



HAL
open science

Réseaux d'antennes miniatures super-directifs reconfigurables basses fréquences pour l'IoT

Sana Souai

► **To cite this version:**

Sana Souai. Réseaux d'antennes miniatures super-directifs reconfigurables basses fréquences pour l'IoT. Electronique. Université Côte d'Azur; Université Tunis El Manar (Tunisie), 2020. Français. NNT: . tel-03324888v2

HAL Id: tel-03324888

<https://hal.science/tel-03324888v2>

Submitted on 13 Apr 2021 (v2), last revised 24 Aug 2021 (v3)

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

Réseaux d'antennes miniatures super- directifs reconfigurables basses fréquences pour l'IoT

Sana Souai

LEAT & Sys'COM

**Présentée en vue de l'obtention du grade de
docteur en Electronique &
Télécommunications
D'Université Côte d'Azur
et de l'université Tunis ELMANAR**

Dirigée par : Pr. Jean –marc Ribero / Pr .Aguili
Touifik

Soutenu le : 07/04/2021

Devant le jury, composé de :

Mr. Fethi Choubani : Président

Ecole supérieur de télécommunication (Tunisie)

Mr. Rabah Attia : Examineur

Professeur, Université de Tunis

EIMANAR(Tunisie)

Mr. Mohamed Himdi : Rapporteur

Professeur, Université de Rennes 1.(France)

Mr. Khaled Nouri : Rapporteur

Professeur, Université de Carthage. (Tunisie)

Abstract

The Internet of Things (IoT) refers to any system where objects are connected to the Internet; it incorporates network connectivity architecture, advanced sensors and devices. According to recent research, about 30 billion objects are now collecting data and performing all sorts of tasks.

The aim of this thesis is the development in a small space of a low frequency miniature and super-directive antenna array. Coupling will be taken into account in this work and the optimal weightings necessary to maximize directivity will be determined. Prototypes will also be produced to validate the simulation results. The study and 3D electromagnetic simulation of the antennas will be carried out mainly with commercial software (HFSS, CST, etc).

In our first study, a switchable beam and super-directive Electrically Small Antenna (ESA) dipole deployed at an IoT network gateway at 868 MHz was presented. Reconfigurability is achieved using PIN diodes to reduce the back radiation and to steer the beam to the desired direction. The proposed structure generates a high directivity of 6.8 dBi in simulation and 6.7 dBi in measurement at 868 MHz for each beam in the azimuth plane.

In the second study, we thought about improving the antenna gain previously presented. Getting inspired by the Yagi antenna structure, we added four directors to each element to enhance the directivity and to steer the main beam in two different directions. A simulated directivity of 8.5 dBi in simulation and 8.4 dBi in measurement at 868 MHz for both directions.

To maintain low-side lobes, we propose the use of a Non-Foster circuit to convert positive impedance into negative impedance, as a load for the parasitic element to take into account the resistive part of the load and thus maximize the gain of the array. The other advantage with this kind of circuit is that it facilitates reconfigurability in several directions by just varying the load impedance to be converted.

Keywords— miniature antennas, super-directivity, Reconfigurable antennas, Non Foster elements .

Résumé

L'Internet des objets (IoT) fait référence à tout système où les objets sont connectés à Internet. Des recherches récentes prédisent environ 30 milliards d'appareils connectés et capteurs.

Le but de cette thèse est le développement dans un espace réduit, d'un réseau d'antennes miniatures basse fréquence, en vue d'atteindre une super directivité et reconfigurable pour une communication longue portée et dans des zones difficiles d'accès. Le couplage sera pris en compte dans cette thèse et les pondérations optimales nécessaires pour maximiser la directivité seront déterminées. Des prototypes seront également produits pour valider les résultats de la simulation. L'étude et la simulation électromagnétique 3D des antennes seront réalisées principalement avec des logiciels commerciaux (HFSS, CST, etc).

Dans notre première étude, un réseau parasite d'antennes formé de deux éléments électriquement petits pour les passerelles Internet de l'objet, déployé à la fréquence 868 MHz, a été présenté qui est capable de commuter son faisceau suivant deux directions différentes. La reconfigurabilité est obtenue à l'aide des diodes PIN pour réduire le rayonnement arrière et diriger le faisceau dans la direction souhaitée. La structure proposée génère une directivité élevée de 6,8 dBi en simulation et 6,7 dBi en mesure à 868 MHz pour chaque direction dans le plan azimutal.

Dans la seconde étude, nous avons tenté d'améliorer le gain de l'antenne présentée précédemment. En nous inspirant de la structure de l'antenne Yagi, nous avons pensé à ajouter quatre directeurs de chaque côté pour améliorer la directivité et orienter le lobe principal dans deux directions différentes. La directivité simulée est d'environ 8,5 dBi en simulation et de 8,4 dBi en mesure à 868 MHz dans deux directions différentes dans le plan azimutal.

En vue de réduire le rayonnement arrière, le potentiel de l'électronique active a été exploité. Nous proposons l'utilisation d'un circuit Non-Foster pour convertir une impédance positive en impédance négative, comme charge à appliquer sur l'élément parasite. La partie résistive de la charge a été prise en considération pour maximiser le gain total du réseau. L'autre avantage de ce type de circuit est qu'il facilite la reconfigurabilité dans plusieurs directions en faisant simplement varier l'impédance de charge à convertir.

Mots-clés : antennes miniatures, super-directivité, antennes reconfigurables, éléments Non Foster.

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué au sein du Laboratoire système de communications, unité de l'université de Tunis ELMANAR et le laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT), unité mixte de l'Université Côte d'Azur (UCA) et du CNRS.

Il n'aurait jamais pu être accompli sans l'aide de beaucoup de personnes que j'aimerais tant remercier : Tout d'abord il est très important de remercier les personnes qui ont accepté en 2016 ma candidature en doctorat et qui m'ont accueilli au sein du LEAT et Sys'com , M.Jean marc RIBERO, Professeur à l'Université Côte d'Azur, directeur du LEAT, et Mr Taouifik AGUILI, professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis .Vous m'avez permis d'effectuer cette thèse, et vous m'avez toujours fait confiance, je vous remercie donc pour votre aide, votre gentillesse, votre disponibilité, vos conseils, et pour les connaissances scientifiques que vous m'avez apportées. Je vous remercie aussi pour votre soutien continu à la fois au niveau scientifique et au niveau moral.

J'adresse ma gratitude et reconnaissance à M. Aliou Diallo, Professeur à l'Université Côte d'Azur d'avoir assuré également l'encadrement de cette thèse.

Merci à toutes les personnes que j'ai connues durant mon travail au LEAT et Sys'com. Merci pour toutes les discussions, les blagues, les événements qu'on a faits ensemble. Cela me permet de garder de beaux souvenirs sur cette période de ma vie.

Je voudrais remercier mes parents, ma sœur, mon frère, toute ma famille et tous mes chers amis pour leurs encouragements, leurs soutiens pendant mes trois années de thèse.

Enfin, je voudrais exprimer ma gratitude au gouvernement Tunisien pour l'aide financière qui m'a été accordé durant ces trois ans de thèse et qui m'a bien permis de réussir ces travaux.

Table des matières

Introduction	10
CHAPITRE I.....	15
Les antennes miniatures super-directives.....	15
Introduction	16
I.1 Généralités sur les antennes.....	16
I.1.1 Notion d'une liaison RF	16
I.1.2 Notions générales d'une antenne.....	16
I.1.3 Principaux paramètres d'une antenne	17
I.2 Définition d'une antenne miniature.....	22
I.3 Techniques de miniaturisation des antennes	23
I.3.1 Insertion des encoches ou des fentes.....	23
I.3.2 Repliements.....	24
I.3.3 Modification de la forme de l'élément rayonnant.....	24
I.3.4 Miniaturisation à l'aide de métamatériaux.....	25
I.4 Limites fondamentales des antennes miniatures	30
I.4.1 Facteur de qualité	30
I.4.2 Efficacité de rayonnement.....	31
I.4.3 Notion de la super-directivité des antennes miniatures.....	31
I.5 Algorithme d'optimisation de la directivité des antennes miniatures	39
Conclusion.....	40
CHAPITRE II.....	45
Conception d'un réseau d'antennes miniatures super-directives reconfigurables pour l'IoT....	45
Introduction	46
II.1 Les antennes reconfigurables.....	46
II.1.1 Définitions et notions	46
II.1.2 Intérêts et applications des antennes reconfigurables	51
II.1.3 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables.....	52
II.2 Conception et réalisation d'un réseau d'antennes miniatures super-directives reconfigurables en diagrammes de rayonnement	53
II.2.1 Méthodologie de conception	53
II.2.2 Méthodologie de conception de l'antenne reconfigurable	62
II.2.3 Simulation et validation des résultats.....	65

II.3	Amélioration proposée	71
II.3.1	Structure proposée.....	71
	Conclusion.....	76
CHAPITRE III :	80
Conception d'une ANTENNE YAGI reconfigurable en diagramme de rayonnement.....		80
Introduction		81
III.1	Généralités sur les antennes Yagi	81
III.2	Méthodologie de conception.....	85
III.3	Géométrie finale de l'antenne	88
III.4	Simulations et résultats	91
	Conclusion.....	95
CHAPITRE IV		97
Conception d'un réseau d'antennes super-directif associées à des éléments non- foster		97
Introduction		98
IV.1	Les circuits NIC	98
IV.1.1	Théorème de Foster	98
IV.1.2	Avantages des circuits NIC	101
IV.2	Optimisation de la directivité d'un réseau de deux antennes.....	105
IV.2.1	Méthodologie de conception	105
IV.2.2	Amélioration de directivité.....	106
IV.3	Mise en place d'un circuit NIC	108
IV.4	Réalisation du prototype et validation de résultats de simulations.	111
	Conclusion.....	114
CONCLUSION GENERALE		117
PUBLICATIONS		119

Liste des figures

<i>Figure I.1: Une sphère de chu englobant une antenne électriquement petite.</i>	22
<i>Figure I.2 : Géométrie d'une antenne imprimée à fentes et son effet sur les courants surfaciques.</i>	23
<i>Figure I.3 : Exemple d'une antenne repliée en forme de papillon</i>	24
<i>Figure I.4 : Monopoles à géométrie fractale de Koch</i>	25
<i>Figure I.5 : Géométrie de l'antenne méandre dans [9]</i>	25
<i>Figure I.6 : Géométrie de l'antenne micro-ruban chargée par CSRR</i>	26
<i>Figure I.7 : surfaces à haute impédance</i>	27
<i>Figure I.8 : modèle de circuit LC équivalent</i>	27
<i>Figure I.9 . Principe des antennes composites. a) Propagation main droite, b) Propagation main gauche</i>	28
<i>Figure I.10 : antenne basée sur le concept de « Composite Right-/Left-Handed Transmission Line « CRLH »</i>	29
<i>Figure I.11 : Les interférences constructives et les interférences destructives dans le cas d'un PEC</i>	33
<i>Figure I.12 : Une antenne électriquement petite associée à un plan réflecteur de type méta-matériaux</i>	34
<i>Figure I.13 : Principe de source de Huygens</i>	34
<i>Figure I.14 : Configuration d'une antenne électriquement petite utilisant la source de Huygens</i>	35
<i>Figure I.15 : Directivité d'une antenne de Beverage chargée par une résistance</i>	35
<i>Figure I.16 : variété des antennes boucles électriquement petites chargées par des résistances.</i>	36
<i>Figure I.17 : Implémentation du réseau découplé et réalisation associée</i>	37
<i>Figure I.18 : Comparaison de la directivité de deux réseaux d'antennes électriquement petites lorsque tous les éléments sont excités et dans le mode parasite (un élément excité et un élément court-circuité).</i>	37
<i>Figure I.19 : Courbe de directivité en fonction de l'espacement</i>	38
<i>Figure I.20 : Réseau d'antennes parasites proposé dans [29]. (a) géométrie et dimensions, (b) directivité simulée</i>	38
<i>Figure I.21 : Géométrie et dimensions d'un réseau parasite de deux éléments montés sur un PCB.</i>	39
<i>Figure I.22 Processus d'optimisation de la directivité d'un réseau d'antenne</i>	40
<i>Figure II.1 : L'antenne proposée par Harrington</i>	48
<i>Figure II.2 : Géométrie et dimensions de l'antenne proposée dans [7]</i>	48
<i>Figure II.3 : Une antenne reconfigurable en digramme de rayonnement basée sur des MEMS RF. (a) Géométrie et dimensions, (b) diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure pour les différents états de deux commutateurs.</i>	49
<i>Figure II.4 : Géométrie et dimensions de l'antenne proposée dans [9].</i>	50
<i>Figure II.5 : Antenne proposée dans [10].</i>	50
<i>Figure II.6 : Géométrie du réseau d'antenne présentée dans [11].</i>	51
<i>Figure II.7 : Géométrie de l'antenne proposée</i>	54
<i>Figure II.8 : Directivité 2D totale simulée du réseau d'antennes proposé à 868 MHz dans le plan d'azimut lorsque les deux dipôles sont excités de façon alternative.</i>	55

Figure II.9 : Interface de modification de coefficients d'excitation d'un réseau d'antennes sur HFSS.....	57
Figure II.10 : Diagramme de rayonnement 3D simulé à la fréquence 868 MHz lorsque le dipôle 1 est excité par P1 (1W, 0°) et le dipôle 2 est excité par P2 (0.85W, 65°).	57
Figure II.11 : Coefficient de réflexion simulé lorsque l'élément parasite est chargé avec la charge ZL.	58
Figure II.12: Efficacité de rayonnement simulée lorsque l'élément parasite est chargé avec la charge ZL.	59
Figure II.13 : Géométrie de l'antenne proposée avec l'ajout de deux stubs	59
Figure II.14 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée.	60
Figure II.15 : Efficacité de rayonnement simulée de la structure proposée.	60
Figure II.16 : Photo du prototype de l'antenne proposée.....	61
Figure II.17 : Coefficient de réflexion mesuré pour ZL = 33 nH	61
Figure II.18 : Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan d'azimut à 868 MHz en excitant le dipôle parasite par les coefficients d'excitations calculés	62
Figure II.19 : Circuit équivalent de la diode PIN BAR64-04W.....	63
Figure II. 20 : Géométrie de l'antenne reconfigurable proposée.....	64
Figure II.21 : Diagramme de rayonnement simulé dans le plan d'azimut à 868 MHz.....	66
Figure II.22 : Diagramme de rayonnement 2D simulé dans le plan d'azimut à 868 MHz lorsque l'antenne parasite est chargée par L = 33nH en série avec et sans résistance positive 68 Ω... 66	66
Figure II.23 : Diagramme de rayonnement 2D simulé dans le plan d'azimut à 868 MHz lorsque l'antenne parasite est chargée par C = 5,6pF en série avec et sans résistance négative -5 Ω. 67	67
Figure II.24:Gain de crête réalisé lorsque l'antenne parasite est chargée par une inductance L=33nH.....	68
Figure II.25 : Gain de crête réalisé lorsque l'antenne parasite est chargée par une capacité C=5,6 pF.....	68
Figure II.26 : Photo du prototype de l'antenne proposée.....	69
Figure II.27 : Coefficient de réflexion mesuré pour ZL = 5,6pF.....	69
Figure II.28 : Efficacité totale mesurée pour ZL = 5,6pF.	70
Figure II.29 : Directivité totale 2D mesurée et simulée à 868 MHz du réseau à deux éléments.	71
Figure II.30 : Géométrie de l'antenne après l'amélioration proposée.....	72
Figure II.32 : Résultats de simulation des paramètres S11	74
Figure II.33:Résultats de simulation de coefficient de réflexion S11	75
Figure II.34:Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence 868 MHz pour les quatre modes	76
Figure III.1 : Configuration générale d'une antenne Yagi.....	82
Figure III.2 : Réseau d'antennes miniatures à trois éléments stochastiques Yagi-Uda. [8]	83
Figure III.3 : Géométrie de l'antenne proposée dans [9]	83
Figure III.4 : Réseau de deux monopoles Yagi [11].	84
Figure III.5 : Configuration de l'antenne proposée dans [12].	84
Figure III.6 : Structure d'une antenne Yagi simple et le diagramme de rayonnement obtenu en simulation	85
Figure III.7 : Diagrammes de rayonnement 2D pour des différents nombres de directeurs. ...	87
Figure III.8 : Structure de l'antenne Yagi modifiée	88
Figure III.9 : Diagrammes de rayonnement simulés pour $\varphi = 0^\circ$ à 868 MHz lorsque les deux dipôles sont excités avec les coefficients d'excitation calculés.....	89
Figure III.10 : Géométrie de l'antenne proposée	90
Figure III.11 : Résultat de coefficient de réflexion en simulation de l'antenne proposée	91

<i>Figure III.12 : Diagrammes de rayonnement à directivité totale simulés en 2D du réseau à deux éléments dans le plan E à 868 MHz.</i>	92
<i>Figure III.13 : Gain de crête obtenu en simulation de l'antenne proposée :</i>	92
<i>Figure III.14 : Structure proposée et les résultats de coefficient de réflexion en mesure</i>	93
<i>Figure III.15 : Diagrammes de rayonnement en mesure et en simulations à la fréquence 868 MHz.</i>	94
<i>Figure III.16 : Efficacité mesurée de l'antenne proposée</i>	94
<i>Figure IV.1 : Principe des composants Foster et non-Foster</i>	99
<i>Figure IV.2 : Adaptation d'impédance avec les éléments non Foster</i>	99
<i>Figure IV.3 : Illustration du montage NIC</i>	100
<i>Figure IV.4 : Circuit NIC équilibré de Linvill. (a) circuit ouvert stable, (b) court-circuit stable</i>	100
<i>Figure IV.5 : Circuit NIC non équilibré de Linvill. (a)circuit ouvert stable, (b) court-circuit stable</i>	101
<i>Figure IV.6 : Amélioration du SNR présentée par Sussman-Fort avec des éléments non-Foster.</i>	102
<i>Figure IV.7 : Les résultats obtenus par Yifeng et al. [4].</i>	102
<i>Figure IV.8 : Les performances de l'antenne présentées dans [5].</i>	103
<i>Figure IV.9 : L'antenne proposée dans [6].</i>	104
<i>Figure IV.10 : L'antenne présentée dans [7].</i>	104
<i>Figure IV.11 : La structure de l'antenne proposée</i>	105
<i>Figure IV.12 : Exemple de fichier E_theta importé du logiciel HFSS</i>	106
<i>Figure IV.13 : Interface de modification de coefficients d'excitation de deux antennes sur HFSS</i>	107
<i>Figure IV.14 : Diagrammes de rayonnement 2D en simulation pour $\varphi = 0^\circ$ à 868 MHz lorsque les deux dipôles sont excités avec les coefficients de pondération calculés.</i>	107
<i>Figure IV.15 : Architecture proposée du circuit NIC</i>	109
<i>Figure IV.16 : L'impédance ($R=-11 \Omega$ en parallèle avec $C= 8.2\text{pF}$) synthétisée à la sortie du circuit NIC proposé</i>	110
<i>Figure IV.17 : L'impédance ($R=-11 \Omega$ en parallèle avec $C= -8.2\text{pF}$) synthétisée à la sortie du circuit NIC proposé</i>	110
<i>Figure IV.18 : Diagrammes de rayonnement 2D en simulation pour $\varphi = 0^\circ$ lorsque les deux dipôles sont excités avec les coefficients de pondération calculés et lorsque le dipôle 1 est excité par P1 et le dipôle 2 chargé par ZL (-11Ω en série avec $8,2 \text{ pF}$)</i>	111
<i>Figure IV.19 : La configuration PCB du circuit NIC proposé</i>	112
<i>Figure IV. 20 : photo du circuit NIC fabriqué</i>	112
<i>Figure IV.21 : Photo du prototype réalisé de l'antenne proposée</i>	112
<i>Figure IV.22 : Diagramme de rayonnement 2D mesuré à 868 MHz pour $\varphi = 0$ dans le plan E.</i>	113
<i>Figure IV.23 : Perte de retour simulée et mesurée de l'antenne réseau super-directive.</i>	114
<i>Figure IV.24 : Efficacité mesurée de l'antenne proposée</i>	114

Liste des tableaux

<i>Tableau II.1 : Dimensions de l'antenne proposée</i>	<i>54</i>
<i>Tableau II.2 : Valeurs des paramètres du circuit équivalent de la diode PIN BAR64-04W à 1 GHz.....</i>	<i>64</i>
<i>Tableau II.3 : Paramètres géométriques de l'antenne.....</i>	<i>72</i>
<i>Tableau II.4 : État des diodes PIN et différents modes.....</i>	<i>75</i>
<i>Tableau III.5 : Comparaison de la directivité de l'antenne pour différents nombres de directeurs.</i>	<i>87</i>

INTRODUCTION

Le progrès dans le monde des systèmes embarqués a favorisé l'apparition d'objets dits « intelligents » (Smart Object en anglais) ou encore « connectés ». L'Internet des objets connectés est un « réseau de réseaux » qui permet via des systèmes d'identification électronique normalisés et sans fil, d'identifier et de communiquer numériquement avec des objets physiques afin de pouvoir mesurer et échanger des données entre les mondes physiques et virtuels.

Les objets connectés intègrent, dans un contexte de faible consommation énergétique, un microcontrôleur permettant de piloter un capteur et/ou un actionneur allié à une capacité de communication. Les objets intelligents offrent à leurs usagers l'exploitation de scénarios intéressants induisant principalement deux classes d'interactions : d'une part, capturer et remonter vers le réseau la valeur courante d'une information spécifique à leur environnement immédiat (objet en tant que capteur) et, d'autre part, recevoir du réseau une commande dont l'exécution peut avoir un effet de bord sur leur environnement direct (objet en tant qu'actuateur).

Une maison intelligente, avec un thermostat que vous pouvez régler depuis votre téléphone (intelligent lui aussi), un réfrigérateur qui vous donne la liste de courses à faire au supermarché et même un tapis de yoga qui vous dit, à l'aide de capteurs, comment corriger votre posture tout cela possible grâce à ce qu'on appelle l'Internet des Objets, ou IoT en anglais, pour Internet of Things. Avec 20 milliards d'objets connectés en 2020, l'Internet des Objets (IoT) permet de conceptualiser ce nouvel environnement reposant sur les réseaux traditionnels, auxquels sont connectés les objets en tant que composantes particulières du monde réel ayant des contraintes fortes en matière de ressources (mémoire, capacité de traitement, énergie) et disposant de méthodes multiples de communication sans fil.

De nombreux objets connectés ne sont pas continuellement alimentés en énergie et nécessitent par conséquent d'être connectés en énergie. Par exemple, les montres ou les bracelets connectés disposent d'une batterie dont l'autonomie limite souvent la pénétration de ces objets au sein du grand public. L'action de recevoir et transmettre des données doit donc consommer le moins d'énergie possible.

En comparaison avec les Smartphones, les objets connectés nécessitent de transmettre un débit de données bien inférieur. De simples capteurs vont transmettre quelques bits pour chaque transmission sur l'état de leurs mesures tandis que des objets connectés plus complexes peuvent être amenés à transmettre un flux d'information relatif à leur état et à leurs mesures plus conséquentes sans toutefois nécessiter les débits des Smartphones adaptés aux vidéos et au flux internet.

Ainsi la communication IoT peut se faire de 3 façons :

- Par communication courte portée (tapis yoga connecté) : L'échange de données se fait par contact physique entre l'émetteur et le récepteur (par exemple grâce à un port Ethernet ou à un port USB), par la technologie NFC (Near Field communication) ou RFID.
- Par communication moyenne portée (maison connectée) : pour connecter les objets à l'Internet dans le cas d'une distance de communication modérée, une solution consiste à utiliser un Hub qui fera office d'interface entre l'internet virtuel et vos objets connectés. Les objets communiqueront au Hub (lui-même directement connecté à Internet) via les technologies Bluetooth, WI-FI, Zigbee, Z_wave. Cette solution est adaptée pour les objets destinés à rester proche du Smartphone (faisant alors office de Hub) ou dans la maison connectée (Un box domotique ou Internet pouvant alors faire office de Hub).
- Par communication longue portée (voitures connectés, surveillance médicale à distance, etc) : Dans le cas d'objets qui ont besoin de pouvoir communiquer sur de longue distance, ou de zones difficilement accessibles, la solution de la communication courte portée et la solution de la communication par Hub sont inefficaces. Il est donc nécessaire dans ce cas de s'appuyer sur un réseau qui permet une connexion en tout lieu couvert par les antennes. Les objets connectés peuvent s'appuyer sur les réseaux cellulaires couverts par les opérateurs de téléphonie (2G ,3G ,4G, LTE) pour transmettre leurs données mais ils sont conçus pour de très haut débit et consomment en contrepartie beaucoup d'énergie.

Les objets connectés peuvent également s'appuyer sur des réseaux longue portée, qui ont la particularité de se baser sur une transmission basse fréquence, basse consommation d'énergie mais bas débit.

Une des caractéristiques importantes des réseaux des objets connectés est le caractère bidirectionnel de la communication. L'aspect bidirectionnel indique que l'objet peut communiquer ses informations vers le Cloud et que le Cloud peut communiquer à l'objet. Les solutions choisies par Sigfox et LoRa ne permettent pas une communication bidirectionnelle simultanée. En effet, les réseaux opérant dans la bande ISM 868 MHz (Sigfox, LoRa) disposent de bandes de fréquences d'émission et de réception trop proches pour être utilisées en simultanée. Les deux solutions précédentes doivent donc utiliser successivement les deux sens de communication et non parallèlement. Cette solution est très contraignante car elle oblige une antenne à couper la réception des messages de données de tous les objets connectés qui l'entourent lorsqu'elle veut émettre un message pour un objet.

Une alternative consiste donc à densifier le réseau d'antennes pour pouvoir s'autoriser à en couper certaines lors de l'émission de messages.

Le but de cette thèse est le développement dans un espace réduit, d'un réseau parasite d'antennes miniatures, basse fréquence, dans le but d'atteindre la super directivité et reconfigurable pour une communication longue portée et dans des zones difficilement accessibles. Le couplage sera pris en compte dans cette tâche et on déterminera les pondérations optimales nécessaires pour maximiser la directivité. Des prototypes seront également réalisés pour valider des résultats de simulations. L'étude et la simulation électromagnétique 3D des antennes seront effectués principalement avec des logiciels commerciaux (HFSS, CST, etc).

La première démarche aura pour objectif de dresser un état de l'art sur les antennes en général. Ensuite nous présentons la notion d'antennes miniatures ou appelées aussi antennes électriquement petites.

Avec le développement des petits objets communiquant, beaucoup de méthodes de miniaturisation ont vu le jour. Les techniques de miniaturisation ainsi que les techniques permettant d'augmenter la directivité des antennes miniatures sont analysées en termes de potentiel de super directivité et de miniaturisation d'antennes en envisageant la limite de super-directivité. Dans ce même chapitre, nous étudions les limites fondamentales des antennes miniatures liées à leurs dimensions physiques.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la conception d'un réseau d'antennes parasites miniatures et super-directives en évoquant un processus de recherche de coefficients d'excitations optimaux qui permettent l'amélioration du gain et de la directivité dans une direction désirée en respectant la limite de super-directivité. Ensuite, nous avons étudié la capacité de ce réseau d'antennes miniatures à être reconfigurable en diagramme de rayonnement en se basant sur l'utilisation des composants électroniques actifs pour assurer l'aspect bidirectionnel. Une amélioration de cette antenne est proposée pour former quatre faisceaux directifs servant à couvrir tout le plan azimutal.

Dans le troisième chapitre, nous nous concentrons sur l'amélioration de gain et de la directivité de l'antenne présentée dans le deuxième chapitre. Nous proposons la conception d'une antenne dont la structure est inspirée de la technologie Yagi, c'est-à-dire un élément radiateur associé à des réflecteurs et des directeurs. Nous avons également étudié la capacité de ce réseau à être reconfigurable en diagramme de rayonnement avec un gain élevé.

Le quatrième chapitre de ce travail de recherche propose un état de l'art sur les éléments Non-Foster. La théorie des éléments Non-Foster et les définitions essentielles à la compréhension de leur comportement seront exposées. Les différents circuits permettant de réaliser ce type de comportement, certaines propriétés particulières de ces circuits sont analysées. Une architecture particulière dite de Linvill est retenue pour la réalisation des impédances Non-Foster nécessaires pour obtenir des réseaux d'antennes super directifs large-bande. Quelques applications des éléments Non-Foster sont traitées à travers des exemples de la littérature.

L'optimisation de deux réseaux d'antennes à éléments parasites est étudiée en simulation électromagnétique afin de déterminer les conditions d'établissement de la super directivité large-bande pour ces antennes à travers un algorithme d'optimisation de coefficient d'excitation. Des impédances pour charger ces réseaux d'antennes, présentant des propriétés d'impédances particulières sont déterminées pour servir notre objectif. Le potentiel de l'électronique active pour réaliser ce type d'impédances apparaît à travers ces études et nous proposons la conception d'un réseau d'antennes associé à des éléments non Foster en vue de maximiser la directivité de l'antenne ainsi que réduire le rayonnement arrière.

CHAPITRE I

LES ANTENNES MINIATURES SUPER-

DIRECTIVES

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les définitions ainsi que les notions fondamentales de quelques paramètres dans le domaine des antennes. Les travaux réalisés durant cette thèse seront ensuite détaillés dans les prochains chapitres. Il est donc impératif de revoir ces définitions pour comprendre les travaux effectués. Pour cela, nous commençons par rappeler le concept des antennes miniatures et les différentes techniques permettant de réduire la taille des antennes. Nous présentons ensuite les limites des antennes miniatures liées à leurs dimensions physiques en termes de facteur de qualité, la bande passante, l'encombrement et le gain de l'antenne.

I.1 Généralités sur les antennes

I.1.1 Notion d'une liaison RF

Une liaison radioélectrique est un canal de transmission entre un émetteur et un récepteur, dont le support de transmission est assuré par des ondes électromagnétiques avec une fréquence comprise entre 1 MHz et 300 GHz.

Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif.

Comme tous les canaux de communication, il est soumis aux problèmes posés par le bruit et les perturbations, qui vont limiter les performances du système de transmission. Ils sont aussi dépendants des propriétés de l'antenne qui va donner naissance à l'onde électromagnétique et à l'environnement autour de l'antenne qui va influencer sur la propagation des ondes électromagnétiques.

I.1.2 Notions générales d'une antenne

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique (ou inversement).

Une antenne d'émission est un dispositif qui permet de convertir un signal électrique localisé dans un circuit en une onde électromagnétique qui sera rayonnée dans l'espace environnant (où cette énergie va se propager).

Une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur. A la réception une antenne est soumise aux champs électromagnétiques ambiants, elle peut les détecter en étant le siège de courants induits. L'antenne d'émission reçoit le signal électrique de l'émetteur et produit l'onde électromagnétique, cette OEM se propage dans l'espace autour de l'antenne d'émission en fonction du type et de la forme d'antenne utilisée, certaines directions de propagation peuvent être privilégiées. La puissance produite par l'émetteur et appliquée à l'antenne se disperse dans l'espace.

L'antenne de réception capte une faible partie de cette puissance et la transforme en signal électrique, ce signal électrique est appliqué à l'entrée du récepteur qui en extrait l'information transmise.

I.1.3 Principaux paramètres d'une antenne

Les antennes se caractérisent par quelques paramètres importants. Ces derniers permettent non seulement de définir une antenne et ses propriétés et de décrire ses performances mais aussi de comparer les structures entre elles, les simulations et les mesures sur prototypes. D'où l'importance de définir ces divers paramètres.

a. Densité de rayonnement

L'antenne la plus simple est l'antenne isotrope, qui n'existe pas réellement, mais constitue un excellent modèle théorique.

Les antennes sont évaluées par rapport aux antennes isotropes ou dipôles. Une antenne isotrope est une antenne théorique avec un diagramme de rayonnement en trois dimensions uniformes, en d'autres termes, une antenne isotrope théorique a une largeur de faisceau vertical et horizontal parfait de 360 degrés ou un diagramme de rayonnement sphérique. C'est une antenne idéale qui rayonne dans toutes les directions et qui a un gain de 1 (0 dB), c.-à-d. zéro gain et zéro perte. Elle est utilisée pour comparer le niveau de puissance d'une antenne donnée à celui de l'antenne isotrope théorique. L'antenne avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel fournit un diagramme de rayonnement horizontal de 360 degrés. Celle-ci est utilisée quand la couverture est requise dans toutes les directions.

Lorsque la puissance d'émetteur P_s parfaitement adaptée est appliquée sur lui, puis à une distance r cela donne ce qu'on appelle la densité de rayonnement :

$$S = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad \text{I.1}$$

La densité de rayonnement (souvent également appelée densité de puissance) peut également être déterminée en champ lointain comme le produit de l'intensité du champ électrique et magnétique :

$$S = E \cdot H \quad \text{I.2}$$

b. Diagramme de rayonnement

Le comportement de rayonnement tridimensionnel des antennes est décrit par leur diagramme de rayonnement (normalement en champ lointain). Comme expliqué précédemment, seul un radiateur isotrope présente le même rayonnement dans toutes les directions spatiales, mais ce radiateur ne peut pas être mis en œuvre pour toute polarisation spécifiée et convient donc principalement comme modèle et norme de comparaison. Les dipôles et monopôles possèdent une directivité.

Bien que le diagramme de rayonnement soit défini en trois dimensions, son comportement peut être généralement décrit avec deux diagrammes planaires.

Le motif horizontal montre l'intensité du champ en fonction de l'angle azimutal ϕ avec un ϑ fixe (généralement $\vartheta = 90^\circ$).

Le motif vertical montre l'intensité du champ en fonction de ϑ pour un angle fixe ϕ (généralement $\phi = \pm 90^\circ$ ou $0^\circ / 180^\circ$).

Dans la littérature ou les fiches techniques, les termes modèles azimutaux ou modèles d'élévation sont également fréquemment utilisés. Le terme azimut décrit la référence à "l'horizon" ou "l'horizontal" alors que le terme élévation décrit la référence à "la verticale".

Ces deux termes sont utilisés pour décrire les diagrammes de rayonnement d'antenne, ils supposent que pendant la mesure, l'antenne est montée dans l'orientation dans laquelle elle sera normalement utilisée.

Une autre désignation commune pour les deux principaux plans est le modèle de plan E et modèle du plan H. Ils dépendent directement de l'orientation de l'antenne radiateur. Par conséquent, ils ne dépendent pas de l'orientation du montage de l'antenne.

À partir du diagramme de rayonnement, les paramètres supplémentaires suivants peuvent être déduits :

- La suppression du lobe latéral (ou niveau du lobe latéral) : est une mesure de la relation entre le lobe principal et le lobe latéral le plus élevé.

- L'ouverture du faisceau à demi-puissance (HPBW) : est l'angle entre l'axe d'émission maximal du faisceau et celui où le signal diminue de moitié en puissance (-3dB), généralement défini pour les deux plans principaux.
- Le rapport avant / arrière : spécifie le niveau de rayonnement de l'arrière d'une antenne directionnelle. C'est le rapport entre le gain de crête dans le sens direct et le gain dans le sens inverse (180 °). Il est généralement exprimé en dB.

c. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne notée Z_A est définie comme l'impédance présentée par une antenne à ses bornes, comme le rapport entre la tension et le courant, ou encore comme le rapport entre les composantes électriques et magnétiques du champ aux accès de l'antenne.

Cette impédance se présente sous une forme complexe composée d'une partie réelle R_A et d'une partie imaginaire X_A :

$$Z_A = R_A + j X_A \quad \text{I.3}$$

En général la partie réelle R_A est considérée comme étant constituée des deux composantes R_r et R_L :

$$R_A = R_r + R_L \quad \text{I.4}$$

Où : R_r est la résistance de rayonnement de l'antenne : elle représente l'énergie échangée entre l'espace libre et le circuit.

R_L est la résistance de pertes de l'antenne : elle représente l'énergie totale perdue sous différentes formes (pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne, etc).

d. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est le rapport de l'amplitude entre l'onde incidente (transmise à l'antenne) et l'onde réfléchie du fait des discontinuités entre le circuit et l'antenne.

En fait, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation, une partie de cette onde est réfléchie, une autre partie est transmise dans le milieu. Noté Γ ou S11 dans le cas d'un système mono accès, il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède.

Idéalement, le passage du régime "guidé" au régime de propagation dans l'espace doit se faire sans pertes. Pour cela, il faut minimiser le coefficient de réflexion, c'est-à-dire minimiser l'énergie réfléchie par l'antenne. Plus l'antenne est adaptée, plus ce coefficient est faible. Ainsi,

avec un coefficient de réflexion à -10 dB, 90% de la puissance est transmise à l'antenne. Le coefficient de réflexion se mesure à l'analyseur de réseaux en fonction de la fréquence. En connaissant l'impédance Z_A de l'antenne, nous pouvons déterminer le coefficient de réflexion Γ :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_C}{Z_A + Z_C} \quad \text{I.5}$$

Sachant que Z_C est l'impédance caractéristique de la ligne (en générale elle est réelle et égale à 50 Ω dans les bandes de fréquences qui nous intéressent). Si aucune onde n'est réfléchi, alors l'antenne est parfaitement adaptée ($Z_A = Z_C$), et par conséquent $\Gamma=0$.

e. Fréquence de résonance et bande passante

Par définition, la fréquence de résonance (F_{res}) est la fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale et sa partie imaginaire est nulle. La bande passante est la plage de fréquences sur laquelle le coefficient de réflexion ne dépasse pas un certain seuil (exemple pour un $S_{11} < -10\text{dB}$). Dans cette bande, l'antenne est considérée comme étant suffisamment bien adaptée au circuit et présente donc peu de perte par désadaptation. Elle est définie à partir de la fréquence d'adaptation (f_{adapt}), fréquence où le coefficient de réflexion S_{11} est minimal et la partie réelle de l'impédance est proche de 50 Ω . Pour le bon fonctionnement de l'application, les fréquences utilisées doivent être comprises dans la bande passante de l'antenne. Cette bande se déduit de la courbe du coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux.

f. Directivité

La directivité est un paramètre qui caractérise la capacité d'une antenne à concentrer l'énergie dans une ou plusieurs directions de rayonnement privilégiées.

La directivité $D(\theta, \varphi)$ est le rapport de la puissance rayonnée dans une direction $P(\theta, \varphi)$ à la puissance totale rayonnée notée P_{ray} :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad \text{I.6}$$

g. Gain

Correspondant au facteur de directivité, le gain G est le rapport de l'intensité du rayonnement F_{max} obtenu dans la direction principale du rayonnement à l'intensité de rayonnement F_{10} . Ça pourrait être généré par un radiateur isotrope sans perte avec la même puissance d'entrée P_{10} .

$$\Delta(\theta) = \frac{F_{\max}}{F_{i0}} \quad \text{Avec} \quad F_{i0} = \frac{P_{t0}}{4\pi} \quad \text{I.7}$$

Le rendement de l'antenne η est défini comme le rapport de gain à la directivité :

$$\eta = \frac{G}{D} \quad \text{I.8}$$

Pour une antenne avec un rendement $\eta = 100\%$, cela signifie que le gain et la directivité sont égaux.

