
Bandes de fréquence	[758-803 MHz]	[1,71-2,169 GHz]	[2,5-2,69 GHz]	[3,3-3,8 GHz]
Bande passante à -10dB	45 MHz	459MHz	190 MHz	500 MHz
Nombre de secteurs	$\geq 4$	$\geq 4$	$\geq 4$	$\geq 4$
Gain par secteur	$\geq 8$ dBi	$\geq 12$ dBi	$\geq 14$ dBi	$\geq 16$ dBi
Efficacité	$\geq 75$ %	$\geq 75$ %	$\geq 75$ %	$\geq 75$ %
Dimensions( $mm^3$ )	$200 \times 200 \times 50$	$200 \times 200 \times 50$	$200 \times 200 \times 50$	$200 \times 200 \times 50$

Connaissant les spécifications de l'antenne dans chaque bande de fréquence, l'étape suivante montre la démarche suivie pour concevoir un système antennaire à partir de réseau d'antennes superdirectifs.

### 6.3 Démarche de conception

L'objectif est de développer un système d'antennes compact à formation de faisceaux et multi-bande, qui occupent de manière optimale, et probablement façonnent, le volume de la passerelle 5G. Pour ce faire, nous proposons d'imbriquer des réseaux d'antennes pour permettre la formation des faisceaux ainsi que pour atteindre les niveaux de gain du cahier des charges. Pour concerver un facteur de forme compact, deux types de réseaux d'antennes seront utilisés (Fig. 6.3) :

- Réseau superdirectif compact pour les bandes basses inférieures à 1 GHz où les longueurs d'ondes sont grandes par rapport aux dimensions imposées.
- Réseau classique large bande pour les bandes hautes supérieures à 2 GHz où les longueurs d'ondes d'opération sont relativement faibles et par conséquent moins contraignantes pour le facteur de forme globale.



**Réseaux Superdirectifs**

**Réseaux classiques**

Figure 6.3 – Démarche de conception

## 6.4 Réseau superdirectif dans la bande N28

Dans cette section, nous commençons par concevoir un réseau d’antennes fonctionnant dans la bande basse 5G N28 entre [758-803MHz]. Compte tenu des grandes longueurs d’onde dans cette bande ( $\sim 40$  cm), ce système déterminera le volume et la forme de la passerelle. Le grand défi consiste donc à concevoir un système d’antenne qui réponde aux spécifications définies en matière de rayonnement et de bande passante tout en respectant les contraintes liées au facteur de forme. Afin de répondre autant que possible à ces spécifications, nous proposons un réseau compact superdirectif à 5 éléments à base d’une antenne monopôle planaire en forme de M. Une description de la structure de l’antenne, de l’approche de synthèse utilisée ainsi que des performances obtenues sont données ci-dessous.

### 6.4.1 Antenne élémentaire

L’antenne élémentaire du réseau superdirectif est un monopôle simple face en forme de M imprimé sur un substrat Rogers RT5880 de permittivité relative  $\epsilon_r = 2,2$ , de tangente de perte  $\tan(\delta) = 0,0009$  et de dimensions de  $142 \times 60 \times 0,8 \text{ mm}^3$  (Fig. 6.4a). Le monopôle est initialement adapté entre [750-1100 MHz], ce qui représente une bande passante de 350 MHz (Fig. 6.4b). À la fréquence centrale de la bande 5G n28 (780 MHz), le monopôle présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal (Fig. 6.4c). Ce rayonnement symétrique est une caractéristique importante pour maximiser la directivité du réseau dans les directions du plan azimutal.

### 6.4.2 Réseau linéaire à 3 éléments

L’antenne élémentaire (1.4.1) est utilisée pour construire un réseau linéaire à 3 éléments de petite taille (figure 6.5a). Chaque élément est espacé d’une distance de  $0,2\lambda$  par rapport à l’élément adjacent. En outre, l’élément central (antenne 2) est alimenté tandis que les antennes 1 et 3 sont des éléments parasites chargées par des impédances. Les performances en directivité et adaptation du réseau à 3 éléments ont été optimisées en utilisant la méthode d’optimisation multi-objectif basée sur la théorie des modes caractéristique NCM décrite dans le chapitre 4.

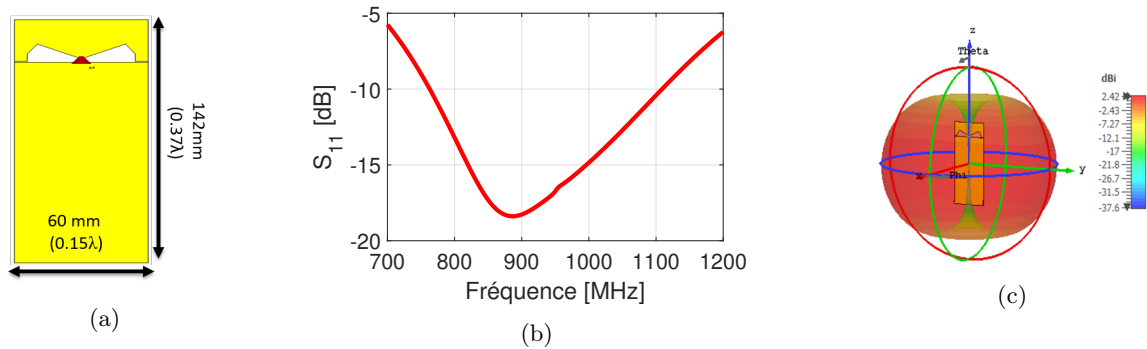


Figure 6.4 – (a) Structure de l’antenne monopôle en forme de M, (b) coefficient de réflexion d’entrée et (c) diagramme de rayonnement en 3D.

Deux ports internes sont ajoutés sur l’antenne excitatrice (antenne 2) comme le montre la figure 6.5b. Ensuite, une optimisation conjointe de la directivité dans la direction End-fire ( $\theta = 90, \phi = 0$ ) et l’adaptation dans la bande de fréquences [758-803 MHz] est effectuée suivant l’organigramme de la figure 4.1 du chapitre 4. L’optimisation converge vers la solution donnée dans le tableau 6.3.

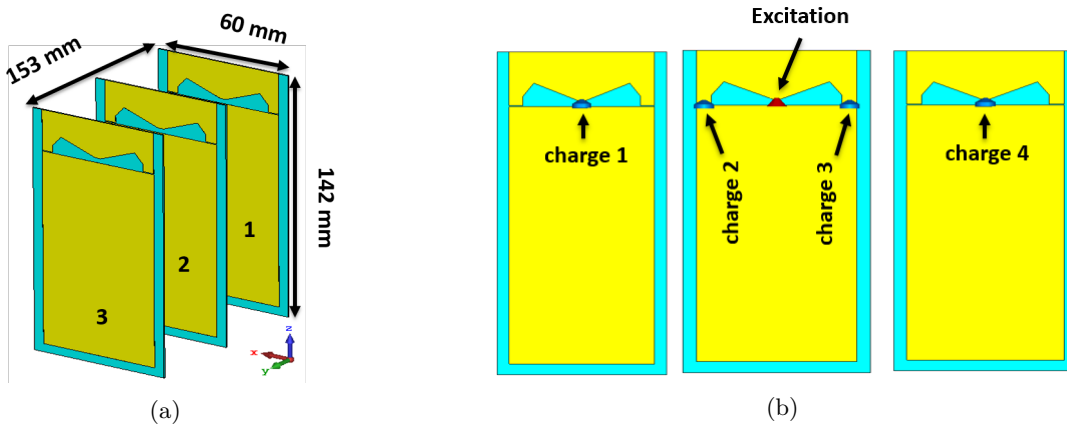


Figure 6.5 – (a) Réseau linéaire à 3 éléments (b) mise en place des charges d’optimisation.

Table 6.2 – Charges optimisées pour le réseau à trois éléments

	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
Valeur optimale	4,9 nH	35,5 nH	10 nH	8,5 pF

Avec ces charges, le réseau linéaire présente une bande passante d’impédance de 95 MHz entre 751 et 850 MHz (Fig. 6.6a). Dans la bande 5G NR n28 entre 758 et 803 MHz, le réseau présente une directivité ainsi qu’un gain supérieurs à 8,5 dBi (Fig. 6.6b).

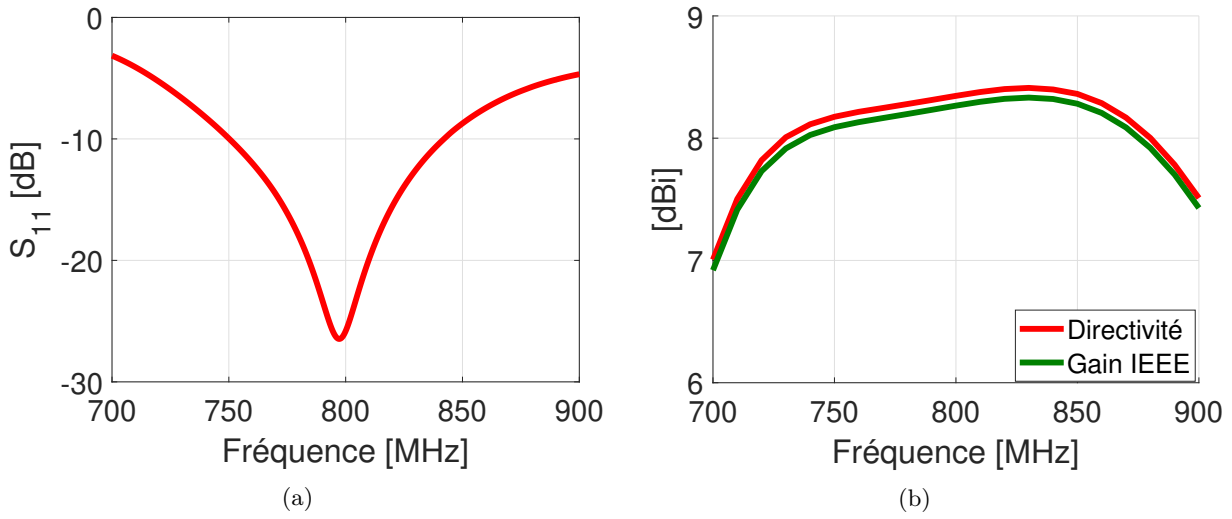


Figure 6.6 – Résultats d’optimisation: (a) coefficient de réflexion, (b) directivité et gain dans la direction ( $\theta = 0, \phi = 0$ ) en fonction de la fréquence.

### 6.4.3 Réseau parallélépipédique à 5 éléments

Le réseau superdirectif linéaire à trois éléments est utilisé comme motif de base pour réaliser un réseau à 5 éléments. Il se compose d’un élément excitateur au centre et de quatre antennes parasites sur les bords. Pour des raisons de symétrie, l’antenne excitatrice est composée de deux antennes monopôles en M croisées. L’ensemble forme une boîte parallélépipédique dont les dimensions totales sont de  $142 \times 153 \times 153 \text{ mm}^3$  (Fig. 6.7b).

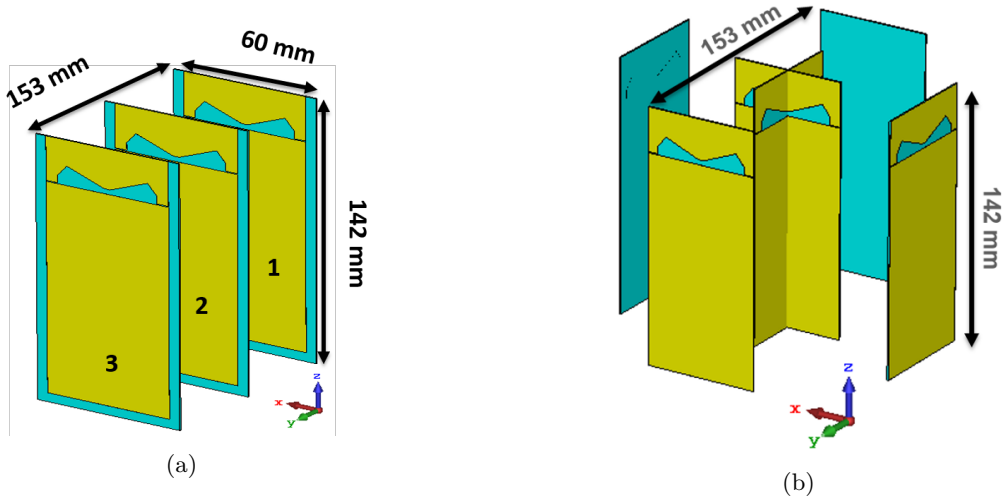


Figure 6.7 – (a) Réseau linéaire à trois éléments, (b) Réseau parallélépipédique à 5 éléments

Le réseau rectangulaire à 5 éléments peut être considéré comme une superposition de deux

sous-réseaux linéaires. Chacun contient 3 éléments alignés et peut desservir deux directions azimutales opposées :  $0^\circ$  et  $180^\circ$  puis  $90^\circ$  et  $270^\circ$  (Fig. 6.8). Le passage d'un sous-réseau à l'autre permet de couvrir 4 secteurs horizontaux. Par la suite, nous appelons sous-réseau 1 et sous-réseau 2 respectivement les réseaux alignés suivant les axes x et y, comme le montre la figure 6.8. Le tableau 6.3 présente les nouvelles charges réoptimisées pour le sous-réseau 1 en tenant compte de la présence du sous-réseau 2 afin de prendre en compte l'effet de couplage électromagnétique entre eux.

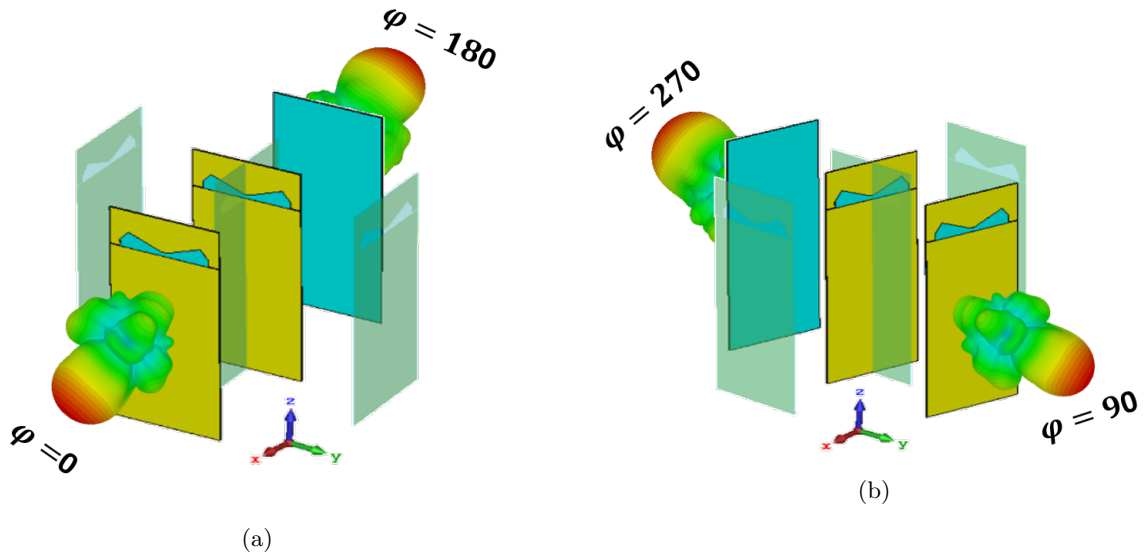


Figure 6.8 – (a) Sous-réseau 1, (b) Sous-réseau 2

Table 6.3 – Charges optimisées pour le réseau à trois éléments

	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
Valeur optimale	5,1 nH	22 nH	56 nH	8,2 pF

Avec ces charges (tableau 1.3), le sous-réseau 1 présente une bande passante de 100 MHz entre 750 et 850 MHz (Fig. 6.9a). Dans la bande 5G NR n28 entre 758 et 803 MHz, le sous-réseau 1 présente une directivité et un gain supérieurs à 8,5 dBi avec un maximum de 9,1 dBi. En outre, le sous-réseau 1 présente un gain réalisé supérieur à 8 dBi (Fig. 6.9b) et une efficacité totale élevée supérieur à 90 % sur toute la bande de fonctionnement (Fig. 6.9c).

