



**HAL**  
open science

# Étude et conception de métamatériaux accordables pour la miniaturisation d'antennes aux fréquences micro-ondes

Nebil Kristou

► **To cite this version:**

Nebil Kristou. Étude et conception de métamatériaux accordables pour la miniaturisation d'antennes aux fréquences micro-ondes. Electromagnétisme. Université de Rennes 1 [UR1], 2018. Français. NNT: . tel-01828416v1

**HAL Id: tel-01828416**

**<https://hal.science/tel-01828416v1>**

Submitted on 3 Jul 2018 (v1), last revised 13 Jul 2018 (v2)

**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 / UNIVERSITÉ DE RENNES 1**  
*sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

pour le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

*Mention : Télécommunications*

**Ecole doctorale MathSTIC**

présentée par

**Nebil KRISTOU**

Préparée à l'unité de recherche CEA-Léti  
Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives

---

**Étude et conception  
de métamatériaux  
accordables pour la  
miniaturisation  
d'antennes aux  
fréquences  
microondes**

**Thèse soutenue à Paris  
le 8 Juin 2018**

devant le jury composé de :

**Michèle LALANDE**

Professeur, Université de Limoges (Xlim) / *présidente*

**Xavier BEGAUD**

Professeur, Télécom Paris Tech, Université Paris-Saclay / *rapporteur*

**Shah Nawaz BUROKUR**

Maître de Conférences, HdR, Université Paris Nanterre / *rapporteur*

**Philippe POULIGUEN**

HdR, Responsable Ondes Acoustiques & Radioélectriques, DGA/DS/MRIS / *examineur*

**Kouros MAHDJOURI**

Professeur, Université de Rennes 1 / *directeur de thèse*

**Jean-François PINTOS**

Ingénieur-Chercheur, CEA-LETI / *encadrant*

**Anne-Claude TAROT**

Maître de Conférences, HdR, Université de Rennes 1 / *invitée*

**Massinissa HADJLOUM**

Docteur, Ingénieur R&D, ERTE-ETSA (groupe BOWEN) / *invité*



À mes parents, mes deux frères et tous ceux qui m'ont soutenu et cru en moi

Juin, 2018



## REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire Antennes, Propagation et Couplage Inductif (LAPCI) du CEA-Leti à Grenoble. Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à M. Sébastien DAUVE, chef du département DSYS (Département Systèmes), M. Fabien CLERMIDY chef du service STSF (Service Technologies Sans Fils) et finalement M. Christophe DELAVEAUD, directeur du laboratoire LAPCI, pour m'avoir accueilli durant ces trois années de thèse et de m'avoir permis de travailler dans de très bonnes conditions en mettant à ma disposition tous les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

Je remercie M. Kourosch MAHDJOUBI d'avoir accepté de diriger mes travaux de thèse malgré la distance qui sépare Grenoble de Rennes. Son appui scientifique et administratif a été primordial pour l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à remercier tout particulièrement mon encadrant de thèse M. Jean-François PINTOS, de m'avoir accordé sa confiance il y a plus de trois ans, en m'offrant tout d'abord, l'opportunité d'effectuer mon stage de master au CEA-Leti avant d'enchaîner avec ces travaux de thèse. Motivant et toujours présent, il m'a fait profiter de sa grande expérience dans le domaine des antennes.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, M. Xavier BEGAUD et M. Shah Nawaz BUROKUR m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude. Je remercie également Mme. Michèle LALANDE d'avoir acceptée de présider le jury. Elle témoigne ainsi de la confiance qu'elle place en mes travaux et m'honore par sa disponibilité. Je remercie également M. Philippe POULIGUEN pour avoir bien voulu examiner mes travaux de thèse. Mes remerciements vont également Mme. Anne-Claude TAROT et M. Massinissa HADJLOUM pour avoir accepté de faire partie de mon jury.

Je remercie maintenant tous les membres du laboratoire LAPCI, de m'avoir accueilli pendant ces dernières années et permis de travailler dans d'agréables conditions. Je pense, entre autres, à Serge BORIES, David DASSONVILLE, Raffaele D'ERRICO, Julien KEIGNART et Antonio CLEMENTE.

Un grand merci à Lotfi, Loïc, Olivier, Kossaila, Alexandre, Laura, Camille, Jessen, Maciej, Fatimata et Cherif sans oublier Sattar, Essia, François, Francesco, Mounia, Yaakoub, Faycel et Ahmed pour leur bonne humeur, leur soutien permanent et leurs encouragements.

Finalement, ma reconnaissance va à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à ce travail de trois ans.



# TABLE DES MATIERES

---

<b>Remerciements.....</b>	<b>i</b>
<b>Table des matières.....</b>	<b>iii</b>
<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Les antennes miniatures.....</b>	<b>5</b>
1. Introduction.....	7
2. Etat de l’art sur la miniaturisation des antennes .....	8
2.1. Introduction.....	8
2.2. Définition .....	8
2.3. Limites fondamentales .....	10
2.4. Les techniques de miniaturisation .....	12
2.5. Introduction aux antennes miniatures à base de métamatériaux.....	16
3. Etude complète de l’antenne NFRP .....	24
3.1. Présentation .....	24
3.2. Influence des différents paramètres géométriques d’une antenne NFRP .....	25
4. Caractérisation d’un prototype NFRP seul .....	35
4.1. Conception .....	36
4.2. Impédance d’entrée .....	37
4.3. Diagramme en gain .....	38
4.4. Rendement de rayonnement .....	40
5. Conclusion .....	41
Références du chapitre I.....	42



<b>Chapitre II : Les Conducteurs Magnétiques Artificiels compacts .....</b>	<b>47</b>
1. Introduction.....	49
2. Etat de l'art sur la miniaturisation des CMA .....	50
2.1. Généralités et théorie sur les CMA .....	50
2.2. Miniaturisation de CMA .....	54
3. Validation des méthodes numériques et expérimentales à partir d'un CMA conventionnel .....	59
3.1. Conception et simulations du CMA conventionnel.....	59
3.2. Modélisation analytique.....	62
3.3. Caractérisation expérimentale .....	64
3.4. Comparaison des résultats de simulations, analytiques et expérimentaux.....	66
4. Nouvelle approche pour la miniaturisation de CMA.....	67
4.1. Topologie de réseau d'interconnexion.....	67
4.2. Description de la technique proposée .....	73
4.3. CMA pastille carrée avec réseau d'interconnexion.....	76
4.4. CMA spirale carrée avec réseau d'interconnexion.....	82
5. Conclusion .....	92
Références du chapitre II.....	93
<b>Chapitre III : Antenne sur CMA compact .....</b>	<b>97</b>
1. Introduction.....	98
2. Etat de l'art des antennes miniatures sur CMA compacts .....	99
3. Validation d'un dipôle simple sur un CMA standard.....	105
4. Etude dipôle demi-onde sur CMA (patch carré + méandres).....	108
4.1. Dipôle sur CMA Moyen .....	108
4.2. Dipôle sur CMA petit .....	111
5. Etude de la NFRP sur le CMA compact (spirale carrée + capacités).....	116

5.1.	CMA avec capacité imprimée .....	116
5.2.	CMA avec capacités localisées .....	124
6.	Conclusion .....	129
	Références du chapitre III.....	130
	<b>Chapitre IV : Antenne – CMA agile en fréquence pour la bande basse LTE.....</b>	<b>133</b>
1.	Introduction.....	135
2.	Etat de l’art sur l’agilité en fréquence des systèmes antennaires .....	136
2.1.	Agilité en fréquence des antennes.....	136
2.2.	Agilité en fréquence des CMA .....	140
2.3.	Agilité en fréquence de l’association antenne – CMA .....	141
3.	Etude agilité de l’antenne NFRP pour le standard NB-IoT dans la bande basse LTE .....	141
3.1.	Charge capacitive idéale.....	142
3.2.	Charge capacitive réelle .....	146
3.3.	Introduction d’une deuxième capacité sur l’élément excitateur.....	148
4.	Etude de l’agilité du CMA sur la bande basse LTE.....	150
4.1.	Etude et simulation de la structure infinie.....	150
4.2.	Etude et simulation de la structure finie.....	153
5.	Etude de l’agilité fréquentielle du système NFRP – CMA .....	157
5.1.	Co-Simulation .....	158
5.2.	Simulation du système NFRP – CMA à 700 MHz.....	161
5.3.	Caractérisation expérimentale .....	165
6.	Conclusion .....	171
	Références du chapitre IV .....	173
	<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>175</b>

Rappel de l'objectif de la thèse .....	175
Bilan des travaux .....	175
Perspectives et travaux futurs.....	177
<b>Annexes.....</b>	<b>179</b>
A. Etude de la SER du Support.....	180
B. Fiches techniques des composants utilisés.....	183
<b>Bibliographie de l'auteur.....</b>	<b>193</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>196</b>

# INTRODUCTION GENERALE

---

Dans un contexte de multiplication des standards de communication (GSM, GPS, Wifi, LTE, Bluetooth...), le nombre de systèmes comme les véhicules automobiles, les avions et les trains intégrant des antennes ne cessent d'augmenter et nombre d'entre elles sont amenées à cohabiter. Contrairement aux puces électroniques dont la taille n'a cessé de décroître continuellement, celle des antennes n'a pu suivre une telle variation. Les travaux fondamentaux de physique n'ont pas marqué une avancée aussi importante qu'en microélectronique. Ce décalage amène des challenges élevés afin de réduire significativement la taille des antennes en particulier pour les applications sub-GHz (RFID, LTE, PMR...). Dans ce cas l'antenne est parfois le composant le plus volumineux (la taille de l'antenne est de l'ordre de demi-longueur d'onde) ce qui rend son intégration/acceptation difficile, dans les produits ou les usages. La miniaturisation d'antennes représente donc un des défis actuels les plus importants des ingénieurs radiofréquences.