Le gain et la directivité sont souvent exprimés sous forme logarithmique :

$$g/dB = 10 \log G \quad \text{ou} \quad d/dB = 10 \log D$$

Contrairement aux règles et normes courantes, il est de pratique bien établie d'indiquer la référence avec une lettre supplémentaire après dB :

- dBi fait référence au radiateur isotrope.
- dBd fait référence au dipôle demi-onde.

Par exemple, la conversion suivante s'applique : 0 dBd \approx 2,15 dBi.

h. Efficacité de rayonnement et efficacité totale

L'efficacité d'une antenne est le rapport de la puissance injectée dans la structure de l'antenne par rapport à la puissance rayonnée par cette même antenne. Une antenne est dite efficace lorsque la plupart de la puissance présente à l'entrée de l'antenne est rayonnée. Une antenne à faible efficacité est obtenue lorsque la plupart de la puissance est absorbée sous forme de pertes à l'intérieur de l'antenne, ou réfléchi en raison de désadaptation d'impédance.

L'efficacité de l'antenne (appelé aussi efficacité de rayonnement) peut être écrite comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'entrée de l'antenne :

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{P_{\text{ray}}}{P_{\text{in}}} \quad \text{I.9}$$

Le rendement de l'antenne est généralement exprimé en pourcentage ; par exemple, une efficacité de 0,5 équivaut à 50%. L'efficacité de l'antenne est également fréquemment exprimée en décibels (dB) ; une efficacité de 0,1 est de 10% ou (-10 dB), et une efficacité de 0,5 ou 50% est de -3 dB.

i. Polarisation

La polarisation est l'orientation physique de l'élément sur l'antenne qui émet réellement l'énergie RF, c'est donc la polarisation des champs rayonnés produits par une antenne, évaluée en champ lointain. Les antennes sont souvent classées comme "à polarisation linéaire" ou "antenne à polarisation circulaire". Une antenne omnidirectionnelle, par exemple, est habituellement une antenne polarisée verticalement.

I.2 Définition d'une antenne miniature

De nos jours, le monde moderne est devenu connecté. La taille des terminaux mobiles et la multiplication des objets communicants pour les communications sans fil génèrent un besoin d'antennes électriquement petites (ESA) avec de meilleures performances.

De nombreuses technologies radio émergentes nécessitent la prise en charge de plusieurs normes de communication. Par exemple, un téléphone intelligent nécessite la prise en charge de GSM, UMTS, LTE, Bluetooth, WiFi, GPS, ... etc. D'où le besoin de miniaturisation de l'antenne tout en conservant des performances acceptables (en termes de bande passante, de directivité et d'efficacité). Les limites de l'ESA en termes de facteur de qualité, de bande passante, de gain et de directivité ont été largement étudiées dans la littérature.

Wheeler [1] a été le premier à aborder ces limites. Il a défini une ESA comme antenne avec $ka < 1$ comme le montre la Figure I.1, où $k = 2\pi / \lambda$, k est le nombre d'onde, λ est la longueur d'onde de l'espace libre et a est le rayon de la plus petite sphère entourant l'antenne appelée sphère de Wheeler ou sphère de Chu.

Cette réduction de taille des antennes par rapport à la longueur d'onde électrique limite les performances radioélectriques des antennes. Ces limites seront largement détaillées dans les sections suivantes.

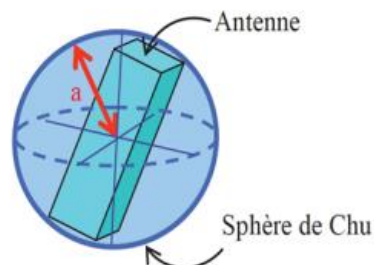


Figure I.1: Une sphère de chu englobant une antenne électriquement petite.

I.3 Techniques de miniaturisation des antennes

I.3.1 Insertion des encoches ou des fentes

L'une des techniques mises en œuvre pour allonger le chemin électrique des courants est l'introduction de fentes dans la structure rayonnante. L'ajout d'une fente modifie le courant sur l'élément rayonnant ; Si le courant est dévié autour de la fente, le patch peut être mis en résonance à une fréquence inférieure ce qui réduit efficacement la taille de l'antenne pour une fréquence de résonance donnée.

Le principe utilisé est non seulement de forcer les courants à contourner les fentes inscrites et donc allonger leur trajet, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne.

La Figure I.2 correspond à la structure étudiée par Nguyen et al. [2]. La fréquence de résonance est modifiée au moment où les caractéristiques de la fente changent. En effet, plus la fente est longue plus la fréquence de résonance diminue. On retrouve les mêmes résultats concernant la largeur de la fente. Il existe aussi des fentes repliées en U, en H, en papillon et de forme curviligne.

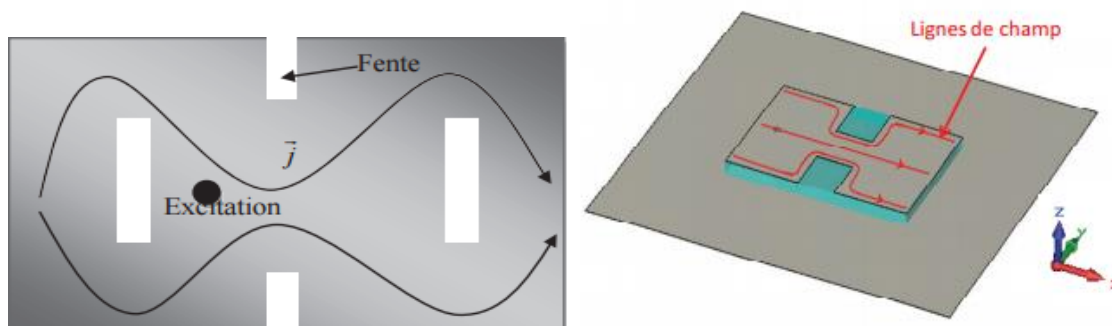


Figure I.2 : Géométrie d'une antenne imprimée à fentes et son effet sur les courants surfaciques.

Les dimensions des éléments rayonnants peuvent être réduites jusqu'à 50% par rapport à la taille initiale. L'inconvénient de cette technique est que l'augmentation des dimensions latérales de la fente peut entraîner une augmentation de la polarisation croisée rayonnée, en plus de la dégradation de la bande passante et du gain dus à la concentration des courants.

I.3.2 Repliements

Cette technique consiste à changer la forme de l'élément rayonnant en le repliant sur lui-même [3] comme le montre la Figure I.3. Le repliement conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée.

Le désagrément de cette technique réside dans l'augmentation non négligeable de la hauteur de l'antenne ainsi que l'augmentation des pertes ohmiques qui induit une chute de l'efficacité et du gain.

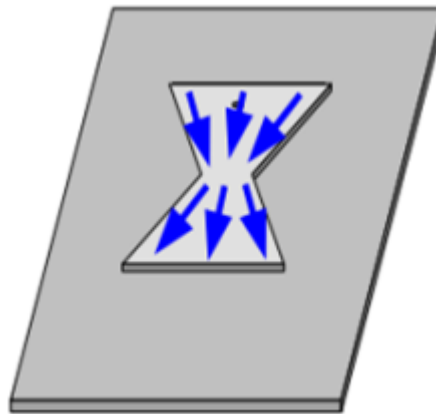


Figure I.3 : Exemple d'une antenne repliée en forme de papillon

I.3.3 Modification de la forme de l'élément rayonnant

a. Les antennes fractales

Les géométries fractales sont obtenues par l'itération d'un motif de base. Un exemple très connu des géométries fractales est les courbes de Hilbert, cette géométrie fractale est obtenue par la répétition à différentes échelles d'une forme unique à l'intérieur d'un espace donné.

Il existe dans la littérature trois formes fractales selon la géométrie Hilbert, de Koch ou celle de Sierpinski [4-7].

Nous obtenons la géométrie fractale de Koch en divisant une droite en trois segments de longueurs égales, puis en construisant un triangle équilatéral ayant pour base le segment médian de la première étape, et enfin en supprimant le segment de droite qui était la base du triangle de la deuxième étape. A la n-ième itération, la longueur de la droite obtenue est de $(4/3)^n$.

Baliarda et al [8] ont mesuré six monopoles à géométrie de Koch (K0-K5), de 0 à 5 itérations. La Figure I.4 présente le monopole de Koch après 5 itérations (K5). Ces monopoles ont été placés sur un plan de masse de 80x80cm². La fréquence de résonance est passée de 1,61 GHz pour K0 à 0,9GHz pour K5.

Les géométries fractales sont utilisées pour obtenir des antennes miniatures avec une bonne efficacité. La contrepartie de cette technique est le faible contrôle de la polarisation du champ rayonné ainsi que le manque de règle de conception.

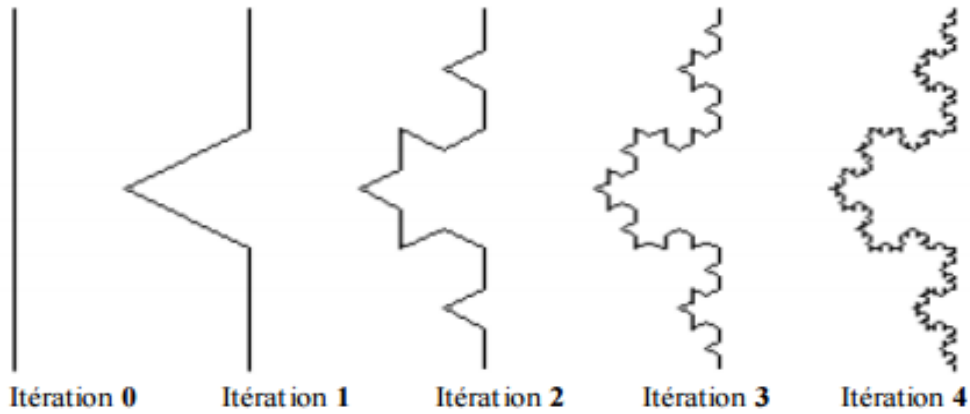


Figure I.4 : Monopoles à géométrie fractale de Koch

b. Les antennes méandres

L'antenne méandre permet de diminuer la longueur physique d'une antenne planaire. L'idée consiste à replier la ligne en plusieurs méandres de longueurs égales, la Figure I.5 montre une antenne méandre largement utilisée pour la réception GSM.

L'avantage est que cette antenne est plane et donc facile à intégrer. Le rayonnement d'une antenne à méandres est très proche du monopole quart d'onde, le gain reste inférieur aux valeurs théoriques d'une antenne monopole.

Cette technique sera l'objet de notre étude appliquée sur l'ensemble des antennes conçues pour cette thèse.

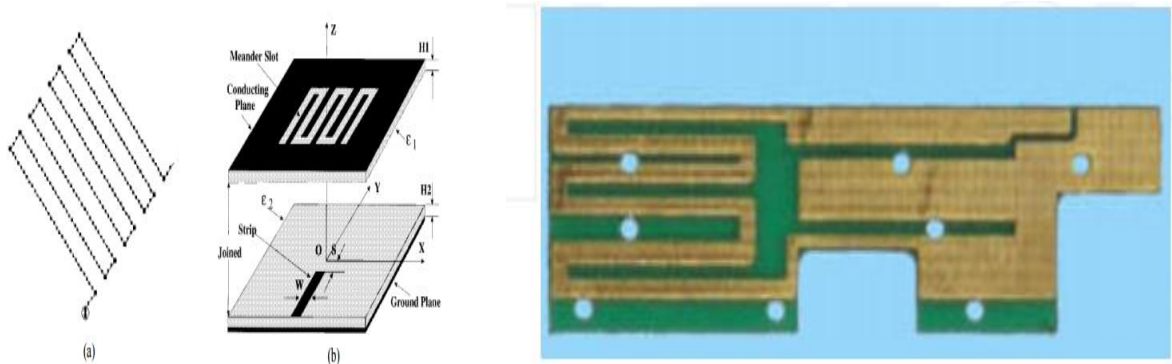


Figure I.5 : Géométrie de l'antenne méandre dans [9]

I.3.4 Miniaturisation à l'aide de métamatériaux

Les métamatériaux peuvent améliorer efficacement les directivités des antennes tout en réduisant leurs tailles. Avec une sélection correcte de la fréquence de travail et des dimensions du motif des métamatériaux, la directivité de l'antenne peut être augmentée.

Les métamatériaux sont des milieux artificiels qui présentent un comportement électromagnétique inhabituel par rapport à des matériaux « classiques » normaux.

La synthèse des métamatériaux repose sur l'incorporation de réseaux métalliques ou inclusions diélectriques avec l'espacement entre les éléments de réseau de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation. Dans la Figure I.6, une antenne patch compacte utilisant des cellules Métamatériaux SRRs est proposée. Pour réduire la taille d'une antenne patch présentée par Y. Lee, et al. [10], les SRRs sont insérés entre le patch principal et le sol

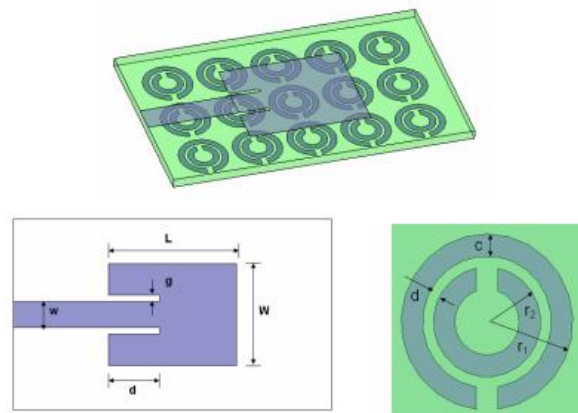


Figure I.6 : Géométrie de l'antenne micro-ruban chargée par CSRR

Les antennes avec ces propriétés peuvent être présentés sous trois catégories : les antennes sur des surfaces à haute impédance (HIS), Antennes composite main gauche / main droite et les antennes inspirées des métas matériaux.

a. Les surfaces à haute impédance (HIS)

Les HIS sont des milieux artificiels qui présentent sur une plage de fréquences donnée une réflexion très faible et, dans certains cas, une suppression de toutes les ondes de surface. Ils sont généralement formés d'une disposition périodique de patches métalliques imprimés sur un diélectrique sur un plan de masse métallique. Les patches peuvent être accompagnés de vias terminés par un court-circuit avec le plan de masse. Un mode de réalisation d'un HIS tel qu'introduit par Sievenpiper [11] est représenté sur la Figure I.7.

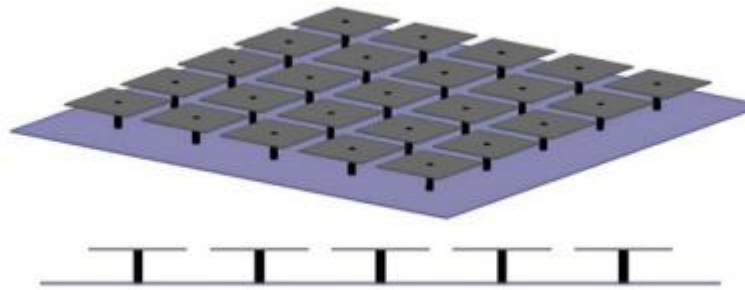


Figure I.7 : surfaces à haute impédance

La structure peut être analysée à l'aide du modèle de circuit LC équivalent simplifié comme le montre la Figure I.8.

Les écarts entre les plaques métalliques se comportent comme des condensateurs de bord alors que les chemins conducteurs entre les plaques et le plan de masse se comportent comme des inductances.

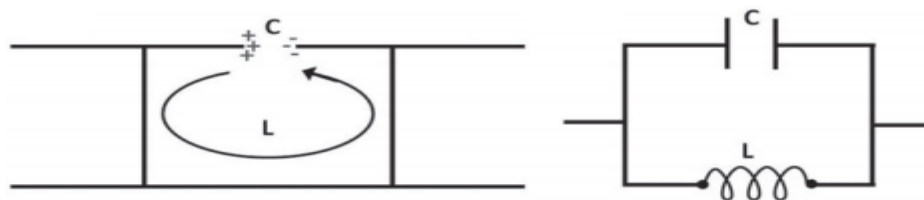


Figure I.8 : modèle de circuit LC équivalent

L'impédance de surface peut être dérivée du modèle circuit équivalent LC parallèle en utilisant

$$Z_{HIS} = \frac{j\omega L}{(1 - LC\omega^2)} \quad I.10$$

Avec L l'inductance du patch, C la capacité du bord.

À la résonance, $\omega = \omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$ par conséquent le dénominateur est nul conduisant à une impédance de surface infinie ($Z_{HIS} \rightarrow \infty$).

La phase de réflexion d'une onde incidente normale à la surface est dérivée de l'impédance de surface et l'impédance d'espace libre η :

$$\theta = \ln\left(\frac{Z_{HIS} - \eta}{Z_{HIS} + \eta}\right) \quad I.11$$

On note que lorsque l'impédance de surface tend vers l'infini, la phase de réflexion se dirige vers zéro et la surface se comporte comme un conducteur magnétique artificiel (AMC).

Loin de la résonance, la surface se comporte comme une plaque métallique avec une phase de réflexion.

b. Antennes composite main gauche / main droite

L’hypothèse de l’existence de métamatériaux ayant une permittivité ou/et une perméabilité négative a été évoquée en 1964 par V. G. Veselago [12]. Ce type de matériau est qualifié de matériau à main gauche (ou Left-Handed Materials en anglais « LHM ») du fait que le vecteur d’onde k et le vecteur de Poynting S sont antiparallèles et le trièdre formé par les vecteurs (E, K, H) est en effet indirect. Lorsque ϵ et μ sont positifs le trièdre est direct ; par contre, si ces paramètres changent de signe le trièdre devient indirect (Figure I.9) .

ces matériaux ont des propriétés particulières telles que des permittivités et /ou perméabilités négatives cela signifie que lorsqu'on une onde electromognétique arrive à l'interface de deux milieux au lieu qu'une partie de l'énergie soit refractée en s'eloignant de la source elle est refractée dans la direction de la source. La création de matériaux CRLH permet de confiner le signal et par la suite l'encombrement est réduit.

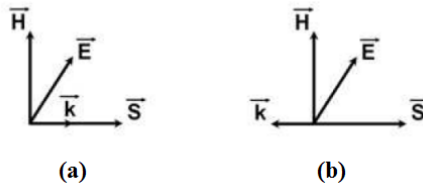


Figure I.9 . Principe des antennes composites. a) Propagation main droite, b) Propagation main gauche

Le vecteur de Poynting est décrit selon l’équation suivante :

$$S = 1/ 2 (E \times H^*) \tag{I.12}$$

Ce vecteur est de sens opposé à celui du vecteur d’onde k .

Veselago [12] avait souligné que la permittivité et la perméabilité du milieu main gauche doivent être liées à la fréquence du champ électromagnétique excitant, la densité de puissance U serait aussi négative.

La vitesse de phase $v_\phi = \omega/\beta$ et la vitesse de groupe $v_g = \partial\omega / \partial\beta$ d’une onde électromagnétique se retrouvent opposées. La vitesse de groupe peut être négative, mais ceci peut engendrer un phénomène d’atténuation. Selon l’équation de la vitesse de phase, la pente de la constante de phase reste positive tandis que le rapport ω/ β peut prendre une valeur négative ou positive.

Dans le milieu à main gauche la vitesse de phase négative est schématisée par un phénomène de retro propagation. Selon Veselago ces dites propriétés engendreront l'inversion des lois de la physique classique telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes avec un indice de réfraction négatif ;
- L'inversion de l'effet Doppler ;
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

Une ligne de transmission en hyperfréquence est schématisée par un réseau (R-LC- G) (Z, Y) distribué de type passe-bas. Afin de prendre en compte les effets de propagation, la ligne est modélisée par une suite d'éléments distribués identiques. En se basant sur le schéma électrique de la ligne on peut donner l'expression de la dispersion de la propagation d'une onde.

D'un point de vue pratique cette ligne est facilement réalisable par l'adjonction d'éléments localisés à une ligne ordinaire (capacités en séries C_s , et des inductances parallèles L_p). A. Lai, T. Itoh et al [13] ont mis au point une réalisation pratique de cette ligne nommée (Composite Right-/Left-Handed Transmission Line « CRLH-TL »), qui se compose de capacités interdigitales en série avec des stubs inductifs reliés au plan de masse par un via. Ce type de ligne a été utilisée dans la réalisation des circuits micro-ondes actifs notamment des coupleurs quasi 0 dB et des coupleurs bi-bandes.

Un exemple [14] de conception qui produit une antenne bi-bande à polarisation circulaire à la fréquence de 1,77 GHz et 3.97 GHz est montré sur la Figure I.10.

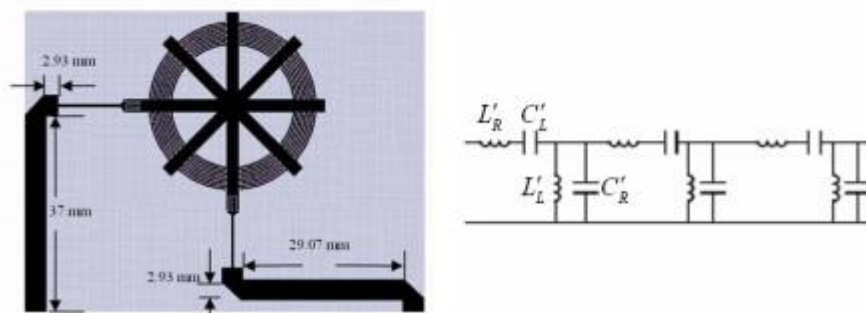


Figure I.10 : antenne basée sur le concept de « Composite Right-/Left-Handed Transmission Line « CRLH »

Le modèle de circuit équivalent est représenté aussi sur la Figure I.10, Il est composé de huit cellules unités méta matériau CRLH-TL avec deux diviseurs de puissance séparés assurant un déphasage de 90° entre les deux ports d'entrée.

L'antenne proposée est à polarisation circulaire montrant un comportement bi-bande avec une efficacité de rayonnement de 54% et un gain 1,25 dBi. La hauteur du monopôle utilisé ici est réduite d'un facteur 1/7 comparé un monopôle de fil classique et son volume est environ 35 fois plus petit.

L'utilisation de métamatériaux permet effectivement de gagner en termes de miniaturisation de l'antenne, de gain et de bande passante.

L'inconvénient de cette technique est la difficulté de produire les antennes à base de métamatériaux en grandes quantités et aussi l'obligation de travailler sur une plage limitée de longueur d'onde.

I.4 Limites fondamentales des antennes miniatures

Les antennes miniatures ont cependant la particularité de présenter des performances très médiocres qui se dégradent en même temps que leurs dimensions se réduisant.

Donc miniaturiser une antenne revient à trouver un compromis entre la taille d'une antenne, sa bande passante et son efficacité de rayonnement.

En 1947, Wheeler [1] regardant une antenne en termes de ses paramètres de circuit équivalent, a déclaré que la réactance d'une antenne électriquement petite augmente linéairement avec la longueur électrique décroissante. En outre, il a montré que la résistance de rayonnement diminue avec le carré de longueur électrique.

Dans la suite, on détaille les limites des antennes miniatures en termes de facteur de qualité, efficacité et gain.

I.4.1 Facteur de qualité

La première relation entre la taille de l'antenne et son facteur de qualité (Q) a été présentée par Chu [15] en 1948. Sur la base des approximations indiquées par Chu, la limite est donnée par :

$$Q_{min} = \frac{1+2(ka)^2}{(ka)^3 (1+(ka)^2)} \quad \text{I.13}$$

Cependant, cette limite a été affinée plus tard par McLean en 1996 [16]. Il a exprimé le Q minimal d'un AEP linéaire dans l'espace libre :

$$Q_{min} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{(ka)} \quad \text{I.14}$$

Pour les très petites antennes, cette limite peut être approximée comme suit :

$$Q_{min} = \frac{1}{(ka)^3} \quad \text{I.15}$$

Comme on peut le constater, le facteur de qualité Q d'une antenne est inversement proportionnelle au triple de la puissance de sa taille électrique ce que signifie que la miniaturisation de l'antenne augmentera considérablement son facteur de qualité. Le Q minimal d'une antenne à polarisation circulaire (CP) est donné par :

$$Q_{min} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{(ka)^3} + \frac{2}{(ka)} \right) \quad \text{I.16}$$

I.4.2 Efficacité de rayonnement

L'efficacité rayonnée est un paramètre critique pour les AEPs. On la définit par le rapport entre la puissance rayonnée et celle acceptée par l'antenne. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes R_{loss} . Nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée de la manière suivante, en sachant que R_{ray} est la résistance de rayonnement :

$$\eta = \frac{R_{ray}}{(R_{ray}+R_{loss})} = \frac{R_{ray}}{R_A} \quad \text{I.17}$$

R_A correspond à la résistance totale d'entrée $R_{rad}+R_{loss}$. En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique ka de l'antenne diminue, R_{rad} diminue et R_{loss} devient le terme dominant dans l'équation.

En regardant l'expression de l'efficacité on peut conclure que cette diminution de l'efficacité est principalement due à des pertes diélectriques dans l'antenne.

I.4.3 Notion de la super-directivité des antennes miniatures

a. Directivité maximale d'une antenne miniature

En 1958, Harrington [17] établit une limite de la directivité D maximale atteignable par une seule antenne. $D_{\max} : N^2 + 2N$, N étant l'ordre des modes sphériques dans le rayonnement, et il a également fourni une relation entre la taille de l'antenne et l'ordre des modes sphériques : $N = ka$.

Cependant, la limite Harrington a été dérivée en considérant les antennes sans perte, donc dans le cas des AEPs avec $ka < 0,5$, il donne une directivité négative en dBi. Entre autre, il ne converge pas vers la directivité de la source Huygens. Par conséquent, des auteurs ont proposé une ré-normalisation de la deuxième partie de cette limite (ordre des ondes sphériques) pour répondre à la définition de la directivité et au comportement physique des AEPs.

L'ordre des ondes sphériques ré-normalisées est donné par :

$$N = k\left(a + \frac{\lambda}{2\pi}\right) \quad \text{I.18}$$

b. Techniques d'amélioration de la directivité pour les antennes miniatures

Plusieurs techniques ont été élaborées dans la littérature visant l'amélioration de la directivité des antennes miniatures. Dans la suite, on étudie ces différentes méthodes et on rapporte les avantages et les inconvénients de chacune de ces techniques.

- Les antennes miniatures avec plan réflecteur métallique

Lorsque la distance entre le plan de masse et l'antenne est petite devant la longueur d'onde (à la fréquence centrale), l'antenne est court-circuitée et son rayonnement est détérioré.

Pour transformer le rayonnement bidirectionnel en un rayonnement unidirectionnel et rediriger le rayonnement en arrière vers l'avant on ajoute un plan réflecteur au-dessus de l'élément rayonnant.

Si la position du plan réflecteur est de $\lambda / 4$ par rapport au fil d'alimentation de l'antenne, on obtient ce qu'on appelle phénomène d'interférences constructives entre les ondes réfléchies par le réflecteur et les ondes émises par l'antenne.

Donc si les champs électriques incidents sont déphasés par rapport aux champs électriques réfléchis, ils s'annuleront mutuellement ce qu'engendre des interférences destructives comme le montre la Figure I.11. En conséquence, des pertes de retour de l'antenne sont rajoutées.

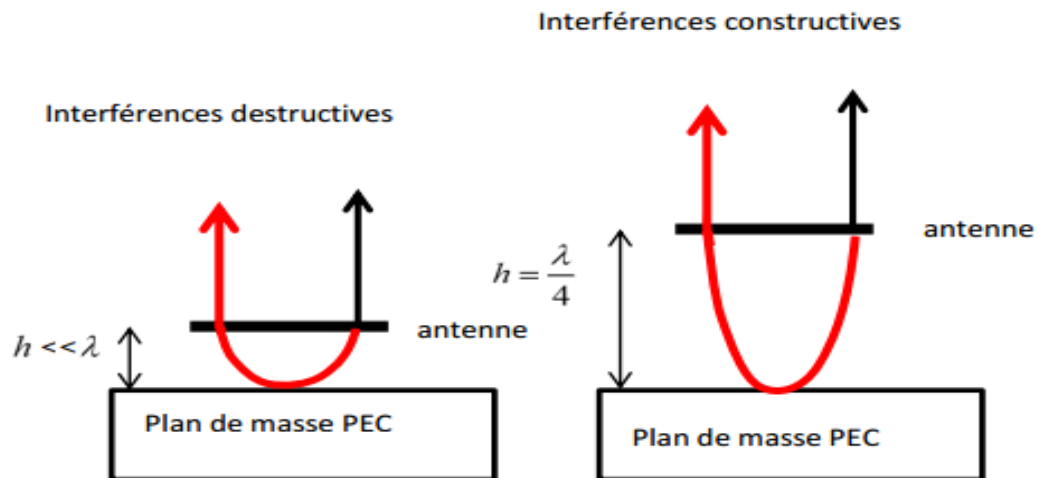


Figure I.11 : Les interférences constructives et les interférences destructives dans le cas d'un PEC

L'inconvénient de cette technique bien qu'elle permette d'atteindre les limites d'Harrington en termes de directivité cependant ces antennes restent assez volumineuses par rapport aux antennes miniatures.

Ce problème peut être résolu en utilisant un plan de masse artificiel avec des métamatériaux comme HIS pour réduire l'épaisseur de l'antenne et aussi améliorer la performance de rayonnement [18] [19]. En effet, la HIS se comporte comme un conducteur magnétique artificiel (AMC) [une simple cellule unitaire répétée plusieurs fois pour former une surface] comme elle présente une réflexion entre le champ électrique incident et réfléchi. Ainsi, les réflecteurs conçus avec HIS peuvent être placés à proximité de l'antenne sans induire des interférences destructives comme dans le cas avec les réflecteurs PEC.

Dans [20], Une antenne miniature formée d'un dipôle de type Egyptian Axe Dipole (EAD) placée sur un plan réflecteur magnétique à base d'Electromagnetic band-gap (EBG) permettant la suppression de La propagation des ondes de surface présentée sur la Figure I.12.

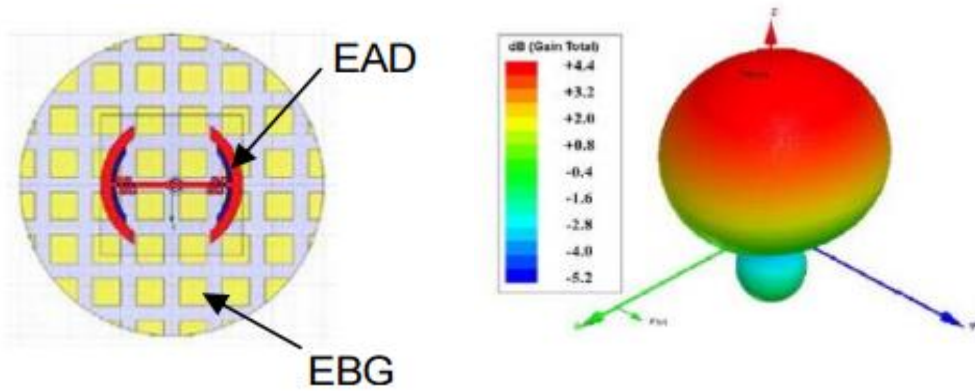


Figure I.12 : Une antenne électriquement petite associée à un plan réflecteur de type métamatériaux .

- Les sources de Huygens

Les sources d’Huygens présentent une deuxième technique pour améliorer la directivité des antennes miniatures. Une source de Huygens est la combinaison d’un dipôle électrique (Champs électrique E) et d’un dipôle magnétique (champs magnétique H) comme le montre la Figure I.13.

Cette technique utilise les propriétés naturelles de rayonnement en combinant un mode TE en quadrature avec un mode TM d’ordre N=1. Yaghjian [21] définit la limite de la directivité maximale D_{\max} atteignable par une antenne qui utilise cette technique, égale à 4.7dBi (pour N=1 donc la directivité d’Harrington est de 4.7dBi).

Dans la littérature, A.D Yaghjian [21] et P.Jin [22] avaient utilisés cette technique pour améliorer la directivité totale de leurs antennes.

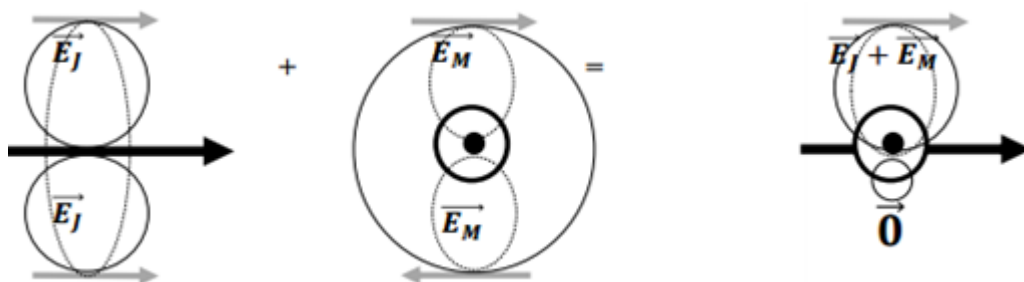


Figure I.13 : Principe de source de Huygens

L’inconvénient de cette technique est que la réalisation et l’alimentation de la source TE (dipôle magnétique) est assez complexe et l’association des deux sources est très délicate.

Un exemple d'une antenne électriquement petite ($k_a = 0,47$) utilisant la source d'Huygens [23] est présenté sur la Figure I.14 montrant une directivité égale à 4,66 dB à la fréquence 0.916 GHz.

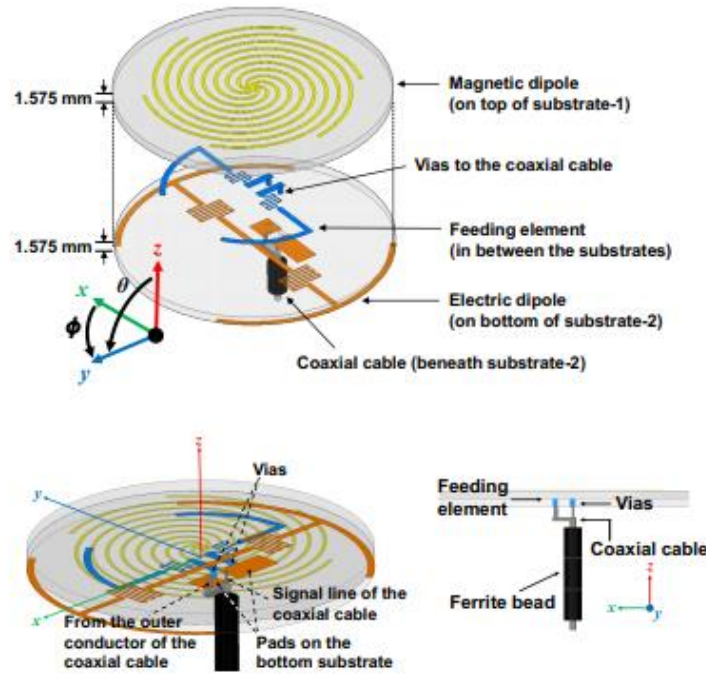


Figure I.14 : Configuration d'une antenne électriquement petite utilisant la source de Huygens

▪ Les antennes chargées

La directivité d'une antenne peut être augmentée par l'ajout des résistances (Figure I.15), des inductances ou des capacités. Le principe de ces antennes a été exposé en 1920 par Beverage [24].

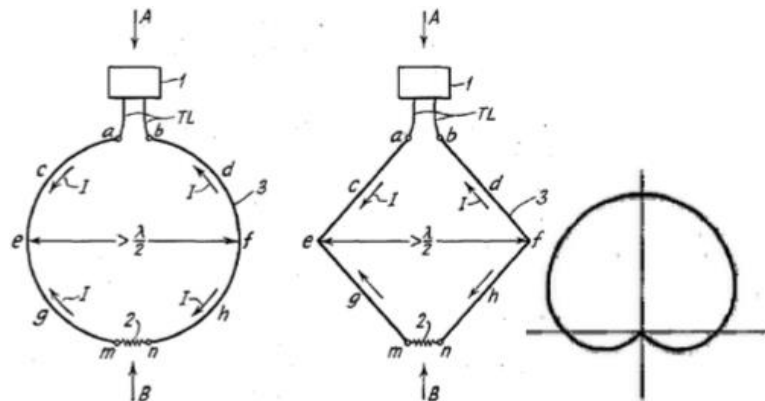


Figure I.15 : Directivité d'une antenne de Beverage chargée par une résistance

Dans [25], les auteurs présentent une variété de conceptions d'antennes électriquement petites directives et ultra-large bande (UWB) basées sur l'antenne Beverage (Figure I.16).

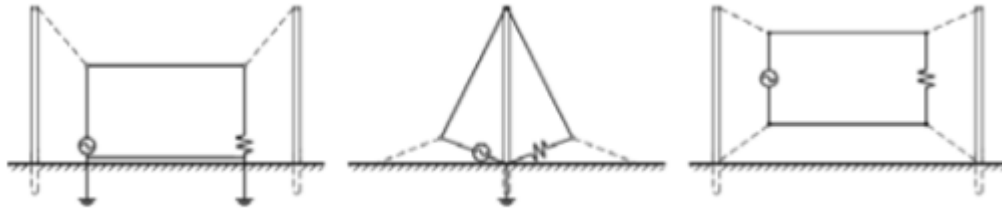


Figure 16 : variété des antennes boucles électriquement petites chargées par des résistances.

L'inconvénient majeur de cette technique est que l'ajout de ces composants peut induire des pertes ce qui détériore l'efficacité de l'antenne

- Les réseaux d'antennes compactes

Pendant ces dernières années, une recherche importante a été menée sur la conception de réseaux parasites d'antennes électriquement petites super-directives formées de deux ou plusieurs éléments.

La combinaison du rayonnement de plusieurs sources compactes augmente la directivité de l'ensemble système. Les réseaux d'antennes compacts peuvent être divisés en deux catégories :

La première est un réseau composé d'antennes. Chaque antenne est alimentée individuellement, avec éventuellement l'utilisation d'un coupleur pour traiter les propriétés de phase pour la combinaison la plus adéquate appelé réseau excité.

La seconde est composée d'une antenne excitée et les autres éléments placés comme parasites (directeur ou réflecteur) appelé réseau parasite.