Compte tenue de la symétrie de la structure, les mêmes valeurs des charges peuvent être utiliser dans des permutations afin d'obtenir des performances similaires dans les trois directions principales restantes du plan horizontal.

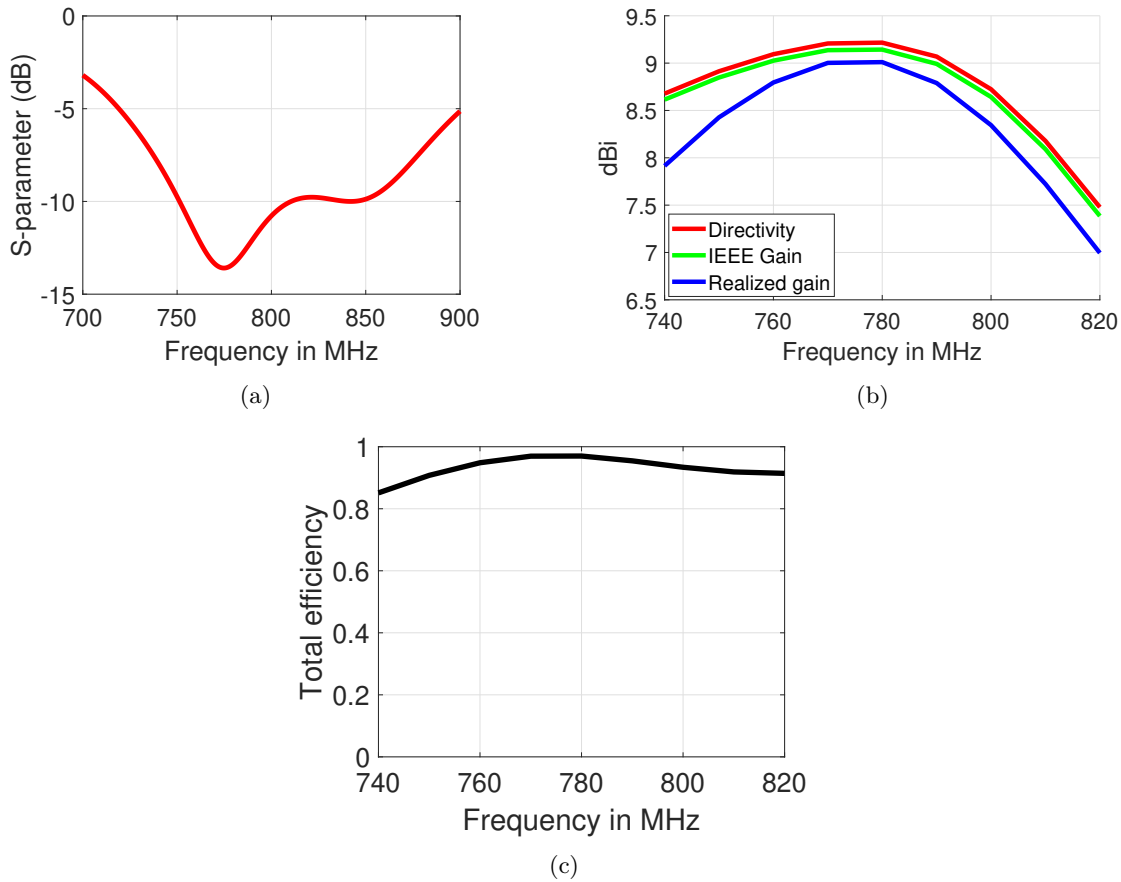


Figure 6.9 – Résultats d’optimisation : (a) coefficient de réflexion d’entrée, (b) directivité, gain et gain réalisé en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence.

#### 6.4.4 Vérification Expérimentale

Un prototype du réseau superdirectif à 5 éléments a été fabriqué et mesuré afin de valider les résultats de simulation (Fig. 6.10a). La figure 6.10b montre une comparaison du coefficient de réflexion mesuré et simulé. La bande passante mesurée est de 130 MHz (16,6 %) alors que celle simulée est de 100 MHz (12,8 %). Cette différence est probablement due aux erreurs de fabrication de l’antenne excitatrice (gape d’air entre les substrats) ainsi que à l’effet du câble UFL d’excitation. La figure 6.10c montre la directivité mesurée en fonction de la fréquence dans la direction ( $\theta = 90, \phi = 0$ ) comparée à la simulation. Il convient de noter que la directivité mesurée est conforme à la simulation avec un décalage fréquentiel d’environ 30 MHz. Ce décalage est dû principalement à l’effet du support en ABS dont la permittivité relative varie entre [2,8-3,2] ce qui modifie la permittivité effective de l’environnement proche de l’antenne. La figure 6.10d montre le gain réalisé mesuré et comparé à la simulation. Le gain mesuré présente la même tendance que la simulation avec un décalage fréquentiel d’environ 30 MHz et une différence

d'amplitude d'environ 1 dB. La différence constatée est due respectivement à l'effet de support (décalage) ainsi que la précision de mesure de la chambre dont l'incertitude est de  $\pm 1,5dB$  dans la bande de fréquences [0,65-0,8 GHz] [59].

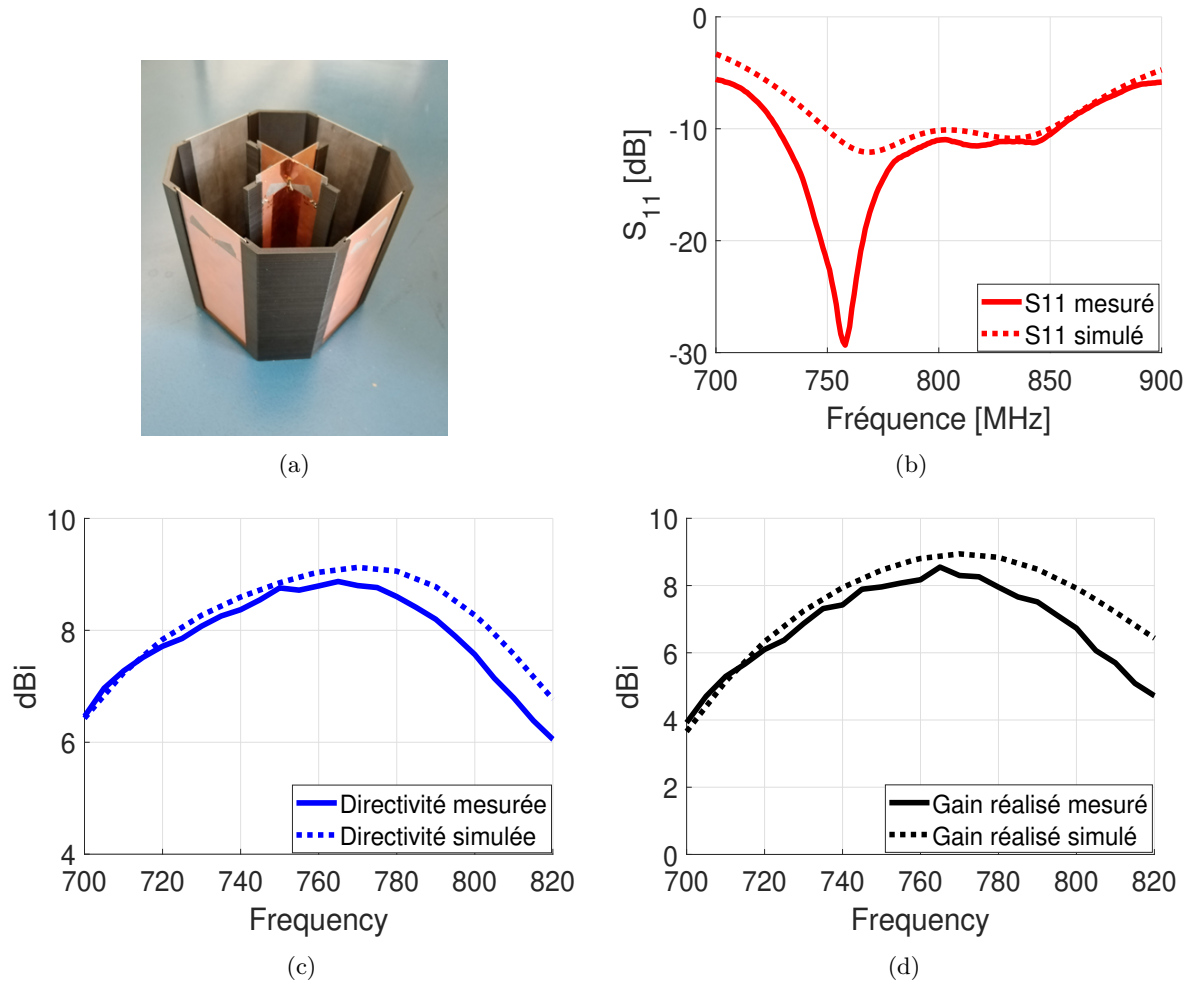


Figure 6.10 – Vérification Expérimentale : (a) prototype fabriqué (b) coefficient de réflexion, (c) directivité en fonction de la fréquence et (d) gain réalisé en fonction de la fréquence.

Après avoir défini la forme de la passerelle en concevant le système d'antenne de la bande basse, l'étape suivante consiste à concevoir le système d'antennes qui couvre les bandes hautes. Cela fera l'objet de la section suivante.

## 6.5 Système antenneur fonctionnant dans la bande N78

Dans cette section, nous présentons la conception d'un système antenneur fonctionnant dans la bande N78 entre [3,3-3,8GHz]. Suivant la démarche de conception fixée, et compte tenu

des longueurs d'ondes relativement faibles dans cette bande de fréquences, nous proposons la conception d'un réseau classique  $2 \times 2$  à base d'antenne patch rectangulaire.

### 6.5.1 Antenne élémentaire

L'antenne de base est un patch rectangulaire à fente en **U** (Fig. 6.11a). Le patch est séparé du plan de masse par un gap d'air d'épaisseur  $g=6,6$  mm comme le montre la figure 6.11b. Le patch présente une bande passante large de 890 MHz entre [3,3-4,12 GHz] (Fig. 6.12a) et un digramme de rayonnement directif avec une directivité de 8,6 dBi à la fréquence centrale de la bande N78 (Fig. 6.12b).

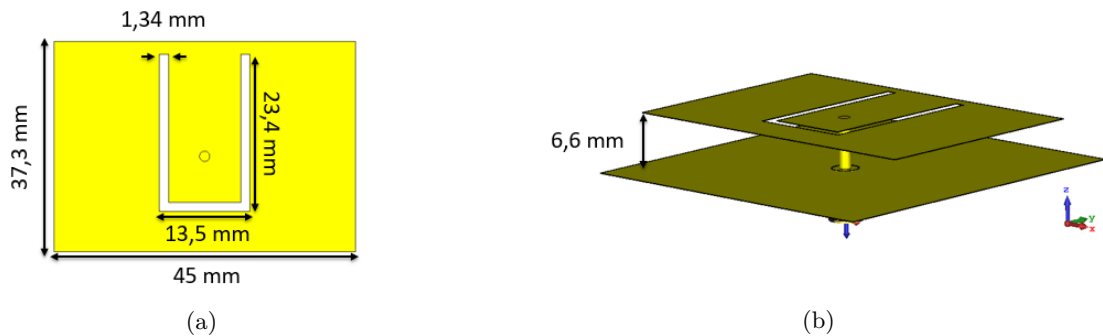


Figure 6.11 – Patch rectangulaire à fente U : (a) Vue de dessus (b) Vue de profil.

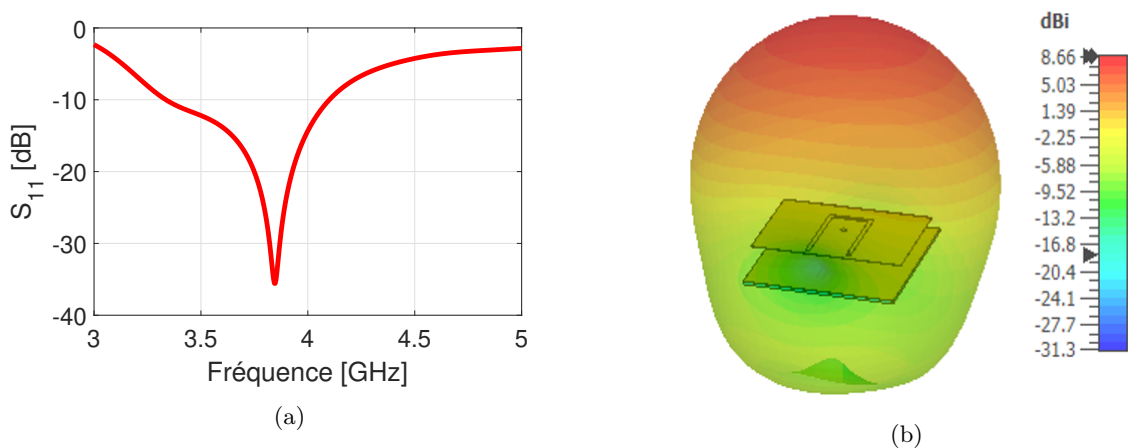


Figure 6.12 – Patch rectangulaire à fente en U : (a) coefficient de réflexion et (b) diagramme de rayonnement.



### 6.5.2 Réseau classique $2 \times 2$

Le patch rectangulaire est utilisé ensuite pour construire un réseau classique planaire de  $2 \times 2$  (Fig. 6.13a). En face arrière, un réseau d'alimentation passif est imprimé afin d'assurer une excitation uniforme sur tous les éléments rayonnants (Fig. 6.13b). Le réseau d'antennes présente une large bande passante de 1 GHz entre 3,25 et 4,25 GHz (figure 6.14a). Dans cette bande, le réseau présente une directivité supérieure à 13 dBi avec un maximum de 14,2 dBi, un gain IEEE supérieure à 13 dBi avec un max de 14 dBi et un gain réalisé supérieure à 13 dBi avec un max de 13,9 dBi (Fig. 6.14b). La figure 6.15 montre les diagrammes de rayonnement à la fréquence basse (Fig. 6.15a), la fréquence centrale (Fig. 6.15b) et la fréquence haute (Fig. 6.15c) de la bande 5G N78. Le réseau présente des diagrammes de rayonnement directifs avec des bons rapports avant-arrière supérieurs à 13 dBi.