Les antennes électriquement petites, c'est-à-dire de petite taille comparée aux longueurs d'ondes de fonctionnement sollicitent beaucoup d'intérêt depuis plusieurs années. De multiples techniques de miniaturisation d'antenne existent et passent toutes par un compromis entre la taille et les performances (bande passante et/ou rendement de rayonnement).

Pour les applications citées ci-dessus, les antennes sont souvent placées devant ou à proximité d'un réflecteur métallique (toit de véhicule, carlingue d'aéronef). En fonction du type de rayonnement souhaité, ces plans métalliques peuvent jouer le rôle de simple plan de masse (exemple d'antenne de type monopolaire) ou d'un plan réflecteur afin d'avoir un rayonnement directionnel. L'antenne doit, dans ce cas, être disposée à une distance du plan réflecteur la plus proche possible du quart de sa longueur d'onde. Le but est de compenser l'opposition de phase en réflexion et obtenir une interférence constructive entre l'onde incidente issue directement de l'antenne et l'onde réfléchi par le plan réflecteur. Le rayonnement peut ainsi être orienté dans une direction d'intérêt, permettant d'une part d'améliorer le gain de l'antenne et d'autre part de réduire la sensibilité de l'antenne à son environnement. Malheureusement, ce principe présente l'inconvénient d'être volumineux pour les basses fréquences (exemple :  $\lambda_0/4$  à 900 MHz est égale à 8.3 cm).

Alors qu'un conducteur métallique réfléchit les champs électromagnétiques avec un déphasage de  $180^\circ$ , il existe des matériaux permettant de ne pas introduire de déphasage à la réflexion sur une certaine bande passante. Ces matériaux appelés Conducteur Magnétiques Artificiels (CMA) font partis des métamatériaux. Il est alors possible de positionner l'antenne au plus proche de ce nouveau réflecteur. L'antenne devient dans ce cas unidirectionnelle et de faible épaisseur. Cependant, les CMA peuvent être limités par les dimensions des cellules unitaires nécessaires à leur mise en œuvre (proches du quart-longueur d'onde guidée) ainsi que par leur bande réduite de fonctionnement. La nécessité de réduire leurs dimensions est apparue pour rendre leur utilisation compatible avec le contexte des antennes miniatures intégrées. L'enjeu de miniaturisation concerne donc également l'épaisseur de ces surfaces. Ajouter l'agilité fréquentielle pourrait, dans plusieurs applications, palier le problème de la bande passante réduite des antennes et des CMA miniaturisés et permettrait d'ajuster le fonctionnement du système antennaire sur une large bande passante.

L'objectif final de cette thèse de doctorat est de proposer un nouveau système antenne à faible profil composé d'une antenne miniature associée à une métasurface compacte reconfigurable en fréquence et compatible avec les applications large bande.

### ***Organisation du manuscrit***

Le manuscrit de thèse s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre dresse un état de l'art général sur les antennes électriquement petites et est subdivisé en deux parties. Dans la première partie, les antennes électriquement petites sont définies en se focalisant sur les conséquences de la miniaturisation à travers l'introduction de leurs limites fondamentales. Une synthèse des techniques de miniaturisation d'antennes les plus connues est exposée et enrichie avec des exemples de l'état de l'art. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude d'une antenne miniature particulière, inspirée des métamatériaux. L'objectif est de dégager les règles de conception de l'antenne NFRP (Near-Field Resonant Parasitic, en anglais) à la fréquence de fonctionnement désirée en optimisant la taille et les performances. L'antenne est finalement fabriquée et caractérisée dans la chambre anéchoïde du CEA Leti pour confronter les résultats des mesures à ceux des simulations.

Dans le deuxième chapitre nous nous intéressons aux CMA compacts et leur intérêt pour les applications antennaires à faible profil. Un inventaire des techniques de miniaturisation des CMA est proposé. Après avoir validé les méthodes de simulations (analytiques et/ou numériques) et mis en place et validé la configuration de mesure à partir d'un CMA standard, une technique alternative pour la miniaturisation des CMA est proposée grâce à l'introduction d'un réseau d'interconnexion derrière le plan de masse. Enfin, plusieurs nouvelles métasurfaces de type CMA de taille réduite sont conçues, simulées et caractérisées avec différentes méthodes afin de valider les modèles numériques obtenus par simulation 3D.

L'association antenne – CMA est discutée dans le troisième chapitre, à travers les simulations et les caractérisations (mesures d'impédance et de rayonnement) des structures complètes, en utilisant les antennes et les CMA développés dans les précédents chapitres. La première partie est consacrée à la validation du dispositif complet à l'aide d'un dipôle demi-onde sur un CMA conventionnel. La même antenne est associée au CMA moyen puis au CMA petit. Afin de réduire encore les dimensions du système antenne, nous analysons, dans un second temps, le comportement d'une antenne NFRP placée au-dessus d'une structure CMA encore plus compacte basée sur la dernière cellule étudiée dans le chapitre II. Cette analyse permet d'identifier les avantages et les inconvénients de chaque configuration étudiée.

Enfin dans le quatrième et dernier chapitre, on se propose d'ajouter la fonction de reconfigurabilité fréquentielle au système NFRP – CMA, développé dans le troisième chapitre. L'objectif est de palier à la problématique de la bande réduite liée à la miniaturisation et rendre le système compatible avec le standard NB-IoT dans la bande basse LTE (700 MHz – 960 MHz). Pour se faire, l'agilité de l'antenne NFRP et celle du CMA est étudiée séparément, à travers des simulations et des co-simulations, afin de déterminer l'excursion capacitive nécessaire de chaque élément pour

balayer toute la bande visée. Cette reconfigurabilité de l'association NFRP – CMA est validée sur toute la bande basse LTE.



# CHAPITRE I : LES ANTENNES MINIATURES

---

## Sommaire

1.	Introduction.....	7
2.	Etat de l'art sur la miniaturisation des antennes .....	8
2.1.	Introduction.....	8
2.2.	Définition.....	8
2.3.	Limites fondamentales .....	10
2.3.1.	Facteur de qualité.....	10
2.3.2.	Rendement de rayonnement .....	12
2.4.	Les techniques de miniaturisation .....	12
2.4.1.	Modification de la géométrie.....	13
2.4.2.	Miniaturisation à l'aide des matériaux.....	15
2.5.	Introduction aux antennes miniatures à base de métamatériaux.....	16
2.5.1.	Les antennes basées sur des métamatériaux de type CRLH TL.....	18
2.5.2.	Les antennes méta-résonatrices .....	21
2.5.3.	Antennes miniatures chargées par des métamatériaux .....	22
3.	Etude complète de l'antenne NFRP .....	24
3.1.	Présentation .....	24
3.2.	Influence des différents paramètres géométriques d'une antenne NFRP .....	25
3.2.1.	Influence de l'écart entre les deux brins de l'élément parasite.....	26
3.2.2.	Influence de l'écart entre les deux brins de l'élément exciteur .....	27
3.2.3.	Influence de la largeur de la ligne de l'élément parasite .....	28
3.2.4.	Influence de la largeur de la ligne de l'élément exciteur.....	29



---

3.2.5.	Influence du rayon extérieur de l'élément parasite.....	30
3.2.6.	Influence du rayon extérieur de l'élément exciteur .....	31
3.2.7.	Influence de la hauteur du substrat .....	32
3.2.8.	Influence de la valeur de permittivité du substrat.....	33
3.3.	Règles de conception d'une antenne NFRP .....	34
4.	Caractérisation d'un prototype NFRP seul .....	35
4.1.	Conception .....	36
4.2.	Impédance d'entrée .....	37
4.3.	Diagramme en gain .....	38
4.4.	Rendement de rayonnement .....	40
5.	Conclusion .....	41
	Références du chapitre I .....	42

## 1. INTRODUCTION

Dans un contexte de multiplication des standards de communication, le besoin de miniaturisation des antennes facilitant leur intégration augmente de plus en plus. En particulier pour les applications sub-GHz, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation représente un des défis actuels les plus importants des ingénieurs radiofréquences.