Un problème sérieux apparaît : c'est le fort couplage mutuel présent entre les éléments d'un réseau d'antennes miniatures dû à la faible distance qui sépare les éléments rayonnants ou qu'ils ne sont pas suffisamment éloignés l'une de l'autre ce qui modifie les caractéristiques de rayonnement plus particulièrement l'efficacité de rayonnement qui subit une chute remarquable. Pour remédier à ce problème, on peut introduire un réseau de découplage pour minimiser le couplage entre les antennes mais ça touche la compacité du système. A titre d'exemple, une réalisation d'un réseau constitué de deux monopoles bow-tie espacés de 0.13λ à 5.5 GHz est présentée dans [26], générant une directivité de 10 dB. Les deux monopoles excités par un diviseur de puissance, sont associés à un circuit d'adaptation d'impédance et à un réseau de découplage comme le montre la Figure I.17.

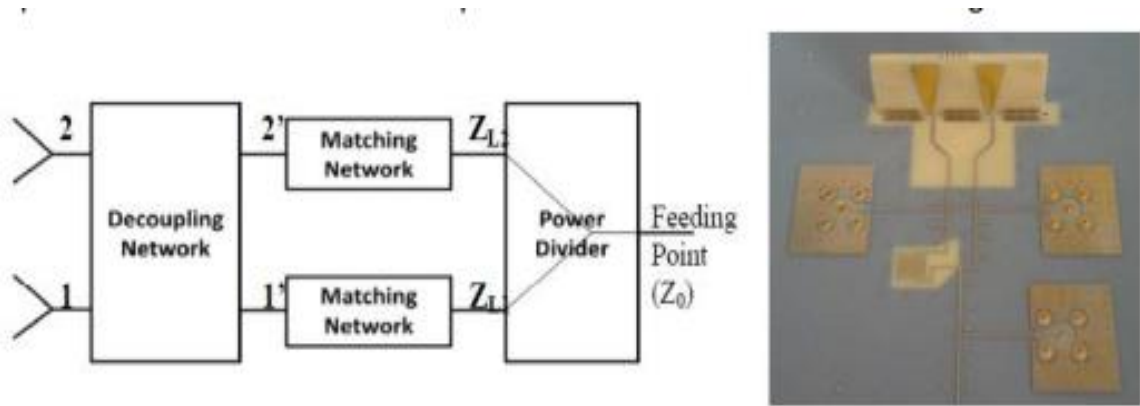


Figure I.17 : Implémentation du réseau découplé et réalisation associée

En revanche, Ce couplage entre les éléments d'un réseau peut être exploité pour concevoir des antennes miniatures : C'est le principe des réseaux à éléments parasites qui consiste à alimenter une antenne et à charger l'autre (élément parasite) avec une charge calculée à partir des coefficients de pondération et des paramètres Z .

O'Donnell et Yaghjian [27] ont montré que, pour les antennes filaires, le réseau parasite (l'élément parasite étant court-circuité) présente approximativement la même directivité que lorsqu'on excite les deux éléments (Figure I.18).

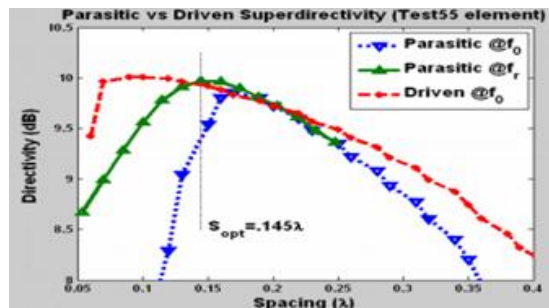


Figure I.18 : Comparaison de la directivité de deux réseaux d'antennes électriquement petites lorsque tous les éléments sont excités et dans le mode parasite (un élément excité et un élément court-circuité).

C'est dans ce sens qu'Uzkov [28] a montré que la directivité de N éléments rayonnants isotropes placés les uns à côté des autres (distance inter-éléments proche de zéro) peut atteindre N^2 comme le montre la Figure I.19.

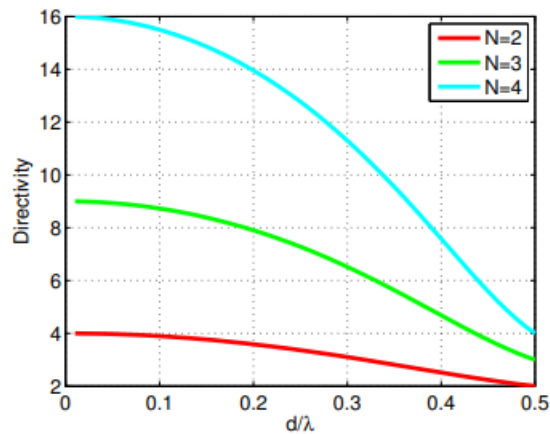


Figure I.19 : Courbe de directivité en fonction de l'espacement

Dans [29], les auteurs proposent un réseau compact d'antennes parasites dont l'élément unitaire est une antenne demi-boucle miniaturisée. Les dimensions du réseau sont $0.6\lambda \times 0.16\lambda \times 0.07\lambda$ à la fréquence centrale 905MHz, présentant une directivité égale à 9.2 dBi comme le montre la Figure I.20.

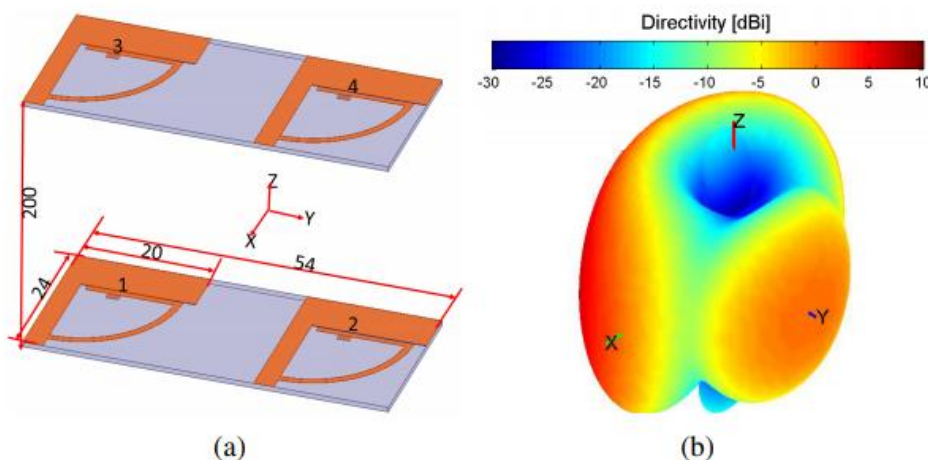


Figure I.20 : Réseau d'antennes parasites proposé dans [29]. (a) géométrie et dimensions, (b) directivité simulée

Haskou et al. [30] ont proposé un réseau parasite de deux antennes imprimées sur une carte de circuit imprimé (printed circuit board : PCB) comme le montre le Figure I.21. Le premier élément étant excité alors que le deuxième est un élément parasite chargé par une capacité de 5.1 pF permettant de réaliser une directivité de 7dBi mais son efficacité était faible (7.1%).

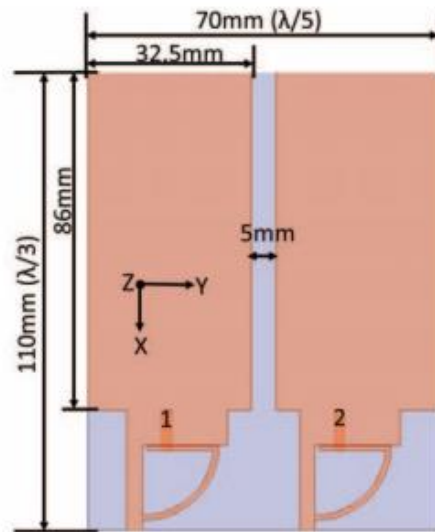


Figure I.21 : Géométrie et dimensions d'un réseau parasite de deux éléments montés sur un PCB.

L'état de l'art mené précédemment valide le choix des réseaux d'antennes parasites comme une solution prometteuse pour créer des antennes avec des diagrammes de rayonnement directifs et éviter le couplage mutuel qui peut être produit dans le cas où les éléments sont juxtaposés. Ce principe de super-directivité peut être intéressant pour les passerelles pour l'Internet des objets (IoT) pour réduire la consommation d'énergie de l'objet connecté et améliorer la robustesse de la communication.

I.5 Algorithme d'optimisation de la directivité des antennes miniatures

Dans le domaine des réseaux d'antennes imprimées, le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation et la répartition spatiale des éléments rayonnants qui permettent de produire un diagramme de rayonnement directif.

L'utilisation du couplage inter-éléments des réseaux présentent de bonnes perspectives en termes de directivité et de miniaturisation. Ces méthodes reviennent dans la majorité du temps à pondérer les réseaux d'antennes par des charges appliquées aux éléments parasites afin de former un diagramme directif.

L'algorithme d'optimisation développé dans [31] utilise l'outil de décomposition en ondes sphériques du champ lointain rayonné par l'antenne. Cet outil permet de décomposer le rayonnement de l'antenne en série de modes Transverse Electrique (TE) et Transverse Magnétique (TM). La pondération de ces modes en vue de maximiser la directivité de l'antenne permet de

déterminer les charges adéquates à imposer sur chaque élément d'un réseau d'antennes à éléments parasites.

La pondération des p éléments du réseau d'antenne a lieu au niveau du point d'excitation de chaque élément. De ce fait, les poids appliqués vont pondérer les séries de modes de rayonnement associés aux éléments du réseau d'antenne. Ceci a pour but d'exciter les séries de modes permettant de focaliser le rayonnement de l'antenne dans une direction privilégiée et de rendre le rayonnement plus directif. Ce processus est présenté sur la Figure I.22.

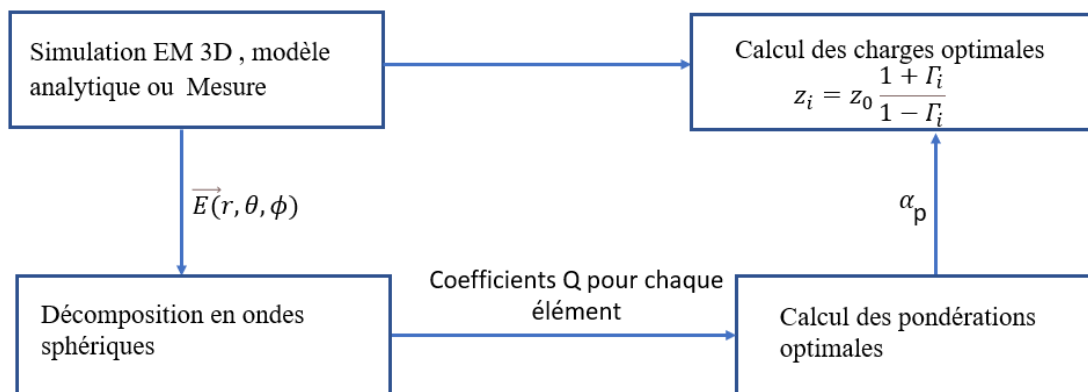


Figure I.22 Processus d'optimisation de la directivité d'un réseau d'antenne

Les étapes formant l'algorithme d'optimisation des coefficients d'excitation sont comme suit :

1. Analyse préliminaire du réseau

- Décomposition en modes sphériques.
- Détermination de la matrice des couplages.

2. Calcul des pondérations optimales

- Réalisations de la limite normalisée par Harrington.
- Minimisation de l'écart quadratique.

3. Optimisation du mode de réalisation

- Détermination des charges associées.
- Détermination des composants réels.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu des antennes miniatures et leurs limites fondamentales en termes de facteur de qualité, efficacité de rayonnement et directivité. Ensuite, nous avons abordé le sujet des antennes directives et la notion de super directivité énoncée par

Harrington et les techniques qui peuvent améliorer la directivité des antennes miniatures sans pour autant toucher leurs caractéristiques fondamentales. Parmi ces techniques qui présentent le plus d'avantages est la mise en réseaux de plusieurs antennes.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à cette technique pour concevoir un réseau d'antennes compactes qui soit directif avec la capacité de changer la direction du faisceau afin de privilégier certaines directions de rayonnement de l'antenne.

Références

- [1] H. A. Wheeler, “Fundamental Limitations of Small Antennas,” Proc. IRE, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [2] H. V. Nguyen et al., “Miniaturized and reconfigurable notch antenna based on a BST ferroelectric thin film,” Mater. Res. Bull., vol. 67, pp. 255–260, Jul. 2015.
- [3] J. George, M. Deepukumar, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair, “New compact microstrip antenna,” Electronics Letters, vol. 32, no. 6, pp. 508–509, Mar 1996.
- [4] S. R. Best, “A Comparison of the Performance Properties of the Hilbert Curve Fractal and Meander Line Monopole Antennas”, Microwave Opt. Technol. Lett. 35, 258 –262, 2002.
- [5] K. J. Vinoy, K. A. Jose, V. K. Varadan, and V. V. Varadan, “Hilbert Curve Fractal Antenna: A Small Resonant Antenna For VHF / UHF Applications”, Microwave Opt. Technol. Lett. 29, pp. 215–219, 2001.
- [6] J. M. González-Arbesu, S. Blanch, and J. Romeu, “The Hilbert Curve as a Small Self-Resonant Monopole From A Practical Point Of View”, Microwave Opt. Technol. Lett. 39, pp. 45–49, 2003.
- [7] J. Zhu, A. Hoorfar, N. Engheta, “Bandwidth, Cross -Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, Issue 1, pp. 2-5, 2003.
- [8] Carles Puente Baliarda et al . “ An iterative model for fractal antennas: Application to the Sierpinski gasket antenna” .
- [9] H. Y. Wang, J. Simkin C. Emson, and M. J. Lancaster, “Compact Meander Slot Antennas”, Microwave Opt. Technol. Lett. 24, 377 - 380, 2000.
- [10] Y. Lee, S. Tse, Y. Hao, and C. G. Parini, “A compact microstrip antenna with improved bandwidth using complementary splitting resonator (CSRR) loading,” in Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 5431–5434, IEEE, Honolulu, Hawaii, USA, June 2007 .
- [11] Sievenpiper, D. F.: High-Impedance Electromagnetic Surfaces, Dissertation, University of California, Los Angeles, 1999.

- [12] V. G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ ," Soviet Physics Uspekhi, Vol. 10, No. 4, 1968, pp. 509-514.
- [13] A. Lai, T. Itoh and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," in IEEE Microwave Magazine, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sept. 2004.
- [14] A. Yu, F. Yang, and A. Elsherbeni, "A dual band circularly polarized ring antenna based on composite right and left handed metamaterials", Progress In Electromagnetics Research, PIER 78, 73–81, 2008 .
- [15] L. J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas," J. Appl. Phys., vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, Dec. 1948 .
- [16] J.S McLean, A re-examination of the fundamental Limits on the radiation Q of Electrically Small Antennas, IEEE Trans on antennas and propogation, Vol 44, N°5, May 1996, pp. 672-676 .
- [17] R. F. Harrington, "On the Gain and Beamwidth of Directional Antennas", IRE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 219-225, July 1958.
- [18] R.W. Ziolkowski, , J. Peng , L. Chia-Ching, "Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas", Proceedings of the IEEE, vol. 99, Issue: 10, pp. 1720 – 1731, 2011.
- [19] N. Engheta, R. W. Ziolkowski, "Metamaterials: Physics and Engineering Explorations", Wiley, 2006 .
- [20] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "High-Directivity, Electrically Small, Low-Profile Near-Field Resonant Parasitic Antennas," IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 11, pp. 305–309, 2012.
- [21] A.D Yaghjian, "Increasing the Supergain of Electrically Small Antennas Using Metamaterials", Proceeding of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), April 2010.
- [22] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "High-Directivity, Electrically Small, Low-Profile Near-Field Resonant Parasitic Antennas," IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 11, pp. 305–309, 2012. International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2010.
- [23] Su-Hyeon Lee, Geonyeong Shin, "Low-Profile, Electrically Small Planar Huygens Source Antenna with an End-Fire Radiation Characteristic", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters ,2019.
- [24] H. Beverage, "Radioreceiving system," 1 381 089, Apr-1920.

-
- [25] H. G. Schantz, "Directive, electrically-small UWB antennas," in 2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), 2012, pp. 227–231.
- [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," in 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2013, pp. 3736–3739.
- [27] T.H. O'Donnell and A. D. Yaghjian, "Electrically small superdirective arrays using parasitic elements," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 3111–3114, July 2006.
- [28] I. Uzkov, "An Approach to the Problem of Optimum Directive Antennae Design", *Comptes rendues (Do lady) de l'académie des sciences de l'URSS*, Vol. 53, No. 1, 1946 .
- [29] Abdullah Haskou, Sylvain Collardey, Ala Sharaiha, " Small 3D Array Design Using Superdirective Antennas ", Loughborough Antennas and Propagation Conference, November 2015.
- [30] A. Haskou, A. Sharaiha, and S. Collardey, "Design of Small Parasitic Loaded Superdirective End-Fire Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 12, pp. 5456-5464, December 2015.
- [31] A. Clemente, M. Pigeon, L. Rudant, and C. Delaveaud, "Design of a Super Directive Four-Element Compact Antenna Array Using Spherical Wave Expansion," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 11, pp. 4715–4722, Nov. 2015.

CHAPITRE II

CONCEPTION D'UN RESEAU D'ANTENNES

MINIATURES SUPER-DIRECTIVES

RECONFIGURABLES POUR L'IOT

Introduction

Dans ce chapitre, on présente quelques notions de base sur les antennes reconfigurables l'intérêt et les différentes techniques permettant de produire l'agilité seront également exposés.

On propose dans la deuxième partie la conception et la réalisation d'un nouveau réseau parasite super-directif formé de deux éléments électriquement petits (ESA) qui est capable de changer la direction de son lobe principale suivant deux directions différentes à la fréquence 868 MHz. Les résultats obtenus en simulation seront comparés aux résultats de mesure pour valider le bon fonctionnement de l'antenne proposée.

Dans la dernière partie de ce chapitre, on étudie les améliorations possibles de l'antenne proposée.

II.1 Les antennes reconfigurables

II.1.1 Définitions et notions

Dans le monde actuel, les systèmes de communication exigent une antenne RF reconfigurable avec une taille réduite, ces antennes font l'objet de nombreuses recherches vu le besoin croissant pour les antennes intelligentes capables de modifier leurs caractéristiques de fonctionnement (bande passante, fréquence centrale, polarisation, diagramme de rayonnement).

L'antenne reconfigurable est donc une antenne qui répond à ces exigences d'agilité au niveau de la fréquence, de la polarisation ou du diagramme de rayonnement et qui peut remplacer plusieurs antennes à fonction unique.

a. La reconfiguration de la réponse fréquentielle

L'antenne utilisée pour la reconfiguration des fréquences a le potentiel de fonctionner dans la gamme de fréquences souhaitée avec un rejet de toutes les autres fréquences, ce qui augmente le rapport signal sur bruit en raison de la réduction des interférences.

L'antenne reconfigurable fournit une ouverture ou une fente sur le plan de masse pour positionner les commutateurs RF pour permettre la reconfiguration de fréquences multiples. Ainsi, plusieurs bandes de fréquences peuvent être couvertes en utilisant la même antenne. La reconfiguration de fréquence d'une antenne est donc obtenue en modifiant la longueur de fente effective de l'antenne [1–4].

La reconfiguration de la réponse fréquentielle recouvre différentes fonctionnalités :

La commutation de fréquence, l'adaptation en fréquence, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence.

Avec le changement des dimensions physiques et électriques de l'antenne, la reconfiguration de fréquence est généralement obtenue en utilisant des composants tels que des commutateurs RF. La géométrie est fournie pour les antennes reconfigurables en fréquence, de sorte que l'on peut conclure que la fréquence d'une antenne reconfigurable opérationnelle peut être modifiée en changeant les longueurs des éléments rayonnants résonants de l'antenne avec des commutateurs RF-MEMS.

Pour une antenne patch qui fonctionne à double fréquence, le plus souvent une diode PIN est positionnée au centre de la fente, ce qui lui permet de modifier le chemin du courant excité ; par conséquent, la longueur électrique de l'antenne est modifiée selon que la diode PIN est allumée ou éteinte. Dans [5], les auteurs proposent une antenne reconfigurable en fréquence basée sur l'utilisation de diode PIN pour assurer l'agilité en fréquence. L'antenne fonctionne à la fréquence 2,686 GHz (LTE) et la fréquence 5,164 GHz (WLAN).

b. La reconfiguration du diagramme de rayonnement

Concerne le balayage angulaire, les changements de direction/ouverture de faisceau, la forme, le gain et la direction des diagrammes de rayonnement en vue de privilégier ou non certaines directions.

La reconfiguration en diagramme de rayonnement d'une antenne a incité un vif intérêt mais le problème que ça nécessite de nombreux sous-systèmes tels qu'un réseau d'antennes, déphaseur et unité de reconfigurabilité de faisceau pour diriger le rayonnement de réseau dans la direction privilégiée, ce qui complique le système général et le rend volumineux et par la suite ça augmentera le coût et le poids.

Cependant, des travaux récents ont proposé une solution alternative pour effectuer la redirection du faisceau avec moins de complexité. Une telle antenne reconfigurable utilise des composants actifs comme les diodes PIN, les diodes Varactor et MEMS pour contrôler la direction du faisceau/diagramme de l'antenne.

Les interrupteurs électroniques comme les diodes PIN, transistor FET, diodes Varactor ou commutateurs RF-MEMS sont utilisés comme dispositif de commutation pour la variation de la longueur effective d'une antenne. Bien que les commutateurs RF-MEMS soient avantageux en termes de pertes et de Q élevé, ils ont besoin d'équipements coûteux et plus complexes. Donc,

pour répondre aux choix comme des performances acceptables, un faible coût et une facilité de fabrication, la plupart des chercheurs préfèrent la diode PIN comme commutateur bien qu'elle nécessite des éléments passifs supplémentaires tels que les inductances et les condensateurs pour le circuit de polarisation.

Le concept de reconfiguration de faisceau utilisant des éléments parasites afin de modifier les diagrammes de rayonnement d'antenne sans changement significatif des autres caractéristiques et en particulier l'adaptation d'impédance, a été introduit par Harrington [6] dans les années 1970 (Figure II.1).

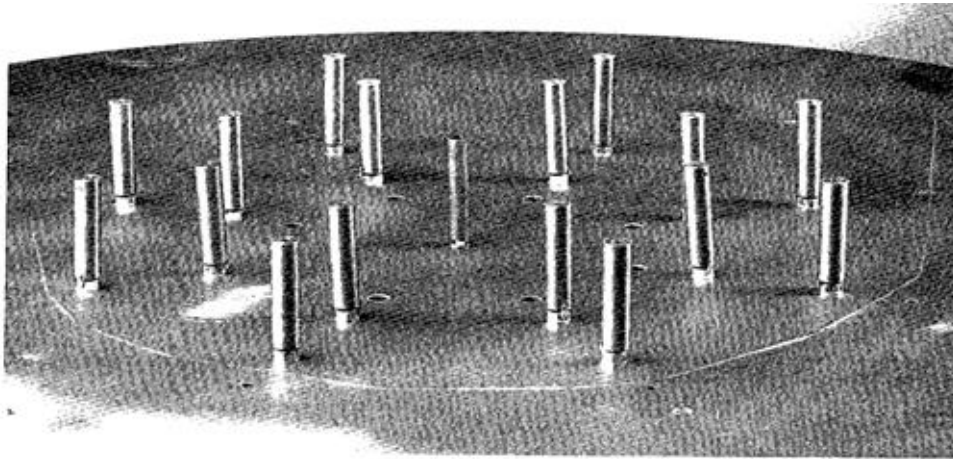


Figure 23 : L'antenne proposée par Harrington

Une antenne patch avec une fente en forme de U est proposée dans [7] capable de piloter son faisceau suivant trois directions différentes suivant l'état de deux commutateurs artificiels configurés à la fréquence 6,0 GHz comme le montre la Figure II.2.

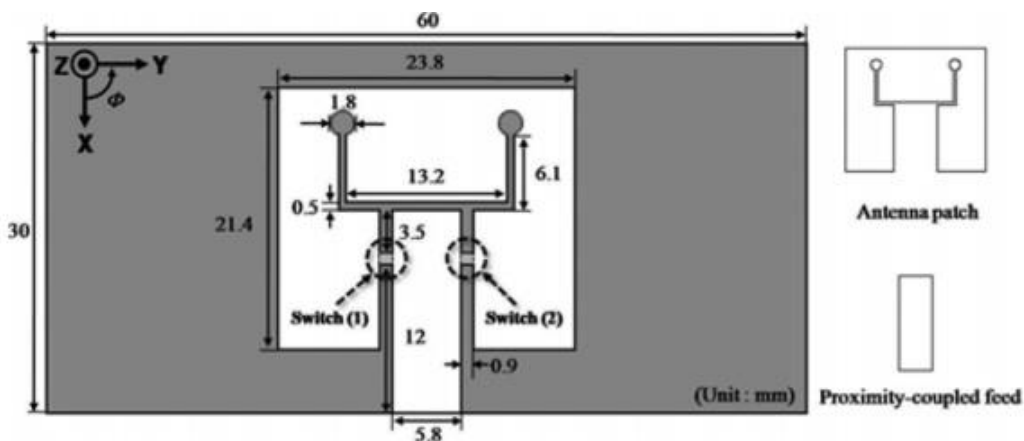


Figure 24 : Géométrie et dimensions de l'antenne proposée dans [7]

Dans [8], l'objectif de travail proposé est la mise en place d'une nouvelle antenne reconfigurable à base de commutateurs MEMS RF capable de diriger le faisceau dans trois directions différentes comme le montre la Figure II.3.

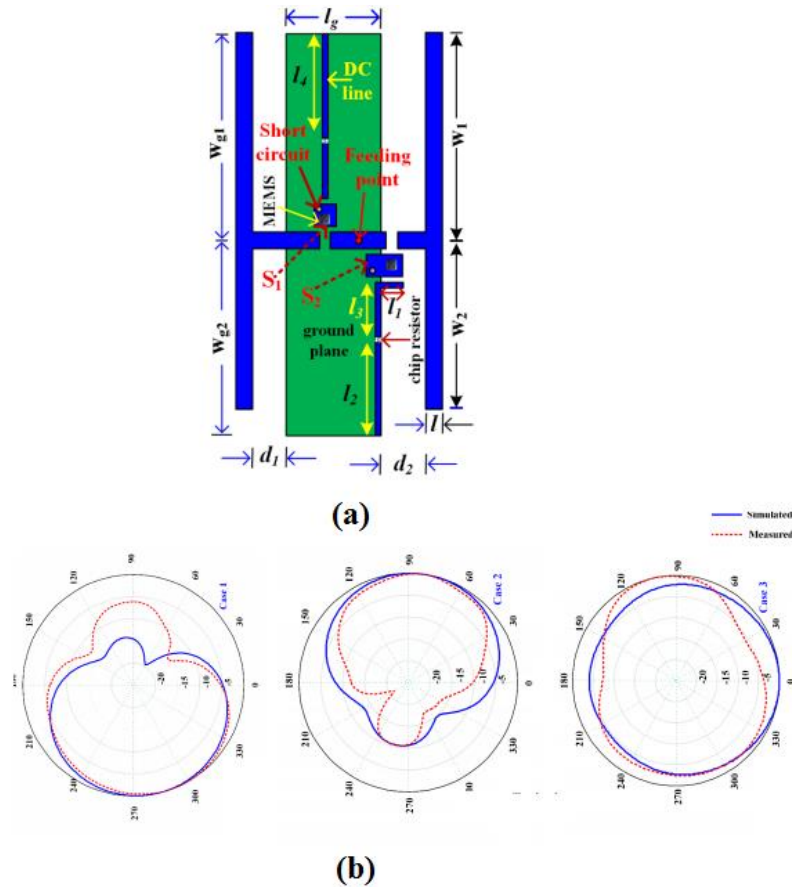


Figure 25 : Une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement basée sur des MEMS RF. (a) Géométrie et dimensions, (b) diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure pour les différents états de deux commutateurs.

Une antenne conçue sur une couche parasite fonctionnant à environ 5,6 GHz est présentée dans [9] (Figure II.4). Elle est capable de diriger son faisceau dans trois directions ($\theta_m = 30^\circ, 0^\circ, 30^\circ$). La structure se compose d'un élément de patch alimenté par une ligne micro-ruban et d'une couche parasite située au-dessus du patch excité. La surface supérieure de la couche parasite a une grille de 5×5 patches métalliques de forme rectangulaire électriquement petits, qui peut être connectés /déconnectés par des commutateurs.

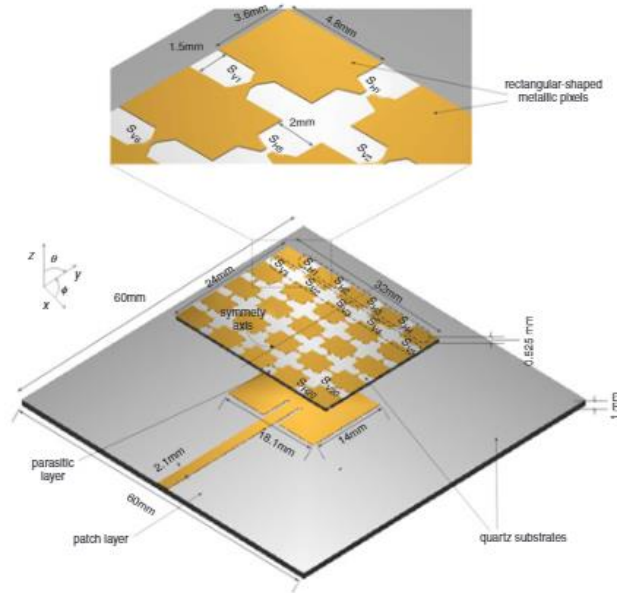


Figure 26 : Géométrie et dimensions de l'antenne proposée dans [9].

Une nouvelle antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement capable de fonctionner dans quatre directions est proposée dans [10]. L'aspect de reconfiguration est obtenu en contrôlant l'état de quatre diodes PIN (Figure II.5). L'antenne réalise un gain de 5.08 dB à la fréquence 2.75GHz.

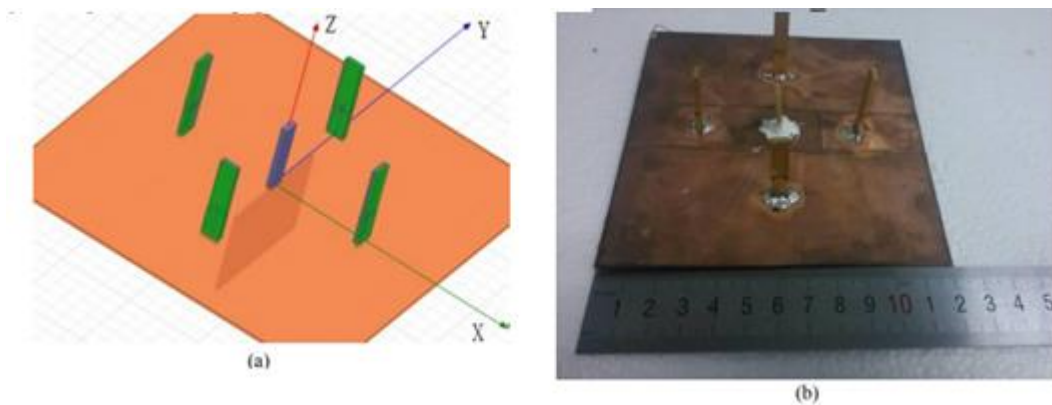


Figure 27 : Antenne proposée dans [10].

(a) Géométrie de l'antenne, (b) photo du prototype

Dhissou et al. [11] présentent une antenne directive à quatre faisceaux commutables à 2,45 GHz pour les applications WIFI. Le réseau d'antenne est formé de deux monopoles excités et deux monopoles parasites (Figure II.6).

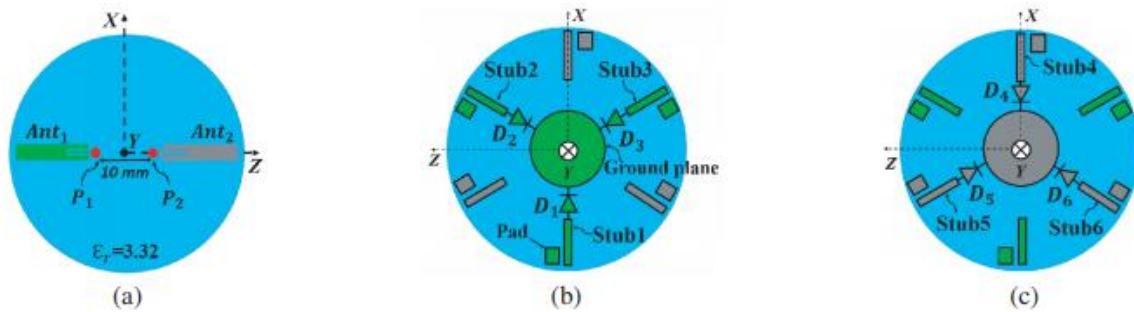


Figure 28 : Géométrie du réseau d'antenne présentée dans [11].

(a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous pour le mode I, (c) Vue de dessous pour le mode II.

c. La reconfiguration de la polarisation

Recouvre tous les changements dans la polarisation, par exemple passer d'une polarisation linéaire à circulaire ou changer le sens de la polarisation circulaire. Cette capacité est souvent obtenue en modifiant l'équilibre entre les constituants multimodes et peut être utilisée pour minimiser les pertes de décalage de polarisation dans divers appareils mobiles.

L'antenne reconfigurable idéale permet de faire varier toutes ces caractéristiques sur une très large plage et de manière découplée, mais c'est souvent loin d'être le cas, et cela pose de vrais défis aux concepteurs d'antennes reconfigurables.

II.1.2 Intérêts et applications des antennes reconfigurables

L'intérêt principal des antennes reconfigurables réside dans leurs capacités à apporter des fonctionnalités et des degrés de liberté supplémentaires aux systèmes de communication et de télédétection, de manière à améliorer leurs performances. Par exemple, dans le cas d'une liaison entre un dispositif portable et une station de base, l'antenne du dispositif portable est fortement contrainte dans sa conception par l'énergie et la place disponible, ainsi que par les restrictions de coût, et il n'est pas courant que plusieurs antennes puissent être utilisées pour accroître la diversité. Typiquement, le dispositif se trouve dans des conditions imprévisibles ou difficiles et la liaison n'est pas optimale. Dans ce contexte, des antennes reconfigurables peuvent être particulièrement utiles : une antenne agile va permettre de changer de bande d'opération ou sa fréquence de résonance, de filtrer les interférences afin de tenir en compte les propriétés d'un nouvel environnement.

Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut permettre de diriger le faisceau vers la station de base, par conséquent une puissance d'émission réduite et donc des économies d'énergie au niveau de la batterie.

Les antennes reconfigurables trouvent aussi leur intérêt dans des systèmes complexes et exigeants en reconfiguration comme la radio logicielle (ou SDR : Software Defined Radio) qui est défini comme une technologie qui apporte la flexibilité, la rentabilité et la puissance nécessaires pour piloter les communications vers l'avant. Plus avancée encore, la radio cognitive permet de rajouter de l'intelligence artificielle et de la conscience de son environnement aux SDRs. La radio cognitive peut éventuellement dialoguer avec une autre radio cognitive, optimiser les liaisons en limitant des interférences avec des utilisateurs proches, ou prendre en compte l'encombrement spectral à un instant donné, en « scannant » une large band

II.1.3 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables

a. Avantages des antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables présentent un avantage concernant leur durée d'emploi. En effet, une antenne classique est figée et ne peut fonctionner qu'aux fréquences pour lesquelles elle a été conçue à l'origine. Dans le cas d'une antenne reconfigurable, il est envisageable de pouvoir changer sa fréquence de fonctionnement à un standard qui n'existait pas ou n'avait pas été pris en compte lors de la création de l'antenne en question : cela permet notamment d'accéder à des nouveaux standards. Un autre cas d'usage est celui de la flexibilité régionale, dans la mesure où les états n'allouent pas tous les mêmes zones du spectre, et où le passage d'un pays (ou d'un continent) à l'autre se traduit par un changement des canaux fréquentiels. La radio logicielle est en partie motivée par ce type de flexibilité, mais les antennes peuvent également y contribuer au niveau RF.

Les antennes reconfigurables présentent l'avantage d'intégrer des fonctionnalités au sein de l'antenne permettant à une antenne unique de réaliser des fonctionnalités d'antennes multiéléments par rapport aux conceptions classiques par bloc (antenne/circuit RF/circuit numérique) qui sont compliqués et occupent de l'espace. Donc, le premier avantage de cette intégration est un gain en compacité de l'antenne.

b. Inconvénients des antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables présentent certains inconvénients qui viennent de leur consommation énergétique, aussi bien dans le domaine continu que dans le domaine RF. En effet, les composants actifs devraient souvent être polarisés en continu, ils consomment nécessairement de l'énergie qu'il faut prendre en compte dans le dimensionnement énergétique du système. Par ailleurs, les composants comportent souvent une composante résistive qui absorbe de la puissance haute fréquence et affecte directement le rendement de l'antenne. Enfin, le principal défaut des antennes reconfigurable est leur complexité liée aux structures de polarisation des composants actifs ce qu'implique non pas seulement une fragilité matérielle et un surcoût mais en plus ça entraîne des difficultés de simulation notamment au niveau des calculs électromagnétiques.

Dans le paragraphe suivant, nous proposons la mise en place d'un réseau d'antennes parasites formé de deux dipôles miniaturisés repliés en méandre et nous discutons l'ajout d'un stub pour corriger la désadaptation de l'impédance. Le processus d'optimisation pour maximiser le gain et la directivité dans une direction privilégiée a également été présenté pour déterminer la nature et la valeur de la charge à appliquer sur l'élément parasite qui sont obtenues à l'aide des équations d'Uzkov permettant de déterminer les coefficients de pondération du courant dans le cas de deux antennes alimentées séparément. Ensuite, nous étudions la redirection du faisceau angulaire suivant deux directions souhaitées en utilisant une paire de diodes PIN antiparallèles. Les dimensions finales du réseau sont de $109 \times 43 \text{ mm}^2$ ($0,3\lambda \times 0,1\lambda$) générant une directivité élevée de 6,8 dBi en simulation et de 6,7 dBi en mesure à la fréquence 868 MHz.

II.2 Conception et réalisation d'un réseau d'antennes miniatures super-directives reconfigurables en diagrammes de rayonnement

II.2.1 Méthodologie de conception

a. Géométrie de réseau d'antenne proposée

Afin de concevoir une antenne électriquement petite pour les applications IoT. L'antenne proposée se compose de deux dipôles repliés en méandres (repliés périodiquement) ; chaque dipôle a une longueur de $0,3 \lambda$, et l'espacement inter-éléments est fixé à $0,09\lambda$, où λ représente la longueur

d'onde à 868 MHz comme le montre la Figure II .7. Le substrat utilisé pour fabriquer l'antenne est le FR4 ayant une constante diélectrique de 4,4 ($\tan \delta = 0,02$) et une épaisseur égale à 0,8 mm.

L'antenne a été conçue avec le simulateur ANSYS HFSS pour fournir les résultats des simulations nécessaires.