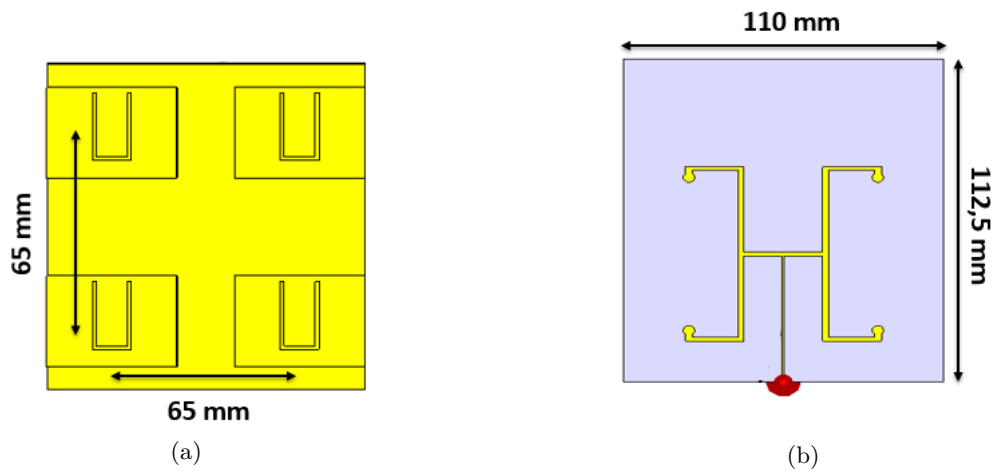


Figure 6.13 – (a) Réseaux classiques des patches et (b) Réseau d'alimentation.

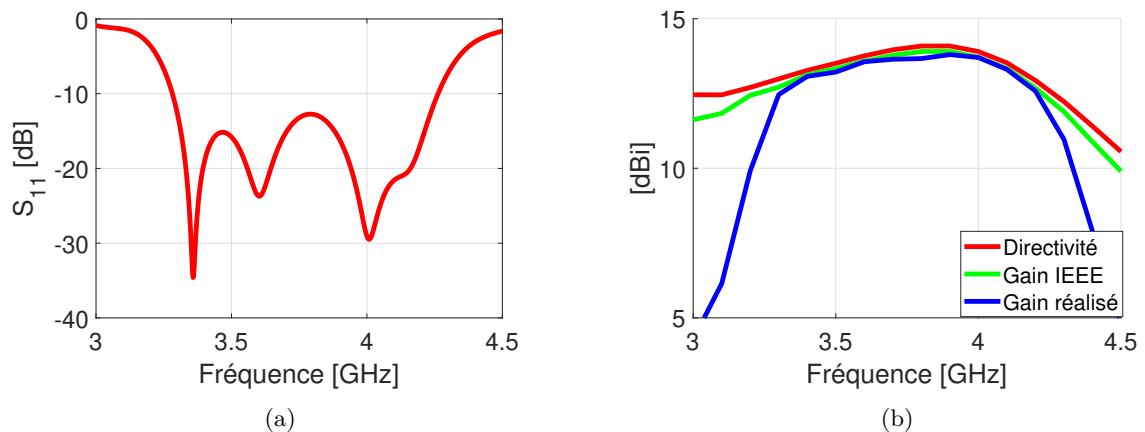


Figure 6.14 – (a) Coefficient de réflexion du réseau classique et (b) Directivité en fonction de la fréquence.

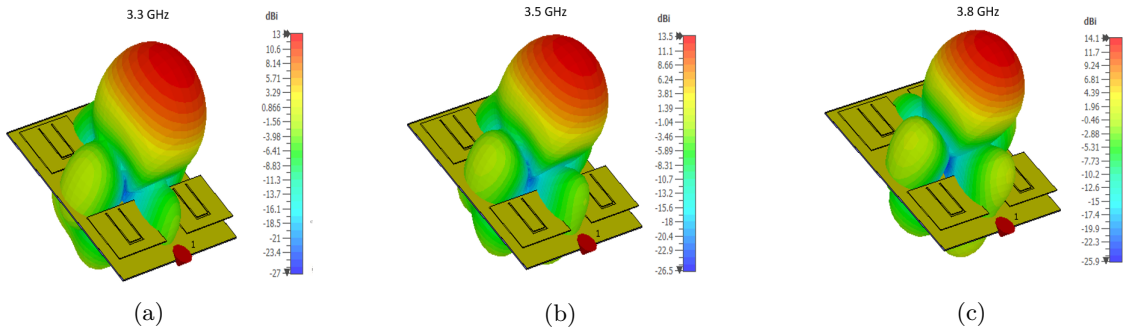


Figure 6.15 – Diagrammes de rayonnement des réseaux classique : (a) à 3,3 GHz, (b) à 3,5 GHz et (c) à 3,8 GHz.

### 6.5.3 Validation expérimentale

Un prototype du réseau planaire à base des patches a été fabriqué et mesuré (Fig 6.16). La figure 6.17a montre le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne comparé à la simulation. La bande passante mesurée est de 22,17 % alors que celle simulée est 27,9 %. Cette différence est probablement due aux effets du connecteur, les incertitudes sur les dimensions de la fente en **U** ainsi que la précision de simulation. Les propriétés de rayonnement de l'antenne ont été mesurées dans la chambre MVG Star Lab. La figure 6.17b montre la directivité mesurée en fonction de la fréquence. La comparaison entre la simulation et la mesure montre un bon accord entre les deux. Les figures 6.17c et 6.17d présentent respectivement le gain réalisé et l'efficacité mesurés comparés aux résultats de simulation. Il convient de noter que les mesures et la simulation montrent une bonne concordance.

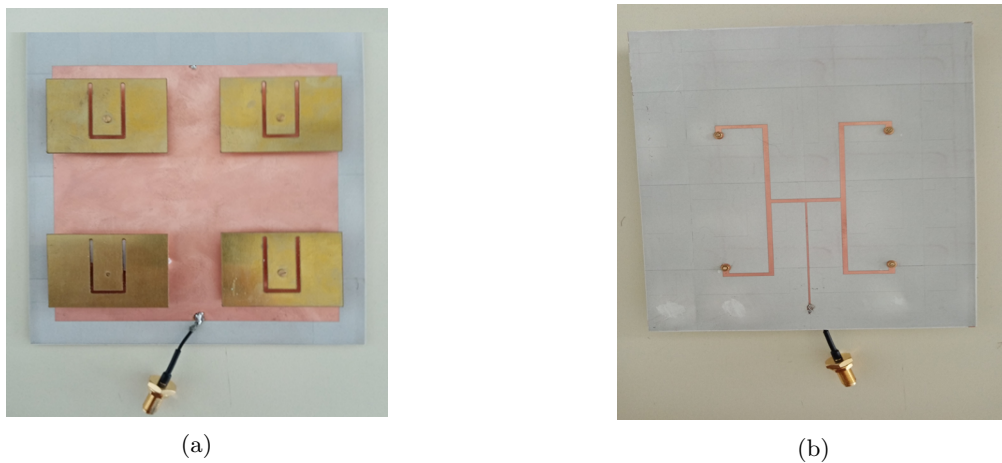


Figure 6.16 – Prototype du réseau classiques : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

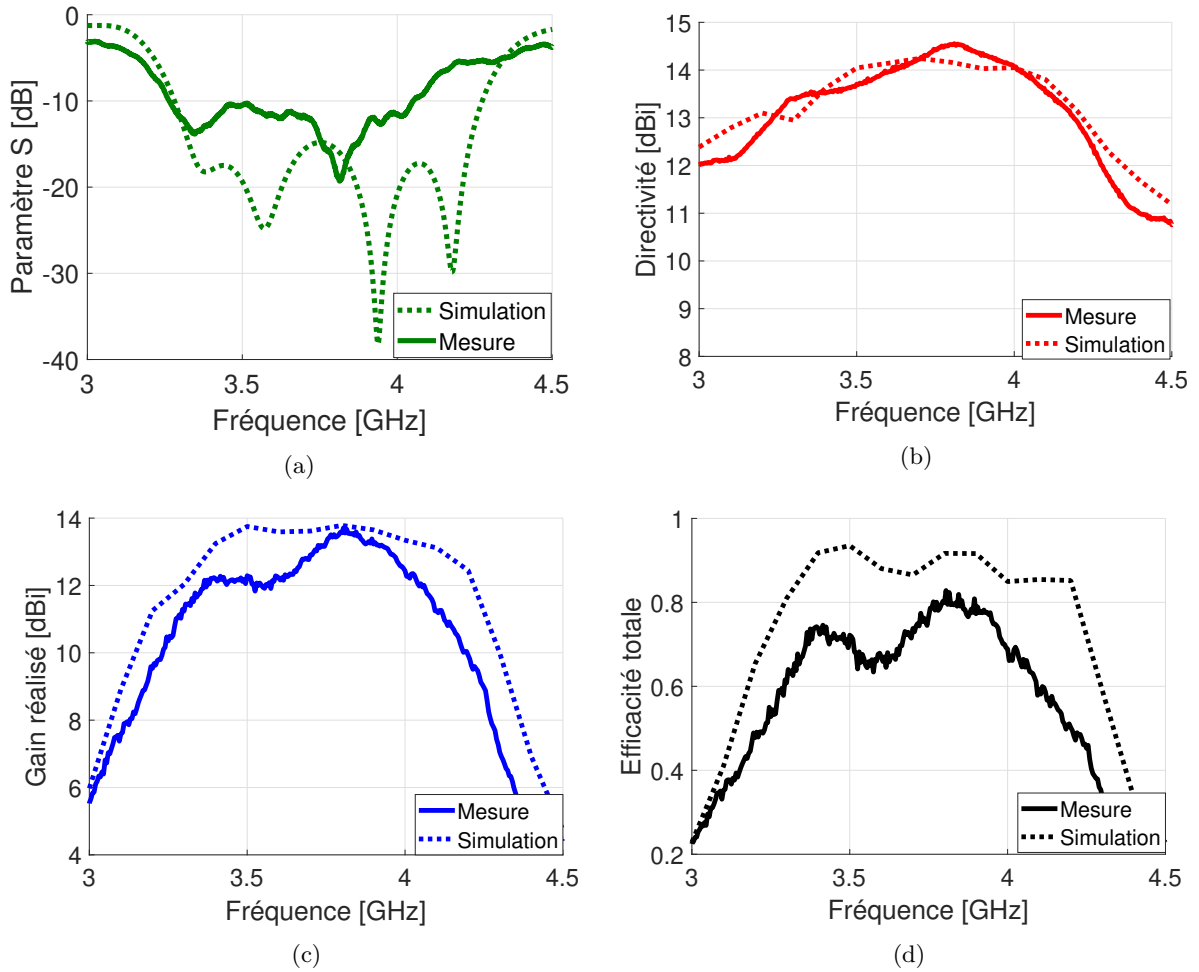


Figure 6.17 – Résultats de mesure comparés à la simulation : (a) coefficient de réflexion en dB (b) directivité dans la direction  $(\theta = 0, \varphi = 0)$ , (c) gain réalisé dans la direction  $(\theta = 0, \varphi = 0)$  et (d) efficacité totale.

## 6.6 Système antenne multi-bandes fonctionnant dans les bandes N7, N38, N41 et N78

Pour ne pas développer d'autant de système antenne à formation de faisceaux que de bandes de fréquences souhaitée, nous proposons ici la conception d'un réseau multi-bande pour couvrir les bandes de fréquences N7, N38, N41 et N78 entre [2,5-3,8 GHz]. Pour ce faire, le réseau planaire présenté dans la section 6.5.2 a été redimensionné et ré-optimisé (figure 6.18). Afin d'assurer un comportement bi-bande, des fentes non uniformes en forme de U sont introduites sur les patches (Fig. 6.18a).

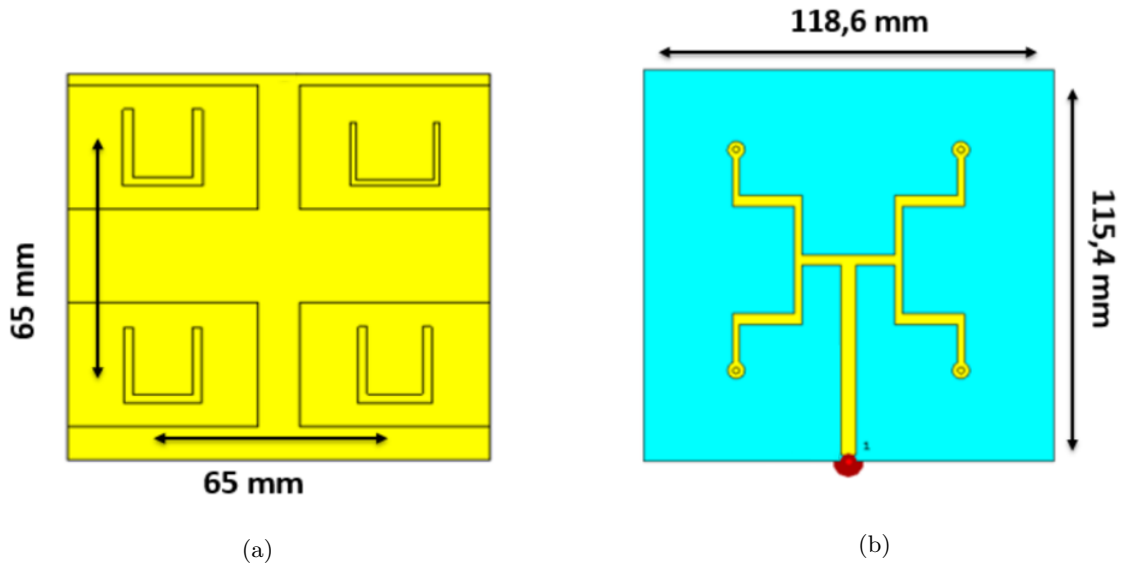
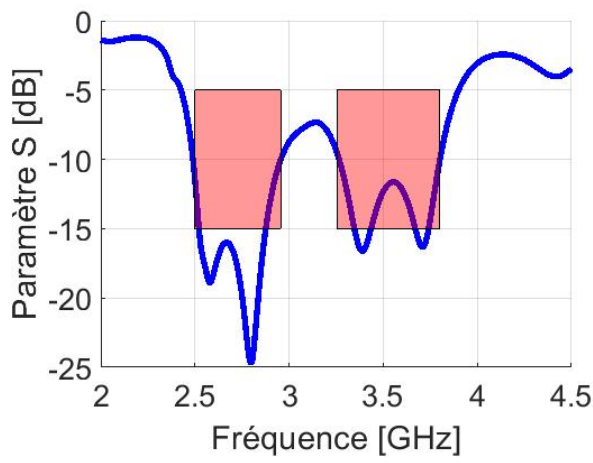


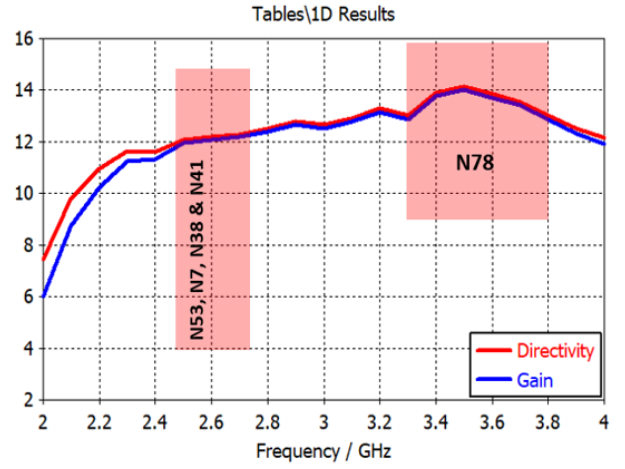
Figure 6.18 – (a) Réseaux classiques des patches avec des fentes non-uniformes et (b) Réseau d'alimentation.

Le réseau réoptimisé présente un comportement bi-bande comme le montre la figure 6.19a. La première bande passante couvre les bandes 5G N53, N7 et N38 entre [2,5-2,95 GHz]. Dans ces bandes, l'antenne atteint une directivité d'environ 12 dBi (Fig. 6.19b) et une efficacité totale supérieure à 97 % (Fig. 6.19c). La figure 6.20 montre les diagrammes de rayonnement à la fréquence basse (Fig. 6.20a), la fréquence centrale (Fig. 6.20b) et la fréquence haute (Fig. 6.20c) des bandes 5G N53, N7 et N38. Il convient de noter que le réseau présente des diagrammes de rayonnement directifs avec des bons rapports avant-arrière supérieurs à 14 dBi.