Dans la première partie de ce chapitre, les antennes électriquement petites (AEP) sont introduites. Les conséquences de la miniaturisation sont détaillées à travers l'introduction de leurs limites fondamentales et les paramètres clefs (taille, rendement et facteur de qualité). Une synthèse des techniques de miniaturisation d'antennes les plus connues est exposée et enrichie avec des exemples de l'état de l'art.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude détaillée d'une antenne miniature particulière, inspirée des métamatériaux. Grâce à l'analyse de l'influence des différents paramètres géométriques de cette antenne, la compréhension des phénomènes physiques permet d'identifier les paramètres qui déterminent sa résonance. L'objectif est de maîtriser l'impédance au voisinage de la résonance et de l'utiliser dans le but d'améliorer le niveau d'adaptation.

Enfin, cette antenne est sélectionnée pour la suite des études. Elle est modifiée afin d'apporter plus de degrés de liberté et des options de réglage, puis fabriquée et caractérisée pour confronter ses performances mesurées à celles simulées.

## 2. ETAT DE L'ART SUR LA MINIATURISATION DES ANTENNES

### 2.1. INTRODUCTION

Le développement des terminaux mobiles et des applications sans fil embarquées ont conduit à une miniaturisation et à une intégration non seulement de l'électronique, mais aussi des antennes. La Figure I. 1 illustre la photo d'un smartphone Samsung Galaxy intégrant 6 antennes différentes [1] pour différents standards (GPS, Bluetooth, Wifi, GSM). Cependant, contrairement aux puces électroniques, la taille de l'antenne pour une application donnée n'est pas liée principalement à la technologie utilisée, mais est déterminée par les lois de la physique : la taille de l'antenne par rapport à la longueur d'onde est le paramètre qui aura une influence prépondérante sur les caractéristiques de rayonnement [2]. Cela découle du fait qu'une antenne est utilisée pour transformer une onde guidée en une onde rayonnée, et vice versa, et on retrouve dans la littérature [2] que pour effectuer cette transformation efficacement, la taille de l'antenne devrait être de l'ordre de demi-longueur d'onde ou plus. Les antennes peuvent, bien sûr, être réduites, mais au détriment de la bande passante et/ou du rendement [2][5].



Figure I. 1. Antennes intégrées dans un smartphone [1]

### 2.2. DEFINITION

Le concept des Antennes miniatures dites Electriciquement Petite (AEP) (ou ESA pour Electrically Small Antennas) a été introduit pour la première fois par WHEELER en 1947 dans [3]. Il proposa une première expression concernant les limites fondamentales où l'antenne est dite électriquement petite si sa plus grande dimension est inférieure à  $\lambda_0/\pi$ , soit :

$$2a < \frac{\lambda_0}{\pi} \quad (1.1)$$

Où  $2a$  est la plus grande dimension et  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide. Cette relation est souvent exprimée sous cette forme :

$$ka < 1 \quad (1.2)$$

Avec  $a$  le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne, communément appelée sphère de CHU [4] (Figure I. 2).  $k$  est le nombre d'onde dans le milieu de propagation, avec  $k = 2\pi/\lambda_0$ .

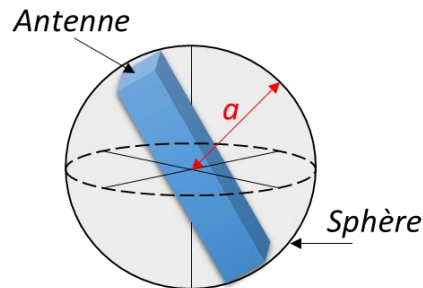


Figure I. 2. Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu

La plupart des performances d'antenne sont directement limités par sa taille. Par conséquent, il est utile d'avoir des critères précis pour déterminer le paramètre  $a$ . Dans [5], les antennes ont été classées en trois catégories :

- Antennes sans plan de masse : Parmi ces antennes, on peut citer : le dipôle demi-onde, l'antenne Yagi-Uda ou l'hélice sphérique (voir Figure I. 3). Dans ce cas, le paramètre  $a$  correspond au rayon de la sphère minimal qui englobe l'antenne.
- Antennes sur un petit plan de masse fini : Si le plan de masse ne dépasse pas les  $\lambda/4$  dans chaque direction ou s'il est proche des parties rayonnantes de l'antenne (voir Figure I. 4), il doit être inclus entièrement dans le calcul du paramètre  $a$  correspondant au rayon de la sphère de CHU.
- Antennes sur un plan de masse infini : Dans le cas où le plan de masse de l'antenne est suffisamment grand (s'étend au moins à  $\lambda/4$  dans chaque direction). C'est à la fois l'antenne et son image qui devraient être entourées par la sphère (voir Figure I. 5). Les antennes imprimées sur un substrat, les résonateurs diélectriques sont caractérisés habituellement par des grands plans de masse. ( $d_1, d_2 \geq \lambda/4$ ).

Après avoir défini les AEP, nous allons maintenant nous intéresser aux conséquences de la miniaturisation sur les performances de l'antenne à travers l'introduction de leurs limites fondamentales.

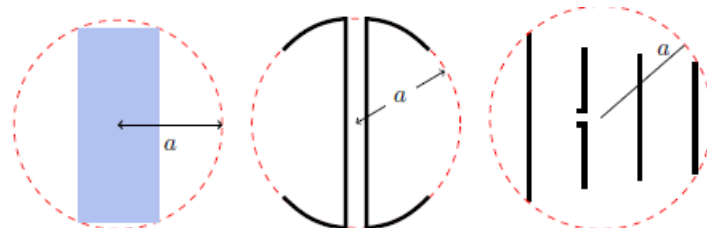


Figure I. 3. Antennes sans plan de masse [6]

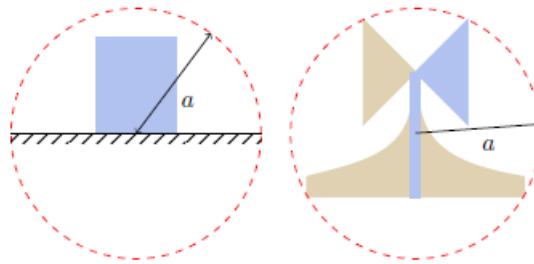


Figure I. 4. Antennes sur un petit plan de masse fini [6]

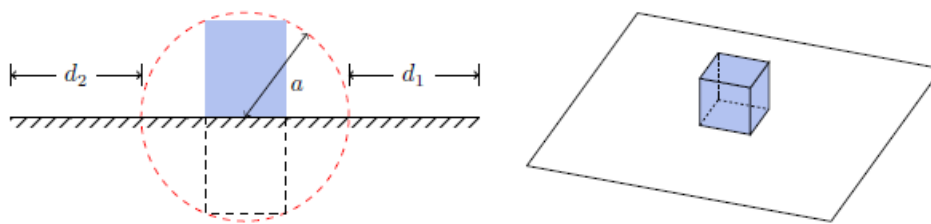


Figure I. 5. Antennes sur un plan de masse infini [6]

### 2.3. LIMITES FONDAMENTALES

Les paramètres clés pour étudier une AEP se concentrent principalement sur la taille de l'antenne, sa bande passante [7][8], son rendement [10] voire sa directivité [11].

#### 2.3.1. FACTEUR DE QUALITE

Miniaturiser une antenne consiste à trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptées en termes de rendement de rayonnement et de bande passante. Evaluer le facteur de qualité  $Q$  de l'antenne permet d'établir les limites théoriques des antennes miniatures en termes de performances. Le facteur de qualité  $Q$ , défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée, peut s'écrire sous la forme suivante [7] :

$$Q = \begin{cases} 2\omega \frac{W_e}{P_r}, & W_e > W_m \\ 2\omega \frac{W_m}{P_r}, & W_m > W_e \end{cases} \quad (1.3)$$

Où  $W_e$  et  $W_m$  sont respectivement les quantités moyennes d'énergie électrique et magnétique stockées et  $P_r$  la puissance rayonnée. Plus l'énergie stockée est importante, moins l'antenne est efficace.

Depuis les travaux de WHEELER [3] et CHU [4], qui se limitent au cas d'une antenne omnidirectionnelle sans perte et polarisée linéairement, de nombreuses études ont été menées pour déterminer le facteur de qualité limite  $Q_{min}$ , ou limite de CHU, en fonction des dimensions de l'antenne.

On s'intéressera plus particulièrement aux résultats de MCLEAN [8] qui propose deux valeurs de  $Q_{min}$  selon la polarisation de l'antenne. Pour une antenne excitée avec un mode  $TE_{01}$  ou  $TM_{01}$  :

$$Q_{min}^{TE_{01}} = Q_{min}^{TM_{01}} = \eta_{ray} \left( \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (1.4)$$

et pour une antenne en polarisation circulaire :

$$Q_{min} = \frac{\eta_{ray}}{2} \left( \frac{1}{(ka)^3} + \frac{2}{ka} \right) \quad (1.5)$$

YAGHJIAN et BEST [9] ont calculé le facteur de qualité d'une antenne de manière exacte en termes d'impédance d'entrée. Il en ressort l'expression du facteur de qualité suivante :

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (1.6)$$

Avec  $R_0$  la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne,  $Z'_0$  la dérivée de l'impédance d'entrée et  $\omega_0$  la pulsation de résonance de l'antenne.