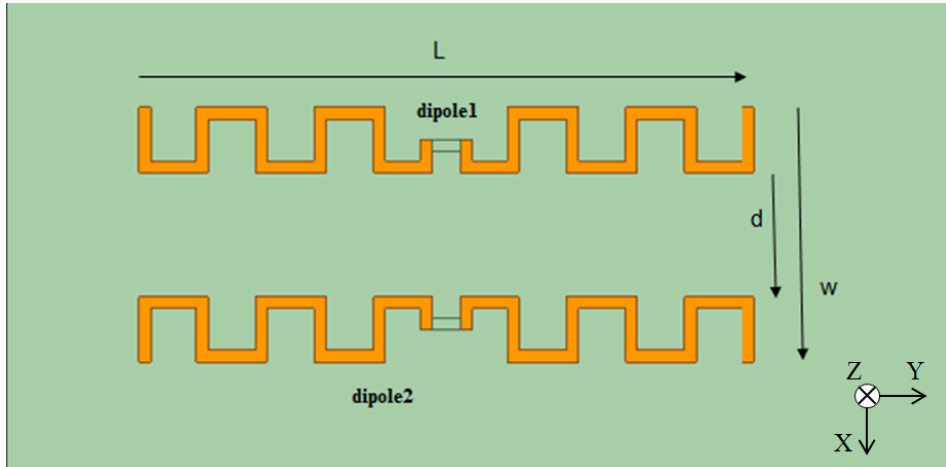


Figure 29 : Géométrie de l'antenne proposée

Les dimensions de l'antenne proposée sont présentées dans le Tableau II.1.

Dimensions (mm)			
Paramètre	L	D	W
Valeur	103	30	43

Tableau II.1 : Dimensions de l'antenne proposée

Les deux dipôles sont alimentés en alternance avec une amplitude de 1 et une phase de 0° [la puissance de dipôle i $P_i = (1,0)$], la Figure II.8 illustre les diagrammes de rayonnement dans le plan d'azimut ($\theta = 90^\circ$). Une directivité totale simulée d'environ 4 dBi est obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$) lorsque le dipôle 1 est excité, et dans la direction ($\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$) lorsque le dipôle 2 est excité qui est inférieur à la limite de directivité normale de Harrington d'une antenne de mêmes dimensions $ka = 0.9$ (5,9 dBi).

Un processus d'optimisation de la directivité de l'antenne proposée s'impose. Notre intérêt dans la suite de ce chapitre est de se concentrer sur la capacité d'une antenne électriquement petite à

être super-directive sans toucher l'adaptation de l'impédance entraînant une dégradation de l'efficacité de l'antenne.

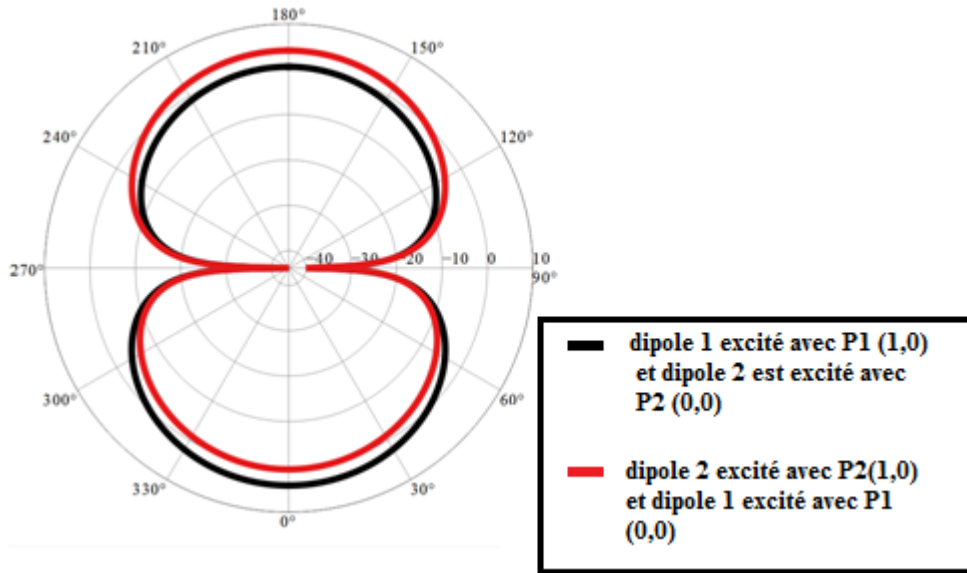


Figure 30 : Directivité 2D totale simulée du réseau d'antennes proposé à 868 MHz dans le plan d'azimut lorsque les deux dipôles sont excités de façon alternative.

b. Amélioration de la directivité

Afin d'améliorer la directivité de l'antenne proposée, le dipôle 1 est maintenu en tant qu'un élément excité alors que le dipôle 2 devient un élément parasite et sera chargé par une impédance Z_L synthétisée pour concevoir une antenne super-directive permettant d'obtenir une directivité minimale d'environ 6 dBi comme annonce Uzkov dans [12].

Le premier élément est alimenté avec une amplitude de 1 et une phase de 0° , tandis que l'excitation du deuxième élément sera ajusté suivant la variation du rapport de puissance $P1/P2$ où $P1$ et $P2$ sont respectivement la puissance du dipôle 1 et du dipôle 2. Les champs électriques rayonnés obtenus à partir de simulateur électromagnétique sont intégrés dans les équations d'Uzkov afin de calculer les coefficients d'excitation du courant requis qui améliorent la directivité dans une direction donnée à 868 MHz. Les coefficients d'excitation qui maximisent la directivité dans la direction (θ_0, ϕ_0) sont donnés par :

$$a_{02} = [H_{12}^*]^{-1} e^{-jkr_0 r^2} f_1^*(\theta_0, \varphi_0) f_2(\theta_0, \varphi_0) \quad \text{II.1}$$

a_{02} est le rapport entre les ports d'alimentation et peut être exprimé en fonction du rapport de puissance P_1 / P_2 et des paramètres Z . H_{12} est obtenu à partir de l'équation d'Uzkov et il est donné par:

$$H_{12} = \frac{1}{4\pi} \sum_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \sum_{\varphi=0}^{\varphi=\pi} f_1(\theta, \varphi) f_2^*(\theta, \varphi) e^{jk\hat{r}(r_2-r_1)} * \sin(\theta)\Delta(\theta)\Delta(\varphi) \quad \text{II.2}$$

\hat{r} étant le vecteur unitaire dans la direction du champ lointain (θ_0, φ_0) ; r_2-r_1 est la distance entre les positions des ports d'alimentation P_2 et P_1 de dipôle 1 et de dipôle 2 respectivement ; $k = w/c$ est le nombre d'onde ; f_1 et f_2 sont les champs électriques rayonnés dans la direction du champ lointain (θ, φ) .

$$f_1 = E_{\theta 1} + E_{\varphi 1} \quad \text{II.3}$$

$$f_2 = E_{\theta 2} + E_{\varphi 2} \quad \text{II.4}$$

$\Delta(\theta) = \frac{2\pi}{N_\theta}$ et $\Delta(\varphi) = \frac{2\pi}{N_\varphi}$ sont les pas d'échantillonnage en champ lointain dans les coordonnées sphériques (θ, φ) , N_θ et N_φ sont le nombre d'échantillons [13].

Les champs E_θ et E_φ d'amplitude et de phase résultat de simulation électromagnétique sous HFSS de réseau d'antennes proposé ont été extraits et importés vers le logiciel de calcul numérique MATLAB afin de déterminer les coefficients d'excitation adéquats pour maximiser la directivité du système dans une direction bien déterminée.

Les coefficients en amplitude et en phase trouvés sur matlab correspondent respectivement à P_1 (1W, 0°) et P_2 (0,87W, 65 °).

Une directivité simulée de 7 dBi est obtenue dans la direction $(\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ)$ lorsque on excite chaque élément respectivement par P_1 (1W, 0°) et P_2 (0,87W, 65 °) comme le montre les Figures II.9 et II.10.

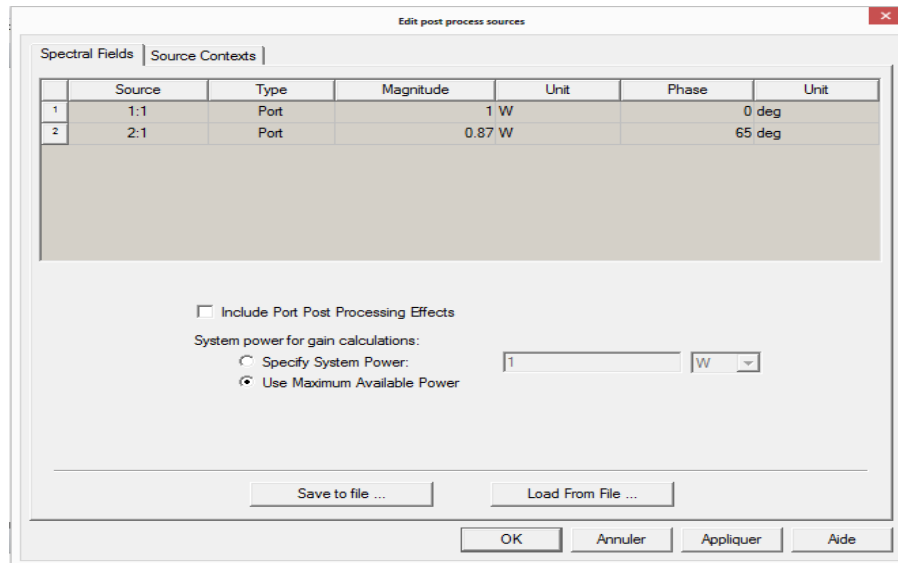


Figure 31 : Interface de modification de coefficients d'excitation d'un réseau d'antennes sur HFSS

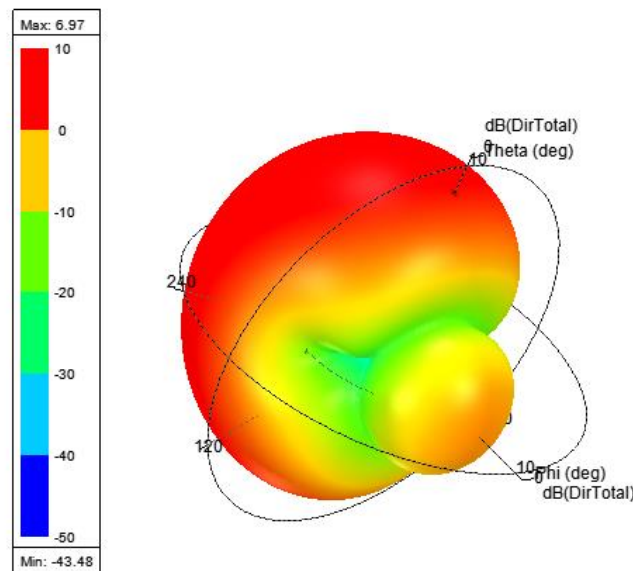


Figure 32 : Diagramme de rayonnement 3D simulé à la fréquence 868 MHz lorsque le dipôle 1 est excité par P1 (1W, 0°) et le dipôle 2 est excité par P2 (0.85W, 65°).

Vu la sensibilité du réseau aux coefficients d'excitation, le second dipôle est donc transformé en élément parasite, et son excitation est transformée en une charge ZL selon les formules suivantes.

$$Z_{active}(2) = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} + Z_{21} \times \frac{I_1}{I_2} \quad \text{II.5}$$

$$Z_L(2) = -Z_{active}(2) \quad \text{II.6}$$

Où V_2 et I_2 désignent respectivement la tension et le courant d'entrée de l'antenne parasite.

Les paramètres Z_{ii} sont dérivés de la matrice d'impédance $[Z]$ qui peut être utilisée avec l'excitation de courant pour calculer les coefficients d'excitation de puissance nécessaires pour améliorer la directivité de l'antenne réseau.

La charge nécessaire pour optimiser la directivité de l'antenne réseau proposée dans le plan azimutal, évaluée à 868 MHz, correspond à une inductance $L = 33\text{nH}$.

Lorsque le deuxième dipôle (parasite) est chargé par l'inductance L , une bonne directivité de 7 dBi a été atteinte. Cependant le minimum de S_{11} n'a pas été obtenu à 868 MHz ($|S_{11}| \text{ dB} = -3 \text{ dB}$ à 868 MHz) (Figure II.11). Ce phénomène peut réduire considérablement le gain réalisé (qui est le gain réel pris en compte dans la chaîne de transmission) de 50% et également ça va causer une chute l'efficacité rayonnée (Figure II.12).

Le challenge actuel est de chercher comment résoudre ce problème de désadaptation d'impédance.

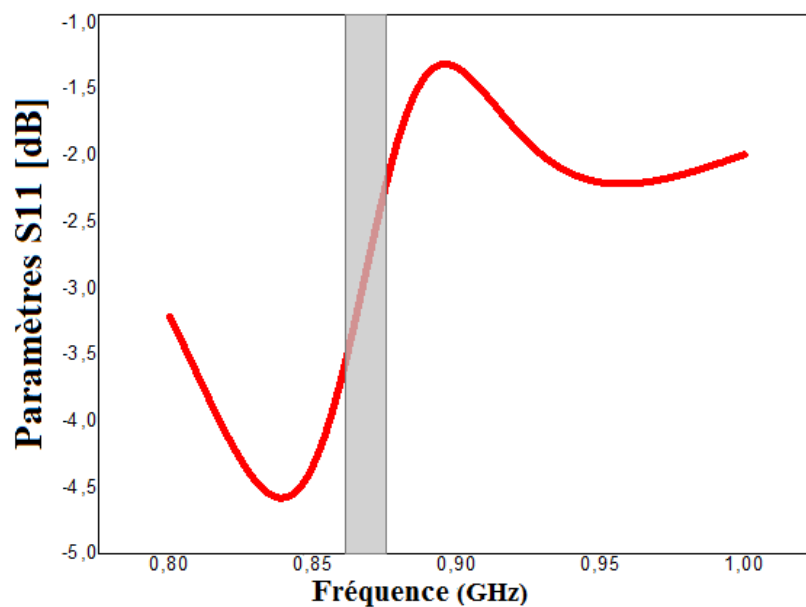


Figure 33 : Coefficient de réflexion simulé lorsque l'élément parasite est chargé avec la charge Z_L .

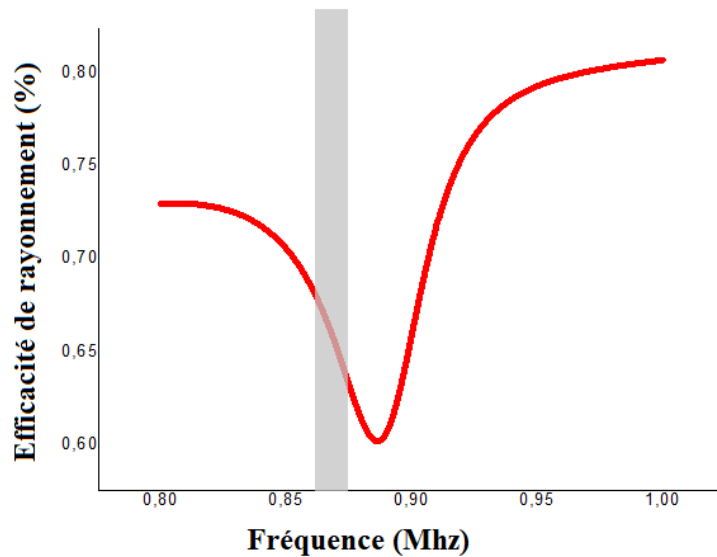


Figure 34: Efficacité de rayonnement simulée lorsque l'élément parasite est chargé avec la charge ZL.

Il existe plusieurs techniques qui peuvent être appliquées pour remédier à ce problème de désadaptation. Pour ce travail, nous choisissons la technique d'adaptation d'impédance par stub qui va se comporter comme une inductance parallèle au circuit RLC (l'antenne).

La longueur, la largeur et la position du stub ont été ajustées suite à un processus d'optimisation performé sur le logiciel HFSS pour bien adapter l'impédance de l'antenne à la fréquence fonctionnaire 868 MHz. Le stub est placé en parallèle à chaque dipôle à une distance de 3 mm de l'alimentation du dipôle excité et de la charge appliquée sur le dipôle parasite. La longueur et la largeur optimales du stub sont respectivement $l_s = 22$ mm et $w_s = 1$ mm comme illustré sur la Figure II.13.

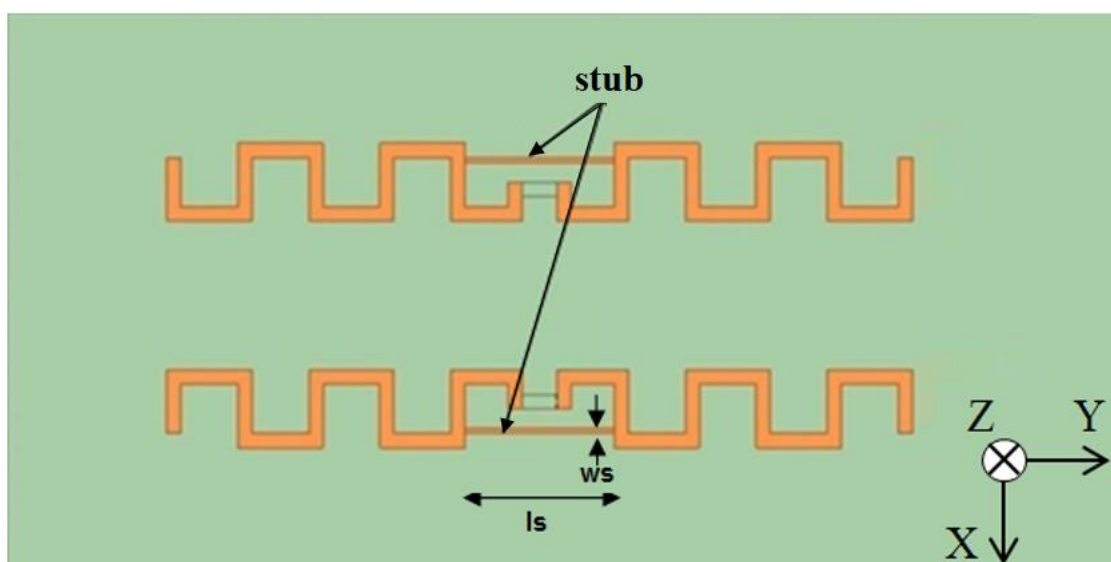


Figure 35 : Géométrie de l'antenne proposée avec l'ajout de deux stubs

Le coefficient de réflexion est maintenant égal à -25 dB obtenu à la fréquence 868 MHz, comme le montre la Figure II.14, ce que valide le choix d'ajout de deux stubs pour corriger la désadaptation d'impédance dans la bande de fréquence [863- 870 MHz].

Une efficacité de rayonnement obtenue en simulation égale à 72% à la fréquence 868 MHz comme la montre la Figure II.15.

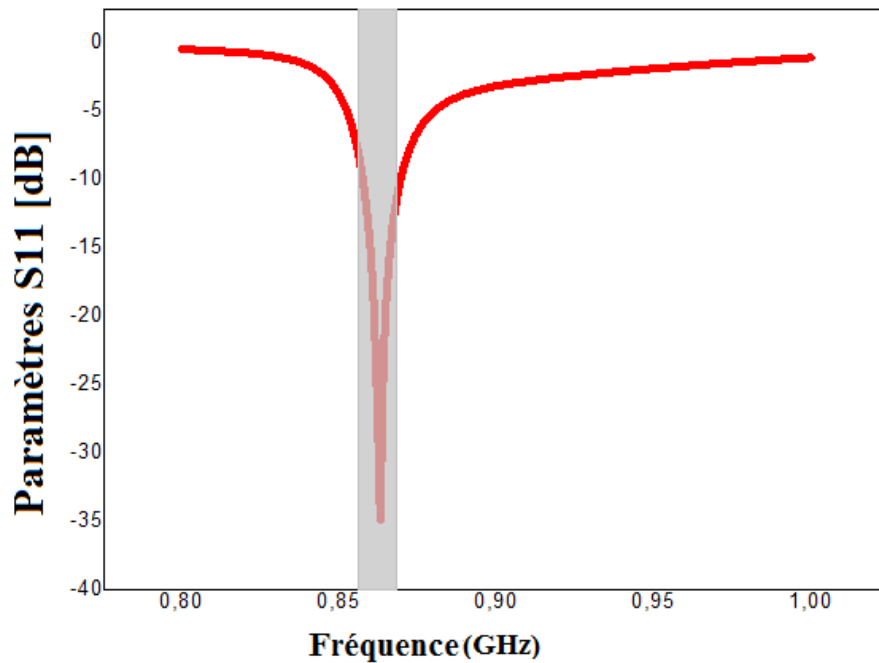


Figure 36 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée.

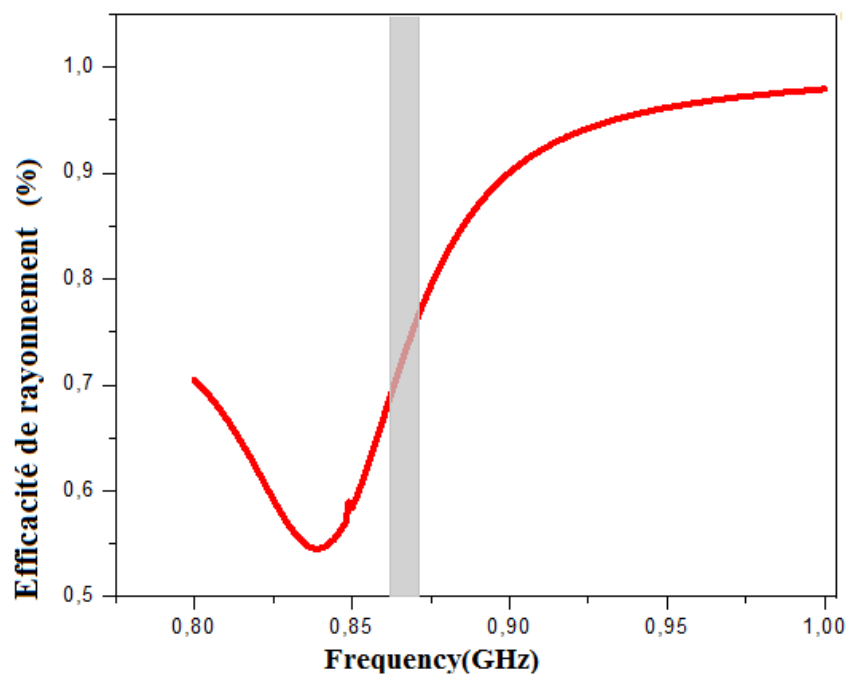


Figure 37 : Efficacité de rayonnement simulée de la structure proposée.

Un prototype de réseau parasite proposé a été réalisé sur un substrat FR4 de 1,12 mm d'épaisseur et de permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$ permettant de générer une directivité égale à 7.3 dBi proche de celle obtenue en simulation. Une photo du prototype est montrée sur la Figure II.16 où l'antenne parasite a été chargée par une inductance de valeur 33 nH.

Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence résultant de la mesure de l'antenne proposée est illustré dans la Figure II.17.



Figure 38 : Photo du prototype de l'antenne proposée

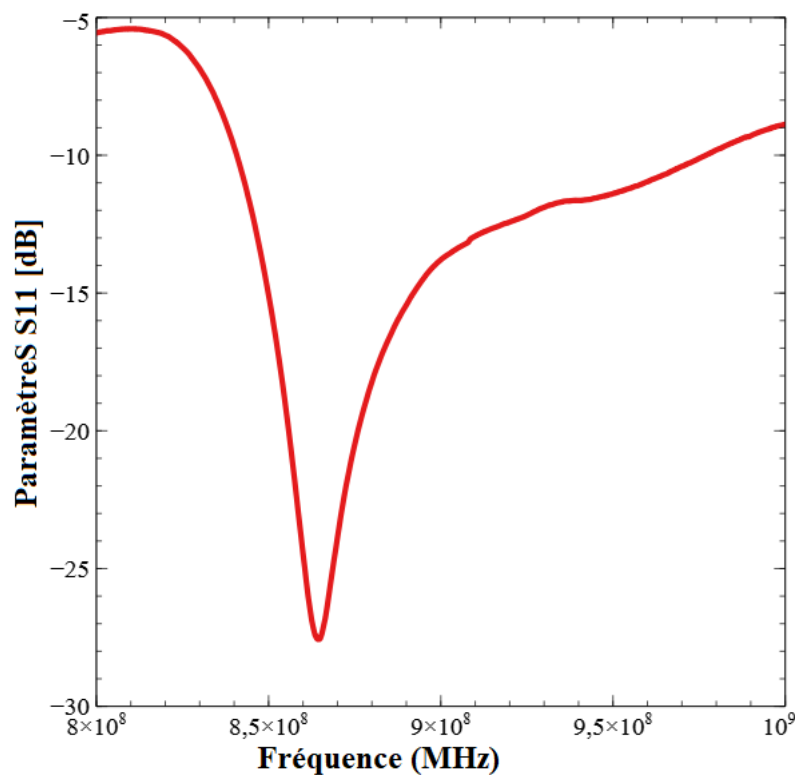


Figure 39 : Coefficient de réflexion mesuré pour $Z_L = 33 \text{ nH}$

Dans la section suivante, nous discuterons la capacité de l'antenne proposée à rediriger son faisceau suivant deux directions différentes à l'aide des composants actifs.

II.2.2 Méthodologie de conception de l'antenne reconfigurable

L'idée principale de la reconfiguration de l'antenne réseau est de contrôler le diagramme de rayonnement du réseau pour changer la forme du faisceau et de modifier les niveaux des lobes latéraux.

Pour produire la reconfigurabilité du faisceau, la structure proposée est la même que celle décrite dans la section II.2.1 : un réseau de deux antennes électriquement petites où l'élément unitaire est un dipôle replié en méandre, composé d'un élément alimenté et d'un élément parasite.

L'objectif maintenant est de calculer la valeur de la deuxième charge à appliquer pour assurer la redirection du faisceau.

Le processus d'optimisation décrit précédemment a été utilisé pour calculer les coefficients d'excitation de courant requis qui maximisent la directivité et reconfigurent le faisceau principal du diagramme de rayonnement dans une nouvelle direction sans toucher l'adaptation d'impédance. L'amplitude et la pondération de phase à appliquer à l'antenne parasite ont été calculées à l'aide de la formule d'Uzkov (section II.2.1).

Après des simulations entamées sur l'antenne précédemment présentée, on a constaté qu'une même directivité égale à 7 dBi peut être obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$) lorsque on excite le dipôle par une puissance P_1 (1W, 0°) et on excite le dipôle 2 par une puissance P_2 (1.1W, -65°) comme le montre la Figure II.18.

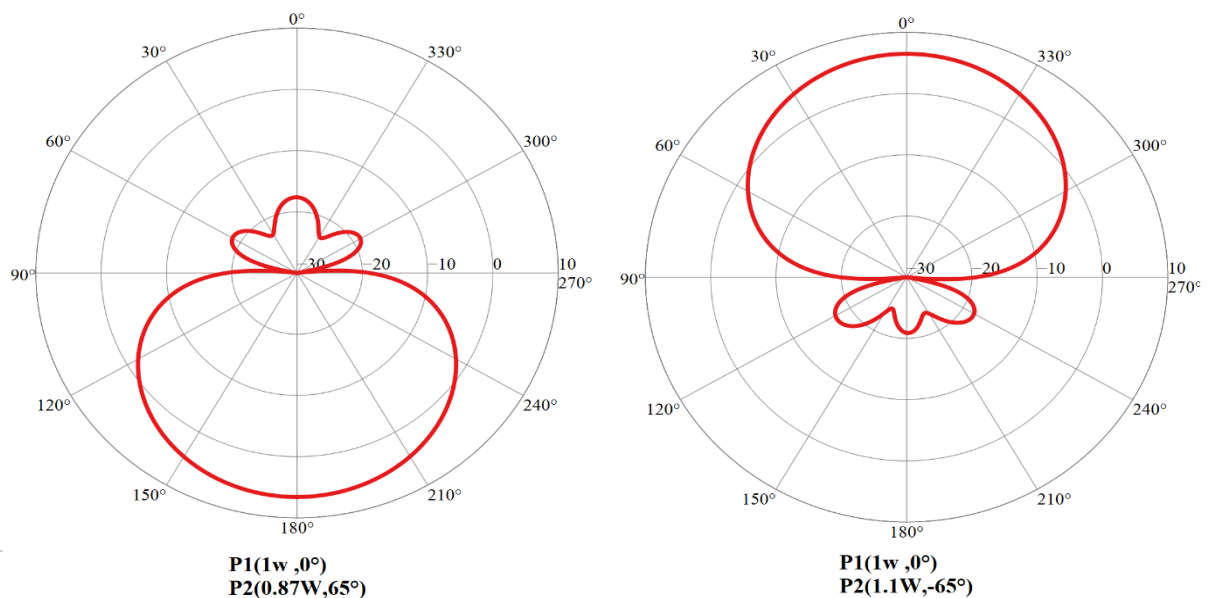


Figure 40 : Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan d'azimut à 868 MHz en excitant le dipôle parasite par les coefficients d'excitations calculés

Les charges synthétisées et appliquées sur le dipôle parasite permettant de diriger le faisceau de l'antenne proposée dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) sont une résistance négative de -5Ω en série avec un condensateur de $5,6 \text{ pF}$.

Les diodes PIN fonctionnent comme une résistance à courant contrôlé aux fréquences radio et aux circuits micro-ondes ; elles ont été utilisées pour la commutation RF d'antennes reconfigurables. Dans ce travail, une diode PIN BAR64-04W de la Technologie Infineon est utilisée pour assurer l'aspect de la reconfiguration ; le circuit équivalent de la diode PIN dans les états ON et OFF est illustré à la Figure II.19.

Les charges synthétisées (inductance, capacité et résistances) sont placées en série avec une paire de diodes PIN antiparallèles dans le gap entre les deux brins de dipôle parasite. Deux vias métalliques sont utilisés pour alimenter la diode PIN.

La conception d'antenne reconfigurable proposée et le circuit équivalent modélisé avec le logiciel ANSYS HFSS de la diode PIN BAR64-04W dans les états ON et OFF sont illustrés sur la Figure II.20.

Le circuit équivalent à l'état ON (polarisé en direct) a une faible résistance R_s qui contribue à la perte d'insertion en série avec une self L . Le circuit équivalent pour l'état OFF (polarisation inverse) a une combinaison parallèle de la résistance de polarisation inverse R_p avec une capacité totale C_T qui contribue à l'isolement en série avec une inductance L .

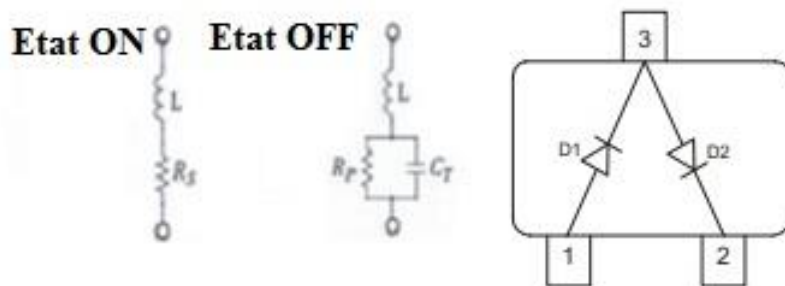


Figure 41 : Circuit équivalent de la diode PIN BAR64-04W.

Le réseau de polarisation a été modélisé comme une inductance de 220 nH et une résistance de 50Ω en série comme isolateurs RF, un condensateur de 220 pF permettant de bloquer le courant continu.

Les valeurs des différentes composantes de circuit équivalent sont données dans le Tableau II.2 correspondants à la fiche technique de la diode PIN utilisée.

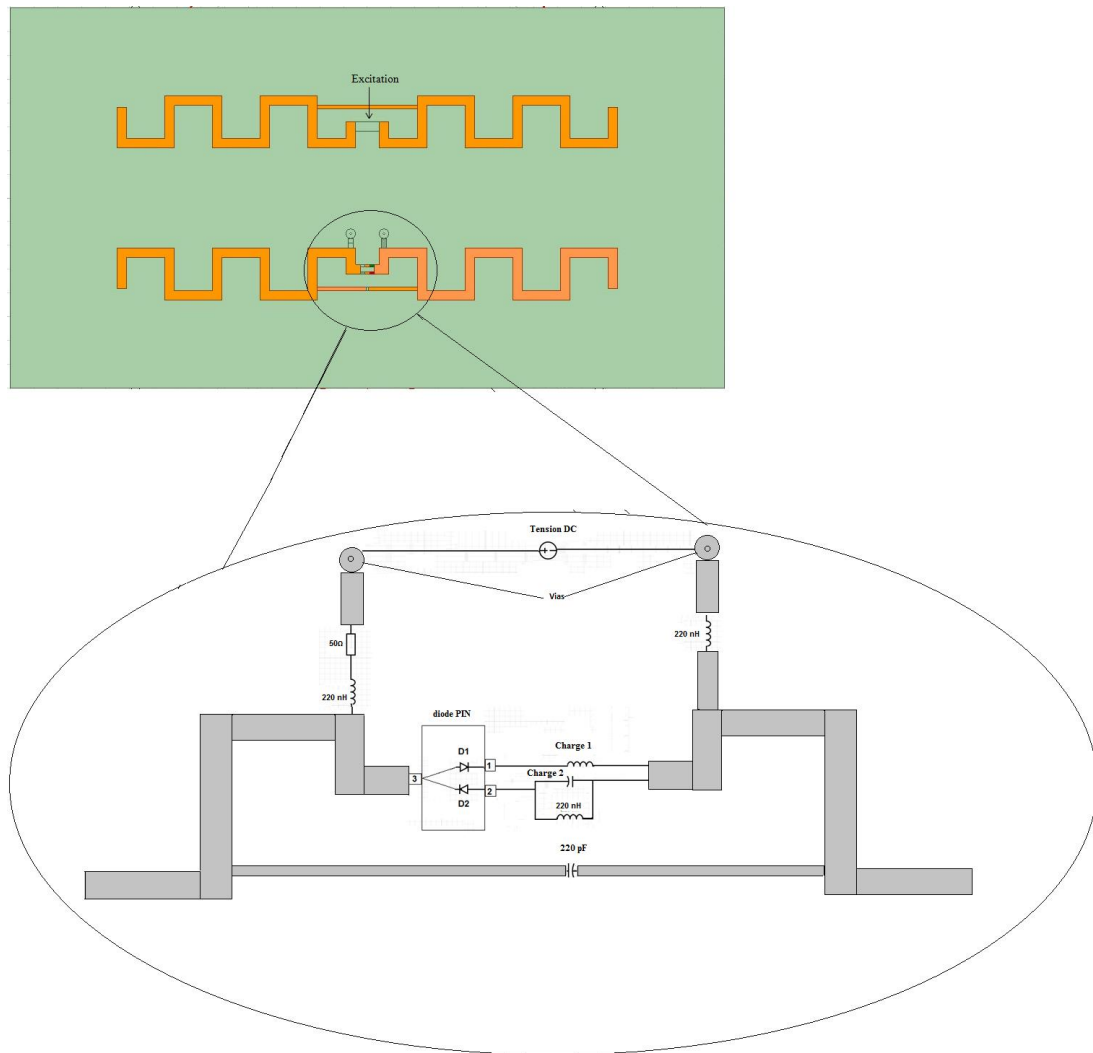


Figure 420 : Géométrie de l'antenne reconfigurable proposée.

Diode	Etat	Paramètres			
		Rp(ohm)	Rs(ohm)	L(nH)	C _T (pF)
Diode PIN	ON		1.5	1.4	
	OFF	3500		1.4	0.23

Tableau II.2 : Valeurs des paramètres du circuit équivalent de la diode PIN BAR64-04W à 1 GHz

Les diodes PIN sont polarisées en appliquant une tension de 3,3 V ou -3,3V. En contrôlant la polarisation des diodes PIN, l'antenne devient reconfigurable.

Deux configurations sont possibles :

(i) Si la tension continue aux bornes de la diode PIN est de + 3,3 V D1 est allumée et D2 est éteinte : l'élément parasite est chargé par la charge 1 et le faisceau est redirigé suivant la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$).

(ii) Si la tension continue aux bornes de la diode PIN est de -3,3 V, D1 est désactivée et D2 est activée : l'élément parasite est chargé par la charge 2 et le faisceau est redirigé suivant la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$).

Dans la section suivante, Les résultats de simulations et de mesure du réseau d'antenne proposée seront présentés.

II.2.3 Simulation et validation des résultats

La nature des charges requises pour maximiser la directivité dans les deux directions du plan d'azimut : ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$) et ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) sont respectivement une résistance de 68Ω en série avec une inductance de 33 nH et une résistance négative de -5Ω en série avec un condensateur de 5,6 pF.

Le chargement de l'antenne proposée par les charges précédemment calculées permet de retrouver le comportement attendu de la redirection du faisceau et de la super directivité. Les valeurs maximales de directivité simulées dans les deux directions du faisceau lorsque l'antenne parasite est chargée par $Z_L = (R=68 \Omega \text{ en série avec } L=33 \text{ nH})$ et $Z_L = (R=-5 \Omega \text{ en série avec } C=5,6 \text{ pF})$ sont toutes d'environ 6,8 dBi comme il est illustré Figure II.21.

Dans ce travail, ni la partie résistive négative ni la partie positive des impédances synthétisées sont incluses dans le processus de fabrication. La Figure II.22 compare la directivité de l'antenne chargée uniquement par une charge inductive de 33 nH et la directivité lorsque l'antenne est chargée par la charge inductive en série avec une résistance de 68Ω .

Comme le montre la Figure II.22 nous observons que le chargement de l'antenne parasite avec seulement une inductance permet de réduire le niveau de lobes arrière.