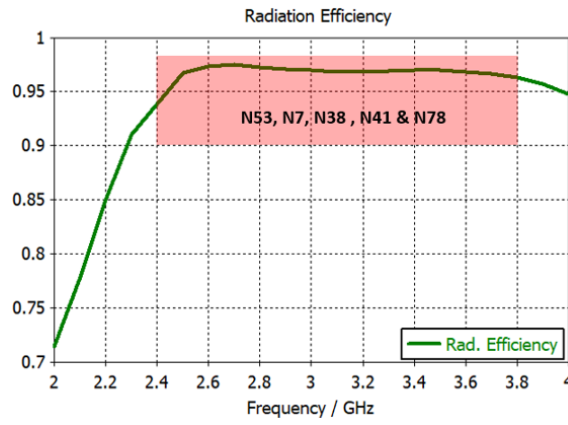
La deuxième bande passante couvre la bande 5G N78 entre [3,3-3,8 GHz] (Fig. 6.19a). Dans cette bande, le réseau présente une directivité supérieure à 13 dBi avec un maximum de 14 dBi (Fig. 6.19b). En outre, le réseau présente une efficacité totale supérieure à 95 % (Fig. 6.19c). La figure 6.21 montre les diagrammes de rayonnement à la fréquence basse (Fig. 6.21a), la fréquence centrale (Fig. 6.21b) et la fréquence haute (Fig. 6.21c) de la bande 5G N78. L'antenne présente des diagrammes de rayonnement directifs. Cependant, des lobes de réseau sont apparus pour des fréquences  $\geq 3,5$  GHz où les longueurs d'ondes sont du même ordre de grandeur que la distance de séparation entre les patches.



(a)



(b)



(c)

Figure 6.19 – Résultats de simulation : (a) coefficient de réflexion du réseau classique, (b) directivité et gain en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence.

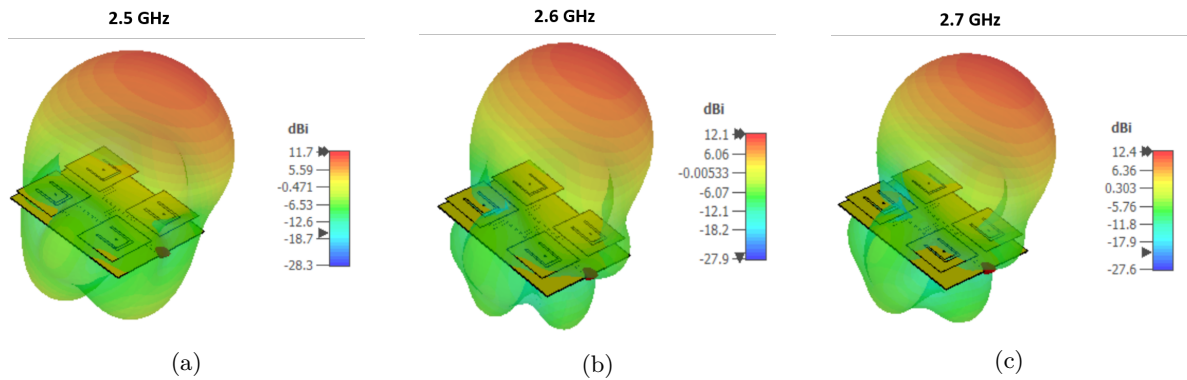


Figure 6.20 – Diagrammes de rayonnement 3D simulés : (a) à 2,5 GHz, (b) à 2,6 GHz et (c) à 2,7 GHz.

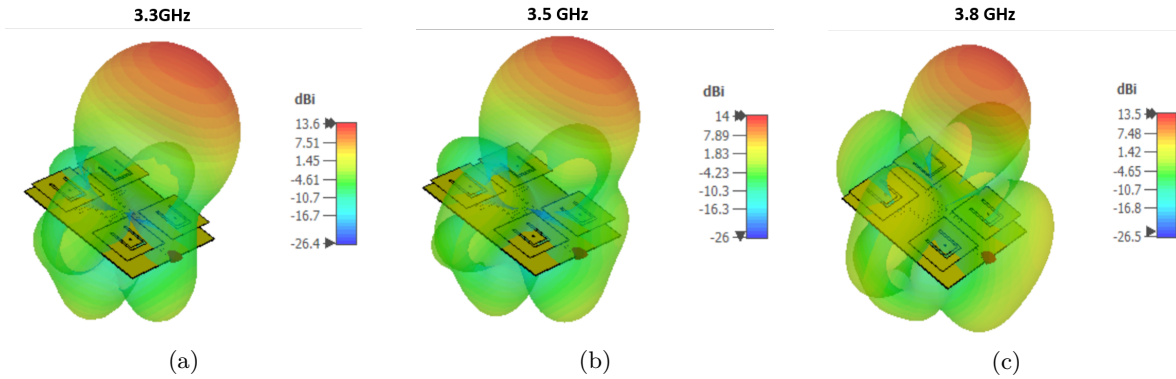


Figure 6.21 – Diagrammes de rayonnement simulés : (a) à 3,3 GHz, (b) à 3,5 GHz et (c) à 3,8 GHz.

Après avoir développé le système antennaire superdirectif présenté dans la section 6.4.3 et le réseau classique de patches présenté dans la section 6.6, l'étape suivante consiste à colocaliser les deux systèmes au sein d'une architecture antennaire unique pour une future passerelle domestique multi-bande 5G.

## 6.7 Architecture antennaires compactes et multi-bandes pour une future passerelle domestique 5G

Dans cette section, nous présentons l'imbrication du réseau classique développé dans la section 6.6 et du réseau compact superdirectif présenté dans la section 6.4.3.

### 6.7.1 Imbrication du réseau classique sur le réseau compact superdirectif

Étant donné la structure simple face des éléments parasites (antenne M-monopole) du réseau superdirectif, il est possible d'intégrer les réseaux de patches  $2 \times 2$  sur leurs plans de masses et d'imprimer les circuits d'alimentation en face arrière. Pour cela, les plans de masse des éléments parasites sont élargis comme le montre la figure 6.22a pour intégrer les réseaux de patches. Les réseaux d'alimentation sont finalement placés à l'arrière de chaque élément parasite et connectés aux patches au moyen de via métalliques (figure 6.22b). La nouvelle structure antennaire en forme de parallélépipède permet la formation et le balayage de faisceaux dans les quatre directions azimutales de l'espace et pour différentes bandes de fréquences entre 750 MHz et 3,8 GHz.

### 6.7.2 Optimisation du réseau superdirectif dans la bande N28

La modification de la structure des éléments parasites entraîne une modification des impédances d'entrée des éléments ainsi que du couplage entre eux. On observe alors une dégradation des performances des réseaux superdirectifs. Pour rétablir ces performances, une optimisation

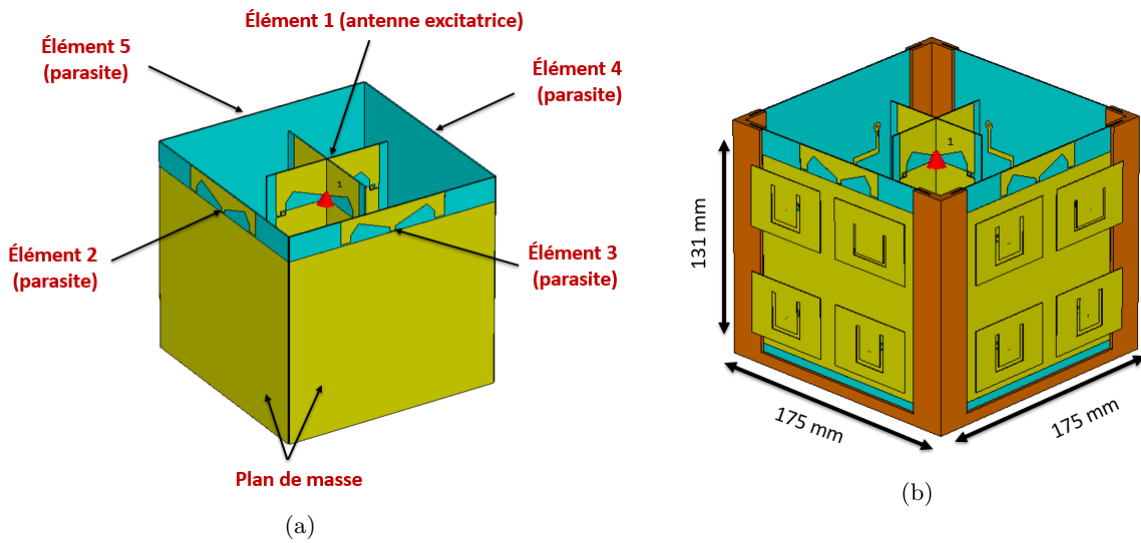


Figure 6.22 – Réseau superdirectif à éléments parasites élargi, (b) intégration du réseau classique sur les plans de masse des éléments parasites.

des valeurs de charges est de nouveau nécessaire. Le tableau 6.4 montre les nouvelles valeurs de charges optimisées.

Table 6.4 – Charges réoptimisées

	Charge 1	Charge 2	Charge 3	Charge 4
Valeur optimale	10,34 nH	6,6 nH	61 nH	5,2 pF

Avec ces charges, le sous-réseau superdirectif présente une bande passante de 95 MHz couvrant la bande [752-847 MHz] (Fig. 6.23a). Dans la bande de fonctionnement 5G NR n28 entre 758 et 803 MHz, le sous-réseau présente une directivité et un gain supérieurs à 6,8 dBi avec un maximum de 8,45 dBi, un gain réalisé supérieur à 6,6 dBi avec un maximum de 8,3 dBi (Fig. 6.23b) et une efficacité totale élevée supérieure à 94 % (Fig. 6.23c). Toutefois, les performances en gain obtenues sont inférieures à celles de la structure initiale 6.4.3. Nous proposons alors de modifier l'élément excitateur pour améliorer les performances.

### 6.7.3 Antenne excitatrice symétrique

Afin d'améliorer les performances de gain du réseau superdirectif dans la bande N28, l'antenne excitatrice (Fig. 6.24a) est remplacée par une antenne à symétrie de révolution composée d'un monopôle Top Hat monté sur un plan de masse cylindrique comme le montre la figure 6.24b. Cette antenne excitatrice présente une bande passante de 77MHz entre 550 et 627 MHz (Fig. 6.25a) et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal (Fig. 6.25b).

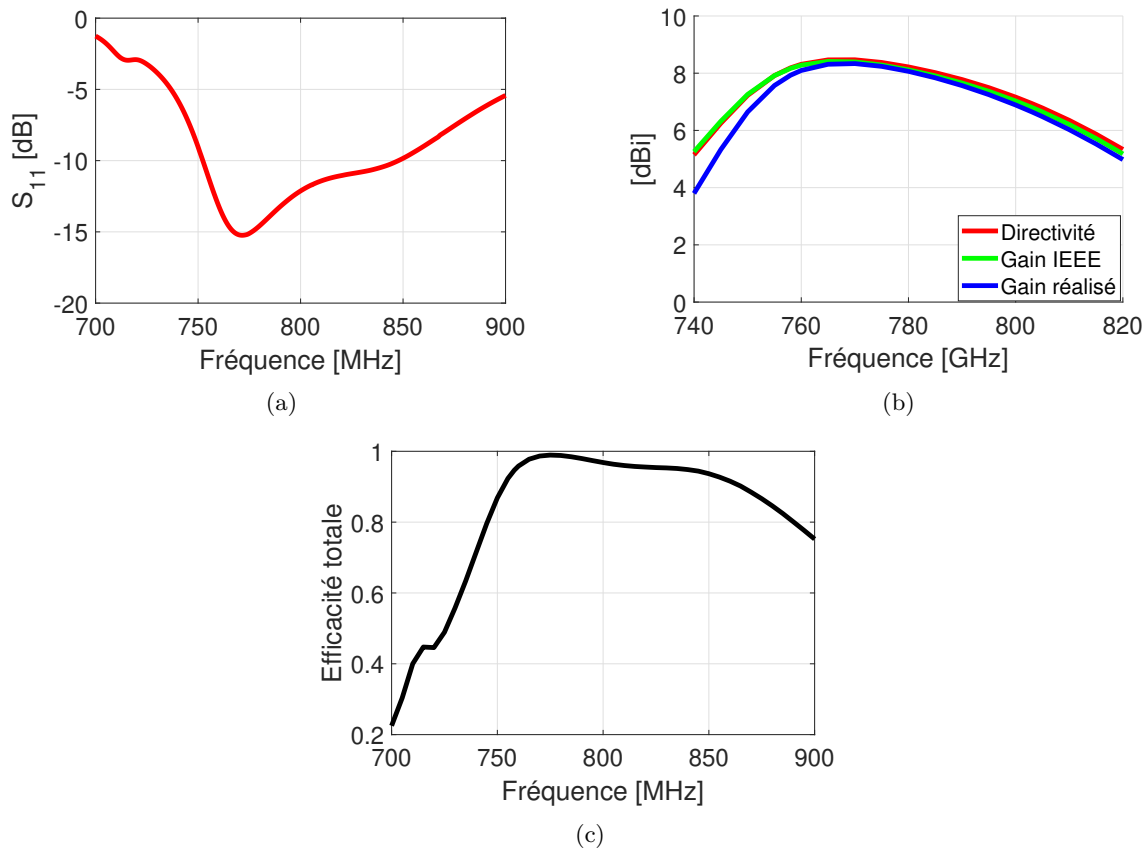


Figure 6.23 – Résultats de l'optimisation : (a) coefficient de réflexion d'entrée, (b) directivité, gain et gain réalisé en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence.

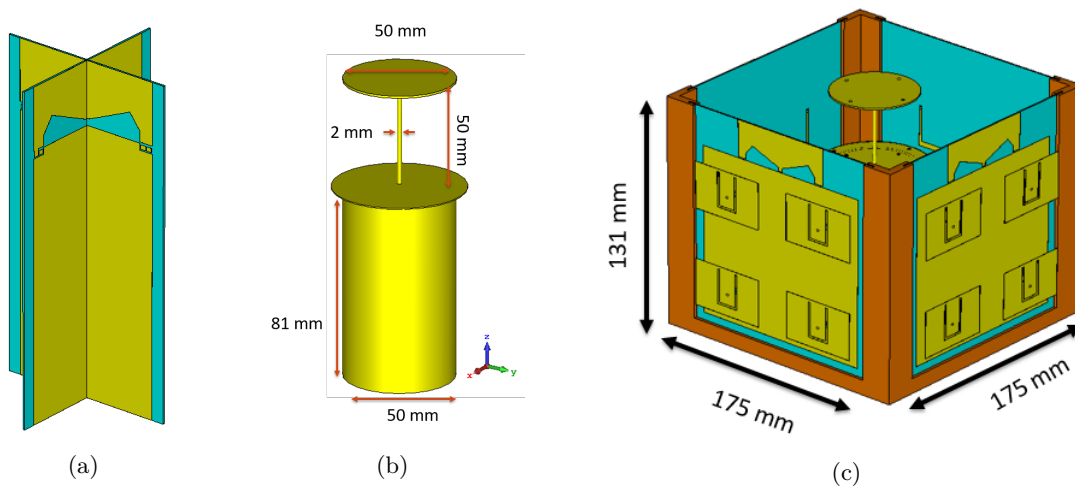


Figure 6.24 – (a) Antenne excitatrice croisée (b) Antenne excitatrice à symétrie de révolution et (c) nouvelle structure antennaire avec l'antenne excitatrice symétrique.