La bande passante à -3 dB, définie à partir du coefficient de réflexion, peut être approximée par la relation l'équation (1.7). Etant inversement proportionnelle au facteur de qualité, plus ce dernier va tendre vers une valeur élevée, plus la bande passante va se réduire. Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très étroite.

$$BP = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (1.7)$$

Les courbes de la Figure I. 6 représentent les limites fondamentales du facteur de qualité  $Q_{min}$  en fonction de la taille d'antenne pour différentes valeurs de rendements (20%, 40%, 60%, 80% et 100%). La diminution de la taille électrique de l'antenne s'associe avec l'augmentation du facteur de qualité (diminution de la bande passante) de manière hyperbolique.

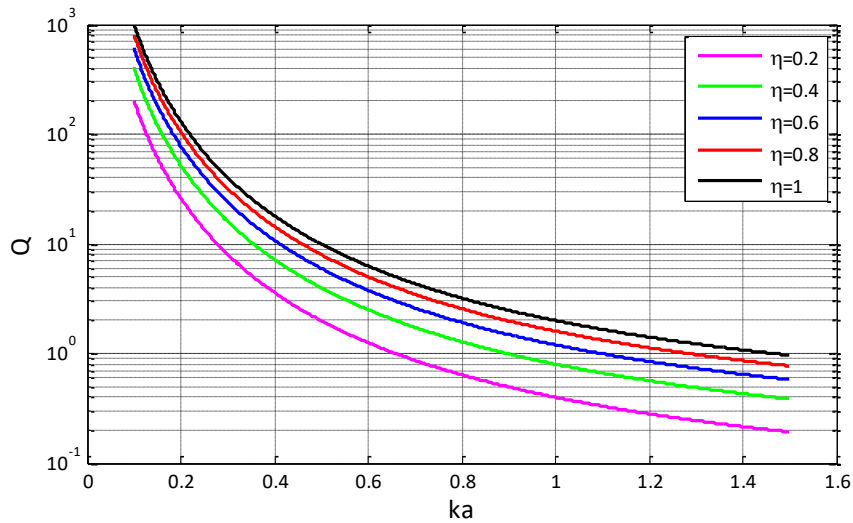


Figure I. 6. Facteur de qualité minimal calculé selon CHU en fonction de la taille électrique ( $ka$ ) pour différentes efficacités de rayonnement

### 2.3.2. RENDEMENT DE RAYONNEMENT

Le rendement de rayonnement d'une antenne peut se traduire par un rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée (équation I.8). Elle dépend donc du rapport entre la résistance de rayonnement de l'antenne et ses pertes :

$$\eta_{Ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} \quad (I.8)$$

En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique  $ka$  de l'antenne diminue,  $R_{ray}$  diminue et  $R_{pertes}$  devient le terme dominant dans l'équation (I.8). La diminution du rendement de rayonnement pour les antennes miniatures est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques [10].

Ainsi, nous avons décrit les paramètres importants des antennes miniatures, et notamment le facteur de qualité. Nous avons montré que la miniaturisation d'une antenne passe par un compromis sur la taille, la bande passante et le rendement. Nous allons maintenant aborder les différentes techniques de miniaturisation des antennes.

## 2.4. LES TECHNIQUES DE MINIATURISATION

Dans ce paragraphe, une synthèse des techniques de miniaturisation d'antennes les plus connues est exposée à travers des exemples récents issus de l'état de l'art. Toutes ces techniques ont pour but de rallonger artificiellement les dimensions du dispositif résonant. Parmi ces techniques, la modification de la géométrie de l'antenne, l'intégration d'éléments localisés ou l'utilisation de matériaux particuliers.

### 2.4.1. MODIFICATION DE LA GEOMETRIE

La façon la plus répandue pour miniaturiser une antenne est de modifier sa forme géométrique en utilisant des fentes, des repliements ou des courts-circuits. Nous énumérons dans ce paragraphe différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie.

#### 1.1.1.1. AJOUT DE FENTES

L'une des techniques mises en œuvre pour allonger le chemin électrique des courants est l'introduction de fentes dans la structure rayonnante. Cette technique permet non seulement de forcer les courants à contourner les fentes inscrites et donc allonger leur parcours, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [12]. La Figure I. 7 correspond à la structure étudiée par C. DELAVEAUD et al. [13]. Il s'agit d'une antenne de type fil-plaque miniaturisée grâce à l'introduction d'une fente sur le toit de l'antenne. En agissant sur la position et sur la longueur et/ou largeur de la fente, la capacité du toit de l'antenne est modifiée ; plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue. L'ajout d'une fente sur le toit capacitif a permis de miniaturiser l'antenne jusqu'à 42% soit une taille finale de  $\lambda_0/11.5 \times \lambda_0/11.5 \times \lambda_0/80.6$ .

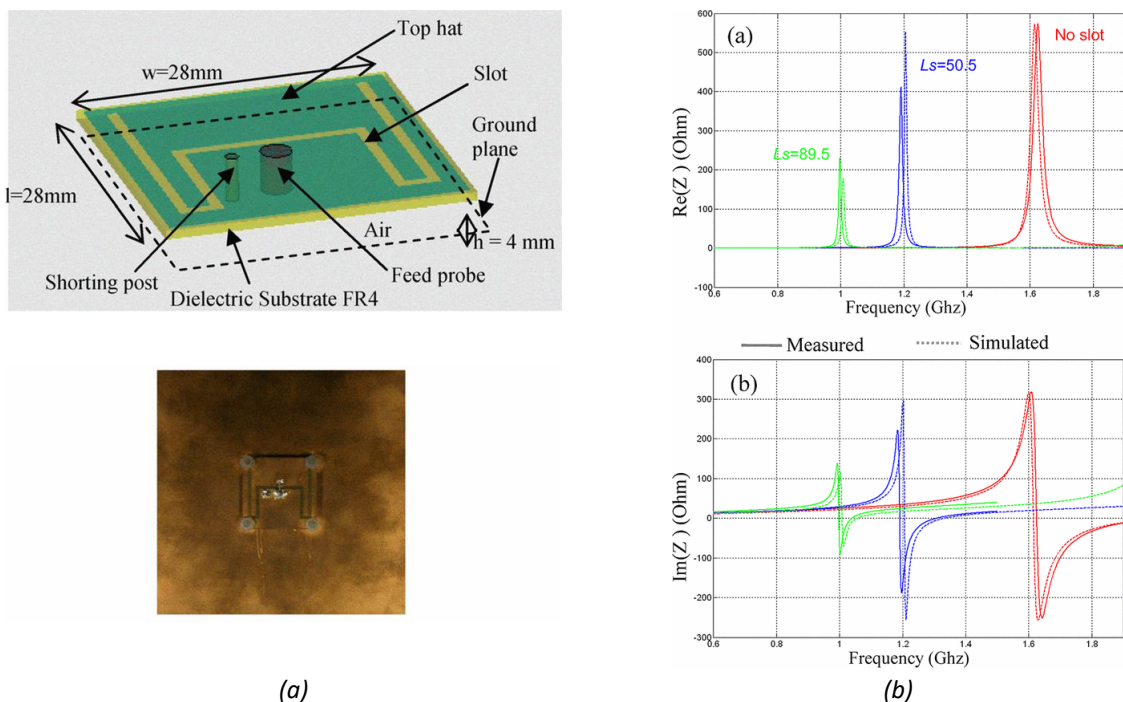


Figure I. 7. (a) Toit de l'antenne fil plaque à fente et Photo du prototype réalisé. (b) Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes longueurs de fente (Partie réelle et partie imaginaire) [13]

#### 1.1.1.2. REPLIEMENTS

Cette technique consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant ou le replier sur lui-même de façon à créer un effet capacitif distribué [14] [15] ce qui permet d'avoir un élément rayonnant qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée (Figure I. 8 (a)). Dans [16], un nouveau dipôle miniature fonctionnant à 2.45 GHz a été proposé. Cette antenne présente les dimensions suivantes :  $11.2 \times 5.1 \times 1.575 \text{ mm}^3$  ( $0.09\lambda_0 \times 0.04\lambda_0 \times 0.01\lambda_0$ ). Un gain réalisé de 1.17 dBi a



été simulé et le rendement a été estimé à 87.4%. Vu que les AEP ne sont pas résonnantes par nature, un réseau d'adaptation d'impédance a été utilisé pour accorder l'antenne à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Trois différentes approches correspondantes ont été étudiées dans ce travail et trois prototypes ont été réalisés (Figure I. 8 (b)).