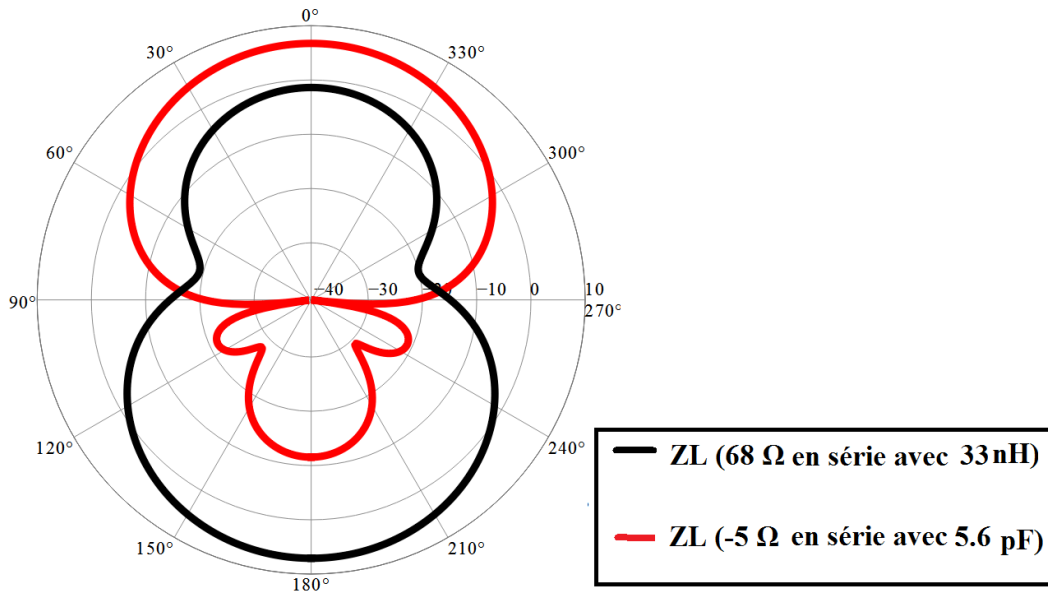


Figure 43 : Diagramme de rayonnement simulé dans le plan d'azimut à 868 MHz

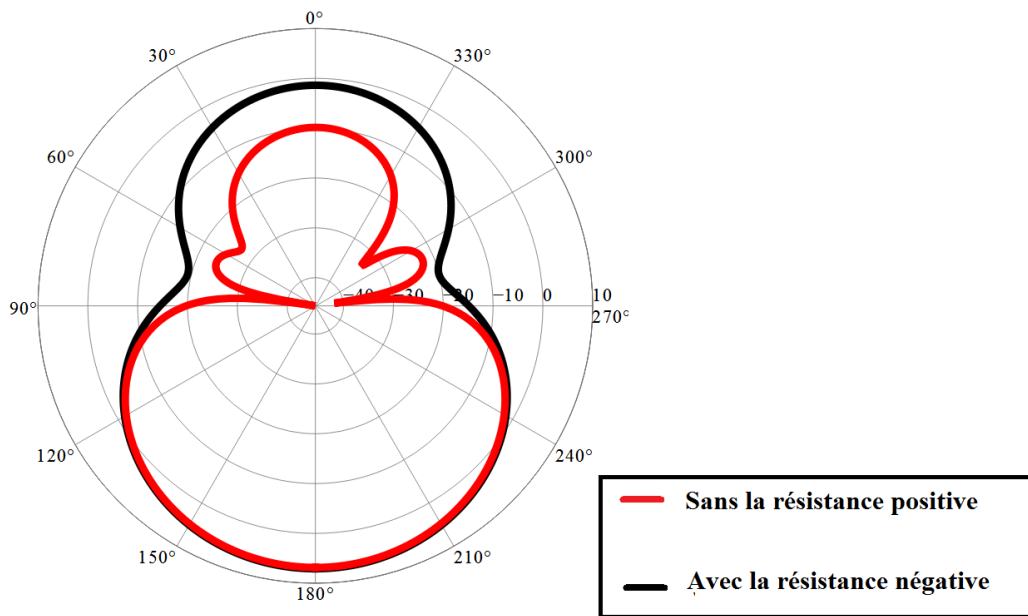


Figure 44 : Diagramme de rayonnement 2D simulé dans le plan d'azimut à 868 MHz lorsque l'antenne parasite est chargée par $L = 33\text{nH}$ en série avec et sans résistance positive $68\ \Omega$.

Dans la Figure II.23, une comparaison de la directivité de l'antenne réseau proposée chargée uniquement par une charge capacitive de $5,6\ \text{pF}$ et la directivité du réseau actif chargé par les charges synthétisées à partir des coefficients de pondération (condensateur de $5,6\ \text{pF}$ en série avec résistance négative de $-5\ \Omega$) a été effectuée.

Une directivité totale de 6,3 dBi est obtenue en simulation lorsque l'antenne parasite n'est chargée que par un condensateur de 5,6 pF ; nous pouvons constater que le niveau des lobes latéraux (SLL) est passé de -11 dBi à -0,56 dBi.

Cette étude montre que la résistance négative en plus d'augmenter la largeur de bande d'adaptation d'impédance [14] réduit le niveau de lobes latéraux.

Ainsi, au lieu d'utiliser les composants actifs, un circuit NIC (convertisseur d'impédance négative) pourrait être utilisé pour synthétiser une impédance négative Z_L , afin de réduire les lobes latéraux. Ce processus de conception des circuits NIC sera détaillé dans le quatrième chapitre de cette thèse.

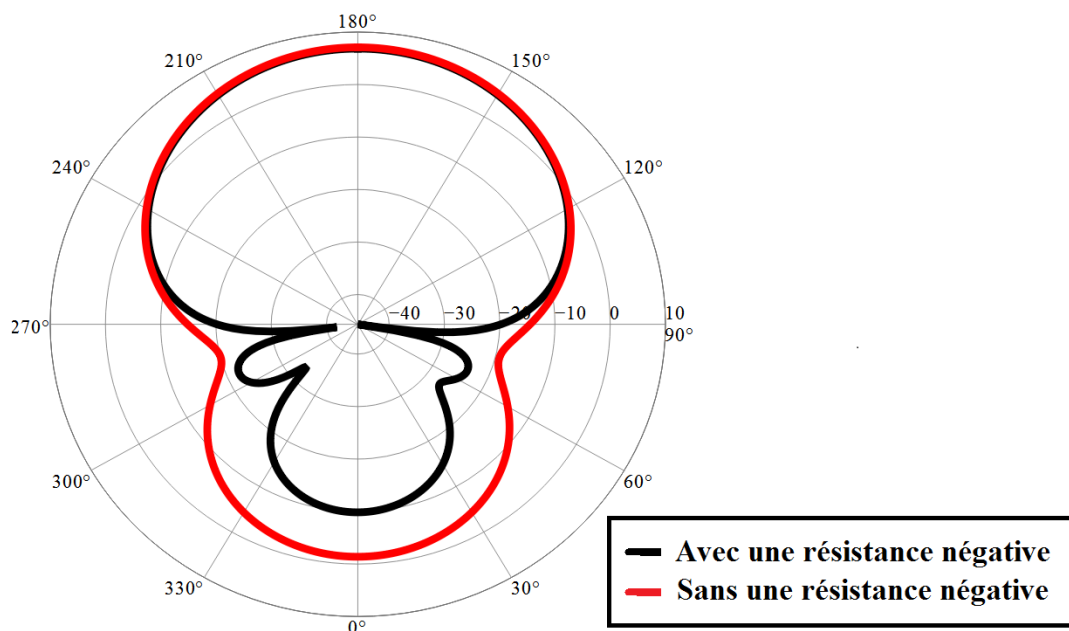


Figure 45 : Diagramme de rayonnement 2D simulé dans le plan d'azimut à 868 MHz lorsque l'antenne parasite est chargée par $C = 5,6\text{pF}$ en série avec et sans résistance négative -5Ω .

La Figure II.24 illustre le gain de crête obtenu en simulation en fonction de la fréquence lorsque l'antenne parasite est chargée par une charge inductive de 33 nH. Le gain de crête obtenu à la fréquence 868 MHz est de 5,26 dBi.

Un gain de crête égale à presque 5 dBi est obtenu lorsque l'antenne parasite est chargée par une charge capacitive de 5,6 pF comme le montre la Figure II.25.

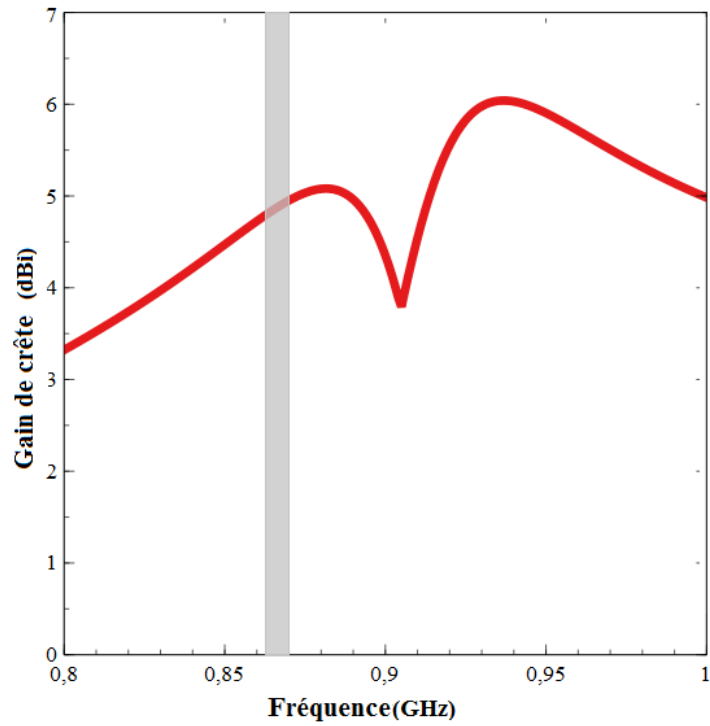


Figure 46: Gain de crête réalisé lorsque l'antenne parasite est chargée par une inductance $L=33nH$

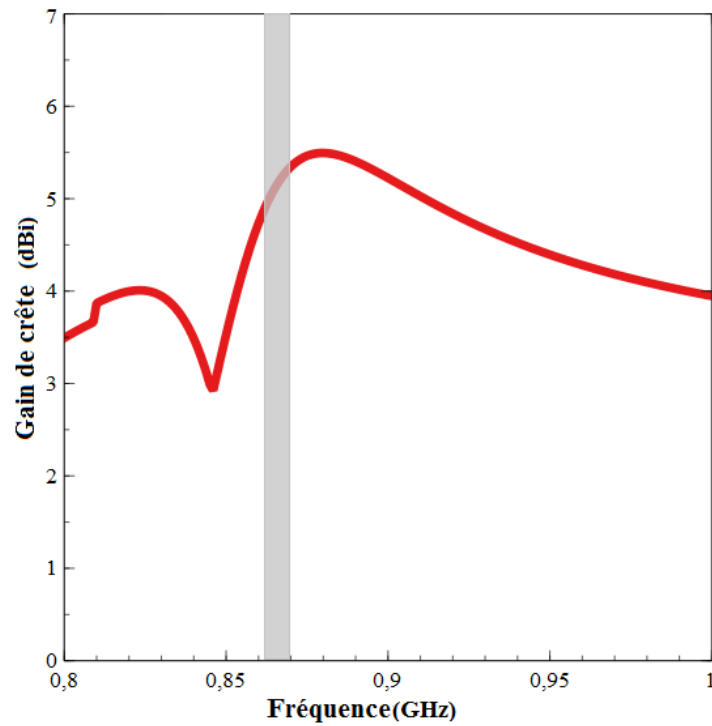


Figure 47 : Gain de crête réalisé lorsque l'antenne parasite est chargée par une capacité $C=5,6 pF$

Un prototype de l'antenne proposée a été réalisé sur un substrat FR4 avec une épaisseur égale à 1,12 et une permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$. Une photo du prototype est présentée sur la Figure II.26.

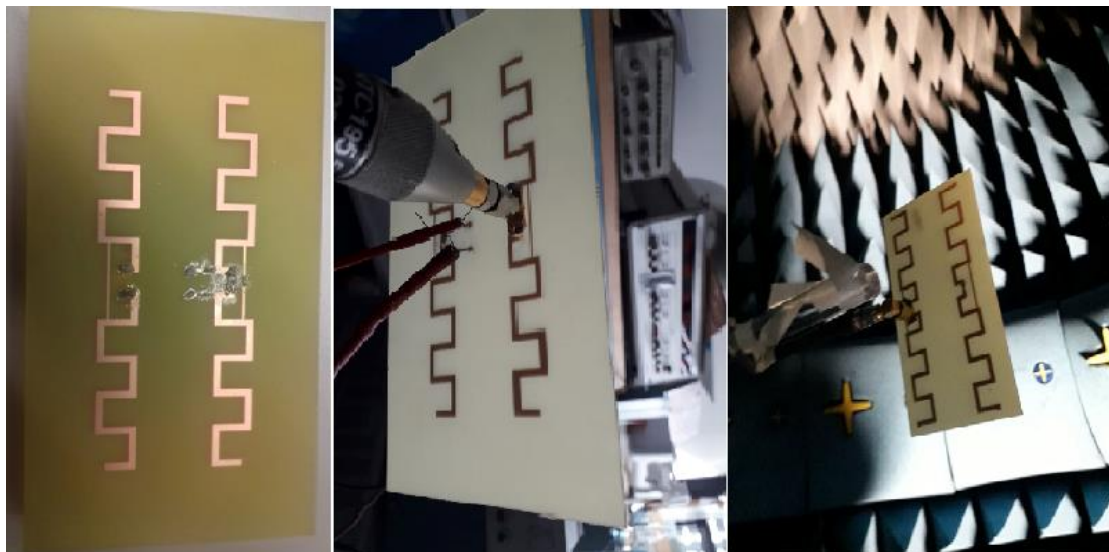


Figure 48 : Photo du prototype de l'antenne proposée

Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence résultant de la mesure de l'antenne proposée est illustré dans la Figure II.27. À la fréquence centrale 868 MHz, le coefficient de réflexion mesuré est de -17 dB.

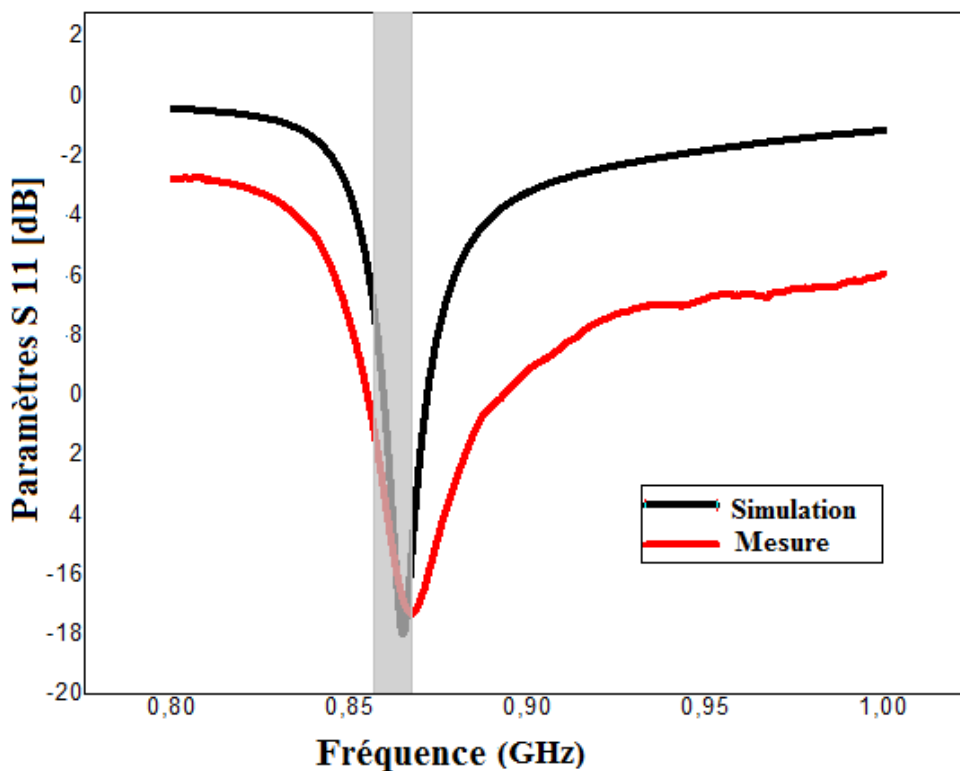


Figure 49 : Coefficient de réflexion mesuré pour $Z_L = 5,6pF$

Un décalage de fréquence inférieur à 1% est observé entre les résultats de simulation et de mesure cela peut être dû à la variation des propriétés du substrat par rapport à celles utilisés pendant la simulation et aussi l'effet de connecteur SMA utilisé dans le système de mesure.

Sur la Figure II.28, nous montrons l'efficacité totale mesurée de l'antenne réseau. Pour $Z_L = 5,6$ pF, nous obtenons une efficacité totale supérieure à 60% dans la bande IoT européenne.

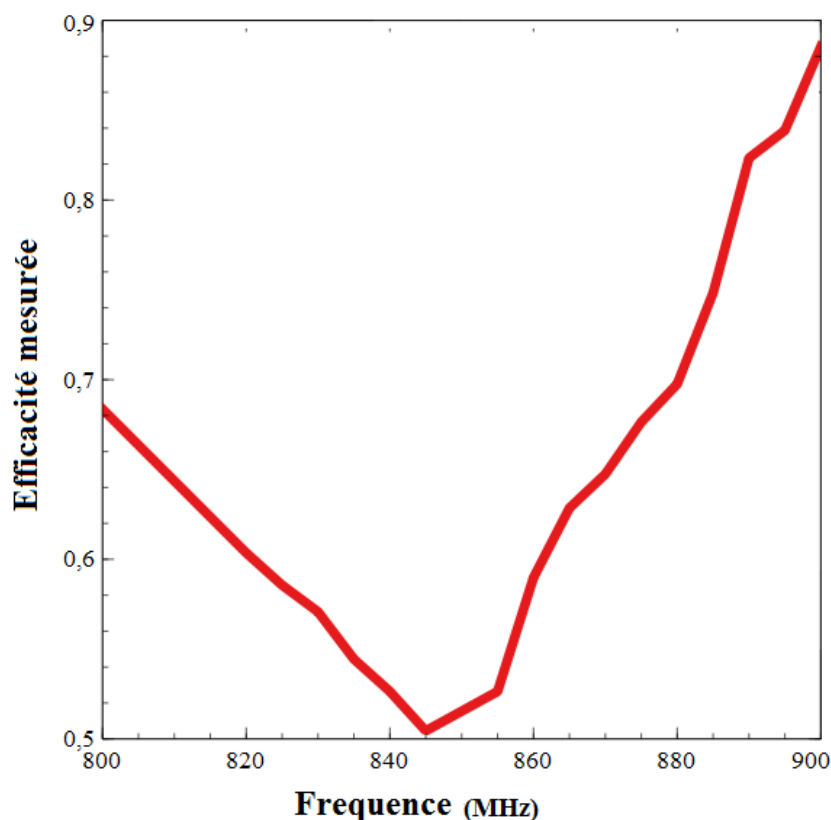


Figure 50 : Efficacité totale mesurée pour $Z_L = 5,6$ pF.

Le diagramme du rayonnement 3D en champ lointain et l'efficacité de l'antenne sont mesurés en laboratoire à l'aide du système de mesure en champ proche SATIMO.

La Figure II.29 illustre le diagramme de rayonnement mesuré à 868 MHz, nous avons constaté que la directivité totale est proche de 6,7 dBi dans les deux directions souhaitées, ce qui prouve l'accord entre les résultats obtenus en simulation et en mesure.

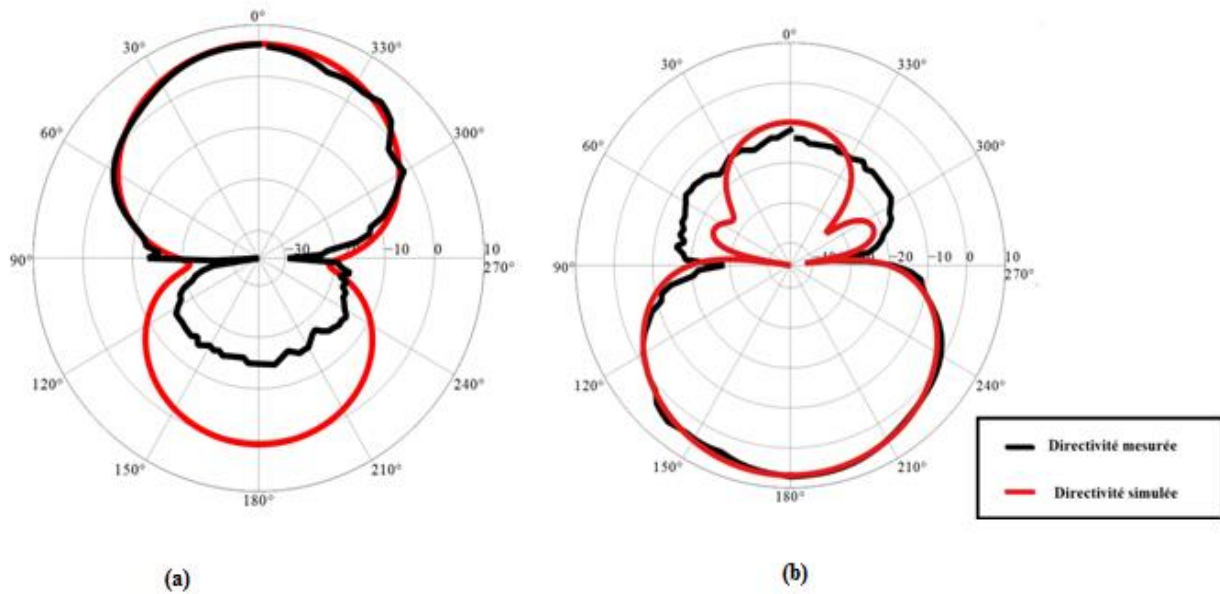


Figure 51 : Directivité totale 2D mesurée et simulée à 868 MHz du réseau à deux éléments.

(a) Directivité maximale atteinte pour $ZL = 5,6pF$,

(b) Directivité maximale atteinte pour $ZL = 33nH$.

Dans la section suivante, on propose l'amélioration l'antenne précédemment présentée. Le nouveau challenge est d'étudier la capacité de cette antenne de rediriger son faisceau suivant quatre directions différentes.

II.3 Amélioration proposée

II.3.1 Structure proposée

Dans la section précédente nous avons montré qu'un réseau parasite formé de deux dipôles repliés en méandre est capable d'orienter électroniquement son faisceau suivant deux directions différentes ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$) et ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) à l'aide d'une diode PIN incorporée sur le dipôle parasite.

Afin d'améliorer les résultats précédemment obtenus, notre objectif maintenant est de chercher la possibilité de générer plutôt quatre différents digrammes de rayonnements selon quatre modes de configurations qui correspondent aux changements des états des deux diodes PIN intégrées dans les antennes parasites en respectant une directivité minimale égale à 5,9 dBi (cette valeur correspond à la limite de directivité des antennes miniatures annoncée par Harrington).

Dans la littérature, plusieurs recherches ont été menées dans ce contexte.

Sang-Jun Ha, et .al [15] ont introduit une antenne qui est capable de changer les directions du faisceau en contrôlant le fonctionnement de deux commutateurs artificiels réalisant un gain maximum de 2,35 dBi.

Dans [16], les auteurs ont discuté la conception d'une antenne compacte et reconfigurable permettant de générer un diagramme omnidirectionnel et quatre diagrammes directionnels. Dans [17], une antenne directionnelle à fente conçue à 2,4 GHz est présentée, cette antenne peut former trois diagrammes directionnels distincts avec un gain de 4 dBi.

Des nombreux articles dans la littérature ont discuté la mise en place d'antennes directionnelles reconfigurables, mais certaines limitations critiques existent comme le faible gain et efficacité. Pour répondre à ce nouveau besoin, l'antenne proposée est composée d'un substrat diélectrique et de deux couches séparées par une distance d empilées verticalement le long de l'axe Z et formées chacune de deux antennes électriquement petites (dipôles à méandre) imprimés sur le substrat comme le montre la Figure II.30. Les dimensions totales de la structure proposée sont de $0,2 \lambda \times 0,4 \lambda \times 0,1 \lambda$, où λ est la longueur d'onde à la fréquence de travail 868 MHz. Le substrat utilisé est toujours le FR4_epoxy® ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,02$) avec une épaisseur de 1,12 mm. L'antenne élémentaire a une longueur de $0,3 \lambda$ et l'espacement inter-éléments est fixé à $0,09\lambda$ à 868 MHz. Les paramètres géométriques de l'antenne en millimètres sont détaillés dans le Tableau II.3.

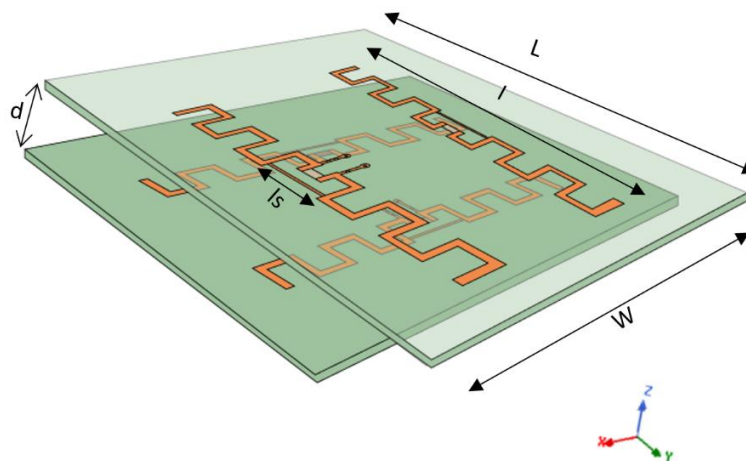


Figure 52 : Géométrie de l'antenne après l'amélioration proposée

Dimensions (mm)			
L	W	l	ls
150	80	104	21

Tableau II.3 : Paramètres géométriques de l'antenne

Chaque couche se compose d'un dipôle méandre excité combiné avec un dipôle méandre parasite chargé par une impédance Z_L : c'est une impédance synthétisée pour obtenir une super-directivité dans une direction souhaitée. L'amplitude et la pondération de phase à appliquer à l'antenne parasite ont été calculées à l'aide de la formule d'Uzkov.

Afin d'améliorer les performances de l'antenne proposée, un processus d'optimisation a été lancé sur le logiciel de simulation 3D HFSS pour choisir correctement la distance qui sépare les deux couches suivant l'axe Z, cette distance va être choisie en se basant sur les résultats de coefficients de réflexion et de la directivité générée pour différentes valeurs de distance.

La directivité simulée pour des différentes distances $d = [20 - 50]$ mm varie entre 5.8 dBi et 6.7 dBi et un niveau de SLL varie de -5 dBi ($d=20$ mm) à -11 dBi ($d=50$ mm) comme le montre la Figure II.31. La Figure II.32 illustre les résultats de simulation du coefficient de réflexion S_{11} lorsque tous les dipôles méandres sont excités. En raison de restrictions de taille, nous choisissons $d = 30$ mm donnant un coefficient de réflexion égal à -13 dB et une directivité égale à 6.5 dBi avec un niveau SLL = -9 dBi.

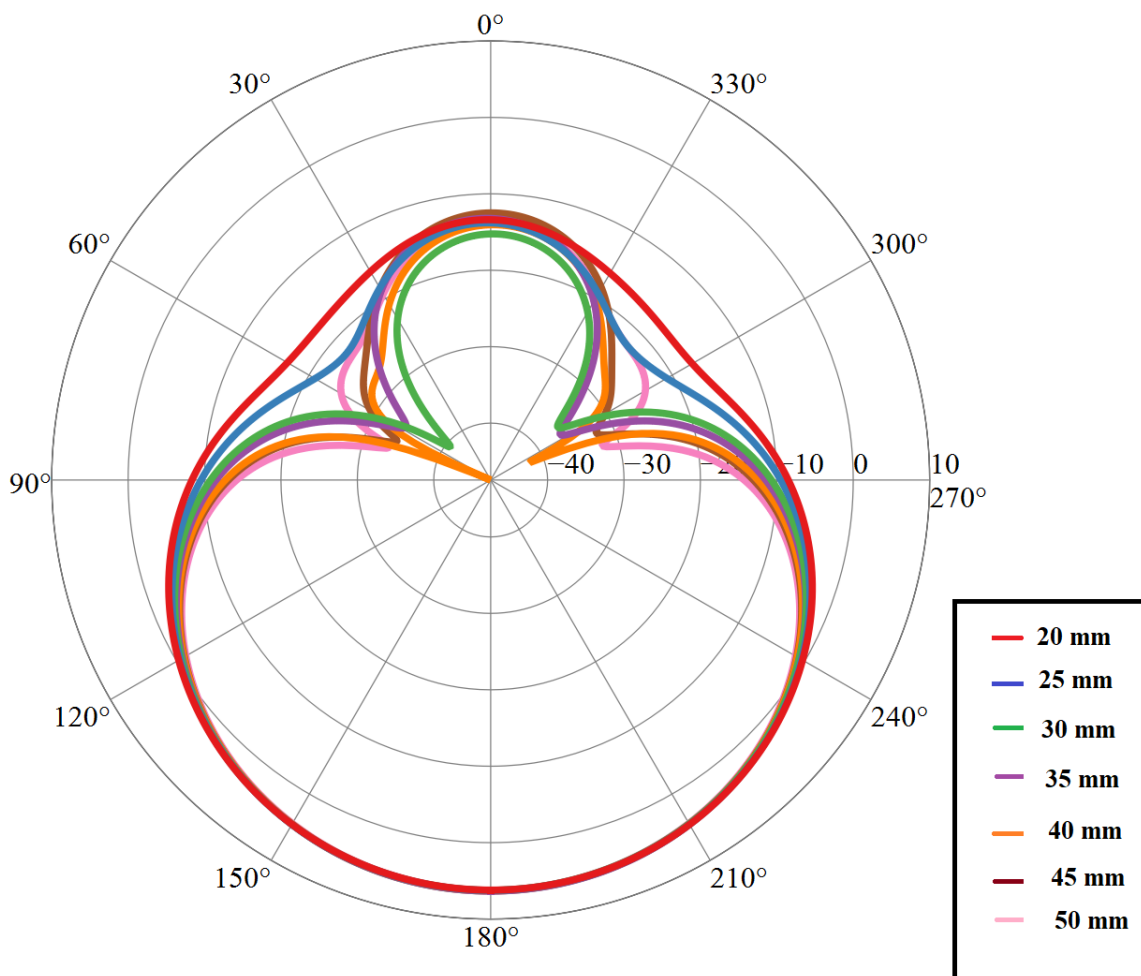


Figure II.31 : Diagrammes de rayonnement simulés à la fréquence 868 MHz

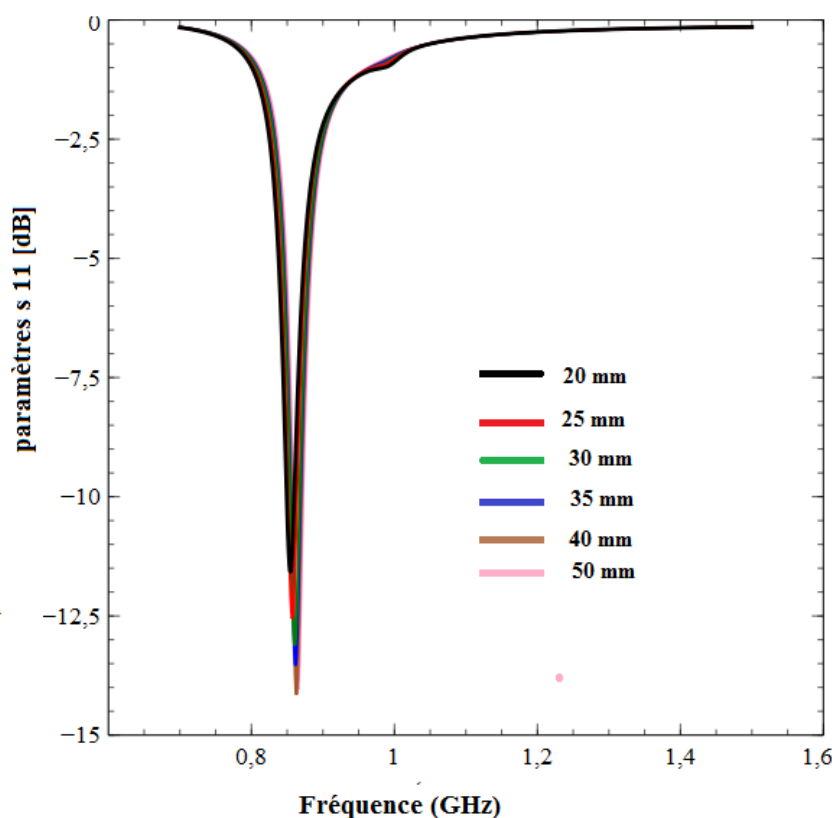


Figure 53 : Résultats de simulation des paramètres S11

Le processus d'optimisation utilisé pour synthétiser les charges optimales calculés à l'aide des équations d'Uzkov est détaillé dans la section II.2 et sera appliqué pour déduire les charges à imposer sur les dipôles parasites. Ces charges optimales $Z1$ et $Z2$ nécessaires pour charger le dipôle parasite de chaque couche (la première charge a été appliquée sur le dipôle parasite imprimé sur la couche inférieure et la seconde charge a été appliquée sur l'élément parasite imprimé sur la couche supérieure) garantissant une directivité supérieure à la limite de Harrington pour les antennes miniatures dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$) et ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 90^\circ$) sont respectivement une inductance de 27 nH et 15 nH générant une directivité égale à 6,5 dBi .

Dans le but de rediriger le faisceau suivant deux directions différentes autres que les directions mentionnées ci-dessus, on a maintenu les deux dipôles excités sur chaque couche et on a chargé chaque élément parasite dans chaque couche respectivement par des capacités de 5,6 pF et 4,7 pF. Une directivité égale à 6.3 dBi est obtenue dans les directions ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) et ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = -90^\circ$).

Afin de contrôler électroniquement le diagramme de rayonnement, nous avons intégré entre les deux brins de chaque élément parasite deux charges (une inductance et un condensateur) en série

avec une diode PIN. Deux vias métalliques reliant chaque antenne et la couche arrière du substrat pour alimenter la diode pin placée sur le dipôle parasite dans chaque couche.

Deux diodes PIN BAR64-04W de la technologie Infineon et deux signaux DC sont nécessaires pour contrôler le comportement reconfigurable du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée générant quatre diagrammes directifs dans quatre directions différentes ($\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$), ($\theta = 90^\circ, \varphi = 90^\circ$) ($\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$) et ($\theta = 90^\circ, \varphi = -90^\circ$) comme le montre le Tableau II.4.

Mode	PIN	Direction
1	PIN1 (ON)	($\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$)
2	PIN1(OFF)	($\theta = 90^\circ, \varphi = 90^\circ$)
3	PIN2(ON)	($\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$)
4	PIN2(OFF)	($\theta = 90^\circ, \varphi = -90^\circ$)

Tableau II.4 : État des diodes PIN et différents modes

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion pour chaque couche dans l'antenne améliorée sont affichés sur la Figure II.33. Un décalage fréquentiel d'environ 10 MHz est apparu entre les fréquences de résonances de la couche inférieure ($F_{res} = 868$ MHz) et la couche supérieure ($F_{res} = 880$ MHz).

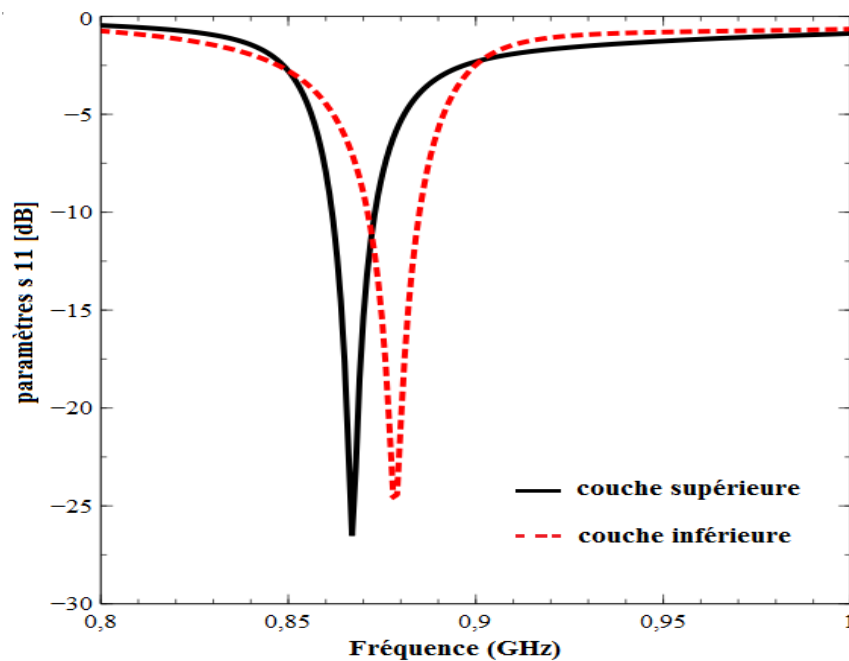


Figure 54: Résultats de simulation de coefficient de réflexion S11

Les diagrammes de rayonnement pour chaque mode sélectionné prouvent que l'antenne est capable de modifier la direction de son lobe principal suivant quatre directions comme le montre la figure II.34.

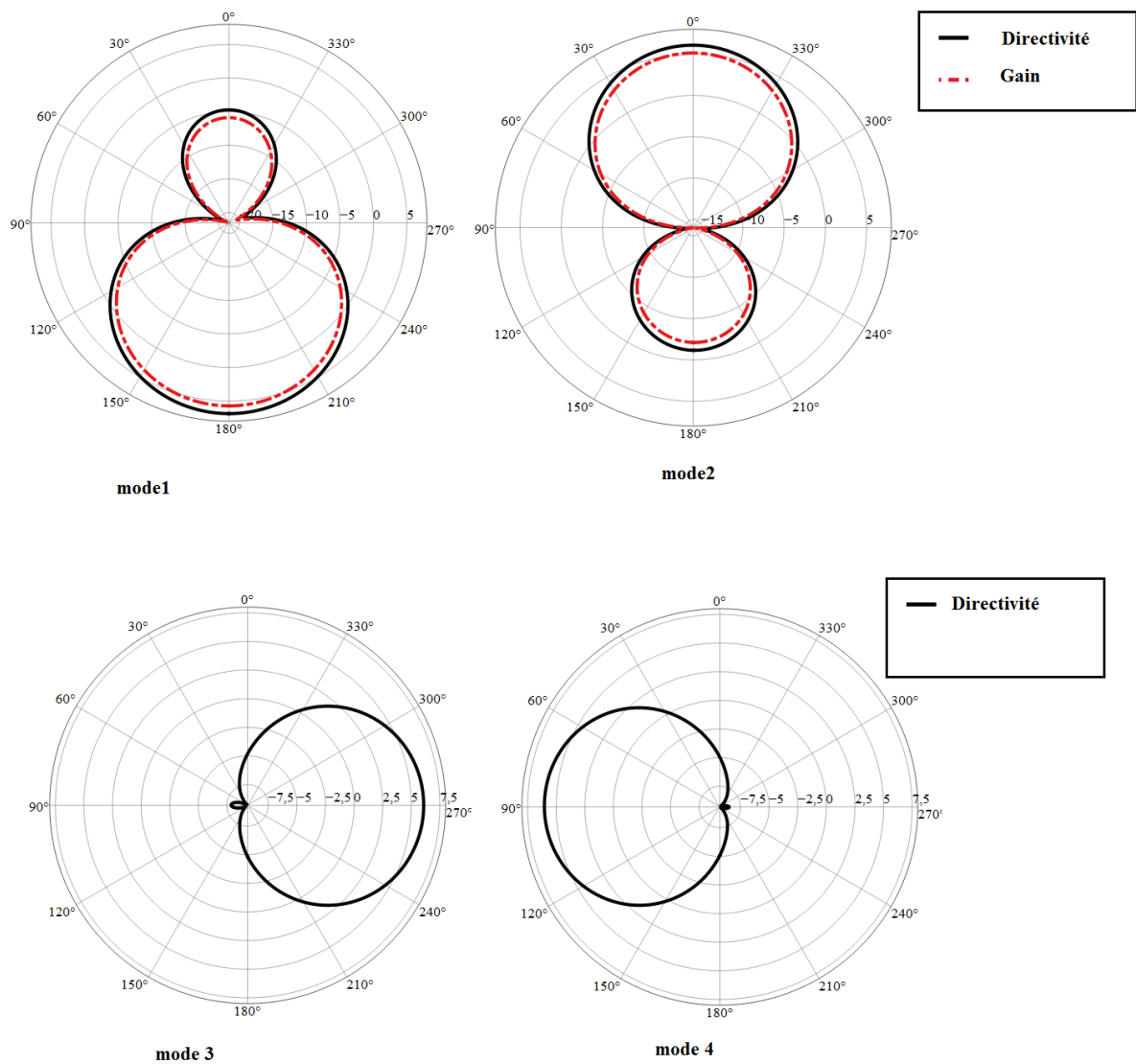


Figure 55: Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence 868 MHz pour les quatre modes

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une antenne super directive avec une directivité qui atteint 7 dBi permettant de rediriger son faisceau suivant deux directions. Puis, nous avons proposé une amélioration de cette antenne de façon à ce que nous obtenions un balayage de son faisceau suivant quatre différentes directions en utilisant deux diodes PINs appliquées sur les deux dipôles parasites.