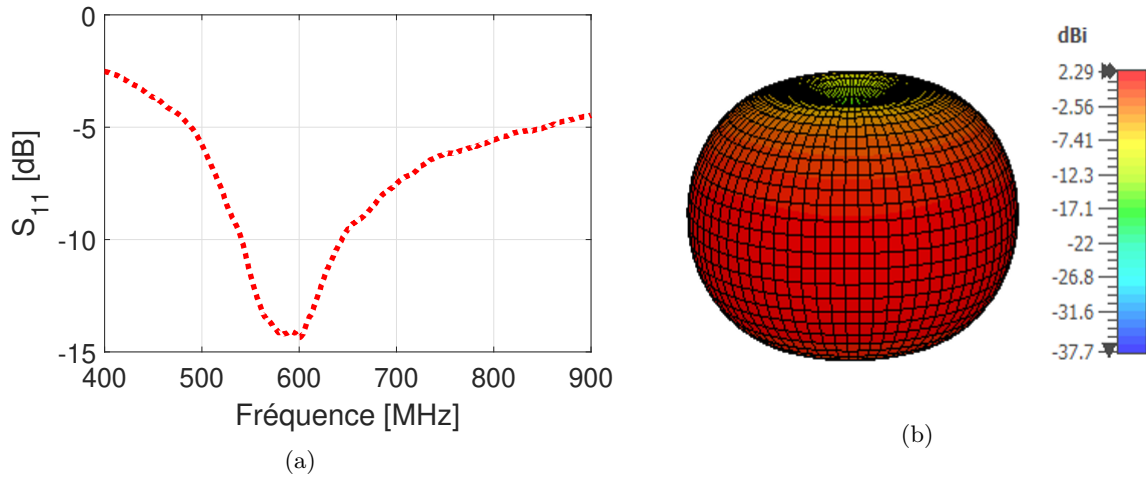


Figure 6.25 – (a) coefficient de réflexion de l’antenne symétrique, (b) diagramme de rayonnement à 780 MHz.

Le gain du réseau est optimisé en utilisant la procédure d’optimisation du gain basée sur la théorie du facteur de réseau décrite dans le chapitre 3. L’optimisation a convergé vers la solution donnée dans le tableau 6.5.

Table 6.5 – Charge d’optimisation du gain

Antenne	Charges
Antenne 1	$L = 4nH$
Antenne 2	Port excité
Antenne 3	$C = 4pF$

Avec ces charges, le sous-réseau superdirectif présente une directivité et un gain supérieur à 8 dBi avec un maximum de 9,45 dBi entre 770 et 815 MHz (figure 6.26b). En outre le sous-réseau présente une bande passante de 60 MHz entre 770 et 830 MHz (Fig. 6.26a) et une efficacité totale supérieure à 95% (Fig. 6.26c). Il convient de préciser qu’un circuit d’adaptation externe est utilisé afin d’adapter l’antenne.

La figure 6.27a présente le couplage électromagnétique entre les systèmes des réseaux classiques fonctionnant dans les bandes hautes (in band coupling). Comme il est claire, les réseaux présentent une bonne isolation inférieure à -30dB sur toute la bande de fréquence [2,5-3,8GHz]. La figure 6.27 présente le couplage entre les ports d’excitation des réseaux classiques fonctionnant dans les bandes hautes et les réseaux superdirectifs fonctionnant dans la bande basse (out of band coupling). De même, les deux systèmes présentent une bonne isolation inférieure à -30dB dans les bandes souhaitées.

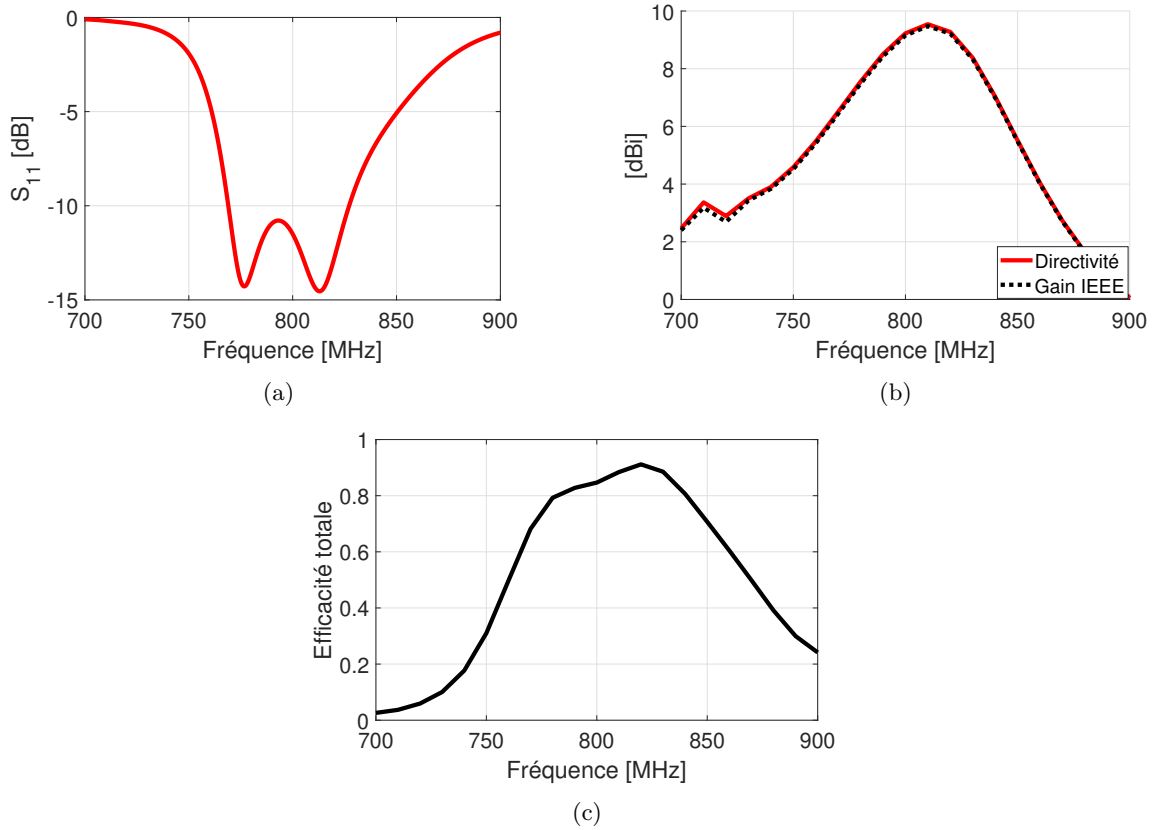


Figure 6.26 – Résultats de l'optimisation : (a) coefficient de réflexion d'entrée, (b) directivité et gain en fonction de la fréquence et (c) efficacité totale en fonction de la fréquence.

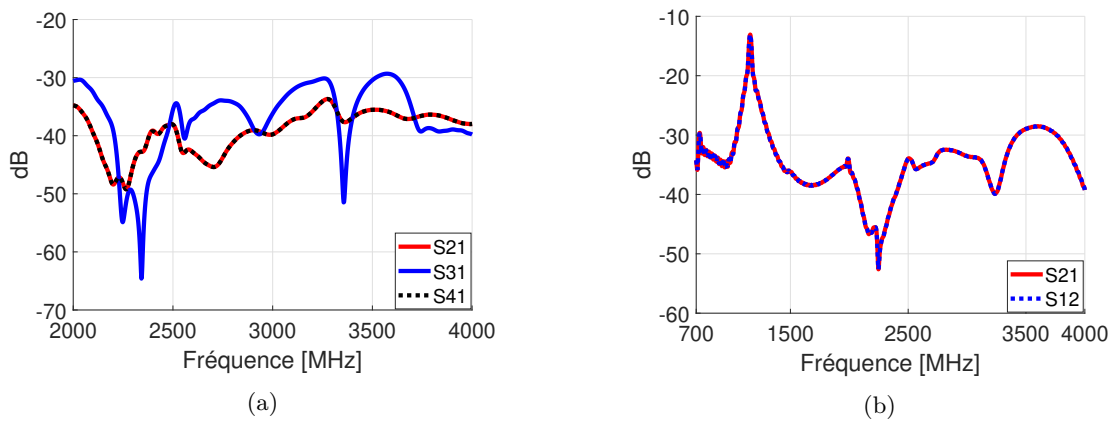


Figure 6.27 – Couplage entre les antennes du système : (a) entre les réseaux classiques, (b) entre les réseaux classiques et les réseaux superdirectifs.

## 6.8 Validation expérimentale

Un prototype de la structure imbriquée avec l'antenne excitatrice symétrique a été fabriqué et mesuré pour vérifier les résultats numériques (Fig 6.28).

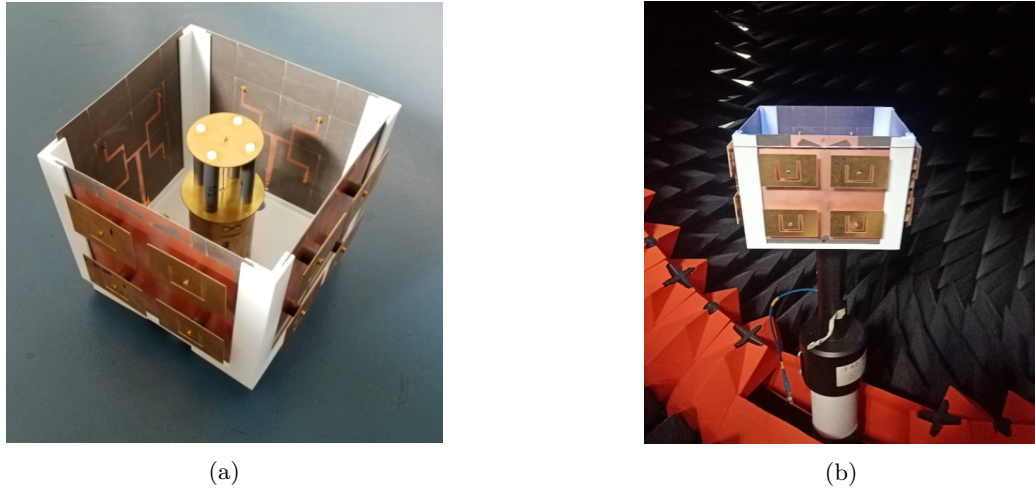


Figure 6.28 – (a) Prototype fabriqué (b) Mesure de rayonnement dans la chambre anéchoïque.

### 6.8.1 Performances dans la bande N28

La figure 6.29a montre une comparaison entre les directivité mesurée et simulée dans la direction ( $\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$ ) en fonction de la fréquence. La directivité mesurée est conforme à la simulation avec une différence maximale d'environ 1 dB et un décalage fréquentiel d'environ 20 MHz. Cette différence constatée est probablement due à la précision de la chambre MVG star lab, la dispersion sur la valeurs des charges CMS ainsi que l'effet du support en ABS. La figure 6.29b montre une comparaison des coefficients de réflexion mesuré et simulé. La bande passante mesurée est de 80 MHz tandis que celle simulée est de 60 MHz. Un décalage fréquentiel d'environ 30 MHz est constaté entre la simulation et la mesure. La figure 6.29c montre l'efficacité de rayonnement mesurée comparée à la simulation. Le système présente une efficacité de rayonnement élevée supérieure à 80 % sur toute la bande de fréquence entre 700 et 900MHz.

### 6.8.2 Performances dans les bandes N7, N38, N41 et N78

La figure 6.30a montre les coefficients de réflexion mesuré et simulé. La bande passante basse mesurée est de 15,4 % (17,3 % simulée) alors que la bande haute est de 11,14 % (15,4 % simulée). La différence remarquée entre la mesure et la simulation est probablement due aux incertitudes sur les dimensions des fentes en U. La figure 6.30b montre la directivité mesurée dans la direction ( $\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$ ) en fonction de la fréquence. La comparaison entre la simulation et la mesure

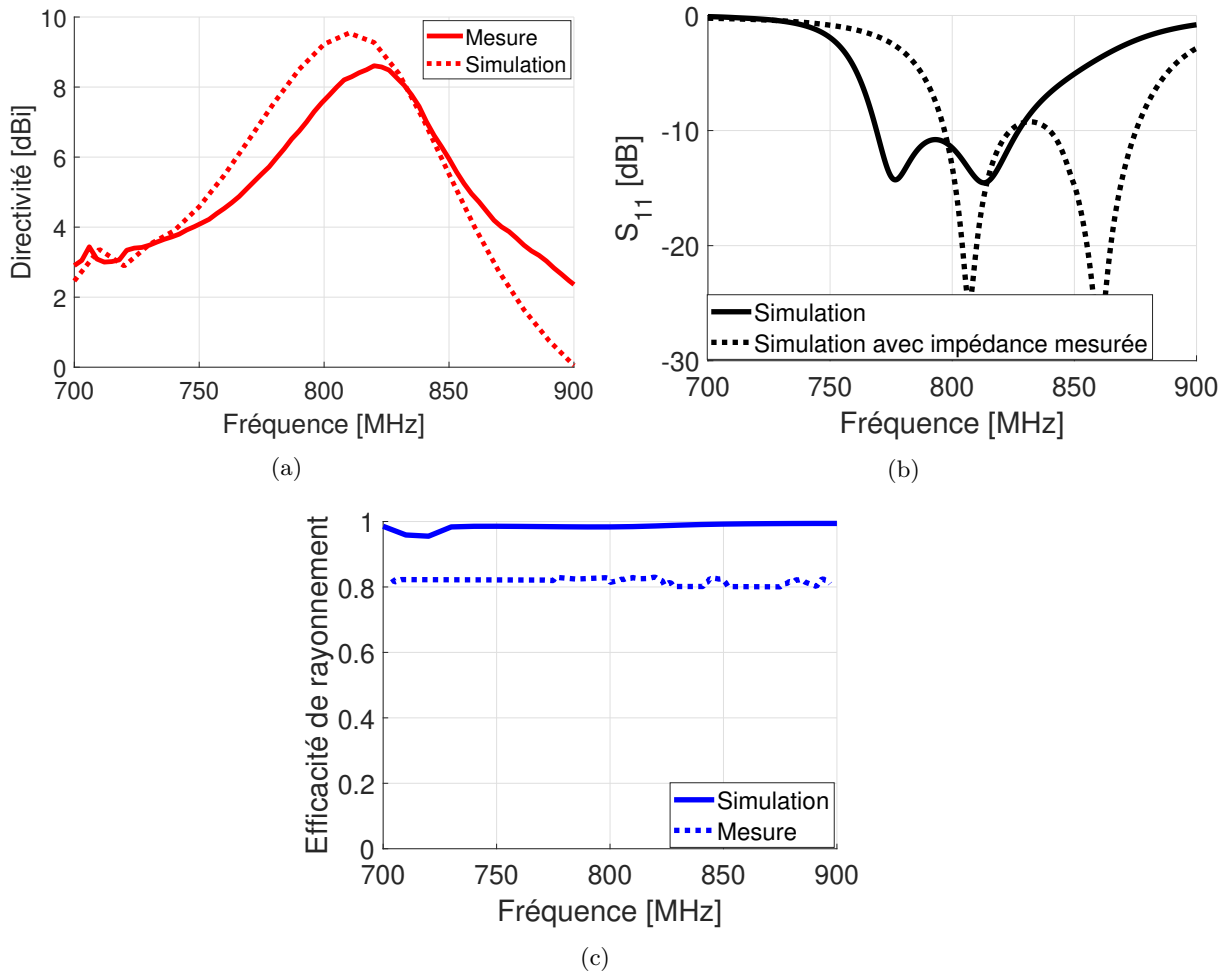


Figure 6.29 – Résultats de mesure comparé à la simulation : (a) Directivité dans la direction ( $\theta = 90^\circ$ ,  $\varphi = 0^\circ$ ), (b) coefficient de réflexion d’entrée de l’antenne en dB et (c) Efficacité de rayonnement.

montre une très bonne concordance. Les figures 6.30c et 6.30d présentent respectivement le gain réalisé et l’efficacité mesurés qui sont en bon accord avec la simulation. La chute du gain réalisé et de l’efficacité totale autour la fréquence 3,2 GHz est principalement due à la remontée du coefficient de réflexion autour de la même fréquence (Fig 6.30a). Les figures 6.31 et 6.32 montrent les diagrammes de rayonnement aux fréquences basse, centrale et haute des bandes 5G N 7 et N78 respectivement. Comme il est claire, l’antenne présente des diagrammes de rayonnement directs. En outre, des lobes de réseaux peuvent être constatés pour des fréquences supérieures à 3,5 GHz.