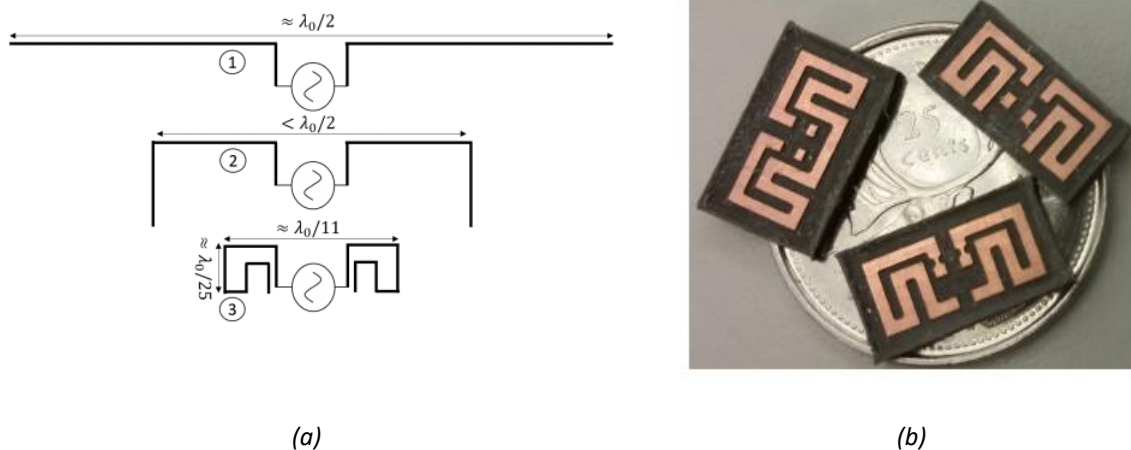


Figure I. 8. (a) Processus de miniaturisation à partir d'une antenne demi-onde. (b) Prototypes d'antennes fabriqués comparés à 25 centimes canadiens [16]

### 1.1.1.3. AJOUT DE COURT-CIRCUIT

Une autre technique de miniaturisation, souvent utilisée en technologie imprimée, consiste à introduire un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En regardant la distribution du champ électrique du premier mode de résonance du patch rectangulaire (lorsque  $L=\lambda/2$ ), on constate que celui-ci est maximal et opposé en phase sur les deux bords rayonnants et s'annule au milieu de la longueur résonante (en  $x=L/2$ ), comme montré sur la Figure I. 9(a). Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique, formé par un conducteur métallique, qui court-circuite le patch en son milieu et en ne gardant qu'une partie du patch, la structure peut être réduite de moitié et on obtient donc une antenne de longueur égale à  $\lambda/4$  (voir Figure I. 9(b)) communément appelée « Planar Inverted-F Antenna », en anglais (PIFA).

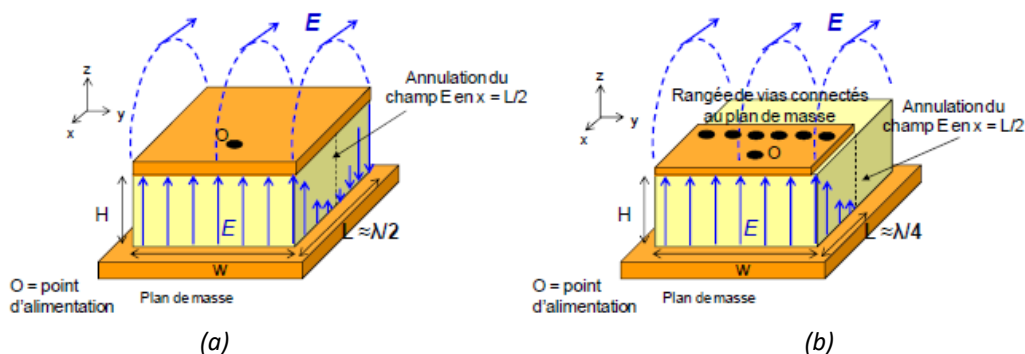


Figure I. 9. Structures d'une antenne patch rectangulaire (a) et d'une antenne PIFA (b)

#### 1.1.1.4. AJOUT DE CHARGES LOCALISEES

Les techniques citées précédemment concernant la modification de la géométrie de l'antenne sont équivalentes à un ajout soit d'une charge localisée, soit d'un morceau de ligne conductrice (capacitif ou inductif). Ces techniques ont également pour objectif l'augmentation artificielle de la longueur électrique de l'antenne et donc une diminution de sa fréquence de résonance [20]. Pour les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. L'inconvénient de cette technique est l'introduction de pertes ohmiques et donc la dégradation du rendement de rayonnement de l'antenne. Dans [21], les auteurs proposent une antenne miniature inspirée d'une IFA (Inverted F-Antenna en anglais) chargée par une capacité imprimée, utilisée pour réduire ses dimensions (rayon de  $\lambda_0/28$  à la fréquence de résonance de 433 MHz). Cette AEP présente un rendement de rayonnement pouvant atteindre 53%. Par la suite, l'utilisation d'une capacité localisée en remplacement de la capacité imprimée initiale a été étudiée afin d'améliorer le rendement de rayonnement de l'antenne [22]. Un gain d'une dizaine de pourcent maximum a été obtenu. En combinant l'optimisation de la largeur de piste [22] et le chargement par une capacité mixte distribuée et localisée, une augmentation significative du rendement de rayonnement de cette antenne miniature a été obtenue (passant de 18% à plus de 60%).

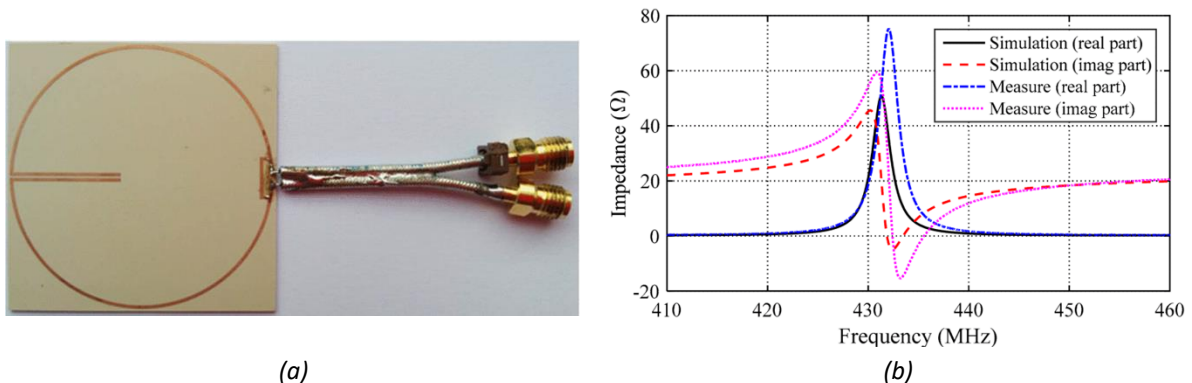


Figure 1. 10. (a) Antenne miniature différentielle inspirée d'une IFA chargée par une capacité distribuée (b) Impédance d'entrée simulée et mesurée de l'antenne IFA repliée et chargée par une capacité distribuée [21]

## 2.4.2. MINIATURISATION A L'AIDE DES MATERIAUX

#### 1.1.1.5. MATERIAUX DIELECTRIQUES, MAGNETIQUES OU MAGNETO-DIELECTRIQUES

Les matériaux magnéto-diélectriques ( $\epsilon_r > 1$ ,  $\mu_r > 1$ ) présente désormais une solution technologique pour la miniaturisation des antennes [23] grâce à l'avancée dans le domaine de l'ingénierie des matériaux. Dans [24], les auteurs ont montré que les antennes microruban conçues sur des matériaux magnéto-diélectriques (MMD) peuvent être miniaturisées tout en conservant un rapport intéressant entre les performances et la taille de l'antenne. En effet, en utilisant un substrat avec une permittivité relative  $\epsilon_r$  élevée et/ou une perméabilité relative  $\mu_r$  élevée, typiquement de l'ordre de 10 ou supérieure, la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  dans le matériau diminue, permettant de réduire la taille physique d'une antenne comme le montre l'équation (1.9).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1.9)$$

Dans un travail récent [25] (cf. Figure I. 11), les auteurs montrent que l'utilisation d'un MMD avec une antenne de type Fil-Plaque Monopolaire (FPM) permet de miniaturiser l'antenne FPM tout en garantissant des performances acceptables ( $\eta_{\text{ray}}=21.5\%$  et  $Q=43.8$ ).