Dans le chapitre suivant on s'intéressera plutôt à l'amélioration de la directivité de l'antenne en s'inspirant de la technologie des antennes Yagi.

Références

- [1] Majid, H. A., M. K. A. Rahim, M. R. Hamid, M. F. Ismail, and F. Malek, "Frequency reconfigurable wide to narrow band monopole with slotted ground plane antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 26, Nos. 11–12, 1460–1469, 2012. 7.
- [2] Abu Tarboush, F., R. Nilavalan, K. M. Nasr, S. W. Cheung, T. Peter, H. S. Al-Raweshidy, and D. Budimir, "Reconfigurable tri-band H-shaped antenna with frequency selectivity feature for compact wireless communication systems," *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 5, 1675–1682, 2011. 9.
- [3] Ren, Z., W.-T. Li, L. Xu, and X.-W. Shi, "A compact frequency reconfigurable unequal u-slot antenna with a wide tunability range," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 39, 9–16, 2013.
- [4] Majid, H. A., M. K. Abd Rahim, M. R. Hamid, and M. F. Ismail, "Frequency reconfigurable microstrip patch-slot antenna with directional radiation pattern," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 144, 319–328, 2014.
- [5] S.M. ShahM.F.M. Daud , "Frequency Reconfiguration Mechanism of a PIN Diode on a Reconfigurable Antenna for LTE and WLAN Applications", *International Journal of Electrical and Computer Engineering* ,Juin 2018 .
- [6] R.F. Harrington "Reactively controlled directive arrays", *IEEETrans Antennas Propag.*1978;26(3):390–395 .
- [7] Ha, S.-J. and C.-W. Jung, "Reconfigurable beam steering using a microstrip patch antenna with a u-slot for wearable fabric applications " *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 140, 2013 261 applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, 1228–1231, 2011.
- [8] Wazie M. Abdulkawi 1, Abdel-Fattah A. Shet, "RF MEMS Switches Enabled H-Shaped Beam Reconfigurable Antenna," *ACES JOURNAL*, Vol. September 2019.
- [9] Li, Z., H. Mopidevi, O. Kaynar, and B. A. Cetiner, "Beam-steering antenna based on parasitic layer", *Electronics Letters*, Vol. 48, 59– 60, 2012.
- [10] T. Zhang, S.-Y. Yao, Y. Wang. "Design of radiation-pattern-reconfigurable antenna with four beams", *.IEEE Antennas WirelessPropag Lett.*2015;14:183–186.
- [11] Akimu Dihissou , "Directive and Reconfigurable Loaded Antenna Array for Wireless Sensor Networks," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 84, 103–117, 2018

-
- [12] I. Uzkov, "An Approach to the Problem of Optimum Directive Antennae Design", *Comptes rendues (Do lady) de l'académie des sciences de l'URSS*, Vol. 53, No. 1, 1946 .
- [13] Boyle, K., "Radiation patterns and correlation of closely spaced linear antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 50, No. 8, 1162–1165, August 2002.
- [14] L. Batel , L. Rudant , "Sensitivity of negative impedance converter circuit with respect to PCB design effects ", *The 2015 International Workshop on Antenna Technology* .
- [15] Sang-Jun , " Reconfigurable Beam-Steering Antenna Using Dipole and Loop Combined Structure for Wearable Applications ", *Etri Journal* ,February 2012 .
- [16] Ren Wang 1 , "Compact Reconfigurable Antenna with an Omnidirectional Pattern and Four Directional Patterns for Wireless Sensor Systems " , *Ding ,mdpijournal* 2016 .
- [17] Le Huy Trinh , "A Pattern-Reconfigurable Slot Antenna for IoT Network Concentrators" , *dpi journal* novembre 2017

CHAPITRE III :

CONCEPTION D'UNE ANTENNE YAGI

RECONFIGURABLE EN DIAGRAMME DE

RAYONNEMENT

Introduction

Dans ce chapitre, notre but est d'étudier et d'améliorer les propriétés de rayonnement de la structure de l'antenne présentée dans le chapitre II.

La nouvelle structure proposée est inspirée de la technologie Yagi en vue de maximiser le gain de l'antenne tout en préservant la propriété de redirection du faisceau angulaire suivant deux différentes directions.

III.1 Généralités sur les antennes Yagi

Atteindre un gain élevé avec une antenne électriquement petite taille est le sujet de nombreuses recherches effectuées dans la littérature.

Une antenne Yagi est capable d'atteindre un gain élevé avec une structure simple. Cependant, la longueur des éléments formant un réseau des éléments filaires est de l'ordre d'une demi-longueur d'onde et l'espacement entre les éléments adjacents est généralement compris entre $0,15 \lambda$ et $0,4 \lambda$ [1] [2].

L'antenne réseau Yagi-Uda a été développée par Uda et Yagi en 1926 et 1928 [3]. C'est une antenne qui se compose de plusieurs éléments dipôles linéaires. Alors qu'un seul dipôle est excité par une source RF appelée élément alimenté (élément actif) ou excité par un signal, les autres éléments sont appelés directeurs ou réflecteurs (éléments parasites non excités chargés ou non) dans lesquels les courants micro-ondes sont induits par couplage mutuel, pour cette raison, le (s) réflecteur (s) et les directeurs sont considérés comme des éléments parasites. L'antenne Yagi-Uda étant conçue pour agir comme un réseau longitudinal [4][5], les éléments parasites situés dans la direction du faisceau agissent comme directeurs et ceux du côté opposé comme des réflecteurs.

Une antenne Yagi n'a généralement qu'un seul réflecteur qui est légèrement plus long que l'élément excité (dipôle) et plusieurs directeurs, qui sont légèrement plus courts que l'élément excité. L'antenne Yagi est dite directionnelle car elle rayonne de la puissance lui permettant de transmettre et de recevoir des signaux avec moins d'interférences dans une direction privilégiée. La Figure III.1 présente un schéma de la configuration générale d'une antenne Yagi.

Pour déterminer la taille et la forme d'une antenne Yagi. Il faut prendre en compte la longueur du réflecteur, la longueur de l'élément excité, Les longueurs de directeurs, l'espacement entre les réflecteurs et le radiateur, l'espacement entre l'élément excité et le premier directeur et l'espacement entre les directeurs.

Le gain directionnel d'une antenne Yagi est généralement de 7 à 9 dB par λ (longueur d'onde) de longueur totale de l'antenne (donnée sous forme de multiple de longueurs d'onde). L'ajout de réflecteur n'augmente pas réellement le gain. Cependant, l'ajout de directeurs augmente le gain directif de l'antenne, mais pas indéfiniment.

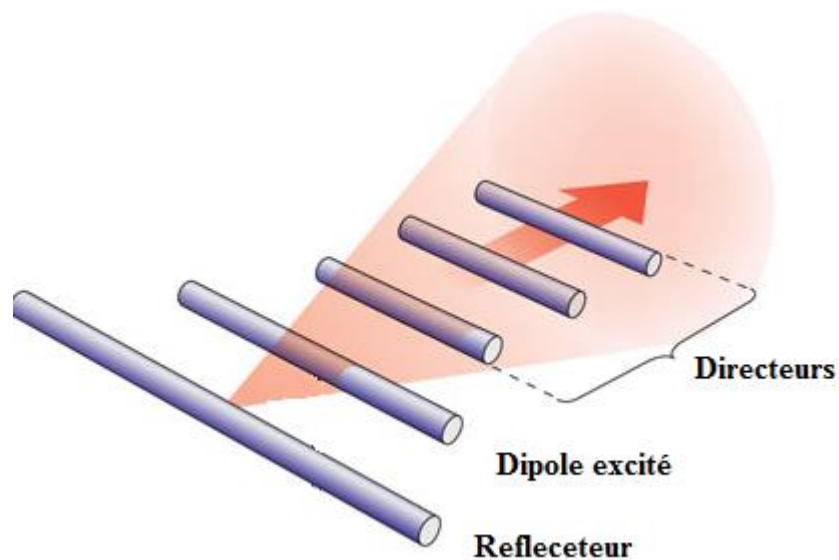


Figure 56 : Configuration générale d'une antenne Yagi

Généralement, la longueur du réflecteur est légèrement supérieure à $\lambda/2$, les radiateurs (éléments excités) sont légèrement inférieurs à $\lambda/2$ alors que les longueurs de directeurs sont généralement comprises entre $0,4-0,45\lambda$. L'espacement entre le réflecteur et l'élément radiateur est d'environ $\lambda/4$ et l'espacement entre les directeurs peut être compris entre $0,2\lambda$ et $0,4\lambda$, mais lorsque ça dépasse le $0,3\lambda$, le gain global de l'antenne peut être diminué de 5 à 7 dB.

Depuis que l'antenne quasi-Yagi a été introduite dans [6], diverses architectures planes basées sur la théorie Yagi-Uda ont été développées avec une directivité plus élevée comme l'exemple proposé dans [7].

Bayraktar et al. [8] ont étudié une antenne Yagi à trois éléments optimisés dont l'élément unitaire est un dipôle miniaturisé comme le montre la Figure III.2. Dans la conception optimisée, la longueur est réduite à $0,27\lambda$ et L'espacement est de $0,11\lambda$ entre le réflecteur et l'élément excité, l'antenne de base est de la forme d'une spirale rectangulaire avec plusieurs plis. Puis, un élément

directeur est ajouté pour former le Yagi à deux éléments. Les dimensions de l'antenne sont optimisées en utilisant un algorithme génétique (GA) en conjonction avec un code électromagnétique numérique (NEC).

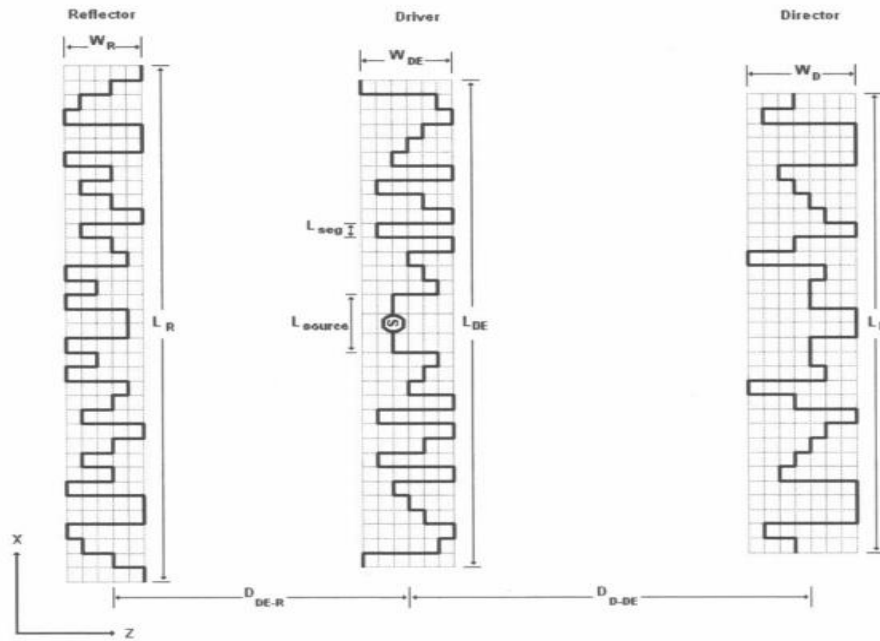


Figure 57 : Réseau d'antennes miniatures à trois éléments stochastiques Yagi-Uda. [8]

O'Donnell et Yaghjian [9] ont conçu un réseau parasite super-directif à deux éléments utilisant des antennes monopôles électriquement petites comme le montre la Figure III.3. La hauteur de l'antenne est égale à $0,073 \lambda$, tandis que le volume total de l'antenne est $0,18 \lambda \times 0,073 \lambda \times 0,073 \lambda$. Étant donné que la taille de l'élément parasite est identique à celle de l'élément radiateur, des « lumped element » groupés sont utilisés pour adapter l'antenne.

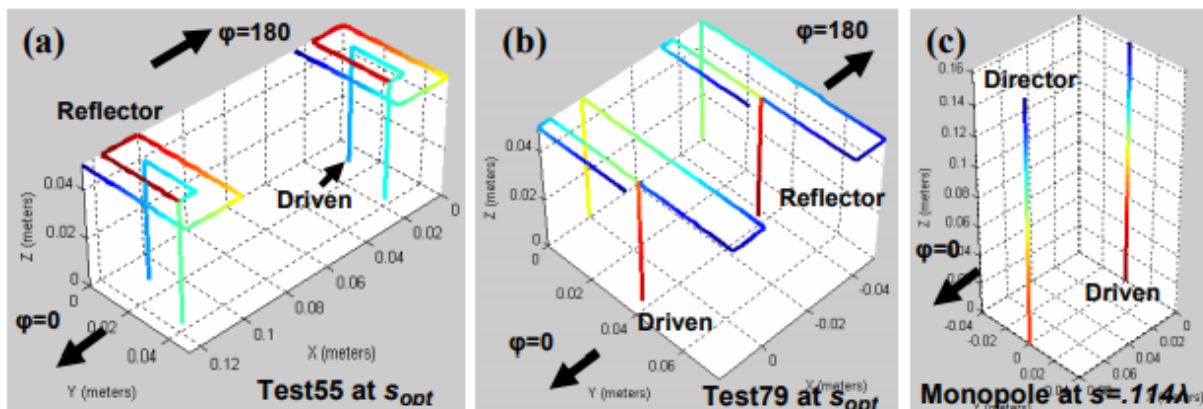


Figure 58 : Géométrie de l'antenne proposée dans [9]

Dans [10], l'auteur propose le développement d'une antenne Yagi – Uda à 24 GHz générant une directivité de 9,3 dBi, S. Lim [11] a présenté un Yagi à deux éléments électriquement petits

composés d'une antenne en forme de spirale excitée et d'un directeur avec un gain réalisé égale à 8.8 dBi comme le montre la Figure III.4.

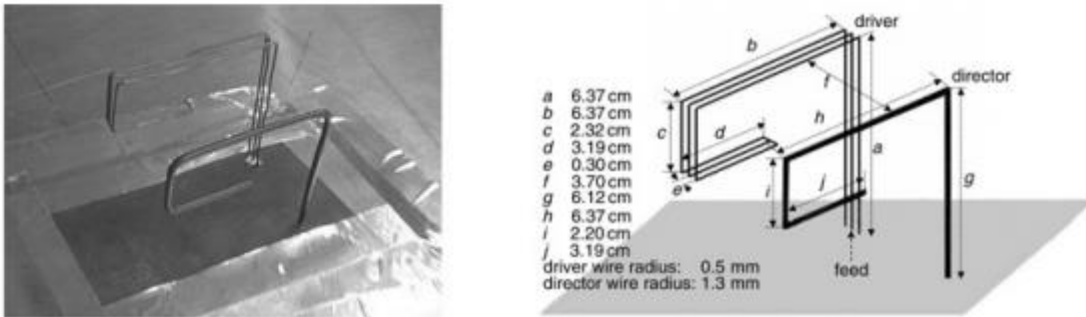


Figure 59 : Réseau de deux monopoles Yagi [11].

Les systèmes d'antennes à balayage angulaire combinés à des réseaux d'antennes parasites sont l'une des techniques efficaces développées en permanence utilisable dans les applications IoT. Le concept de direction du faisceau utilisant des radiateurs parasites afin de modifier les diagrammes de rayonnement de l'antenne en contrôlant électroniquement les charges commutables a été introduit par Harrington. Récemment, P. Ngamjanyaporn et al. [12] ont présenté une antenne réseau circulaire inspirée de la technologie Yagi-Uda montrée sur la Figure III.5. Cette antenne est reconfigurable en diagramme de rayonnement et son faisceau est redirigé suivant sept directions couvrant le demi-plan azimutal ($0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$)

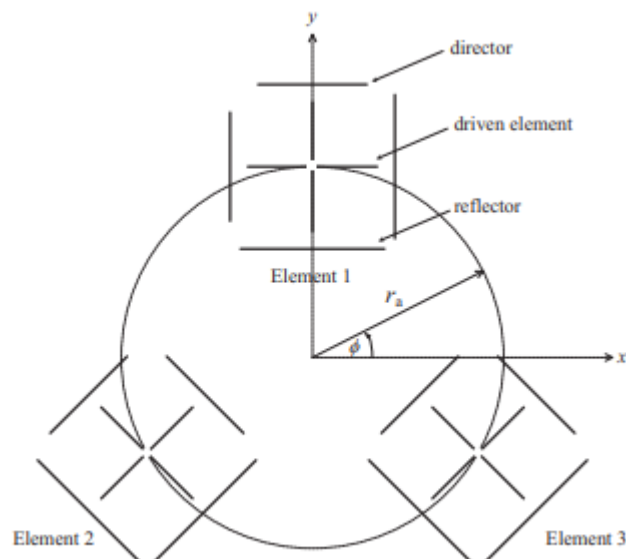


Figure 60 : Configuration de l'antenne proposée dans [12].

Dans ce qui suit, nous allons présenter une nouvelle antenne capable de rediriger son faisceau suivant deux directions différentes avec une directivité qui peut atteindre 8.5 dBi dans deux directions différentes.

III.2 Méthodologie de conception

Notre intérêt maintenant se focalise sur la capacité de l'antenne proposée basée sur la technologie Yagi à être compacte, à générer un gain plus élevé et à être capable de diriger le faisceau principal pour générer deux diagrammes de faisceaux différents.

La première étape a consisté à simuler la structure d'antenne Yagi traditionnelle comme le montre la Figure III.6. Cette structure se compose d'un réflecteur, d'un élément alimenté (excité) et d'un ou plusieurs directeurs (ici nous avons choisi six directeurs) montrant une bonne directivité de 9,4 dBi.

Il est bien connu que l'ajout de directeurs supplémentaires permet de maximiser le gain et la directivité dans une direction désirée. Donc le but de ce travail est de générer une bonne directivité (proche de 9 dBi) en se basant sur les équations d'Uzkov pour la détermination des coefficients de pondération de courant optimaux.

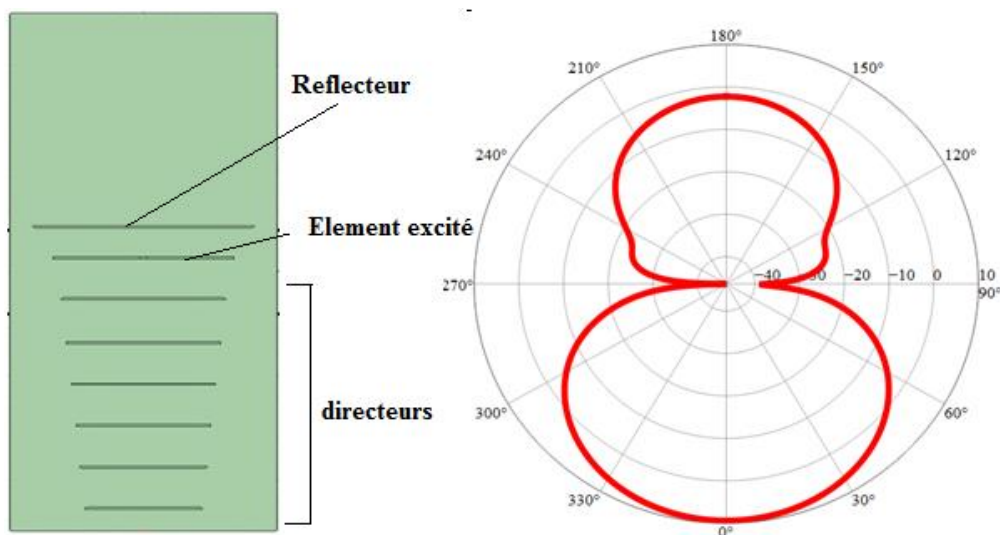


Figure 61 : Structure d'une antenne Yagi simple et le diagramme de rayonnement obtenu en simulation

Un processus d'optimisation a été entamé sur le logiciel de simulation ANSYS HFSS pour bien choisir le nombre de directeurs, l'espacement des éléments et la longueur de dipôle excité, des directeurs et de réflecteur.

La même structure et le même processus d'optimisation discutés et détaillés dans le chapitre précédent seront utilisés maintenant pour améliorer la directivité maximale précédemment obtenue (6.8 dBi).

Des simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS, le premier dipôle est excité avec un signal à une amplitude de 1 et une phase de 0°, tandis que l'excitation du second dipôle sera ajustée correspondant à une variation du rapport de puissance P1/P2 où P1 et P2 sont respectivement la puissance de l'antenne 1 et de l'antenne 2. Les champs électriques rayonnés obtenus par simulation sont intégrés dans les équations d'Uzkov afin de calculer les coefficients d'excitation de courant requis qui améliorent à la fois le gain et la directivité dans une direction sur la bande de fréquences de fonctionnement 800-1000 MHz. Les coefficients d'excitation du réseau qui maximisent la directivité dans la direction (θ_0, ϕ_0) sont donnés par :

$$a_{02} = [H^*_{12}]^{-1} e^{-jk_0 r_2} f^*_1(\theta_0, \phi_0) f_2(\theta_0, \phi_0) \quad III.1$$

A partir du courant de pondération a_{02} et de la matrice d'impédance $[Z]$, on déduit la puissance de pondération a_{p2} entre P1 et P2 qui correspond respectivement à la puissance d'excitation du dipôle 1 et du dipôle 2 en amplitude et en phase.

La directivité maximale que l'on peut obtenir (environ 6,6 dBi) est lorsque l'on excite le premier dipôle avec P1 (1W, 0 °) et le second dipôle avec P2 (0,7W, -80 °).

En parallèle avec le calcul des coefficients d'excitation de courant optimaux, nous proposons un processus d'optimisation qui permet de choisir rigoureusement le nombre optimal de directeurs garantissant le gain le plus élevé en respectant les restrictions de la taille réduite de l'antenne. La Figure III.7 compare la directivité pour différents nombres de directeurs ajoutés à la structure principale (présentée dans le chapitre II).

Comme nous pouvons le constater, l'ajout de quatre directeurs permet d'avoir une directivité élevée égale à 8,5 dBi dans la direction $(\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$ dans le plan azimutal (l'espacement élément à élément est fixé à $0,1 \lambda$). L'ajout de cinq et six directeurs (Tableau III.1) ne font pas vraiment de grande différence car la directivité est toujours d'environ 8 à 9 dBi.

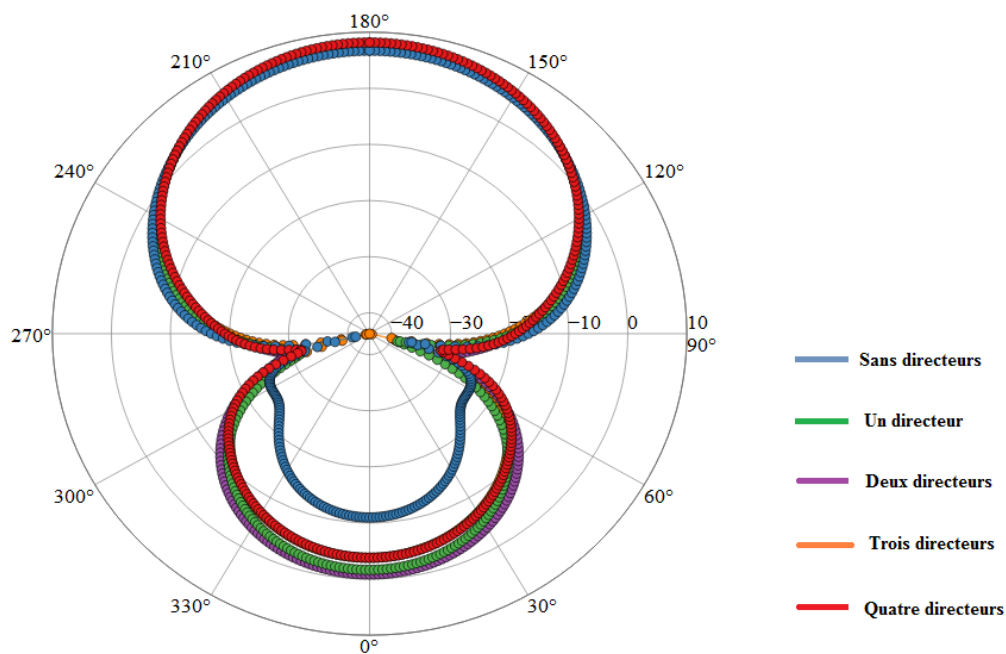


Figure 62 : Diagrammes de rayonnement 2D pour des différents nombres de directeurs.

Structures	Directivité
Réseau parasite de deux dipôles	6.67 dBi
Réseau parasite de deux dipôles + 1 directeur	7.17 dBi
Réseau parasite de deux dipôles + 2 directeurs	7.27 dBi
Réseau parasite de deux dipôles + 3 directeurs	7.67 dBi
Réseau parasite de deux dipôles + 4 directeurs	8.5 dBi
Réseau parasite de deux dipôles + 5 directeurs	8.7 dBi
Réseau parasite de deux dipôles + 6 directeurs	9 dBi

Tableau III.5 : Comparaison de la directivité de l'antenne pour différents nombres de directeurs.

Par conséquent, en raison des contraintes de taille, nous choisissons d'utiliser quatre directeurs. La Figure III.8 montre un réseau de deux antennes électriquement petites (un dipôle replié à méandre et excité, un dipôle méandre parasite) et quatre directeurs.

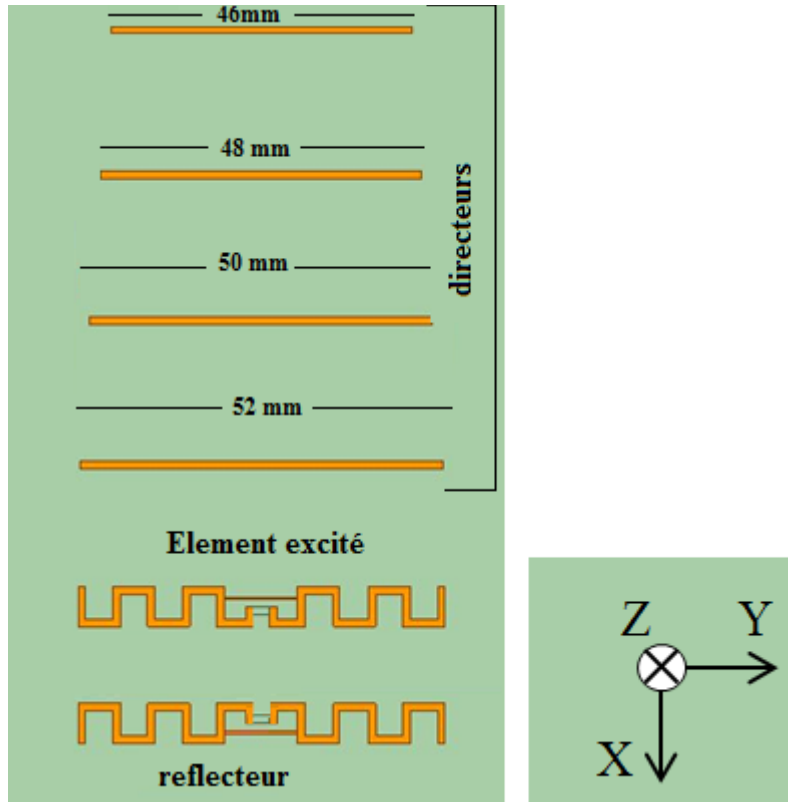


Figure 63 : Structure de l'antenne Yagi modifiée

III.3 Géométrie finale de l'antenne

Dans cette section, nous discuterons la capacité de l'antenne proposée à changer le faisceau principal entre deux directions à l'aide de composants actifs.

Une directivité totale simulée de 8,5 dBi est obtenue dans la direction optimale ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) lors de l'excitation de chaque dipôle respectivement par P1(1W, 0°) et P2(1,42W, -80°), tandis que la même directivité est obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$) avec P1 (1W, 0°) et P2 (0,7W, 80°) comme le montre la Figure III.9.

L'excitation des deux ports peut induire un couplage mutuel élevé entre les deux éléments provoquant une désadaptation d'impédance. Pour éviter ces problèmes, le dipôle 2 a été transformé en un élément parasite afin que son excitation soit transformée en une charge Z_L (formules de chapitre II).

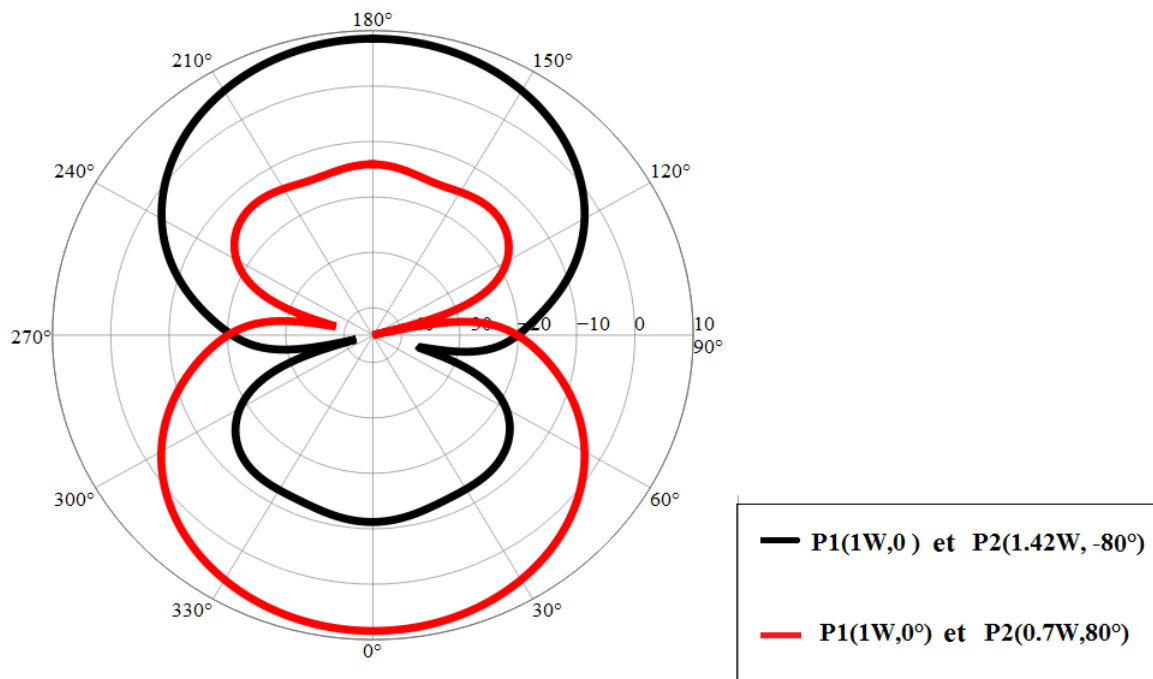


Figure 64 : Diagrammes de rayonnement simulés pour $\varphi = 0^\circ$ à 868 MHz lorsque les deux dipôles sont excités avec les coefficients d'excitation calculés.

L'idée principale de la reconfiguration de l'antenne réseau est de contrôler le modèle de champ du réseau pour changer la forme et la direction du faisceau et modifier les niveaux des lobes latéraux. Le contrôle du faisceau peut être effectué en activant et en désactivant les éléments actifs dans le réseau.

La reconfiguration est assurée par la mise en place de deux charges synthétisées en série avec une diode PIN incorporée entre les deux brins de chaque dipôle parasite et quatre directeurs placés devant chaque dipôle excité pour générer deux diagrammes directifs dans deux directions différentes. Le dipôle parasite va donc agir comme un réflecteur dans la structure de base d'une antenne Yagi afin de concentrer le rayonnement des éléments excités dans une direction privilégiée.

Nous adoptons toujours le choix de la diode BAR64-04W puisqu'elle fonctionne comme une résistance contrôlée en courant aux fréquences radio ; elles ont été utilisées pour la commutation RF d'antennes reconfigurables.

La diodes PIN est polarisée en appliquant une tension de 3,3 V ou -3,3V. En contrôlant la polarisation de la diodes PIN, l'antenne est rendue reconfigurable. Le circuit équivalent de la diode PIN dans les états ON et OFF et dans le logiciel ANSYS HFSS a été détaillé dans le chapitre précédent et dans un papier publié [13].

L'antenne reconfigurable proposée est composée d'un élément alimenté qui est un dipôle, le dipôle parasite comme nous l'avons dit joue le rôle d'un réflecteur et de quatre directeurs pour améliorer la directivité dans deux directions différentes sur la base de deux configurations comme le montre la Figure III.10.

(i) Configuration 1 : si la tension continue aux bornes de la diode PIN est de + 3,3V D1 est allumée et D2 est éteinte : l'antenne est chargée par la charge 1 et génère une directivité maximale dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) du plan d'azimut.

(ii) Configuration 2 : si la tension continue aux bornes de la diode PIN est de -3,3V D1 est désactivée et D2 est activée : l'antenne est chargée par la charge 2 et génère une directivité maximale dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$) du plan d'azimut.

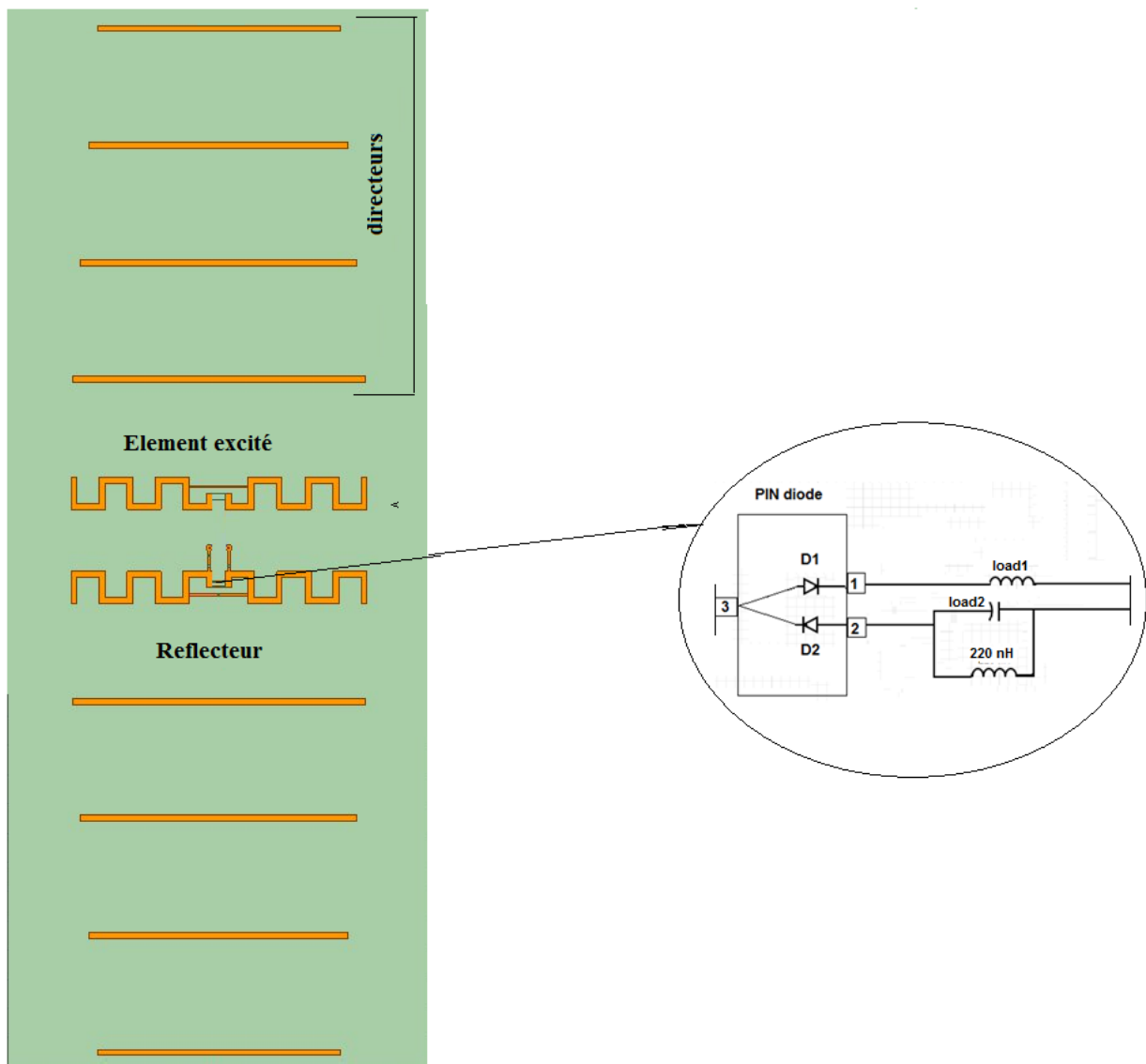


Figure 65 : Géométrie de l'antenne proposée

Un coefficient de réflexion égal à -17 dB est obtenu à la fréquence de travail 868 MHz comme le montre la Figure III.11.