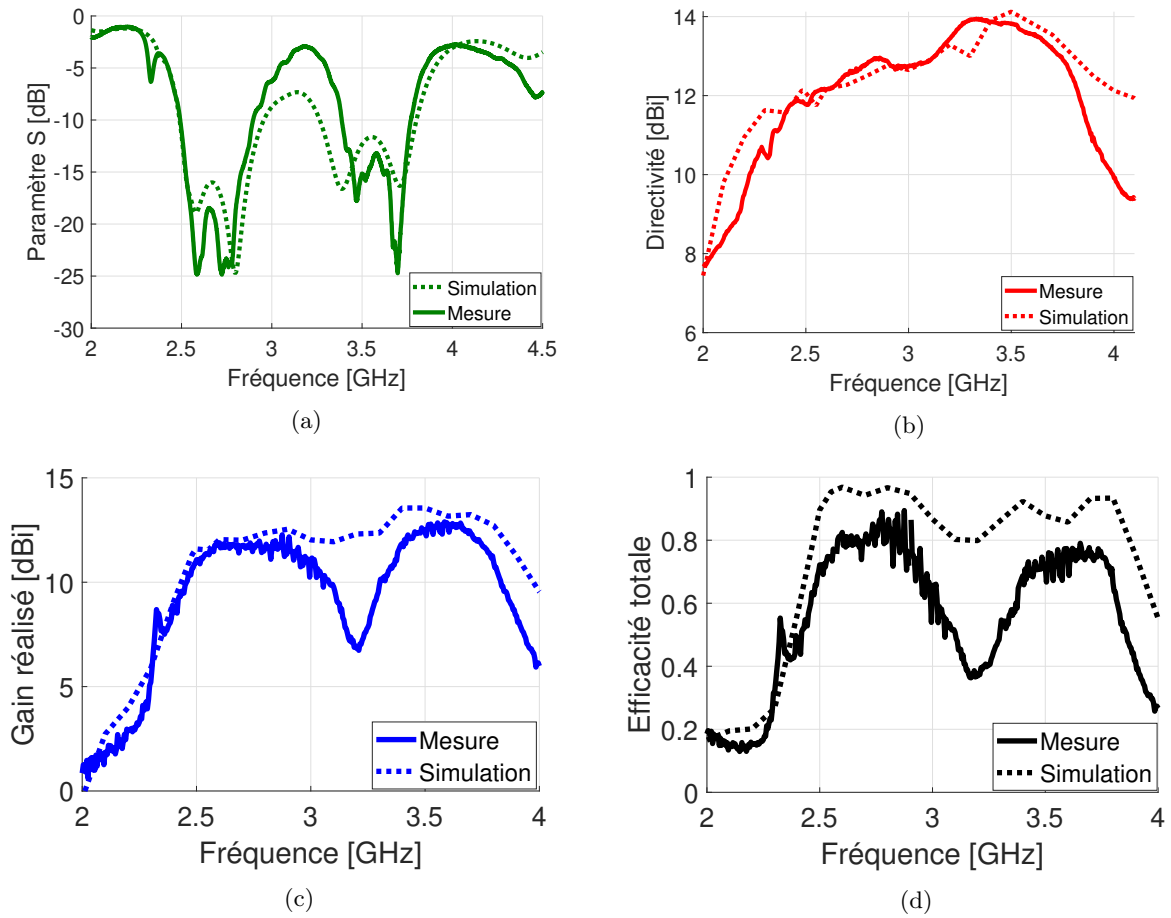


Figure 6.30 – Résultats de mesure comparé à la simulation de simulation : (a) coefficient de réflexion en dB (b) directivité dans la direction ( $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$ ), (c) gain réalisé dans la direction ( $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$ ) (d) efficacité totale en fonction de la fréquence.

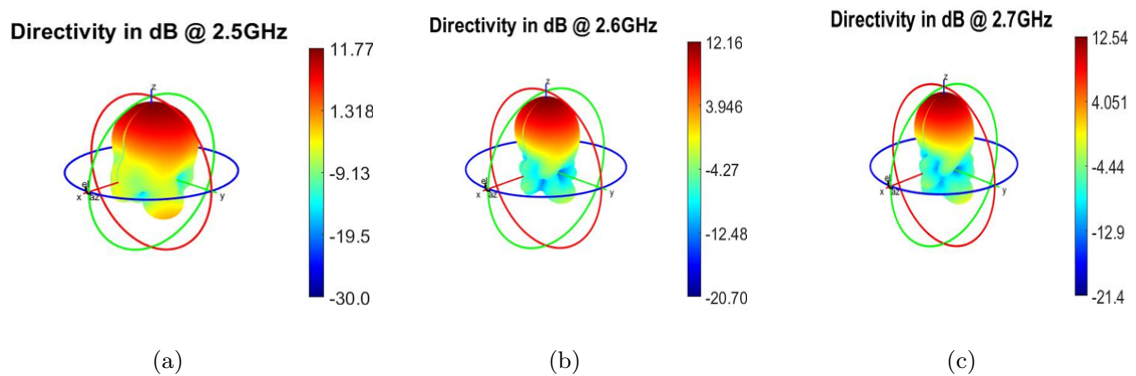


Figure 6.31 – Diagrammes de rayonnement mesurés : (a) à 2,5 GHz, (b) à 2,6 GHz et (c) à 2,7 GHz.

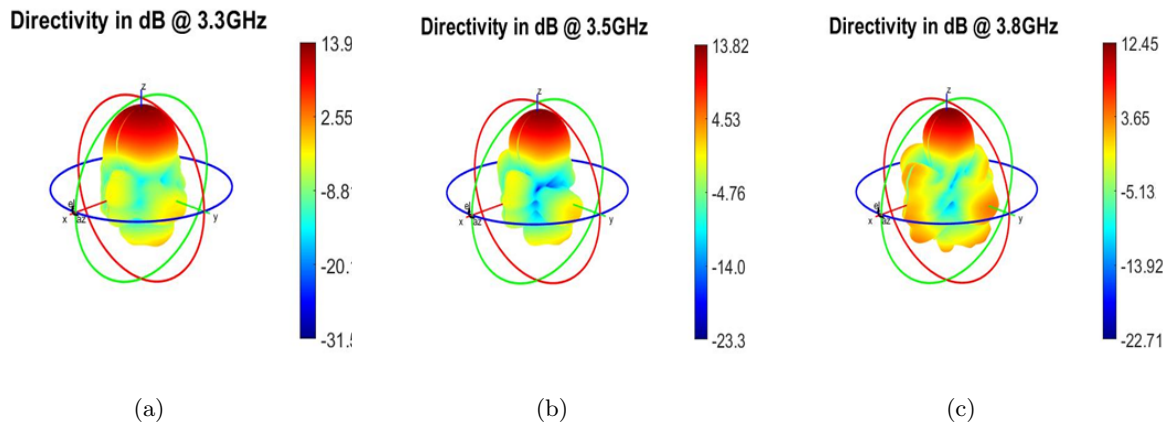


Figure 6.32 – Diagrammes de rayonnement mesurés : (a) à 3,3 GHz, (b) à 3,5 GHz et (c) à 3,8 GHz.

## 6.9 Conclusion

Dans ce chapitre, la conception et l'optimisation d'une architecture antennaire compact, large bande, à gain élevé pour une future passerelle domestique 5G est présentée. Cette architecture d'antenne est conçue pour fonctionner dans une large gamme de fréquences 5G NR entre N28 et N78, tout en préservant un facteur de forme compacte. La stratégie suivie lors la conception de ce boîtier repose sur l'utilisation des réseaux d'antennes pour permettre la formation de faisceau et atteindre des niveaux de gain élevés. Deux types de réseaux d'antennes ont été utilisés selon la bande de fréquence envisagée. Un réseau compact superdirectif pour la bande basse N28 pour permettre une taille compacte de la structure et un réseau planaire classique pour les bandes supérieures ( $> 2GHz$ ). Pour ces bandes, et pour limiter le nombre de réseau, un seul réseau multi-bande est utilisé pour couvrir les bandes souhaitées dans la gamme de fréquence entre 2,5 et 3,8 GHz.

Une première tentative d'intégration des switchs RF avec les moyens internes du laboratoire pour permettre le balayage électronique de faisceaux a été faite mais sans succès. Le réseau sera sous-traité et les résultats seront présentés lors de la soutenance. Enfin, il convient de noter que cette structure a fait l'objet d'un dépôt brevet.

# CONCLUSIONS

---

Les réseaux d'antennes compactes et superdirectifs constituent une solution innovante et attrayante pour répondre à la fois aux besoins de formation de faisceau et d'intégration dans des volumes restreints. Néanmoins, ils présentent de nombreux inconvénients à savoir la nécessité des résistances négatives pour la conception des réseaux superdirectifs à éléments parasites, une faible efficacité de rayonnement, un très faible gain et une bande passante très étroite. Afin de répondre à ces limitations, les travaux menés dans cette thèse présentent de nombreuses approches et outils d'optimisation en utilisant la théorie des modes caractéristiques, la théorie du facteur de réseau ainsi que les réseaux de neurones artificiels. Le résumé de ces contributions est le suivant :

1. L'introduction d'une approche simple de conception et d'optimisation des réseaux superdirectifs à éléments parasites. L'approche proposée permet d'optimiser les valeurs des charges parasites directement à partir de l'expression de la directivité en limitant l'optimisation uniquement aux impédances de charges à parties réelles positives. Une telle optimisation permet de pallier au problème des résistances négatives obtenues en utilisant la méthode classique. L'approche proposée est ensuite utilisée pour concevoir multiples réseaux superdirectifs pour différentes distances de séparation et comparée avec la méthode classique. Les résultats de la comparaison montrent que la méthode proposée surpasse la méthode classique de synthèse pour toutes les distances de séparation. La différence entre les résultats d'optimisation est plus significative pour des distances de séparation faibles où les réseaux superdirectifs présentent une forte sensibilité aux parties réelles négatives négligées pour la méthode classique.
2. Une méthodologie d'optimisation du gain des réseaux superdirectifs est proposée. La procédure optimise le gain de l'antenne au lieu sa directivité en trouvant l'excitation complexe optimale pour le cas d'un réseau entièrement excité ou bien les charges optimales pour une configuration à éléments parasites. Une telle optimisation conduit à une amélioration significative de l'efficacité et par conséquent du gain des réseaux superdirectifs. La procédure proposée est appliquée ensuite pour optimiser certains réseaux superdirectifs présentés dans l'état de l'art. Les résultats obtenus montrent une amélioration significative sur le gain de ces réseaux par rapport aux résultats présentés dans leurs références correspondantes.
3. Le développement d'une méthode simple et efficace pour la conception des réseaux superdirectifs large bande en utilisant la théorie des modes caractéristiques d'une antenna à

N ports (NCM). En incorporant un ensemble de charges réactives au sein de la structure de l'antenne, la méthode proposée effectue une optimisation conjointe de la directivité du réseau ainsi que de son adaptation dans une large bande de fréquence. Ensuite, la méthode proposée est utilisée pour concevoir des exemples de réseaux superdirectifs large bande. Pour étudier la possibilité d'atteindre des bandes passantes plus grandes, une étude paramétrique sur le nombre de charges internes est effectuée. Celle-ci a montré qu'en augmentant le nombre de charges internes, il est possible d'obtenir une large bande passante. Cependant, le maximum de directivité diminue. Par conséquent, un compromis entre la directivité et la largeur de bande passante doit être établi.

4. Une optimisation globale à l'aide de réseaux de neurone artificiels (RNA) est proposée afin d'explorer la possibilité de concevoir des réseaux superdirectifs large bande plus compacts en ajoutant des contraintes sur les distances de séparation lors de l'optimisation. À l'aide de cette méthode il est possible d'optimiser simultanément la directivité du réseau, sa bande passante ainsi que les distances de séparation entre ses éléments. Le modèle RNA proposé se compose de deux branches parallèles et indépendantes. Une fois les paramètres de conception (charges d'optimisation + distances de séparation) entrées, il peut prédire simultanément la directivité du réseau ainsi que son impédance d'entrée. Ainsi, le modèle ANN peut être utilisé à la place d'une simulation EM pour accélérer considérablement le processus d'optimisation, mais surtout pour éviter la non-convergence des algorithmes stochastiques classiques. Au cours du processus d'optimisation, le modèle ANN est appelé à plusieurs reprises par un algorithme à évolution différentielle pour rechercher les distances de séparation appropriée entre les éléments du réseau ainsi que l'ensemble des charges optimales. La méthode proposée est ensuite utilisée pour concevoir des réseaux superdirectifs avec des distances de séparation uniforme et non-uniforme. La comparaison entre les deux configurations montre un gain de 8 à 10 % en termes de compacité pour la configuration non-uniforme, en maintenant les mêmes performances de directivité et d'efficacité que la configuration uniforme. Cependant, une diminution en bande passante est notée.
5. Finalement, une application de ces outils d'optimisation pour la conception et le développement d'une architecture antennaire compactes, multi-bande, à gain élevé et avec des capacités de formation de faisceaux pour une future passerelle domestique 5G est présentée. L'approche adoptée pour la conception de cette architecture antennaire repose sur l'utilisation des réseaux superdirectifs pour des fréquences basses ( $< 1$  GHz) pour permettre une taille compacte pour la passerelle et des réseaux d'antennes classiques multi et large bandes pour couvrir les bandes hautes ( $> 2,5$ GHz). Une comparaison avec les passerelles commercialisées [96]-[97] révèle que la structure développée a un facteur de forme comparable aux boîtiers disponibles dans le commerce mais avec de meilleures



performances en gain. Cette architecture antennaire a fait l'objet d'un dépôt de brevet.

En conclusion, la conception des réseaux superdirectifs est soumise à un optimum de Pareto (Pareto optimum) qui peut être représenté par la pyramide de performances de la figure 6.33. Dans cet optimum, l'amélioration d'une grandeur représentée par un sommet de la pyramide se fait au détriment des autres grandeurs représentées par les sommets opposés. Néanmoins, grâce aux approches d'optimisation multi-objectif proposées, un compromis optimale peut être trouvé.