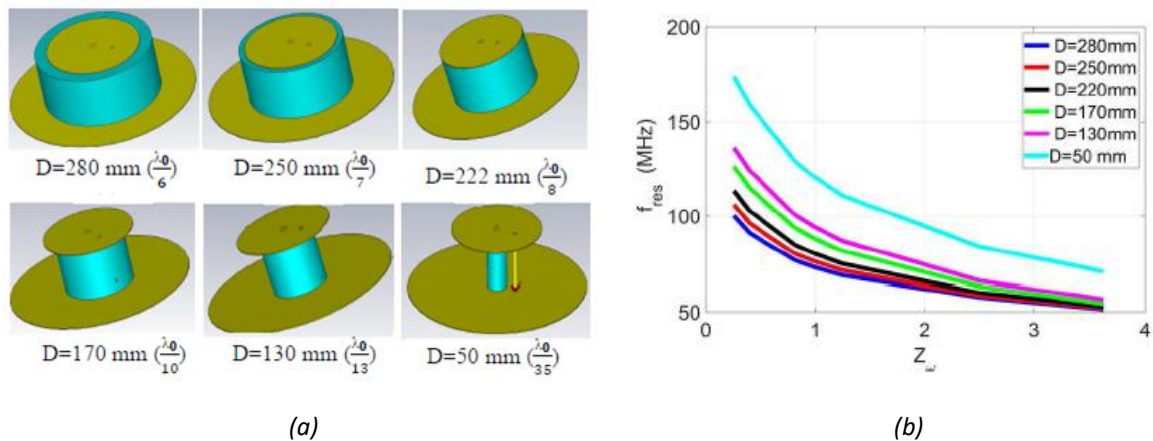


Figure I. 11. (a) Différents taux de remplissages de MMD considérés. (b) Impact du taux de remplissage du MMD sur la miniaturisation de l'antenne FPM [25]

#### 1.1.1.6. METAMATERIAUX

Afin de résoudre les problèmes de disponibilité des matériaux magnétiques naturels, les matériaux magnétiques artificiels sont apparus comme étant une solution prometteuse. Dans la section suivante, on va s'intéresser à des antennes miniatures inspirées des métamatériaux.

## 2.5. INTRODUCTION AUX ANTENNES MINIATURES A BASE DE METAMATERIAUX

Avant de présenter les antennes à base de métamatériaux, il est essentiel d'introduire rapidement les métamatériaux. Les « méta-matériaux électromagnétiques » ou simplement métamatériaux sont définis comme des structures électromagnétiques artificielles homogènes avec des propriétés effectives qui ne sont pas présentes de façon spontanée à l'état naturel [26].

L'histoire moderne des métamatériaux commence par les travaux de J.B PENDRY visant à concevoir une « lentille parfaite » [27] à base de matériaux à permittivité et perméabilité négatives. Cependant, l'idée d'étudier de tels matériaux date des années 60 avec les travaux de V.G VESELAGO [28] qui formula les équations de Maxwell en prenant des valeurs négatives pour la permittivité et la perméabilité. Ces matériaux furent ainsi appelés « main gauche » vu que le triplet de l'équation d'onde plane obéissait à la règle de la main gauche au lieu de celle de la main droite. Cependant, les matériaux « main gauches » n'existaient pas à l'époque de VESELAGO mais celui-ci avait prédit la possibilité de les synthétiser par processus chimique.

Cette idée donna l'élan vers des travaux significatifs et à la même époque de la publication de l'article de PENDRY, une première synthèse physique de matériau main gauche fut réalisée par l'équipe

de SMITH et PADILLA de l'Université de Californie en l'an 2000 [29]. Cette réalisation fut faite à partir de résonateurs fabriqués chacun avec deux anneaux ouverts imbriqués appelés Split Ring Resonator (SRR) dont la géométrie est présentée dans la Figure I. 12 ci-dessous.

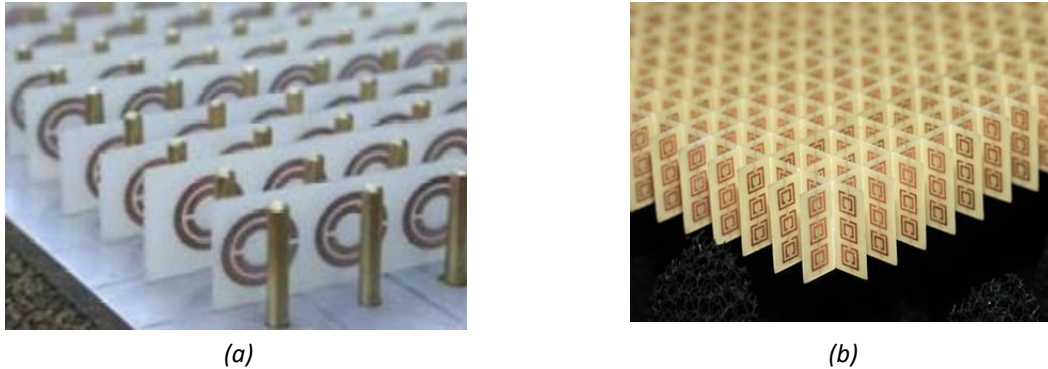


Figure I. 12. Exemples d'implémentations de métamatériaux : (a) Réseau de cylindres fins, (b) Structure SRR

L'idée de périodisation de motifs élémentaires résonants afin de synthétiser des milieux électromagnétiques artificiels a ouvert la voie vers une multitude d'approches, d'études et d'applications tant pour le volet électromagnétique, qu'optique. Ces propriétés physiques exceptionnelles ont permis de réaliser, par voie de conséquence, une large gamme de structures électromagnétiques comme les diélectriques artificiels, les matériaux magnétiques, les plasmas artificiels ou les supports à ondes régressives (i.e à vitesse de groupe de signe opposé à la vitesse de phase). Il est à mentionner que l'idée de lignes de transmissions à ondes régressives [30] fut introduite bien avant l'émergence de la discipline relative aux métamatériaux. Les métamatériaux ont été également appliqués dans différentes structures rayonnantes ou de guides d'onde [31], [32], [33], [34], [35].

Les antennes miniatures à base de métamatériaux sont proposées pour fournir des antennes avec un moyen de manipuler la relation de dispersion ou les conditions aux limites du champ-proche. L'objectif étant de miniaturiser la taille de l'antenne tout en maintenant de bonnes performances de rayonnement. Les métamatériaux ouvrent une voie pour surmonter la limitation efficacité/bande passante pour les antennes miniatures. Pourtant, cette approche est encore loin d'être mature et de nombreux défis existent (élargissement de la bande passante, obtenir des métamatériaux homogènes et leur réalisation physique). Dans la suite on introduit les progrès les plus récents dans le développement des antennes miniatures inspirées des métamatériaux. Fondamentalement, ils peuvent être classés suivant les quatre catégories rappelées ci-dessous [36] :

- Les antennes basées sur des structures à lignes composites à ondes progressives et régressives appelées lignes CRLH (Composite Right Left Handed). Ceci inclut les antennes à modes d'ordre négatif et les résonateurs d'ordre zéro. Une variété d'antennes de ce type a été élaborée sur la base des courbes de dispersion (diagramme  $k-\beta$ ) [26], [37], [38], [39].

- Les antennes méta-résonatrices [40], [41], [42], [43], en particulier pour les antennes basées sur les Split Ring Resonators (SRRs) ou les Complementary Split-Ring Resonators (CSRRs).

- Les antennes miniatures chargées par des métamatériaux, tels que les matériaux à permittivité/perméabilité négative [44], à haute perméabilité [45]. Les antennes résonantes en champ proche proposées par ZIOLKOWSKI, dites Near-Field Resonant Parasitic Antenna en anglais (NFRP), sont également incluses ici [46].

- Les antennes chargées par des métasurfaces [47], [48], [49] tels que les surfaces à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) et les Surfaces à Hautes Impédances (SHI). Ces surfaces sont capables de miniaturiser la taille de l'antenne, supprimer les ondes de surface et améliorer ainsi les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

Ces différents types d'antennes miniatures, tous inspirés de métamatériaux, sont introduits en partie dans les sections suivantes. Les métasurfaces seront détaillées dans le chapitre II.

### 2.5.1. LES ANTENNES BASEES SUR DES METAMATERIAUX DE TYPE CRLH TL

La théorie de la ligne de transmission est une approche pour décrire les métamatériaux en fonction des paramètres du circuit [26]. Le concept de métamatériaux CRLH TL est théorisé et construit sur la base de cette approche [50]. Cette solution a été adoptée comme un outil d'analyse puissant pour la compréhension et la conception des dispositifs à base de métamatériaux.

Le schéma du circuit équivalent d'une cellule unitaire symétrique d'une ligne CRLH est représenté sur la Figure I. 13 (Afin de simplifier le modèle, les pertes sont négligées). La capacité série ( $C_L$ ) et l'inductance parallèle ( $L_L$ ) contribuent à l'effet main gauche quant à l'inductance série ( $L_R$ ) et la capacité parallèle ( $C_R$ ) elles contribuent à l'effet main droite. La Figure I. 13(a) présente le modèle de type T où les capacités ( $C_L$ ) de la main gauche sont situées sur les deux extrémités. La Figure I. 13(b) présente modèle de type  $\pi$  avec la capacité ( $C_L$ ) de la main gauche au centre.