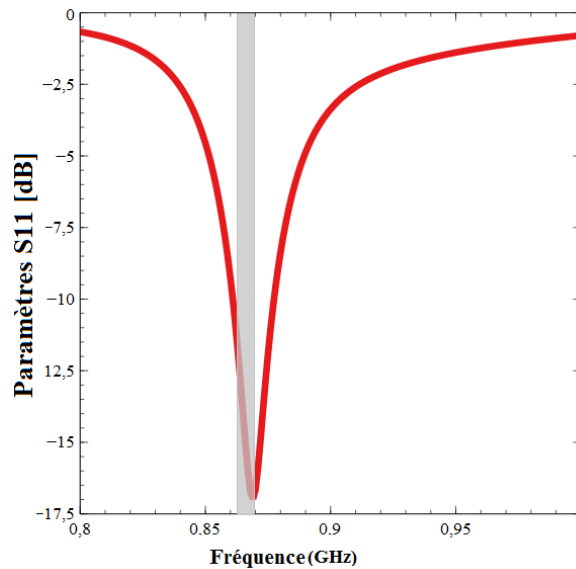


Figure 66 : Résultat de coefficient de réflexion en simulation de l'antenne proposée

Dans la suite, les résultats simulés et mesurés obtenus seront présentés et comparés.

III.4 Simulations et résultats

Le chargement de l'antenne proposée par une inductance de 27 nH (charge 1) et un condensateur de 6,8 pF (charge 2) valident le comportement attendu de commutation du faisceau principal dans deux directions simultanément et un gain réalisé élevé.

Les valeurs maximales de directivité obtenues en simulation dans les directions du faisceau orienté sont toutes d'environ 8,5 dBi comme indiqué sur la Figure III.12.

Le gain de crête obtenu en simulation à la fréquence de résonance 868 MHz est de 7,3 dBi dans les deux directions du plan azimut (($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) et ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 180^\circ$)) comme le montre la Figure III.13.

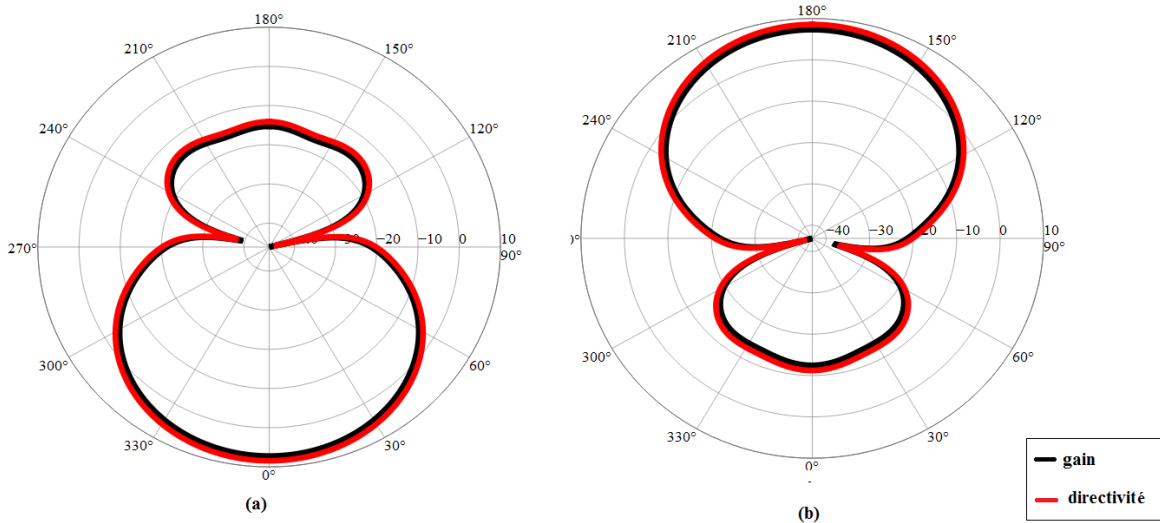


Figure 67 : Diagrammes de rayonnement à directivité totale simulés en 2D du réseau à deux éléments dans le plan E à 868 MHz.

(a) Directivité maximale obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$),

(b) Directivité maximale obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$).

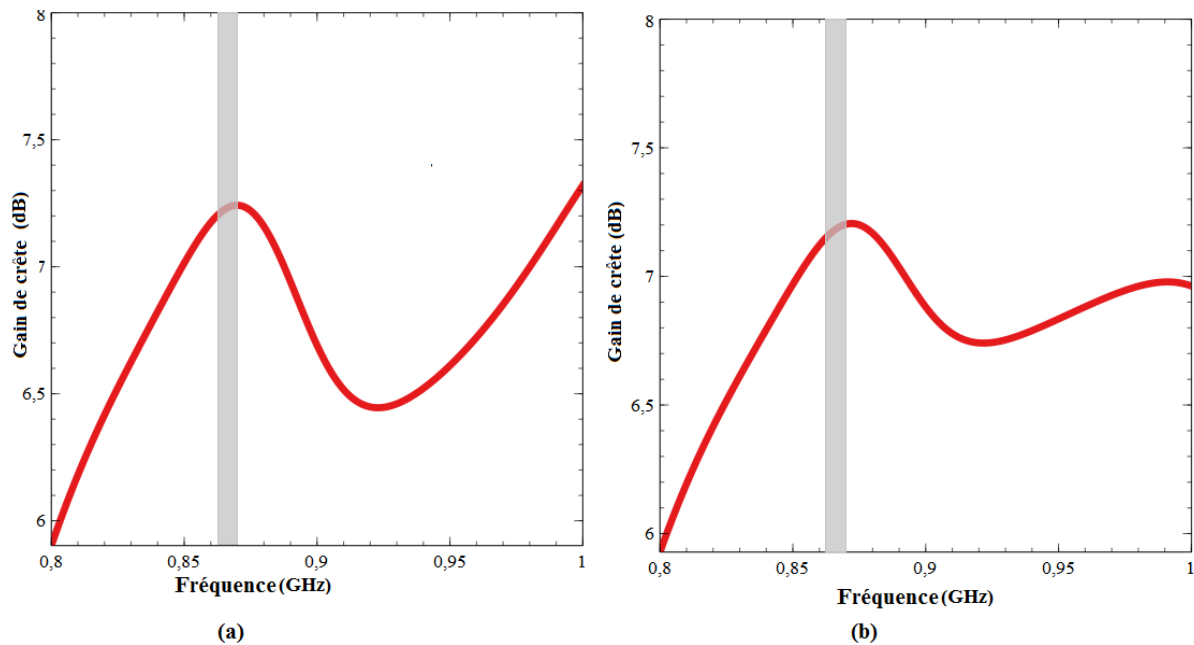


Figure 68 : Gain de crête obtenu en simulation de l'antenne proposée :

(a) Pour $Z_L = 5.6pF$, (b) pour $Z_L = 27nH$.

Un prototype a été réalisé sur un substrat FR4 avec une épaisseur égale à 1.12 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$. Une photo du prototype et les résultats du coefficient de réflexion en mesure sont illustrés à la Figure III.14.

Un décalage de fréquence d'environ 3 MHz et une légère différence des résultats de perte de retour sont observés entre les résultats simulés et mesurés en raison de l'effet de connecteur SMA utilisé dans le système de mesure.

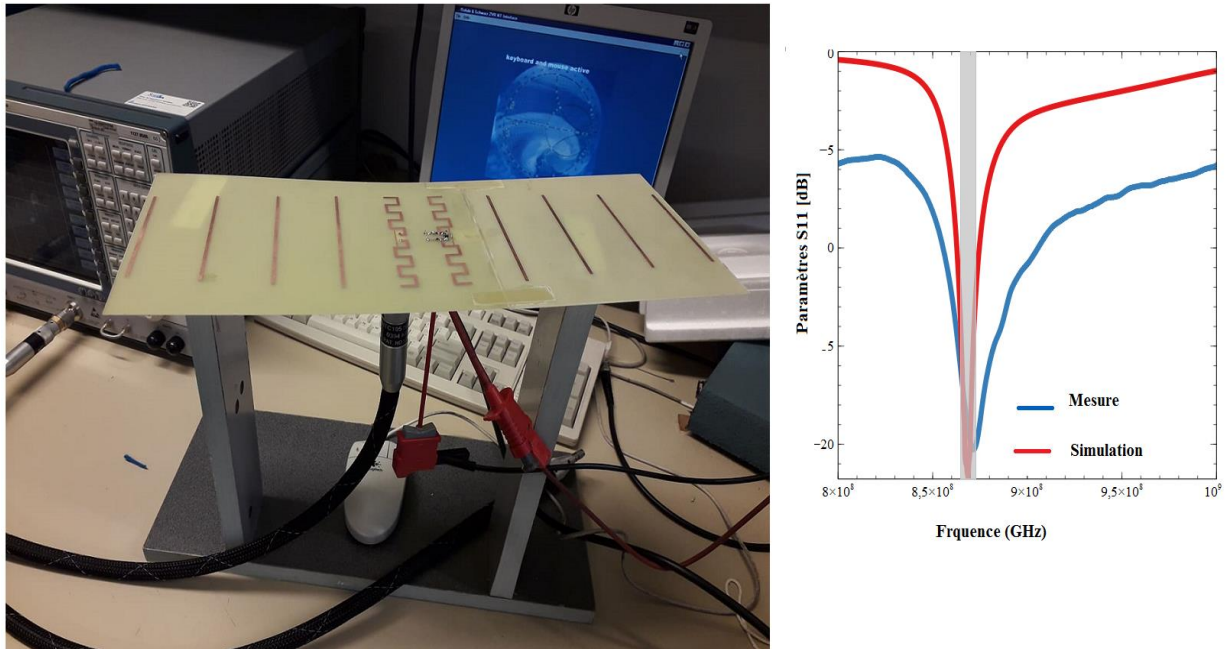


Figure 69 : Structure proposée et les résultats de coefficient de réflexion en mesure

La Figure III.15 illustre le diagramme de rayonnement mesuré à 868 MHz, nous avons constaté que la directivité totale est proche de 8,3 dBi dans les deux directions souhaitées prouvant un bon accord entre les résultats simulés et mesurés.

La Figure III.16 montre l'efficacité du rayonnement en fonction de la fréquence de l'antenne proposée pour $Z_L = 6,2$ pF. Comme nous pouvons le voir, l'efficacité de rayonnement mesurée est supérieure à 65% dans la bande IoT européenne.

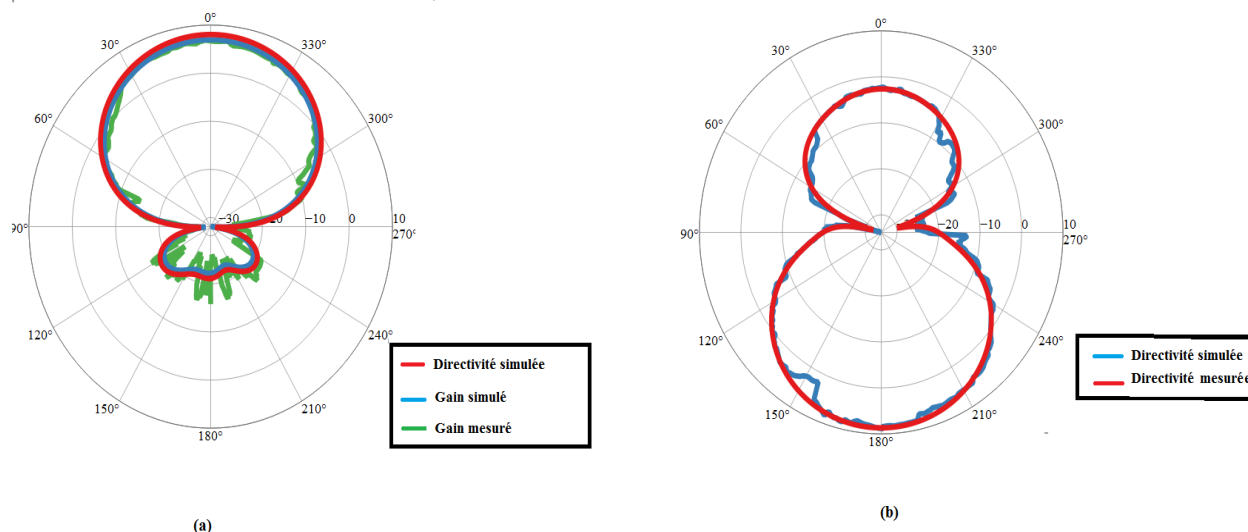


Figure 70 : Diagrammes de rayonnement en mesure et en simulations à la fréquence 868 MHz.

(a) Directivité maximale obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$),

(b) Directivité maximale obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$).

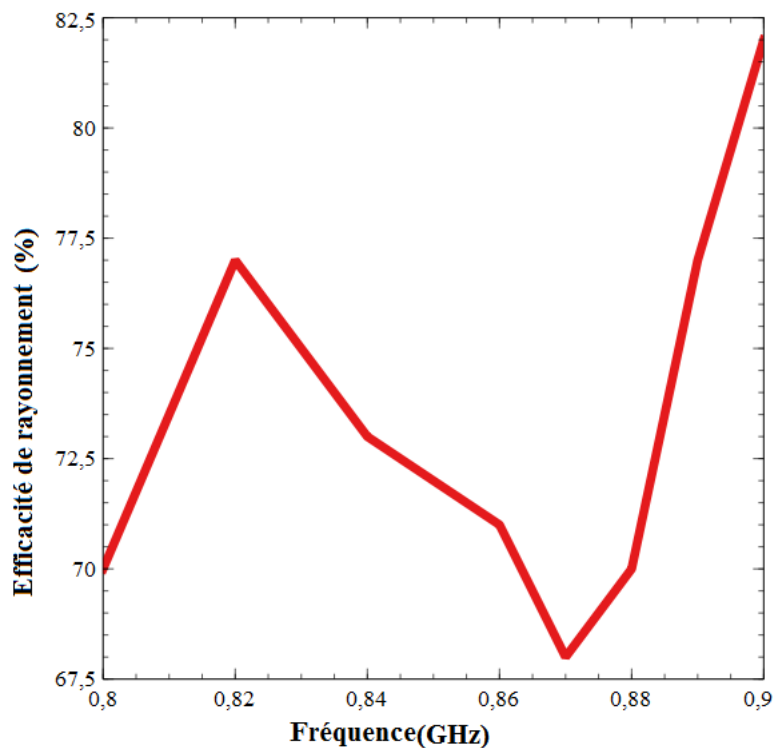


Figure 71 : Efficacité mesurée de l'antenne proposée

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la mise en place d'une antenne inspirée de la technologie Yagi super directive et permet de rediriger son lobe principal suivant deux directions différentes en utilisant une diode RF PIN intégrée. La directivité simulée a été améliorée de 6,7 dBi à 8,5 dBi en ajoutant quatre directeurs devant l'élément excité pour chaque configuration. Une directivité maximale de 8,3 dBi est obtenue en mesure à la fréquence fonctionnaire 868 MHz dans les deux configurations de commutation prouvant un très bon accord avec les résultats de simulation.

Dans le chapitre suivant, on s'intéresse plutôt à étudier les circuits NIC pour synthétiser des impédances négatives permettant de réduire les niveaux de lobes inférieurs comme on l'a montré dans ce chapitre et nous proposons une nouvelle architecture pour mettre en place ce qu'on appelle les éléments non-Foster.

Références

- [1] C. A. Balanis antenna theory analysis and design . 1997
- [2] W. L. Stutzman and G. A. Thiele antenna theory and design , 1981
- [3] H. Yagi, "Beam transmission of ultra short waves," *Proceedings of the IRE*, vol. 16, no. 6, pp. 715–740, 1928..
- [4] R. Mailloux, "Antenna and wave theories of infinite Yagi-Uda arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 13, no. 4, pp. 499–506, 1965.
- [5] R. Schlub and D. V. Thiel, "Switched parasitic antenna on a finite ground plane with conductive sleeve," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1343–1347, 2004.
- [6] Y. Qian, W. R. Deal, N. Kaneda, and T. Itoh, "Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 23, p. 2194, 1998.
- [7] Y. Qian, W. R. Deal, N. Kaneda, and T. Itoh, "Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 23, p. 2194, 1998.
- [8] Bayraktar, Z., Werner, P.L., and Werner, D.H.: 'The design of miniature three-element stochastic Yagi-Uda arrays using particle swarm optimization', *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2006, 5, pp. 22–26 4
- [9] T.H. O'Donnell and A. D. Yaghjian, "Electrically small superdirective arrays using parasitic elements," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 3111–3114, July 2006.
- [10] Grajek, P.R.; Schoenlinner, B.; Rebeiz, G.M. A 24 GHz High-Gain Yagi-Uda Antenna Array. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2004, 52, 1257–1261.
- [11] S. Lim, and H. Ling, Design of Electrically Small Yagi Antenna, *Electronics Lett.*, vol. 43, no. 5, pp.3-4, 1 Mar. 2007.
- [12] Lizhong Song , Performance simulation and analysis of two kinds of cylindrical conformal microstrip Yagi antennas
- [13] P. Ngamjanyaporn ; C. Kittiyapunya ; M. Krairiksh , "A switch-beam circular array antenna using pattern reconfigurable Yagi-Uda antenna for space communications" , 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP) , September 2017 .
- [14] S.Souai ,A.Diallo ,JM.Ribero. T.Aguili . "design of beam switechning « Design of a Beam Switchtable Superdirective Dipole for IoT Gateway ", journal pier , 2020 .

CHAPITRE IV

CONCEPTION D'UN RESEAU

D'ANTENNES SUPER-DIRECTIF

ASSOCIEES A DES ELEMENTS NON-

FOSTER

Introduction

Dans ce chapitre, on propose l'étude et la conception d'un réseau d'antennes parasite formé de deux éléments, l'un est excité et l'autre est chargé par une charge dont la valeur sera calculée à l'aide de l'algorithme d'optimisation de coefficients d'excitation manipulé sur Matlab et qui a pour but de chercher le couple amplitude/phase adéquat pour maximiser la directivité dans une direction privilégiée comme on a détaillé dans les chapitres précédents.

Le théorème de Foster ainsi que la notion de charges négatives seront discutés en détails.

IV.1 Les circuits NIC

IV.1.1 Théorème de Foster

Le théorème de réactance de Foster [1] indique que tout dispositif passif sans perte doit avoir une impédance avec une réactance qui augmente avec fréquence.

Un élément qui ne respecte pas cette propriété en ayant une réactance avec une pente négative quand la fréquence augmente est donc appelé élément « non-Foster ». Si l'on pouvait penser à un « inducteur négatif » dont la réactance est $-j\omega L$, un tel élément serait un élément non Foster. Un « condensateur négatif » de réactance $1/j\omega C$ serait également un élément non-Foster.

Sur l'abaque de Smith montré sur la Figure IV.1, on peut voir que pour une impédance de Foster, les inductances et les condensateurs vont dans le sens des aiguilles d'une montre avec la fréquence, tandis que celle des éléments non-Foster évolue avec la fréquence dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Cette propriété fait le sujet de nombreuses recherches pour la mise en place des nouvelles applications intéressantes.

Pour conclure, les éléments Non-Foster ont par définition une réactance (ω) décroissante en fonction de la fréquence. L'Introduction d'éléments réactifs négatifs Non-Foster permet de compenser la réactance de l'antenne X_a . Par conséquent, le facteur de qualité de l'ensemble est également réduit qui implique une augmentation de la bande passante ce que permet de résoudre le problème de facteur de qualité limité dans le cas des antennes miniatures comme le montre la Figure IV.2

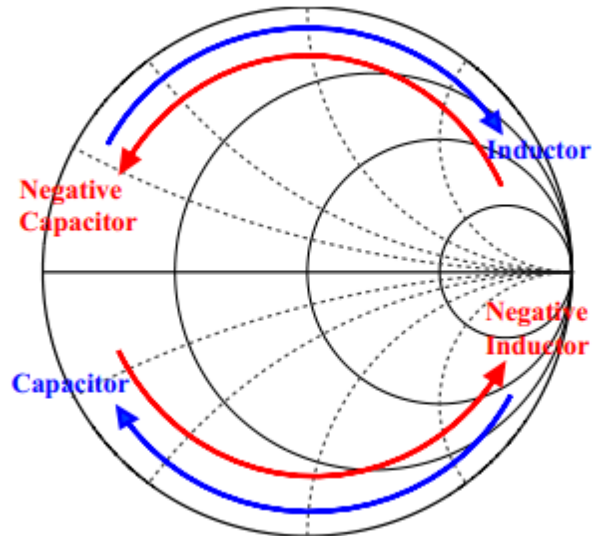


Figure 72 : Principe des composants Foster et non-Foster

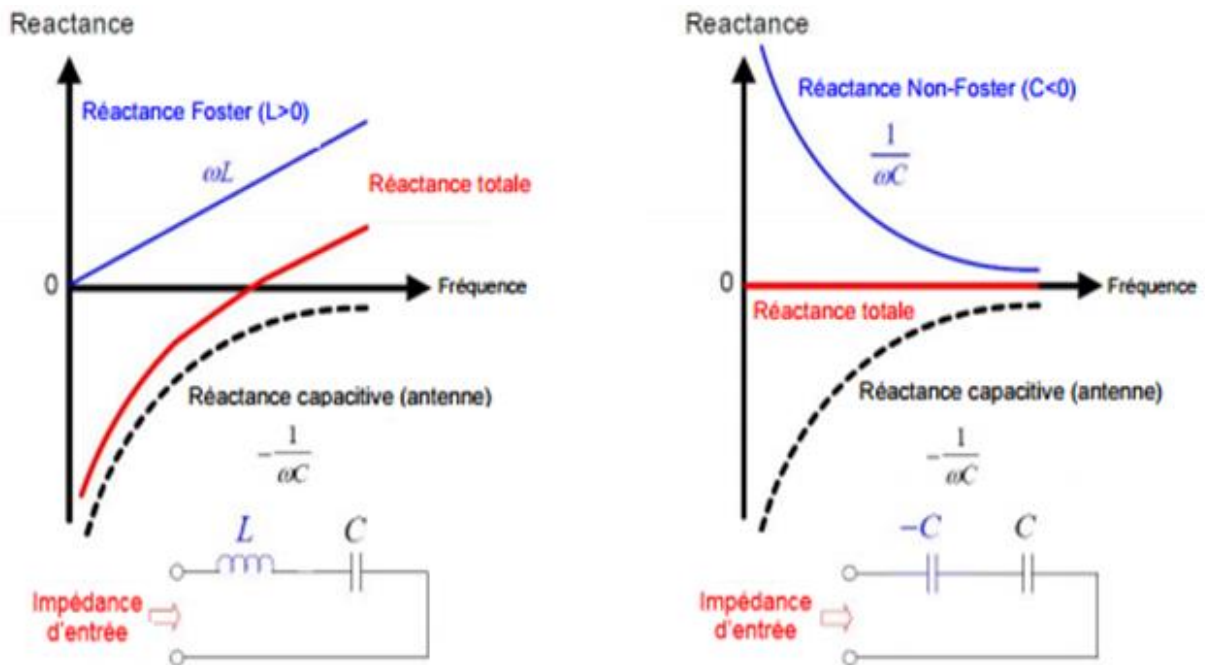


Figure 73 : Adaptation d'impédance avec les éléments non Foster

Les inductances et condensateurs négatifs n'existent pas en tant que composants passifs dans la nature et doit donc être générés à l'aide de circuits actifs. Le circuit le plus connu est le circuit de convertisseur d'impédance négative (NIC) présenté par Linvill [2], utilisant une topologie à transistors à couplage. Ce sont des circuits actifs qui introduisent une différence de phase de 180° entre leurs entrées.

Un circuit NIC idéal qui permet d'avoir des éléments de type Non-Foster est un quadripôle actif dont le courant d'entrée est égal au courant de sortie et dont la tension d'entrée est égale à l'opposé de la tension de sortie.

Cette inversion de polarité est réalisée à l'aide d'une boucle de rétroaction positive et permet ainsi d'obtenir en entrée du montage NIC une impédance négative dont la valeur est proportionnelle à la charge Z_L appliquée en sortie du montage comme le montre la Figure IV.3.



Figure 74 : Illustration du montage NIC

Les premiers circuits NIC conçues à base de transistors ont été proposés par J.G. Linvill en 1953. Deux types de circuits NIC ont été construits équilibrés (la sortie n'est pas prise en référence au sol) et asymétrique (la sortie est prise en référence au sol). La Figure IV.4 montre les circuits NIC équilibrés.

Les circuits NIC non équilibrés sont illustrés dans la Figure IV.5. L'impédance d'entrée des quatre circuits est proportionnelle à l'opposé de la charge, c'est-à-dire ($Z_{in} = -kZ_L$).

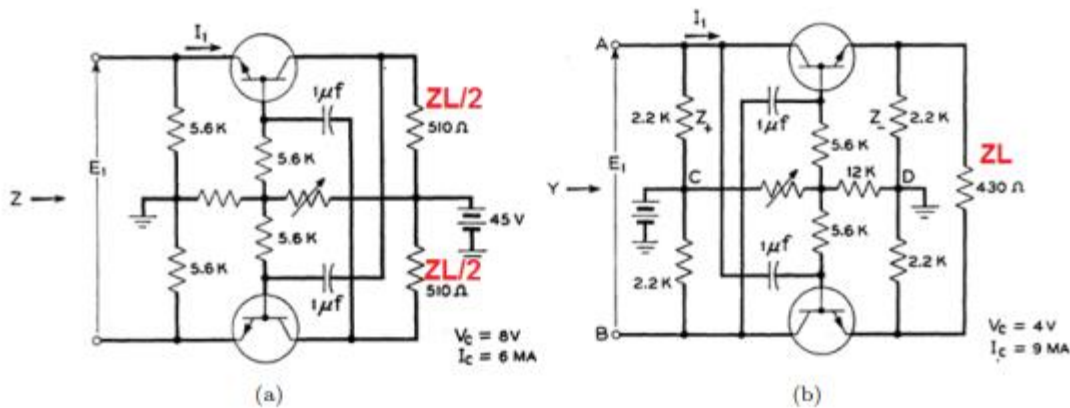


Figure 75 : Circuit NIC équilibré de Linvill. (a) circuit ouvert stable, (b) court-circuit stable

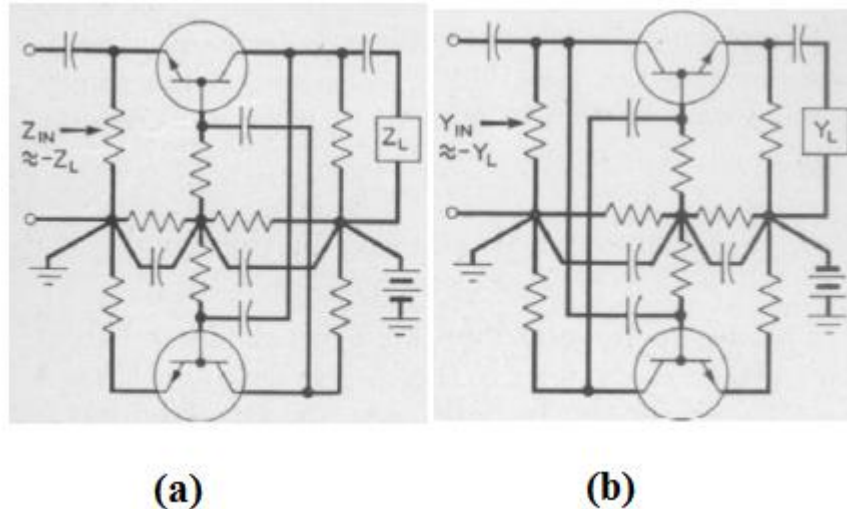


Figure 76 : Circuit NIC non équilibré de Linvill. (a)circuit ouvert stable, (b) court-circuit stable

IV.1.2 Avantages des circuits NIC

Les réactances non-Foster ont la propriété d'avoir une pente de fréquence négative. Ces éléments ont été largement développés dans la littérature afin d'obtenir une antenne miniature à large bande en termes d'adaptation d'impédance. Ces éléments, dont la réactance diminue avec la fréquence, peuvent généralement être des résistances négatives, des capacités négatives ou des inductances négatives.

Dans la suite de ce chapitre on va présenter les domaines d'applications de circuits NIC.

a. Adaptation des antennes

Sussman-Fort a utilisé les éléments non-Foster pour assurer l'adaptation d'impédance en réception du signal [3]. L'élément non-Foster est un condensateur négatif réalisé à partir d'un circuit basé sur le principe de circuit Linvill pour adapter une antenne monopôle de longueur de 6 pouces. Le rapport signal/bruit (SNR) s'améliore jusqu'à 6 dB sur la bande (110–120 MHz) par rapport à la même antenne sans adaptation comme le montre la Figure IV.6.

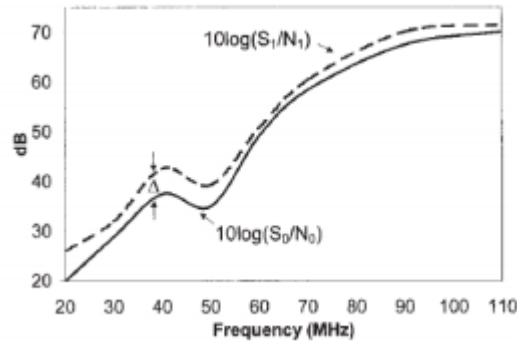


Figure 77 : Amélioration du SNR présentée par Sussman-Fort avec des éléments non-Foster.

Yifeng et al. [4] ont conçu un circuit négatif L // C pour adapter une antenne imprimée à une demi-boucle.

Un circuit non-Foster a été conçu en utilisant quatre transistors. Cependant, l'antenne a été simulée uniquement sur HFSS avec des éléments non Foster-idéaux et les résultats de la simulation sont présentés sur la Figure IV.7. L'antenne adaptée avec les éléments non Foster montre une amélioration du gain d'environ 3 dB par rapport à la même antenne sans adaptation avec les éléments non-Foster dans la bande de fréquence [0 – 800] MHz.

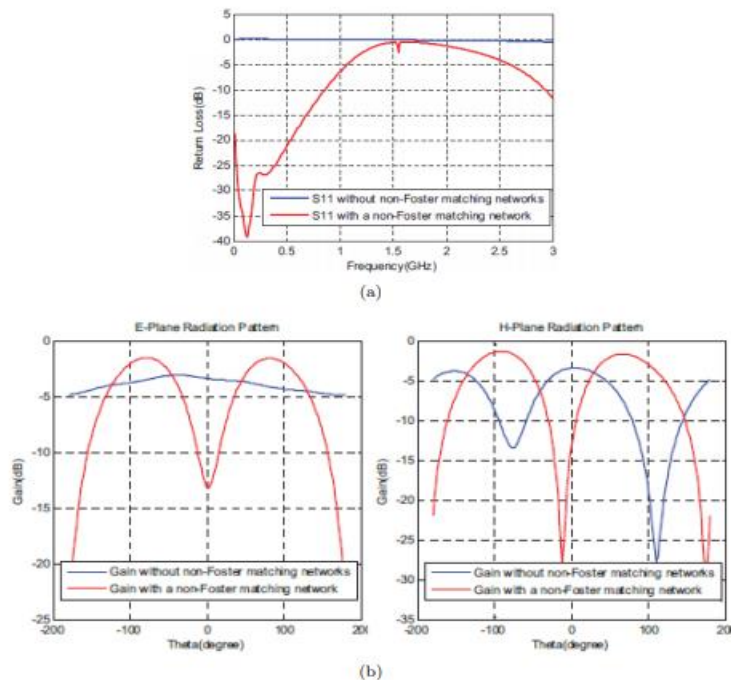


Figure 78 : Les résultats obtenus par Yifeng et al. [4].

(a) Amplitude du coefficient de réflexion d'entrée,

(b) diagramme de rayonnement à la fréquence 200 MHz dans les plans E et H.

White et al. [5] présentent un condensateur négatif variable basé sur le circuit équilibré de Linvill, pour faire adapter une antenne monopôle de longueur 15 cm comme indiqué sur la Figure IV.8. L'antenne active a été utilisée pour la réception radio FM et le signal reçu est amplifié d'environ 15 dB.

Comme on peut le constater sur la Figure IV.8 en contrôlant la tension de la diode varactor, la valeur de la capacité négative obtenue change ainsi que le niveau de puissance reçue.

G. Mishra et al. [6] ont présenté une antenne Bow-tie électriquement petite couvrant la bande de fréquence [0,6 - 1,1] associée à un circuit non-Foster.

L'antenne est stable pour toute la bande en question. Le gain réalisé et mesuré de l'antenne adaptée avec le circuit NIC est meilleur que celle de l'antenne passive à partir de 0,82 GHz et l'amélioration du gain moyen est d'environ 4 dB, comme le montre la Figure IV.9.

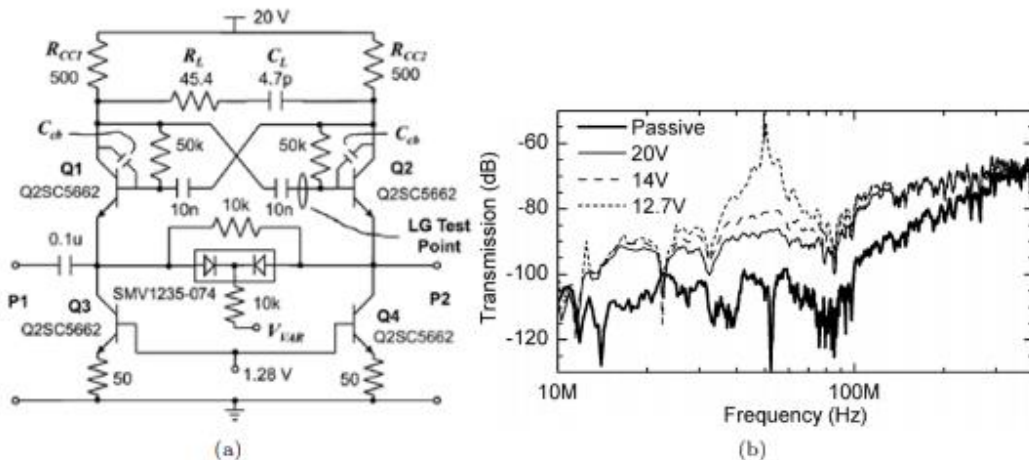
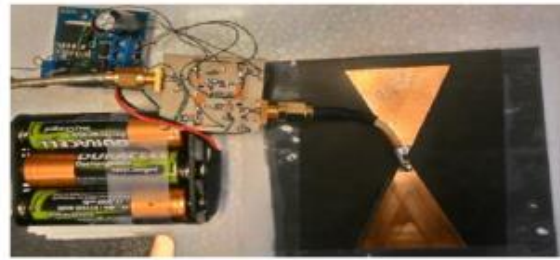
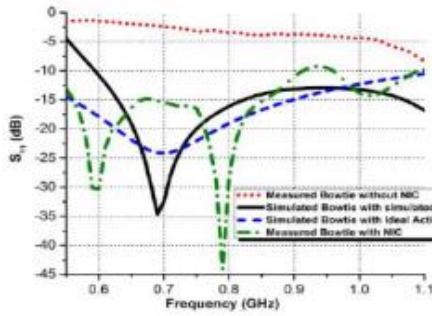


Figure 79 : Les performances de l'antenne présentées dans [5].

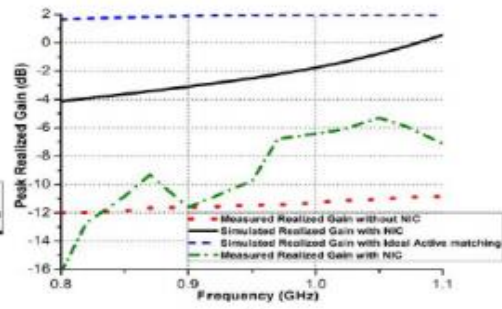
a) Schéma du circuit NIC, (b) niveau du signal reçu.



(a)



(b)



(c)

Figure 80 : L'antenne proposée dans [6].

(a) La géométrie de l'antenne, (b) la magnitude du coefficient de réflexion d'entrée,

(c) le gain de crête réalisé.

b. Chargement d'antenne

Koulouridis et al [7] ont exploité des circuits non-Foster à la fois pour assurer le chargement et l'adaptation d'une antenne patch. La fréquence de résonance de l'antenne est réduite de 1,6 GHz à 0,5 GHz avec une bande passante beaucoup plus large (Figure IV.10).

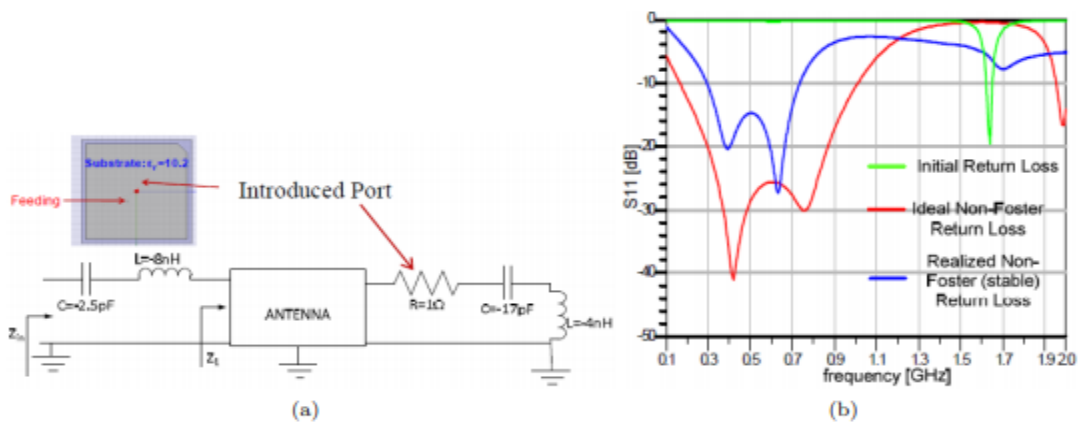


Figure 81 : L'antenne présentée dans [7].

(a) Géométrie de l'antenne, (b) Résultat de coefficient de réflexion

Ugarte-Munoz et al. [8] ont étudié la sensibilité du coefficient de réflexion d'une antenne chargée en NIC aux changements des paramètres du circuit NIC.

IV.2 Optimisation de la directivité d'un réseau de deux antennes

IV.2.1 Méthodologie de conception

Notre étude maintenant se concentre sur la conception d'une antenne réseau super-directive compacte facile à fabriquer. Après un processus d'optimisation effectué sur CST Microwave Studio pour déterminer les valeurs des paramètres qui maximisent la directivité en tenant compte du couplage qui peut être produit en raison des éléments très proches.

L'antenne proposée est composée de 2 dipôles comme indiqué sur la Figure IV.11 et imprimée sur un substrat FR4_epoxy® ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta_e = 0,02$), l'épaisseur est à 1,12 mm. La longueur de chaque élément est de $0,4\lambda$ et l'espacement inter-éléments est fixé à $0,1\lambda$ à la fréquence de travail 868 MHz.