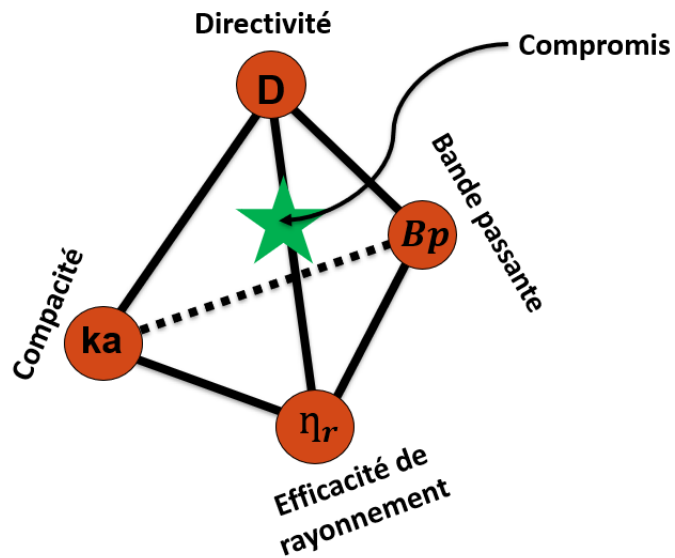


Figure 6.33 – Pyramide de performances des réseaux superdirectifs

*Fin*



## Algorithme d'optimisation à évolution différentielle.

L'algorithme à évolution différentielle ou Differential Evolution algorithm (DE) est un algorithme d'optimisation stochastique qui a été introduit pour la première fois par Storn et Price [52]. En raison de sa simplicité et de ses performances, il a été introduit récemment pour résoudre nombreux problèmes électromagnétiques [53]-[56]. Supposons que nous voulions optimiser une fonction avec  $N$  paramètres. Le vecteur paramètre de la population peut être représenté comme suit :

$$X_{i,G} = [x_{1,i,G}, x_{2,i,G}, \dots, x_{N,i,G}]; \quad i = 1, 2, \dots, N_{pop} \quad (6.1)$$

Où  $G$  est le nombre de générations et  $N_{pop}$  la taille de la population, de sorte que pour chaque génération, la population peut être écrite sous la forme d'une matrice  $N \times N_{pop}$  :

$$X_G = \begin{bmatrix} x_{1,i,G} & \cdots & x_{N,i,G} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{1,N_{pop},G} & \cdots & x_{N,N_{pop},G} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Pour lancer l'optimisation, la première population est initialisée de manière aléatoire et distribuée de manière uniforme dans l'intervalle de paramètres délimité par deux vecteurs  $X_{min} = [a_1, a_2, \dots, a_n]$  et  $X_{max} = [b_1, b_2, \dots, b_n]$ . Ces deux vecteurs représentent l'intervalle dans lequel la première population est initialisée. Cependant, le domaine de recherche des générations suivantes n'est pas limité aux valeurs spécifiées dans  $X_{min}$  et  $X_{max}$ . Afin d'étendre l'espace de recherche à chaque itération, chaque vecteur de paramètre de (2.22) subit une mutation, dans laquelle un vecteur différentiel pondéré entre deux vecteurs de paramètres est ajouté à un troisième pour produire le vecteur mutant :

$$V_{i,G} = X_{opt,G} + F(X_{i_1,G} - X_{i_2,G}) \quad (6.3)$$

Où  $F \in [0, 2]$  c'est le facteur de mutation.  $opt$ ,  $i_2$  et  $i_3 \in [1, N_{pop}]$ ,  $i_2$  et  $i_3$  sont choisis au hasard, tandis que  $opt$  est l'indice du meilleur vecteur de paramètres dans la population actuelle. Afin d'accroître la diversité du vecteur de paramètres, un vecteur fils  $U_{i,G}$  est généré sur la base

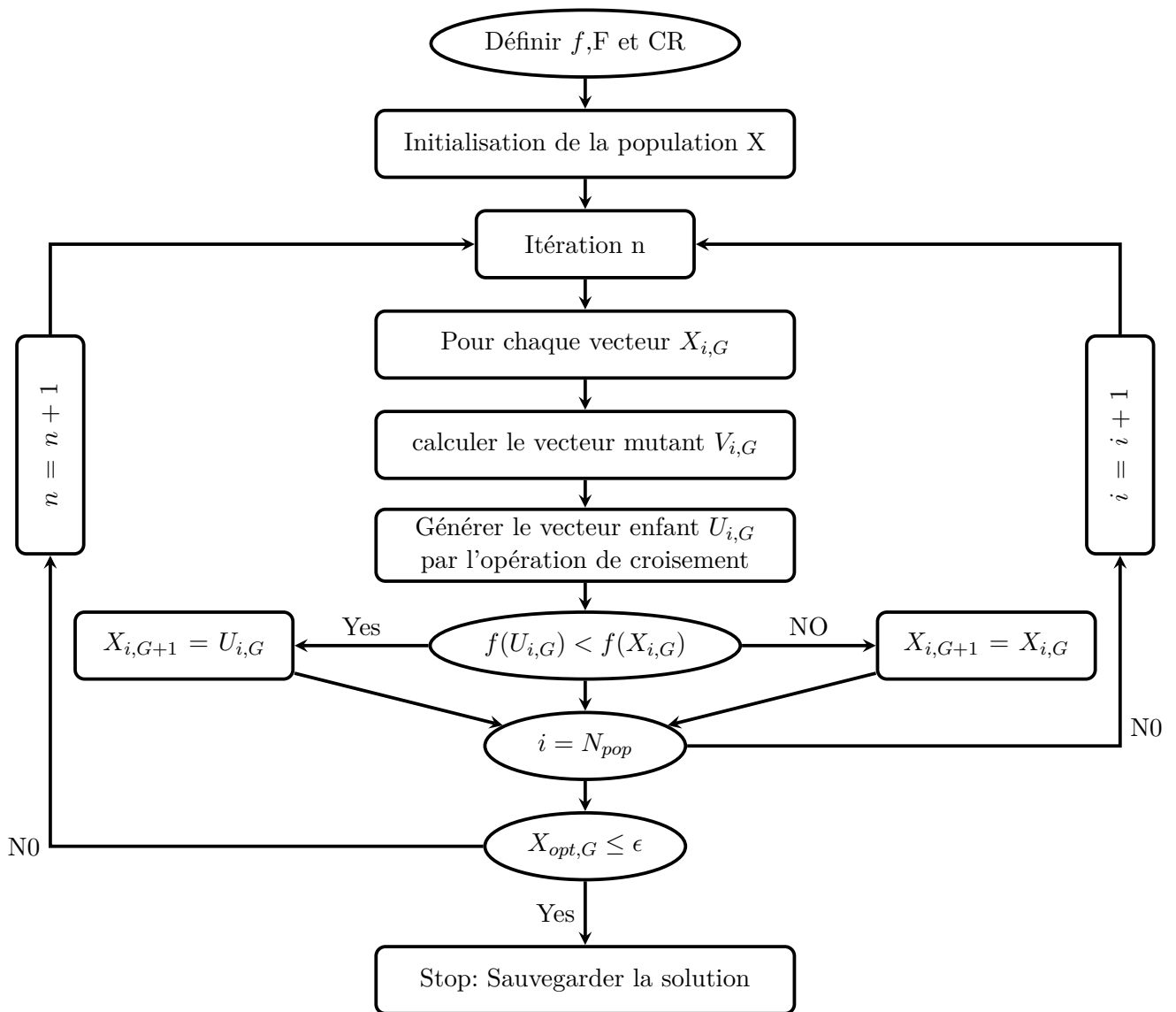


Figure 6.34 – Organigramme de l’algorithme d’évolution différentielle

de l’opération de croisement suivante :

$$u_{k,i,G} = \begin{cases} v_{k,i,G} & \text{if } \gamma(k) < CR \\ x_{k,i,G} & \text{if } \gamma(k) > CR \end{cases} \quad (6.4)$$

Où  $\gamma$  est un vecteur  $1 \times N$  avec des nombres aléatoires réels dans l’intervalle  $[0,1]$ , et  $CR$  est une probabilité de croisement prédéfinie. Enfin, le nouveau vecteur de paramètres  $X_{i,G+1}$  de la

génération  $(G + 1)$  est dérivé sur la base des critères suivants :

$$X_{i,G+1} = \begin{cases} U_{k,i,G} & \text{if } f(U_{i,G}) < f(X_{i,G}) \\ X_{k,i,G} & \text{if } f(U_{i,G}) > f(X_{i,G}) \end{cases} \quad (6.5)$$

Avec  $f$  c'est la fonction objectif. L'algorithme converge lorsque la fonction  $f$  devient inférieure ou égale à une valeur souhaitée Figure 6.34.

# PUBLICATIONS

---

## Brevet

1. Brevet n°FR2308757 Système de réseau d'antennes multi-bandes et superdirectif , déposé le 17/08/2023.

## Articles dans des revues

1. A. TOUHAMI, S. COLLARDEY, and A. SHARAIHA, "A multi-objective optimisation for compact wideband and efficient superdirective antenna arrays design using network characteristic modes," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 17, no. 3, pp. 223–236, Feb. 2023.
2. A. TOUHAMI, S. COLLARDEY and A. SHARAIHA, "A global Optimization Method for Wideband and Small Supergain Arrays Design Using Artificial Neural Network," *in IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, doi: 10.1109/OJAP.2023.3321932.

## Conférences internationales

1. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, "Artificial Neural Network Synthesis Based Approach For Superdirective Antenna Arrays Design", 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), 2021, pp. 1-4, doi: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560327.
2. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, "Network Characteristic Modes Approach to Design Reactively Loaded Parasitic Superdirective Arrays ", 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 2021, pp. 140-143, doi: 10.1109/CAMA49227.2021.9703508.
3. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, " A New Approach for Matching Small Parasitic Superdirective Antennas Using Network Characteristic Modes " 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2022, pp. 1-4, doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769410.
4. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, " Design of an End-Fire Efficient Superdirective Electrically Small Antenna Array ", 2022 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2022, pp. 132-135, doi: 10.1109/iWAT54881.2022.9811068.

5. A.TOUHAMI, S. COLLARDEY and A. SHARAIHA, "Multi-objective optimization for efficient end-fire superdirective array design," 2023 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Aalborg, Denmark, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/iWAT57058.2023.10171658
6. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA and Sylvain COLLARDEY, " Efficiency Optimization of Electrically Small Antennas using Network Characteristic Modes ", 2023 XXXVth URSI General Assembly and Scientific Symposium, SAPPORO, JAPAN.
7. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA and Sylvain COLLARDEY, "Wideband Superdirective Array Antenna with Beam steering capabilities", 2023 XXXVth URSI General Assembly and Scientific Symposium, SAPPORO, JAPAN.
8. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA and Sylvain COLLARDEY, "Design of a Superdirective Small and Wideband Yagi-like Antenna", 2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (IEEE ISAP2023).
9. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, " Challenges and limits of designing wide band and efficient compact superdirective antenna" 2024 18th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP) (Soumis).

## **Journées Nationales**

1. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, " Nouvelle Approche basée sur les modes caractéristiques « NCMs » pour l'adaptation des antennes superdirectives à éléments parasite " 22ème édition des Journées Nationales Microondes (JNM) 7-10 juin 2022, Limoges, France.
2. Abdellah TOUHAMI, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY, " Conception des antennes compactes et superdirectives à éléments parasites" 22ème édition des Journées Nationales Microondes (JNM) 7-10 juin 2022, Limoges, France.

# BIBLIOGRAPHY

---

- [1] A. D. Yaghjian, T. H. O'Donnell, E. E. Altshuler, and S. R. Best "Electrically Small Super-gain End-Fire Arrays", *Radio Science*, vol. 43, 2008.
- [2] S. R. Best E. E. Altshuler, A. D. Yaghjian, J. M. McGinthy and T. H. O'Donnell, « An impedance-matched 2-element superdirective array », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 302-305, 2008.
- [3] H. Jaafar, S. Collardey, A. Sharaiha « Characteristic modes approach to design compact superdirective array with enhanced bandwidth », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 6986-6996, December 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2874691.
- [4] R. F. Harrington, « On the gain and beamwidth of directional antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 6, no. 3, pp. 219–225, Jul. 1958.
- [5] S. A. Schelkunoff, "A Mathematical Theory of Linear Arrays", *Bell System Technical Journal*, vol. 22, pp. 80-107, 1943.
- [6] R. C. Hansen, and R. E. Collin, "Small Antenna Handbook", John Wiley & Sons Incorporation, Hoboken, New Jersey, 2011.
- [7] I. Uzkov, « An approach to the problem of optimum directive antennae design » *C. R. (Doklady) Acad. Sci. URSS*, vol. 53, no. 1, pp. 35-38, 1946.
- [8] M. Pigeon, A. Clemente, C. Delaveaud and L. Rudant, "Analysis of Harrington limit for electrically small antenna directivity", *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, 2014, pp. 2921-2925.
- [9] A. Debar, A. Clemente, A. Tornese and C. Delaveaud, "On the Maximum End-Fire Directivity of Compact Antenna Arrays Based on Electrical Dipoles and Huygens Sources," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 1, pp. 299-308, Jan. 2023, doi: 10.1109/TAP.2022.3219603.
- [10] W. W. Hansen, J.R. Woodyard, "A New Principle in Directional Antenna Design", *Proceedings of the IRE*, vol. 26, pp. 3333-345, 1938.
- [11] S. A. Schelkunoff, "A Mathematical Theory of Linear Arrays", *Bell System Technical Journal*, vol. 22, pp. 80-107, 1943.



- [12] C.L. Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship between Beam Width and Side-Lobe Level", *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 335-348, June 1946.
- [13] E. E. Altshuler, H. O'Donnell, D. Yaghjian « A monopole superdirective array ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 53, NO. 8, August 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.851810.
- [14] A.Clemente, M.Pigeon, L.Rudant and C.Delaveaud, « Design of a super directive four element compact antenna array using spherical wave expansion », in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.63,no.11, pp. 4715-4722,Nov.2015.
- [15] Clemente, M. Pigeon, L. Rudant and C. Delaveaud, "Super Directive Compact Antenna Design Using Spherical Wave Expansion", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society (APSURSI 2014)*, pp. 571- 572, Memphis, TN, 2014.
- [16] Alexandre Debard. Analysis and optimization of compact superdirective arrays. *Optics / Photonic. Université Grenoble Alpes [2020-..]*, 2020. English. fNNT : 2020GRALT058ff. fftel-03163139f
- [17] H. Yagi, "Beam transmission of ultra short waves," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 16, no. 6, pp. 715–740, Jun. 1928, ISSN: 0731-5996. DOI: 10.1109/JR-PROC.1928.221464.
- [18] A. Haskou, A. Sharaiha, and S. Collardey, « Design of small parasitic loaded superdirective end-Fire arrays », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol. 63, no 12, pp. 5456-5464, December 2015.
- [19] A. D. Yaghjian, T. H. O'Donnell, E. E. Altshuler, and S. R. Best, "Electrically small supergain end-fire arrays," *Radio Sci.*, vol. 43, no. 3, RS3002, Jun. 2008, ISSN: 1944-799X. DOI: 10 . 1029 / 2007RS003747. [Online]. Available: [http : / / onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1029/2007RS003747/abstract](http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1029/2007RS003747/abstract) (visited on 07/21/2016).
- [20] T. H. O'Donnell and A. D. Yaghjian, "Electrically small superdirective arrays using parasitic elements," in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul. 2006, pp. 3111–3114. DOI: 10.1109/APS.2006.1711268.
- [21] S. Lim and H. Ling, "Design of electrically small, pattern reconfigurable yagi antenna," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 24, pp. 1326–1327, Nov. 2007, ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el:2007239.