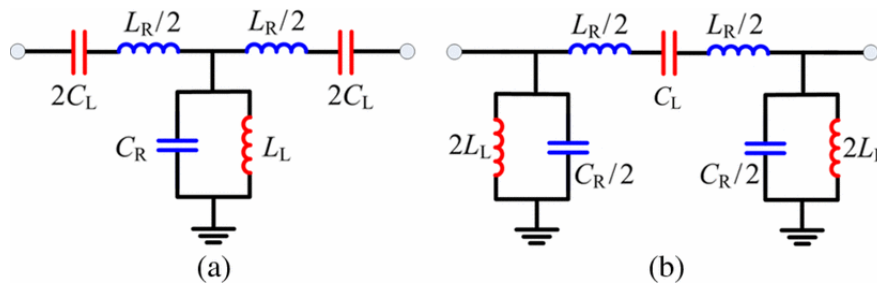


Figure I. 13. Le schéma circuit d'une cellule unitaire symétrique d'une ligne CRLH, (a) modèle type T, (b) modèle type  $\pi$

En appliquant les conditions aux limites périodiques liées au théorème Bloch-Floquet, ces deux cellules unitaires CRLH TL deviennent identiques et leur équation de dispersion est déterminée par [26] :

$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega^2}{\omega_R^2} + \frac{\omega_L^2}{\omega^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{se}^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \quad (1.9)$$

Où  $p$  est la longueur de la cellule unitaire,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  et

$$\begin{aligned}
 \omega_L &= \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \\
 \omega_R &= \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \\
 \omega_{se} &= \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \\
 \omega_{sh} &= \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}
 \end{aligned} \tag{I.10}$$

Il existe deux fréquences pour lesquelles on a une longueur d'onde infinie ( $\beta=0$ ) avec une bande interdite entre ces deux fréquences. Dans le cas équilibré ( $\omega_{se} = \omega_{sh}$ ) la bande interdite disparaît. Généralement, une seule résonance particulière d'ordre zéro sera excitée qui dépend des valeurs des paramètres du circuit et des conditions aux limites. Dans le cas où le résonateur est en circuit ouvert, elle est déterminée par  $\omega_{sh}$ , alors que pour le cas du court-circuit, la pulsation d'ordre zéro est représentée par  $\omega_{se}$  [26]. Des résonances multiples, y compris les résonances d'ordres négatifs, d'ordre zéro et d'ordres positifs peuvent être générées par la cascade de plusieurs cellules unitaires. Ces fréquences de résonance des différents ordres pour un M-étage de CRLH TL peuvent être trouvées sur la courbe de dispersion lorsque la condition suivante est satisfaite [26] :

$$\begin{aligned}
 \theta_M &= \beta p_M = \beta M p = n\pi \\
 \beta p &= \frac{n\pi}{M} \begin{cases} n = 0, \pm 1, \dots, \pm(M-1), \text{ pour une cellule unitaire de type } T \\ n = 0, \pm 1, \dots, \pm M \text{ pour une cellule unitaire de type } \pi \end{cases}
 \end{aligned} \tag{I.11}$$

Dans [38], un premier exemple est basé sur une antenne guide d'onde à substrat imprimé (ou Substrate Integrated Waveguide (SIW) en anglais) à l'aide d'une cellule unitaire de type CRLH comme le montre la Figure I. 14. Il s'agit d'une cellule type  $\pi$  avec les deux extrémités court-circuitées par l'inductance de main gauche à travers les vias. La capacité interdigitée a été introduite dans le modèle en tant que capacité main gauche  $C_L$ . La contribution main droite vient des éléments distribués représentés par la capacité en parallèle  $C_R$  et l'inductance série  $L_R$ .

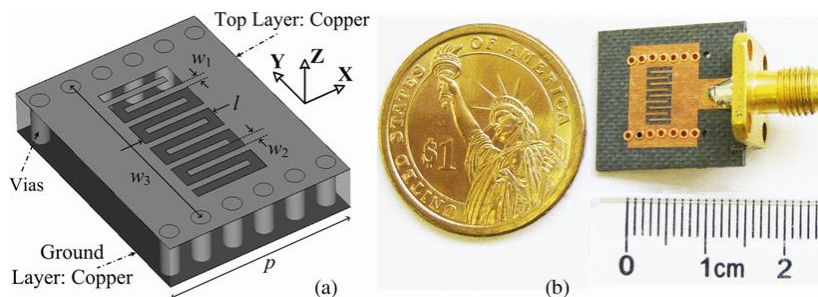


Figure I. 14. La structure de l'antenne CRLH SIW proposée. (a) cellule unitaire. (b) l'antenne fabriquée avec une seule cellule unitaire [38]

La Figure I. 15(a) montre que les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne sont bien en concordance. La Figure I. 15(b) présente également la distribution du champ électrique simulée

dans le plan (x-y). Les résonances d'ordre 1 et -1 sont très semblables à celles d'un résonateur demi-onde. Le champ est presque uniforme pour le mode d'ordre zéro. Lorsque l'antenne fonctionne sur le mode d'ordre -1 à 7.26 GHz sa taille totale est de  $0.265\lambda_0 \times 0.318\lambda_0 \times 0.03\lambda_0$ . La bande passante à -10 dB mesurée est de 1.52% et le rendement de rayonnement mesuré est de 76.5% (82% dans la simulation) avec un gain de 3.16 dBi. Il est également montré dans [49] que des antennes quart-d'onde avec un rendement plus élevé (environ 90%) peuvent être obtenues avec ce mode d'ordre négatif en ajoutant une cavité. Un fonctionnement multi bande peut être réalisé au moyen des résonances multiples.

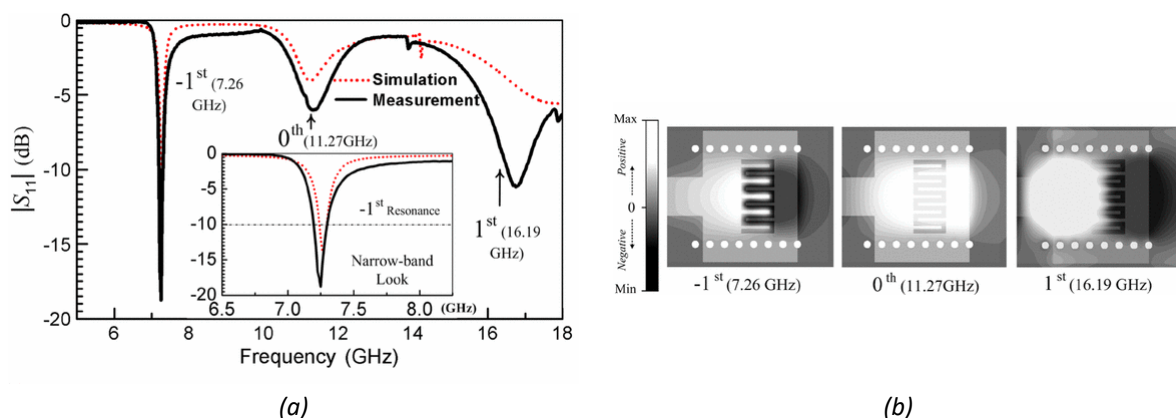


Figure I. 15. (a) Les coefficients de réflexion simulés et mesurés, (b) La distribution de champ électrique simulé dans le plan (x-y) au niveau du centre du substrat [38]

Pour des considérations de taille, la plupart des antennes de type résonateur CRLH sont conçues pour fonctionner avec les modes d'ordres négatifs ou le mode d'ordre zéro. La résonance de l'ordre zéro, dont la fréquence est indépendante de la longueur physique, gagne de plus en plus de popularité pour les applications antennaires.

La Figure I. 16 présente une antenne originale d'ordre zéro (ZOR, pour Zero Order Resonator), avec quatre cellules unitaires [39]. Un plan de masse capacitif virtuel est employé pour éviter l'utilisation de vias. Cette antenne a été réalisée sur un substrat de 0.787 mm d'épaisseur avec une constante diélectrique de 2.68. Le coefficient de réflexion mesuré est de -11 dB à la fréquence de résonance d'ordre zéro de 4.88 GHz. Par rapport à une antenne patch sur le même substrat, cette antenne conduit à une réduction de taille de 75%. Compte tenu de la présence d'un plan de masse sous les motifs imprimés, le rayonnement de cette antenne est ramené dans le demi plan supérieur.

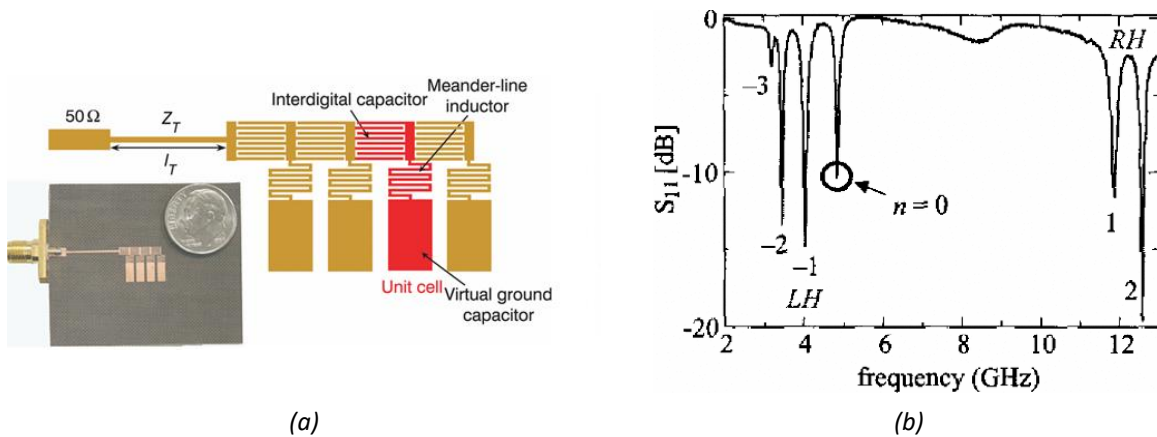


Figure I. 16. (a) Antenne ZOR formée de 4 cellules et fonctionnant à 4.88 GHz, (b)  $|S_{11}|$  mesuré pour l'antenne prototype ZOR [39].