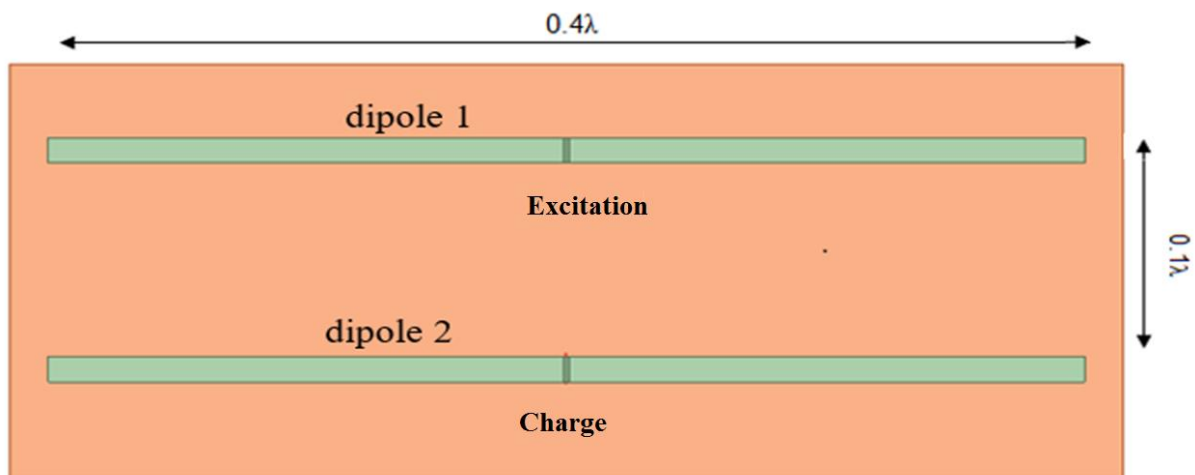


Figure 82 : La structure de l'antenne proposée

Le premier dipôle est excité, alimenté par une impédance d'entrée de 50 Ohms. Le deuxième dipôle est un élément parasite chargé par une impédance complexe notée Z_{NIC_cible} . La charge à appliquer à l'antenne parasite sera obtenue en utilisant un circuit actif convertisseur d'impédance négative communément appelé NIC.

IV.2.2 Amélioration de directivité

Afin de calculer les coefficients d'excitation de courant requis qui améliorent à la fois le gain et la directivité dans une direction donnée dans la bande de fréquence souhaitée [800-1000] MHz, une approche d'optimisation basée sur la décomposition en modes sphériques a été utilisée.

On fait varier l'amplitude du port d'alimentation de l'antenne2 de 0W à 1W tout en fixant la phase de 155°. Le même processus a été fait avec la phase du port d'alimentation de l'antenne2 ; on fait varier la phase de 0° à 180° avec une amplitude fixe de 1,11W. La directivité maximale obtenue avec un niveau bas des lobes latéraux correspond à une excitation de puissance appliquée d'amplitude 1,11 W et de phase de 155°. Les champs électriques rayonnés obtenus à partir d'un simulateur électromagnétique sont intégrés dans les équations d'Uzkov (Figure IV.12).

Line	Col 1	Col 2	Col 3	Col 4	Col 5	Col 6	Col 7
1	65.6769289894247	65.6750703908266	65.6732108801876	65.6713493225511	65.6694845779616	65.6676154986639	
2	65.6728698187107	65.6764772125478	65.6800847719669	65.6836896912839	65.687289160645	65.690880363759	65.6944
3	65.6671167960017	65.6762117205101	65.6853089645628	65.6944040301471	65.7034924146572	65.7125696091969	
4	65.659671262183	65.6742754928062	65.6888852699288	65.7034943804311	65.7180966049421	65.7326857167536	65.
5	65.6505394286099	65.6706748605812	65.6908201370479	65.7109673058759	65.731108405796	65.7512354659761	65.
6	65.6397323720458	65.6654208884413	65.6911246178665	65.7168338442034	65.7425388380912	65.7682298572046	
7	65.6272660209526	65.6585293470045	65.6898143261278	65.7211094522767	65.7524032008218	65.7836840295874	
8	65.6131611337483	65.6500206783621	65.6869093900264	65.7238139459574	65.7607209981958	65.797617175459	65.
9	65.5974432694488	65.639919955019	65.6824343994011	65.7249714355284	65.7675158632868	65.8100524522424	65.
10	65.5801427509041	65.628256832666	65.6764183479651	65.7246102573242	65.7728154790318	65.8210168928048	65.
11	65.5612946206199	65.6150654969138	65.6688945708383	65.7227629019741	65.7766514971191	65.8305413149483	
12	65.5409385889343	65.6003846038828	65.6599006774072	65.7194659394102	65.7790594550463	65.8386602304447	
13	65.5191189740964	65.5842572143135	65.6494784792921	65.7147599405392	65.7800786913698	65.8454117537573	
14	65.4958846335837	65.5667307206326	65.6376739129612	65.7086893952247	65.7797522588959	65.8508375103056	
15	65.4712888857854	65.5478567661897	65.6245369562937	65.7013026259702	65.7781268352984	65.8549825438539	
16	65.4453894209975	65.5276911556751	65.6101215381737	65.6926516964609	65.7752526303974	65.8578952223358	
17	65.4182482005052	65.5062937555435	65.5944854399923	65.6827923138937	65.7711832890859	65.8596271411614	
18	65.3899313423875	65.483728383106	65.57769018775	65.6717837238268	65.7659757886734	65.8602330228185	65.9545
19	65.360508992568	65.4600626828185	65.5598009332982	65.6596885960984	65.7596903292168	65.8597706113582	65.
20	65.3300551795538	65.4353679881924	65.5408863231346	65.6465729002228	65.7523902152382	65.8583005601656	
21	65.2986476512626	65.4097191676863	65.5210183530736	65.6325057685539	65.74441417270979	65.8558863112582	
22	65.2663676923263	65.3831944529064	65.5002722070631	65.6175593454346	65.7350139801884	65.8525939642351	
23	65.2332999202982	65.3558752474535	65.4787260784044	65.6018086205115	65.7250787700584	65.8484921329173	
24	65.1995320592538	65.3278459148039	65.4564609716594	65.5853312444025	65.7144104015602	65.8436517876826	
25	65.1651546893924	65.2991935437002	65.4335604835984	65.5682073249497	65.7030855001383	65.8381460815021	

Figure 83 : Exemple de fichier E_theta importé du logiciel HFSS

Une directivité simulée de 7.49 dBi est obtenue dans la direction ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) lors de l'excitation de chaque élément respectivement par P1 (1W, 0°) et P2 (1,11W, 155°) (Figure IV.13).

La même directivité obtenue mais dans la direction ($\theta = -90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) excitant chaque élément respectivement par P1 (1W, 0°) et P2 (0.9, -155°) comme le montre la Figure IV.14.

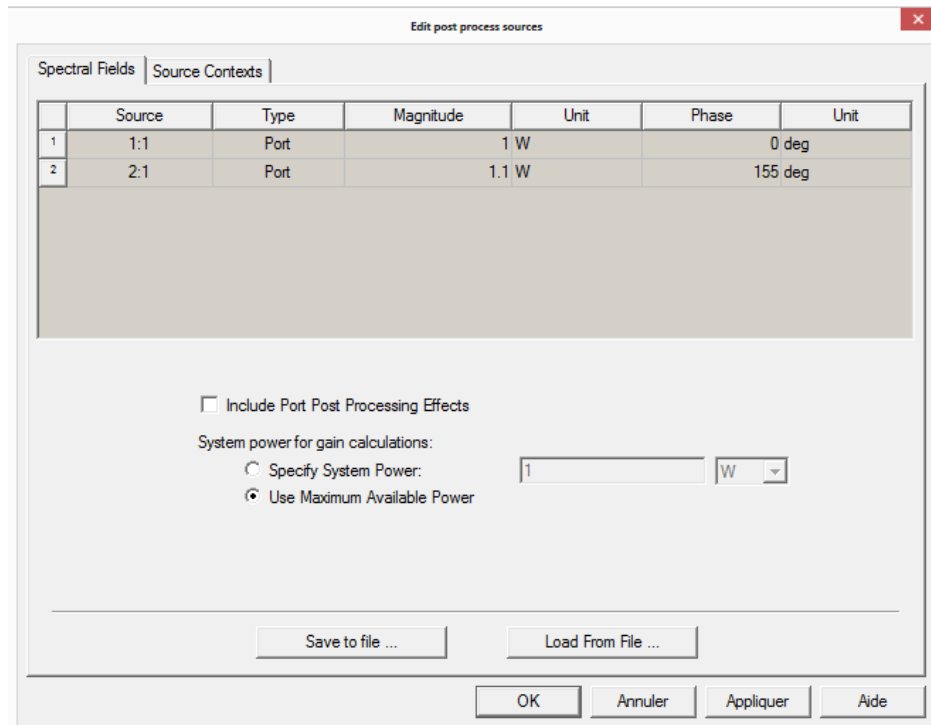


Figure 84 : Interface de modification de coefficients d'excitation de deux antennes sur HFSS

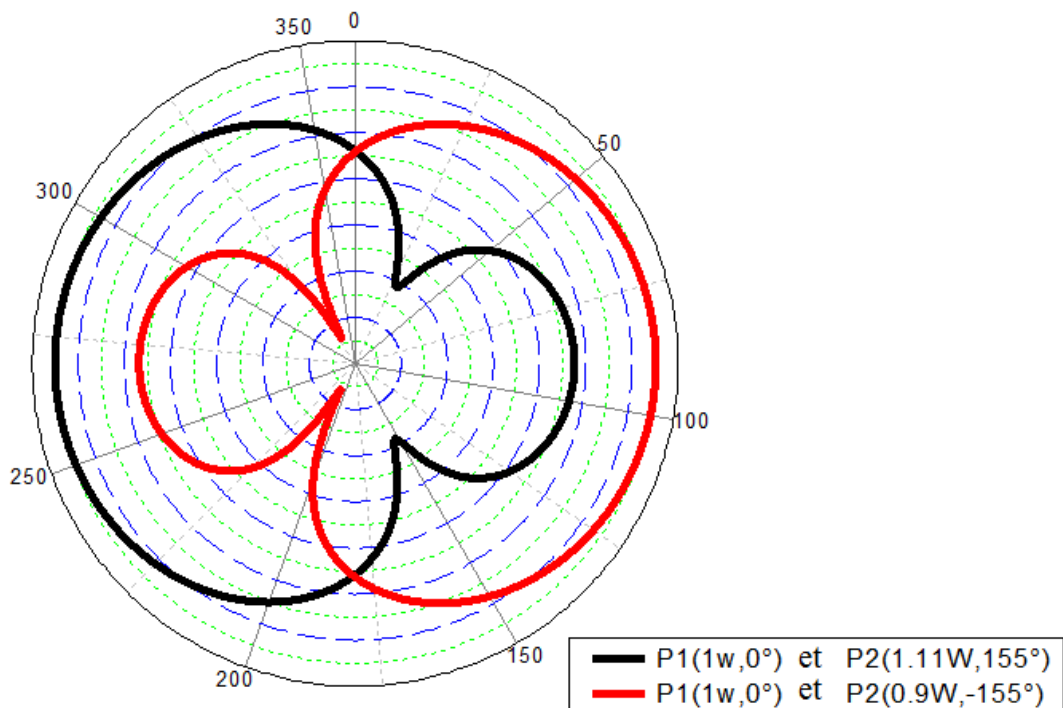


Figure 85 : Diagrammes de rayonnement 2D en simulation pour $\varphi = 0^\circ$ à 868 MHz lorsque les deux dipôles sont excités avec les coefficients de pondération calculés.

Le second dipôle est ensuite transformé en élément parasite, et son excitation est transformée en une charge Z_L .

Dans la section suivante, Une nouvelle architecture de circuit NIC inspirée du circuit de Linvill est présentée.

IV.3 Mise en place d'un circuit NIC

L'impédance complexe optimale Z_{NIC_cible} requise pour charger l'élément parasite est composé d'une partie réelle négative et d'une réactance non Foster.

Cette impédance nécessaire pour optimiser la directivité de l'antenne réseau proposée, évaluée à 868 MHz, correspond à une résistance négative de -11Ω en série avec une capacité de 8,2 pF.

Une nouvelle architecture de circuit NIC est introduite dans le paragraphe suivant afin de synthétiser le comportement d'impédance souhaité pour une antenne super-directive sur la bande [800-1000] MHz.

Les circuits NIC, bien que sensibles [9], sont présentés comme une solution pour réaliser les impédances négatives. Une architecture alternative inspirée des architectures classiques de NIC, est illustrée sur la Figure IV.15. Cette architecture présente quatre inductances L_1, L_2, L_3, L_4 permettant d'avoir des degrés de liberté pour synthétiser l'impédance souhaitée.

Le chemin RF du circuit est basé sur deux transistors bipolaires large-bande BFR 93a de type NPN notés T1 et T2. Cette configuration permet d'établir une boucle de rétroaction où la charge passive Z_{L1} est connectée. L'impédance négative du circuit NIC proposée est mesurée en différentiel entre les deux émetteurs des transistors T1 (RF1) et T2.

Les deux filtres passe-bas composés d'éléments L et C servent à isoler la source continue des signaux RF. Les capacités C_1 à C_6 sont utilisées pour bloquer la composante continue du signal et faire passer la composante RF. Quatre inductances variables permettent d'avoir des capacités négatives entre -2 pF et -12 pF.

La résistance permettra la variation de la partie réelle de l'impédance pour synthétiser l'impédance souhaitée. L'ajout de la capacité C permet d'avoir la même valeur de capacité mais de valeur négative.

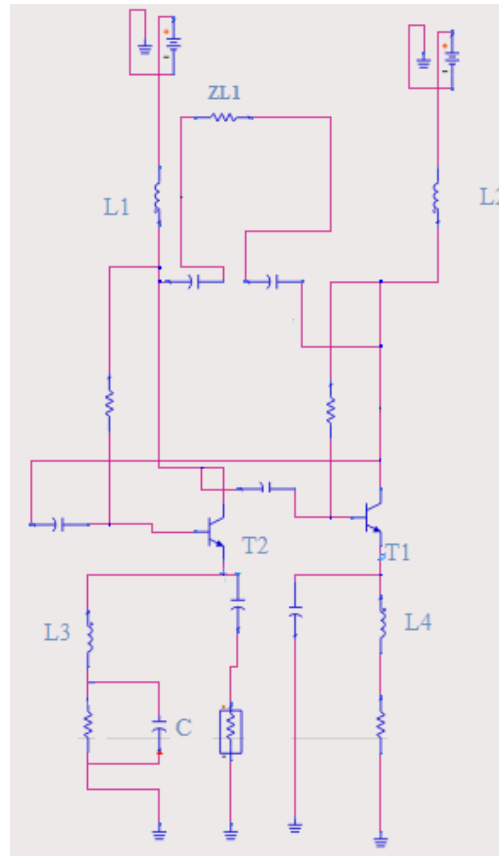


Figure 86 : Architecture proposée du circuit NIC

Afin de trouver le couple de charges approprié, un algorithme de gradient a été appliqué, à l'aide du logiciel ADS, sur l'impédance du NIC obtenu en co-simulation. Cette impédance est notée ZNIC_simu.

Quatre inductances de charges de 1nH sont utilisées pour initialiser le processus d'optimisation. Ces inductances sont utilisées pour charger le circuit convertisseur des impédances négatives lors de la première itération. Ensuite, l'impédance ZNIC_simu est comparée à l'impédance idéale cible notée ZNIC_cible. Enfin, l'algorithme d'optimisation est lancé en faisant varier les quatre charges indépendamment de 0,001 nH à 100 nH par pas de 0,01 en vue de minimiser l'erreur entre ZNIC_simu et ZNIC_cible.

La valeur des charges pour se rapprocher le plus possible de l'impédance cible est $L = 4,7$ nH. L'impédance synthétisée nécessaire à l'optimisation de la directivité de cette antenne, évaluée à 868 MHz est représentée sur la Figure IV.16.

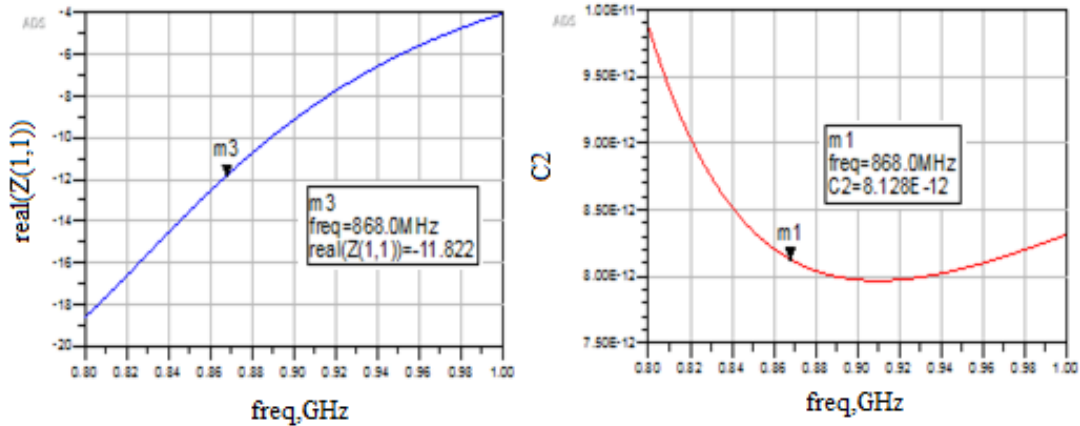


Figure 87: L'impédance ($R=-11 \Omega$ en parallèle avec $C= 8.2pF$) synthétisée à la sortie du circuit NIC proposé

Une fois l'élément parasite chargé avec cette impédance, la directivité obtenue en simulation est de 7,49 dBi.

Nous avons constaté que lors du chargement de l'antenne parasite avec une impédance qui correspond à la même résistance négative de -11Ω mais en parallèle avec une capacité négative de $- 8,2 \text{ pF}$ (Figure IV.17) génère pratiquement la même directivité et permet de changer la direction du faisceau de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée change et génère une directivité simulée de 7,52 dBi atteinte dans la direction ($\theta = -90^\circ, \varphi = 0^\circ$).

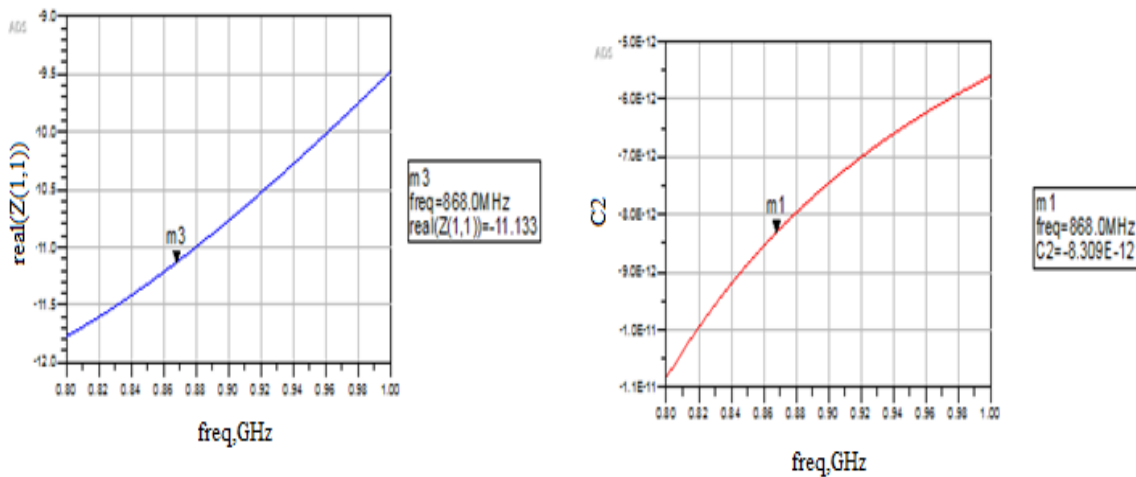


Figure 88 : L'impédance ($R=-11 \Omega$ en parallèle avec $C= -8.2pF$) synthétisée à la sortie du circuit NIC proposé

La Figure IV.18 compare la directivité du réseau dans le cas où l'antenne 1 est excitée et l'antenne2 (parasite) chargée par l'impédance synthétisée et lorsque les deux antennes sont excitées.

La directivité obtenue en simulation dans les deux cas est proche de 7.52 dBi.

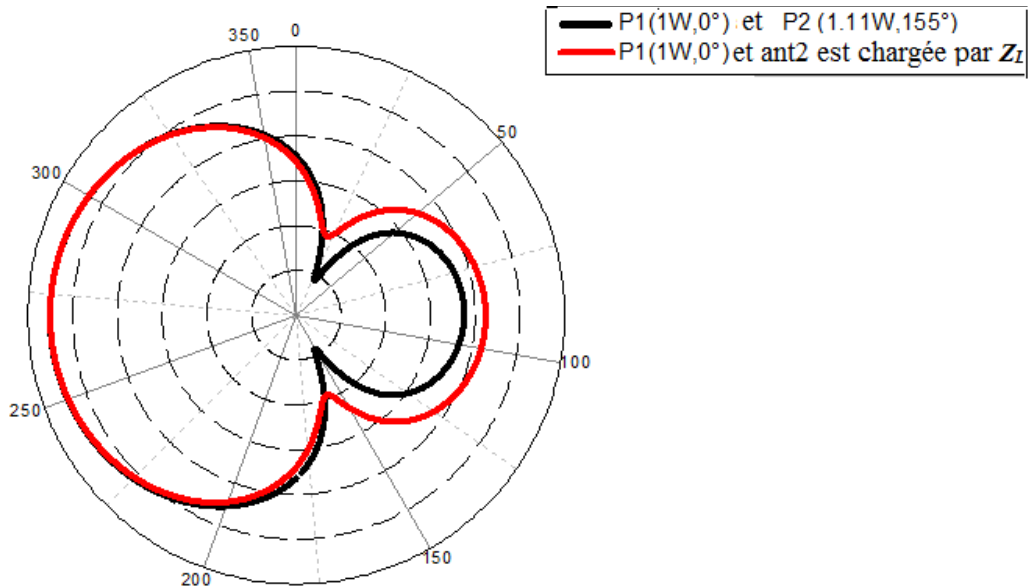


Figure 89 : Diagrammes de rayonnement 2D en simulation pour $\varphi = 0^\circ$ lorsque les deux dipôles sont excités avec les coefficients de pondération calculés et lorsque le dipôle 1 est excité par P1 et le dipôle 2 chargé par Z_L (-11Ω en série avec $8,2 \text{ pF}$)

IV.4 Réalisation du prototype et validation de résultats de simulations.

Le schéma du circuit NIC conçu sur le logiciel de conception électronique ADS (advanced design system) est importé dans le logiciel PCB (DesignSpark), qui est un logiciel puissant facile à utiliser destiné à la conception des cartes électroniques, pour assurer le routage du circuit et de générer le fichier gerber pour finaliser le processus de fabrication (Figure IV.19).

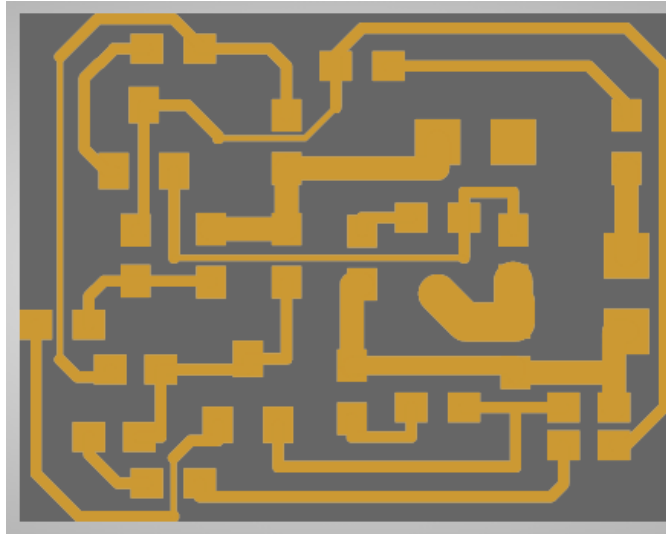


Figure 90 : La configuration PCB du circuit NIC proposé

La réalisation au format miniature du circuit NIC proposé est présentée sur la Figure IV.20.

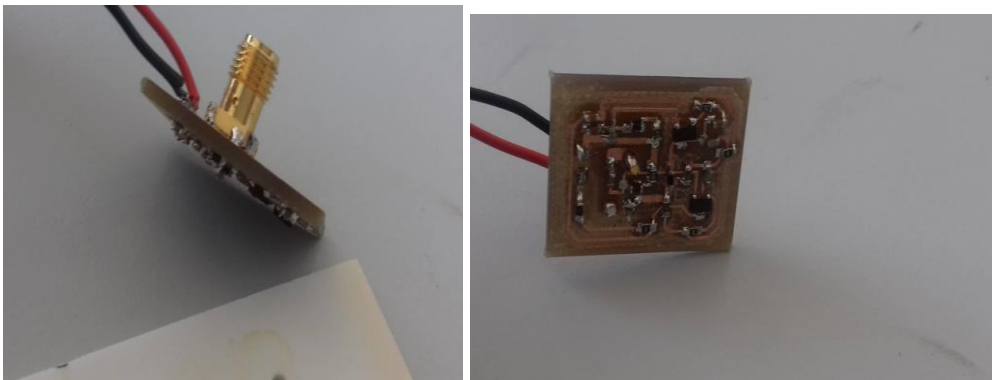


Figure 910 : photo du circuit NIC fabriqué

Un prototype de l'antenne réseau proposée a été réalisé sur un substrat FR4 d'épaisseur de 1,12 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$. Une photo du prototype est présentée à la Figure IV.21.

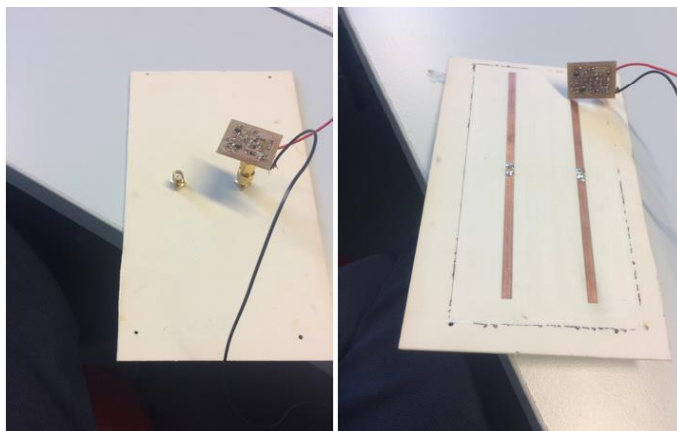


Figure 92 : Photo du prototype réalisé de l'antenne proposée

La Figure IV.22 illustre le diagramme de rayonnement mesuré à 868 MHz dans StarLab, nous avons constaté que la directivité totale réalisée est proche de 7,65 dB.

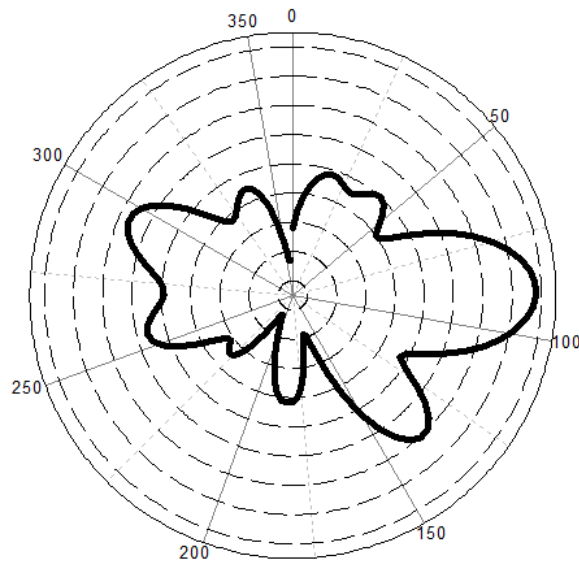


Figure 93 : Diagramme de rayonnement 2D mesuré à 868 MHz pour $\varphi = 0$ dans le plan E.

On observe l'apparition d'un lobe latéral dans la direction -135° (4dBi), ainsi qu'un lobe arrière plus élevé (3,8dBi) par rapport au diagramme obtenu en simulation lorsque le dipôle 2 est chargé avec une charge parfaite Z_L (-11Ω en série avec capacité de 8,2 pF).

Cela peut être dû à la non-linéarité ou à l'instabilité du circuit NIC, un phénomène auquel nous ne nous sommes pas intéressés dans cette thèse et qui est un défi important pour les concepteurs de circuits NIC.

Le coefficient de réflexion résultant de la mesure de l'antenne réseau proposée est représenté sur la Figure IV.23.

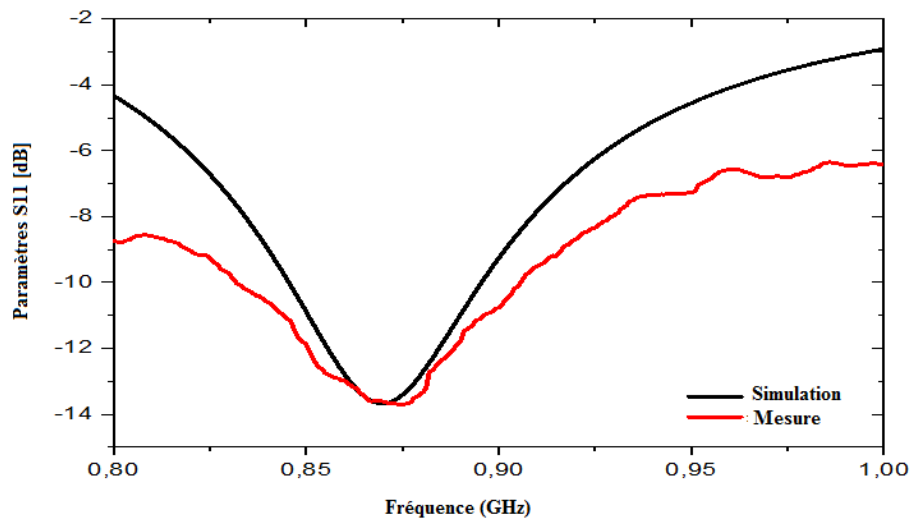


Figure 94 : Perte de retour simulée et mesurée de l'antenne réseau super-directive.

Sur la Figure IV.24, nous montrons l'efficacité mesurée de l'antenne réseau. À 868 MHz, nous obtenons une efficacité proche de 68%.

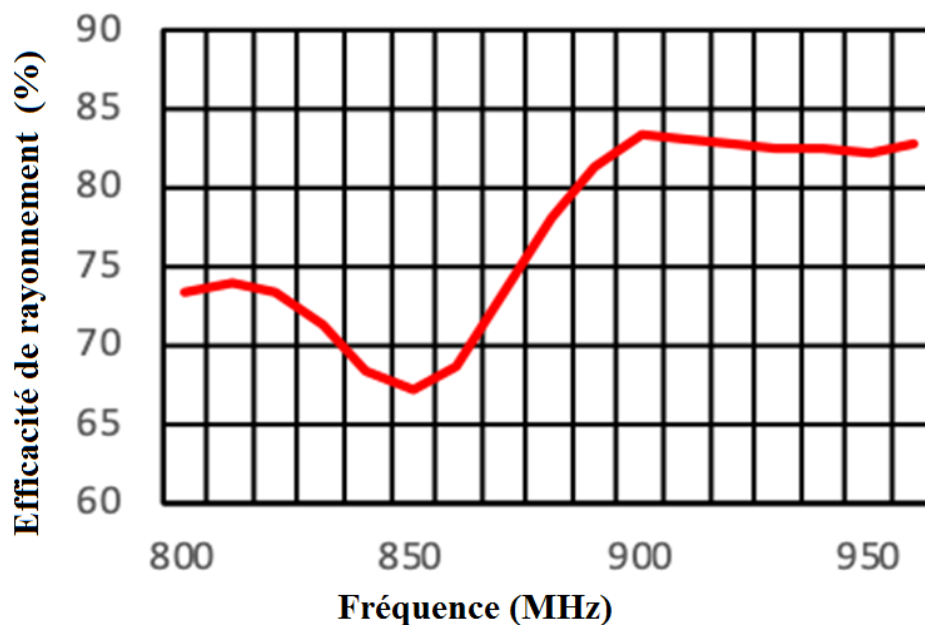


Figure 95 : Efficacité mesurée de l'antenne proposée

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé la mise en œuvre d'une nouvelle approche utilisant les éléments non-Foster comme charges d'un dipôle parasite associé à un dipôle alimenté pour augmenter la directivité d'un réseau d'antennes. Les pondérations d'amplitude et de phase à

appliquer à chaque antenne ont été calculées à l'aide de la formule d'Uzkov. Ainsi, l'un des dipôles est transformé en un élément parasite chargé, calculé à partir des coefficients de pondération et des paramètres Z . Pour prendre en compte la partie négative résistive de la charge, un circuit NIC est utilisé. Un circuit non Foster a été réalisé et connecté au dipôle parasite pour mesurer le gain du réseau d'antennes. L'utilisation d'une architecture alternative inspirée des architectures classiques de NIC a permis d'obtenir une antenne reconfigurable avec une bonne directivité.

Référence

- [1] R. M. Foster, "A reactance theorem," *Bell System Technical Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 259–267, 1924.
- [2] J. G. Linvill, "Transistor negative-impedance converters," *Proceedings of the IRE*, vol. 41, no. 6, pp. 725–729, 1953.
- [3] S. E. Sussman-Fort, "Non-foster vs. active matching of an electrically-small receive antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, Conference Proceedings*, pp. 1–4.
- [4] Yifeng .F " Electrically Small Half-Loop Antenna Design with Non-Foster Matching Networks" 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP) .
- [5] C. R. White, J. S. Colburn, and R. G. Nagele, "A non-foster vhf monopole antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 584–587, 2012.
- [6] G. Mishra, S. K. Sharma, and G. Rebeiz, "Non-Foster Matching of Eclectically Small Bowtie Antenna Covering 600MHz to 1100MHz", 2015 IEEE Symposium on Antennas and Propagation (APS 2015), 19-25 July, 2015.
- [7] S. Koulouridis and J. L. Volakis, "Non-foster circuits for small broadband antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE, Conference Proceedings*, pp. 1–4.
- [8] UGARTE-MUNOZ, E., HRABAR, S., SEGOVIA-VARGAS, D., et al. Stability of non-foster reactive elements for use in active metamaterials and antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, vol. 60, no. 7, p. 3490–3494. ISSN 0018- 926X. DOI: 10.1109/TAP.2012.2196957
- [9] L. Batel , L. Rudant , "Sensitivity of negative impedance converter circuit with respect to PCB design effects ", *The 2015 International Workshop on Antenna Technology* .
- [10] Boyle, K., "Radiation patterns and correlation of closely spaced linear antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 50, No. 8, 1162–1165, August 2002.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de thèse qui ont été présentés concernent principalement l'étude de réseaux d'antennes miniatures super-directifs. La première étude dans le cadre de ces recherches a consisté à effectuer un état de l'art des antennes miniatures et les techniques de miniaturisation présentes dans la littérature. Ensuite nous avons détaillé la notion de la super-directivité et comment il est possible d'améliorer la directivité de l'antenne sans pourtant toucher ses caractéristiques fondamentales principalement en termes d'adaptation de l'impédance, efficacité et bande de fréquence. Même si plusieurs techniques d'amélioration de la directivité ont été largement traitées dans la littérature, la mise en réseau de plusieurs éléments paraît la solution la plus adéquate.

L'orientation des recherches s'est ensuite faite vers les réseaux d'antennes parasites chargés avec de composants actifs calculés à partir des pondérations optimales en phase et en amplitude appliquées sur les éléments parasites.

La première solution proposée est un réseau parasite et super directif d'antennes électriquement petites dont l'élément unitaire est un dipôle replié en méandre.

Le réseau est formé d'un élément excité et d'un élément parasite chargé par une impédance calculée à partir des équations développées par Uzkov en vue de déterminer les coefficients d'excitations qui permettent d'obtenir une directivité maximale dans une direction privilégiée. Cette antenne est transformée en une antenne reconfigurable qui est capable de rediriger son faisceau suivant deux directions différentes dans le plan azimut. Ceci est réalisé à l'aide de commutateurs RF permettant de contrôler électriquement la direction du faisceau et le diagramme de l'antenne. Les résultats de simulation sont parfaitement en accord avec les résultats de mesure. Une amélioration de la structure de cette antenne a été aussi détaillée permettant de produire quatre diagrammes de rayonnement directifs différents dans le plan azimut.

La deuxième solution proposée est une antenne inspirée de la technologie Yagi formée d'un dipôle replié en méandre excité et d'un dipôle parasite qui joue le rôle d'un réflecteur et de 4 directeurs permettant une agilité du faisceau suivant deux directions différentes. Une directivité égale à 8.5dBi est obtenue en simulation et à 8.3dBi en mesure dans les deux directions privilégiées.

La troisième solution présentée consiste à la mise en place d'une nouvelle approche qui utilise les éléments Non-Foster comme charges à appliquer sur le dipôle parasite. L'antenne proposée est formée de deux dipôles le premier est excité alors que le deuxième est un dipôle parasite à lequel est connecté le circuit NIC proposé. L'utilisation d'une architecture alternative inspirée des architectures classiques de NIC a permis de concevoir une antenne reconfigurable avec une bonne directivité.

Le problème qui a été rencontré dans cette thèse et qui n'a été pas traité concerne essentiellement la stabilité de circuit NIC utilisé pour fabriquer des éléments (capacité, inductance, résistance) négatifs.

En perspectives, il nous semblerait intéressant de prendre en compte tous les critères pour évaluer la stabilité et la linéarité des circuits NIC pour ne pas négliger la partie résistive négative de l'impédance synthétisée à partir l'algorithme d'optimisation des coefficients d'excitation.

Il serait aussi intéressant d'exploiter les résultats obtenus dans cette thèse pour concevoir des antennes miniatures large bande avec une directivité proche de celle réalisée par l'antenne Yagi classique et qui présentent une agilité en fréquence et en diagramme de rayonnement faisant partie des perspectives de ce travail.

PUBLICATIONS

Communications internationales

1. S.Souai, A.Diallo J.-M. Ribero, T. Aguli

“Design of Compact Superdirective and Reconfigurable Array Antenna Associated with Non-Foster Elements for IoT.”

IWAT 20 International Workshop on Antenna Technology February 25-28 2020, Bucarest, Roumanie

.

Revue internationale

1. S. Souai, A. Diallo, J.-M. Ribero, and T. Aguli

"Design of a Beam Switchtable Superdirective Dipole for IoT Gateway "

Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 93, 99-108, mai 2020.

.

2. S. Souai, A. Diallo, J.-M. Ribero, and T. Aguli

“Deign of a Superdirective, beam switchable Yagi antenna for IoT gateway “

Automatika, Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications

(review)