- [22] S. Lim and H. Ling, "Design of thin, efficient, electrically small antenna using multiple foldings," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 16, pp. 895–896, Aug. 2006, ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el:20061792.
- [23] S. Lim and H. Ling, « Design of electrically small Yagi antenna », *Electron. Lett* vol. 43, no. 5, pp. 34, Mar. 1, 2007.
- [24] T. H. O'Donnell, A. D. Yaghjian, and E. E. Altshuler, "Frequency optimization of parasitic superdirective two element arrays," in 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Jun. 2007, pp. 3932–3935. DOI: 10.1109/APS.2007.4396400.
- [25] S. M. Mazinani, and H.R. Hassani, "Superdirective Wideband Array of Planar Monopole Antenna With Loading Plates", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 978-981, 2010.
- [26] J. M. Lugo, J. de Almeida Goes, A. Louzir, P. Minard, D. Lo Hine Tong, and C. Person, "Design, Optimization and Characterization of a Superdirective Antenna Array", 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 3736,3739, 8-12 April 2013.
- [27] I. Liberal, I. Ederra, R. Gonzalo, and R. W. Ziolkowski, "Superbackscattering Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, No. 5, pp.2011-2021, May 2015.
- [28] J. Narrainen, "Conception de Réseau Miniature Superdirectif et Traitements Haute-Résolution", internship report, 6 September 2013.
- [29] B. Sentucq, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Superdirective Compact Parasitic Array of Metamaterial-Inspired Electrically Small Antenna", *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pp. 269,272, 4-6 March 2013.
- [30] B. Sentucq, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Superdirective MetamaterialInspired Electrically Small Antenna Arrays", 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2013), pp.151,155, 8-12 April 2013.
- [31] M. Pigeon, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Miniature and Superdirective Two Elements Endfire Antenna Array", 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 6-11 April 2014.
- [32] Clemente, C. Jouanlanne and C. Delaveaud, "Analysis and design of a four element superdirective compact dipole antenna array," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, 2017, pp. 2700- 2704.

- [33] M. Hammoud, A. Haskou, A. Sharaiha, and S. Collardey, « Small end-fire superdirective folded meandered monopole antenna array », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 9, pp. 2122–2124, Sep. 2016.
- [34] O. S. Kim, S. Pivnenko, and O. Breinbjerg, "Superdirective Magnetic Dipole Array as a First-Order Probe for Spherical Near-Field Antenna Measurements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, No. 10, pp.4670-4676, October 2012.
- [35] O. S. Kim, S. Pivnenko, and O. Breinbjerg, "Superdirective Dual-Polarized First-Order Probe for SNF Measurements at Low Frequencies", 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2016), 10-15 April 2013.
- [36] X. Tang, X. Qing and Z. N. Chen, "A parasitic superdirective electrically small coil array for magnetic resonance imaging," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, 2017, pp. 3702-3704.
- [37] A. Vallecchi, C. Stevens and E. Shamonina, "Superdirective meta-arrays at telecommunication wavelengths," Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2017), Loughborough, 2017, pp. 1-4.
- [38] S. Dinesh, D. D. Krishna, J. M. Laheurte and C. K. Aanandan, "A Super-directive Two-Element Parasitic Dipole Antenna," 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, Singapore, 2019, pp. 554-556.
- [39] Petrov, P., A. P. Hibbins, and J. R. Sambles. "Microwave superdirectivity with dimers of helical elements." *Physical Review Applied* 13.4 (2020): 044012
- [40] Batel, L., Clemente, A., and Delaveaud, C. (2019, March). Superdirective and Compact Electronically-Beam-Switchable Antenna for Smart Communication Objects. In 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) (pp. 1-4). IEEE.
- [41] L. Batel, A. Clemente and C. Delaveaud, "High-Gain Wideband and Superdirective Electronically-Beam-Switchable Antenna for Smart Communication Objects," 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Spain, 2022, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769654.
- [42] A. Debard, A. Clemente, L. Batel and C. Delaveaud, "Experimental Demonstration of a Supergain Three-Dipole-End-Fire-Array," 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Spain, 2022, pp. 1-4, doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769218.

- [43] A. Tornese, A. Clemente and C. Delaveaud, "Maximum Gain of an Electrically Small Cosines-Dipole-Based End-Fire Array," 2023 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Aalborg, Denmark, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/iWAT57058.2023.10171745.
- [44] R. Fragnier et al., "A Dual-Linear Polarization VHF Probe for Spherical Near-Field Measurement Based on a Wideband Superdirective Antenna Array," 2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Florence, Italy, 2023, pp. 1-4, doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133357.
- [45] Batel, L. Rudant, J. F. Pintos, A. Clemente, C. Delaveaud and K. Mahdjoubi, "High directive compact antenna with non-foster elements", 2015 International Workshop on Antenna Technology (IWAT), Seoul, 2015, pp. 381-384.
- [46] L. Batel, J. Pintos and L. Rudant, "Superdirective and Broadband Compact Antenna Array Using Non-Foster Elements," 2019 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Miami, FL, USA, 2019, pp. 17-20
- [47] Batel, L., Rudant, L., Pintos, J. F., and Mahdjoubi, K. (2015, March). Sensitivity of negative impedance converter circuit with respect to PCB design effects. In 2015 International Workshop on Antenna Technology (iWAT) (pp. 221-224). IEEE.
- [48] H. Jaafar, A. Sharaiha and S. Collardey, "Design of a wideband superdirective endfire antenna array using characteristic modes optimization," 2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), Montreal, QC, Canada, 2017, pp. 1-4, doi: 10.23919/URSIGASS.2017.8105321.
- [49] S. Souai, A. Diallo, J. -M. Ribero and T. Aguilu, "Design of compact superdirective and reconfigurable array antenna associated with Non-Foster elements for IoT," 2020 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Bucharest, Romania, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570607198.
- [50] Abdullah Haskou, Ala Sharaiha, Sylvain Collardey. Theoretical and Practical Limits of Superdirective Antenna Arrays. *Comptes Rendus. Physique*, 2017, 18 (2), pp.118-124. [ff10.1016/j.crhy.2016.11.003](https://doi.org/10.1016/j.crhy.2016.11.003); [ffhal-01409757](https://doi.org/10.1016/j.crhy.2016.11.003);
- [51] Mautz, J., Harrington, R.: 'Modal analysis of loaded N-port scatterers' *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, 21, (2), pp. 188–199.
- [52] Storn, R., Price, K.: 'Minimizing the real functions of the ICEC'96 contest by differential evolution', in 'Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation' *Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation*, (1996), pp. 842–844

- [53] Y.Chen and C.F.Wang,"Electrically Small UAV Antenna Design Using Characteristic Modes",in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.62,no.2,pp.535-545,Feb.2014.
- [54] Y.Chen and C.F.Wang,"Shipboard NVIS radiation system design using the theory of characteristic modes",2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium(APSURSI),Memphis,TN,2014,pp.852-853.
- [55] P.Rocca, G.Oliveri and A.Massa, "Differential Evolution as Applied to Electromagnetics", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.53,no.1,pp. 38-49, Feb.2011
- [56] J.L.Guo and J.Y.Li,"Pattern Synthesis of Conformal Array Antenna in the Presence of Platform Using Differential Evolution Algorithm", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.57,no.9,pp.2615-2621,Sept. 2009.
- [57] R. Li, D. McNamara, G. Wei and J. Li, "Increasing Radiation Efficiency Using Antenna Shape Optimization Approach," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 3, pp. 393-396, March 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2791585
- [58] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Quotient de Rayleigh](https://fr.wikipedia.org/wiki/Quotient_de_Rayleigh).
- [59] [Online] Available :<https://www.mvg-world.com>.
- [60] Jaafar, H., Collardey, S., Sharaiha, A.: 'Design of Compact and Efficient Superdirective Array with Parasitic Elements', in '2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)' 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), (2019), pp. 1–3
- [61] Touhami, A., Sharaiha, A., Collardey, S.: 'Network Characteristic Modes Approach to Design Reactively Loaded Parasitic Superdirective Arrays', in '2021 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA)' 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA), (2021), pp. 140–143
- [62] Gustafsson, M., and Nordebo, S. (2005). Bandwidth, Q factor, and resonance models of antennas. (Technical Report LUTEDX/(TEAT-7138)/1-16/(2005); Vol. TEAT-7138).
- [63] Uzsoky, M., Solymár, L. Theory of super-directive linear arrays. Acta Physica 6, 185–205 (1956). <https://doi.org/10.1007/BF03157322>
- [64] Hussein Jaafar.Wideband and superdirective small antennas with embedded optimized loads using the characteristic mode theory. Electronics. Université Rennes1, 2018. English.NNT:2018REN1S03

- [65] Jaafar, H., Collardey, S., Sharaiha, A.: ‘Optimized Manipulation of the Network Characteristic Modes for Wideband Small Antenna Matching’*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65, (11), pp. 5757–5767.
- [66] Yee, A., Garbacz, R.: ‘Self- and mutual-admittances of wire antennas in terms of characteristic modes’*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, 21, (6), pp. 868–871.
- [67] Le Fur, G., Lemoine, C., Besnier, P.: ‘Performances of UWB Wheeler Cap and Reverberation Chamber to Carry Out Efficiency Measurements of Narrowband Antennas’*Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2009, 8, pp. 332–335.
- [68] [Online] <https://pdf.directindustry.fr/pdf-en/laird-technologies/yf88008/12624-660088.html>, accessed May 2022
- [69] [Online] Available [https://www.1-com.com/Images/Downloadables/Datasheets/ds\\_HG907P-NF.pdf](https://www.1-com.com/Images/Downloadables/Datasheets/ds_HG907P-NF.pdf), accessed May 2022
- [70] C. Zhang, J. Jin, W. Na, Q.-J. Zhang, and M. Yu, « Multivalued neuralnetwork inverse modeling and applications to microwave filters, »*IEEETrans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 8, pp. 3781–3797, Aug. 2018.
- [71] H. Kabir, Y. Wang, M. Yu, and Q.-J. Zhang, « Neural network inverse modeling and applications to microwave filter design, »*IEEE Trans.Microw. Theory Techn.*, vol. 56, no. 4, pp. 867–879, Apr. 2008.
- [72] H. Acikgoz, B. Jannier, Y. Le Bihan, O. Dubrunfaut, O. Meyer, andL. Pichon, « Direct and inverse modeling of a microwave sensor determining the proportion of fluids in a pipeline, »*IEEE Trans. Magn.*,vol. 45, no. 3, pp. 1510–1513, Mar. 2009.
- [73] T. N. Kapetanakis, I. O. Vardiambasis, M. P. Ioannidou, and A. Maras,« Neural network modeling for the solution of the inverse loop antenna radiation problem, »*IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 11,pp. 6283–6290, Nov. 2018.
- [74] Y. Sharma, H. H. Zhang and H. Xin, « Machine learning techniques for Optimizing design of double T-Shaped monopole antenna, » *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 7, pp. 5658-5663, July 2020.
- [75] A. Gupta, E. A. Karahan, C. Bhat, K. Sengupta and U. K. Khankhoje, « Tandem Neural Network Based Design of Multiband Antennas, » *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 8, pp. 6308-6317, Aug. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3276524.

- [76] J. P. Jacobs, « Accurate Modeling by Convolutional Neural-Network Regression of Resonant Frequencies of Dual-Band Pixelated Microstrip Antenna, » *in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 12, pp. 2417-2421, Dec. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3113389.
- [77] A. Gehani and D. A. Pujara, « Predicting the return loss performance of a hexa-band PIFA using ANFIS, » *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 57, no. 9, pp. 2072–2075, Sep. 2015.
- [78] L. -Y. Xiao, W. Shao, F. -L. Jin, B. -Z. Wang and Q. H. Liu, « Inverse artificial neural network for multiobjective antenna design, » *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 10, pp. 6651-6659, Oct. 2021.
- [79] S. Koziel and A. Bekasiewicz, « Rapid dimension scaling for notchfrequency redesign of UWB band-notch antennas, » *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 30, no. 17, pp. 2280–2292, Nov. 2016.
- [80] Y. Sharma, X. Chen, J. Wu, Q. Zhou, H. H. Zhang and H. Xin, « Machine Learning Methods-Based Modeling and Optimization of 3-D-Printed Dielectrics Around Monopole Antenna, » *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 7, pp. 4997-5006, July 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3153688.
- [81] Y. Xiao, K. W. Leung, K. Lu and C. -S. Leung, « Mode Recognition of Rectangular Dielectric Resonator Antenna Using Artificial Neural Network, » *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 7, pp. 5209-5216, July 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3146860.
- [82] S. Koziel, A. Bekasiewicz, and L. Leifsson, « Rapid EM-driven antenna dimension scaling through inverse modeling, » *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 714–717, Mar. 2016.
- [83] M. N. Qureshi, M. K. Shahid, M. I. Tiwana, M. Haddad, I. Ahmed and T. Faisal, « Neural Networks for Energy-Efficient Self Optimization of eNodeB Antenna Tilt in 5G Mobile Network Environments, » *in IEEE Access*, vol. 10, pp. 61678-61694, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3181595.
- [84] Z. Ž. Stanković, D. I. Olćan, N. S. Dončov and B. M. Kolundžija, « Consensus Deep Neural Networks for Antenna Design and Optimization, » *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 7, pp. 5015-5023, July 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3138220.
- [85] S. Mishra, R. N. Yadav, and R. P. Singh, « Directivity estimations for short dipole antenna arrays using radial basis function neural networks, » *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1219–1222, Feb. 2015.

- [86] G. Gosal, E. Almajali, D. McNamara, and M. Yagoub, « Transmit array antenna design using forward and inverse neural network modeling, » *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1483–1486, May 2016.
- [87] L. Yuan, X.-S. Yang, C. Wang, and B.-Z. Wang, « Multibranch artificial neural network modeling for inverse estimation of antenna array directivity, » *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 6, pp. 4417–4427, Jun. 2020
- [88] C. Cui, W. T. Li, X. T. Ye, P. Rocca, Y. Q. Hei and X. W. Shi, « An Effective Artificial Neural Network-Based Method for Linear Array Beampattern Synthesis, » in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 10, pp. 6431–6443, Oct. 2021,
- [89] Y. Gong, S. Xiao and B. -Z. Wang, « An ANN-Based Synthesis Method for Nonuniform Linear Arrays Including Mutual Coupling Effects, » in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 144015–144026, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3013880.
- [90] Y. Jiao, Q. Zhu, R. Ni and Q. S. Cheng, « A Multisurrogate-Assisted Optimization Framework for SSPP-Based mmWave Array Antenna, » in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 4, pp. 2938–2945, April 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3240239.
- [91] M. Montaser and K. R. Mahmoud, « Deep Learning Based Antenna Design and Beam-Steering Capabilities for Millimeter-Wave Applications, » in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 145583–145591, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3123219.
- [92] P. BOURRET, J. REGGIA, M. SAMUELIDES, “Réseaux de neuronaux une approche connexionniste de l’intelligence artificielle ”, Ouvrage de l’édition TEKNEA, 1991
- [93] MATLAB Deep Learning: With Machine Learning, Neural Networks and Artificial Intelligence Phil Kim, National Rehabilitation Research Institute of Korea Apress, 2017 ISBN: 978-1-4842-2844-9; Language: English
- [94] <https://fr.wikipedia.org/wiki/FonctionSoftmax>
- [95] <https://amantyatech.medium.com/importance-of-sub-6-5g-bands-how-they-help-in-4g-5g-interworking-520c66590762>
- [96] <https://www.nokia.com/fastmile/>
- [97] Huawei B618 Datasheet
- [98] Kokkinos, T., Feresidis, A.P.: ‘Electrically Small Superdirective Endfire Arrays of Metamaterial-Inspired Low-Profile Monopoles’ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11, pp. 568–571



[99] <https://amantyatech.medium.com/importance-of-sub-6-5g-bands-how-they-help-in-4g-5g-interworking-520c66590762>