### 2.5.2. LES ANTENNES META-RESONATRICES

Les antennes méta-résonatrices sont de véritables exemples d'antennes inspirées des métamatériaux, car elles consistent habituellement en quelque ou une seule inclusion de métamatériaux. Les antennes utilisant directement les méta-résonateurs, en particulier la SRR et la CSRR, ont été largement utilisées pour synthétiser des métamatériaux. Les applications de SRR et CSRR pour miniaturiser des composants micro-ondes et diverses antennes ont été largement étudiées [40], [41], [42], [43].

Comme le montre la Figure I. 17 [43] ci-dessous, une AEP peut être composée de deux résonateurs SRR formant un dipôle rayonnant. Les deux SRR identiques sont imprimés symétriquement sur les côtés opposés d'un Substrat FR4 de 0.8 mm d'épaisseur pour former les bras dipolaires. Grâce à la synthèse d'une valeur de perméabilité négative sur une certaine bande de fréquence, une structure SRR peut générer des résonances aux longueurs d'ondes qui sont beaucoup plus grandes que sa propre taille. En plus l'introduction des capacités discrètes entre les plus grands et les plus petits anneaux permet d'améliorer le couplage et donc réduire davantage la fréquence de résonance de la structure. Cette antenne présente finalement une taille de :  $\lambda_0/9 \times \lambda_0/18 \times \lambda_0/838$  à la fréquence de fonctionnement de 446 MHz, ce qui correspond à un  $ka$  de 0,36. Elle est caractérisée par une bande passante mesurée à -6 dB de 2%. Le gain mesuré est de -1.24 dBi

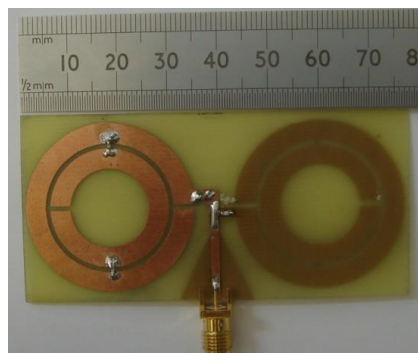


Figure I. 17. Prototype d'antenne SRR : Les dimensions de l'antenne sont : 78 mm  $\times$  38 mm ( $ka = 0.36$ ) [43]



### 2.5.3. ANTENNES MINIATURES CHARGÉES PAR DES METAMATERIAUX

Les matériaux dits « Double positive » (DPS) sont caractérisés par des valeurs standard de permittivité et de perméabilité (diélectriques réguliers). Les métamatériaux à permittivité négative (ou Epsilon NeGative (ENG) en anglais) et les métamatériaux à perméabilité négative (ou Mu-NeGative (MNG) en anglais) ne supportent pas la propagation des ondes. Les champs sont évanescents dans ces médias. Cependant, des antennes électriquement petites ont été obtenues en les chargeant par des métamatériaux de type ENG [51] ou MNG [44] (cf. Figure I. 18). Ils ont fourni une approche alternative pour résoudre les problèmes conflictuels entre la taille de l'antenne et les performances en rayonnement. Cette catégorie d'antennes miniatures inspirées des métamatériaux inclue aussi les antennes NFRP (Near-Field Resonant Parasitic Antenna, en anglais) proposées par ZIOLKOWSKI [46].

Même si elles peuvent avoir des formes géométriques ou des méthodes de conception différentes, la plupart de ces antennes peuvent s'apparenter à un même type de résonateur RLC, comme illustré à la Figure I. 19. Par exemple, les charges peuvent être des coquilles (enveloppes) uniformes ou des éléments résonants et le couplage peut être de type électrique ou magnétique.

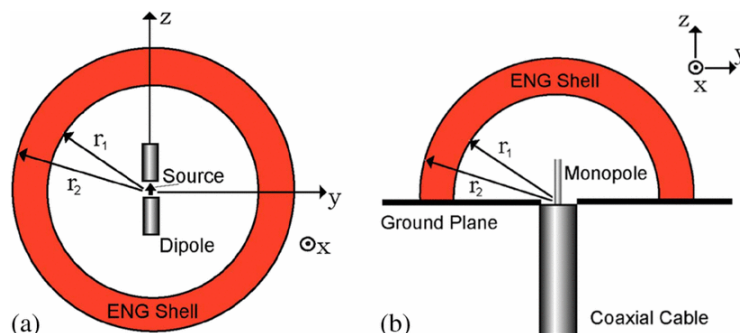


Figure I. 18. Antenne miniature efficace composée de (a) antenne dipôle (b) antenne monopole enveloppée par une coquille ENG [36]

Il est démontré que la coquille extérieure est essentiellement un résonateur électriquement petit plutôt inductif, le noyau intérieur est capacitif [36] ce qui donne un résonateur RLC à perte comme le montre la Figure I. 19(b). La fréquence de résonance de l'antenne est déterminée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (I.12)$$

Où  $L_r$  et  $C_r$  sont l'inductance et la capacité effective.

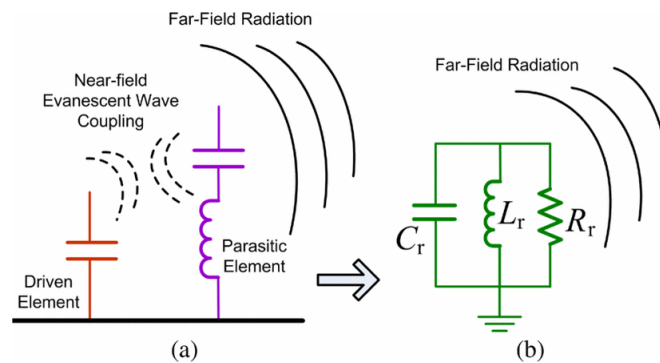


Figure I. 19. (a) Le couplage et le rayonnement d'une antenne miniature chargée par des métamatériaux en champs proche, (b) Résonateur RLC final

Une façon de se rapprocher physiquement de ces derniers concepts illustrés, c'est d'utiliser l'élément NFRP proposé par ZIOLKOWSKI [46]. Un de ces exemples est l'antenne représentée à la Figure I. 20 avec un élément de ligne en méandres excité par un monopôle [46]. Le monopôle est imprimé sur le substrat Rogers 5880 et alimenté par une sonde coaxiale à travers un plan de masse. La ligne en méandres représente dans ce cas une cellule unitaire d'un métamatériau de type ENG [46]. Par conséquent, ce méandre peut être vu comme une coque (enveloppe) en champ proche avec une permittivité négative. Il est rapporté que l'AEP fonctionne à 1.37 GHz avec une valeur de  $ka$  proche de 0,49, un rendement de rayonnement de 88% et une bande passante fractionnelle (à mi-puissance à la place de la bande passante à -10 dB) autour de 4.1%.

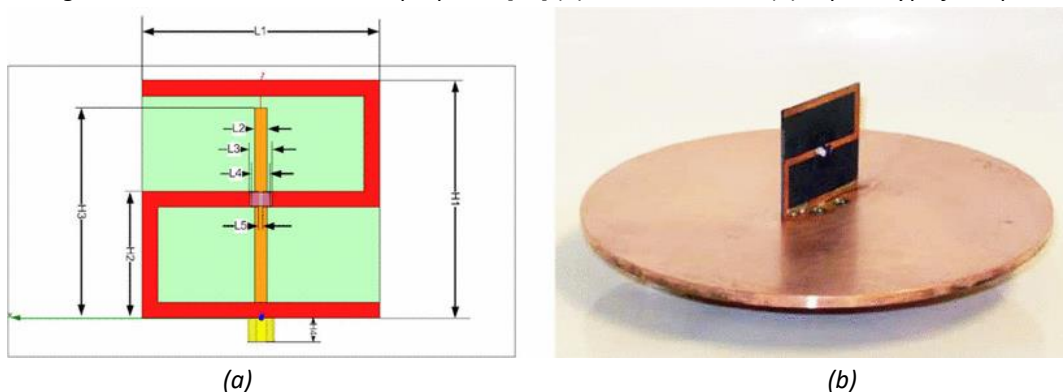
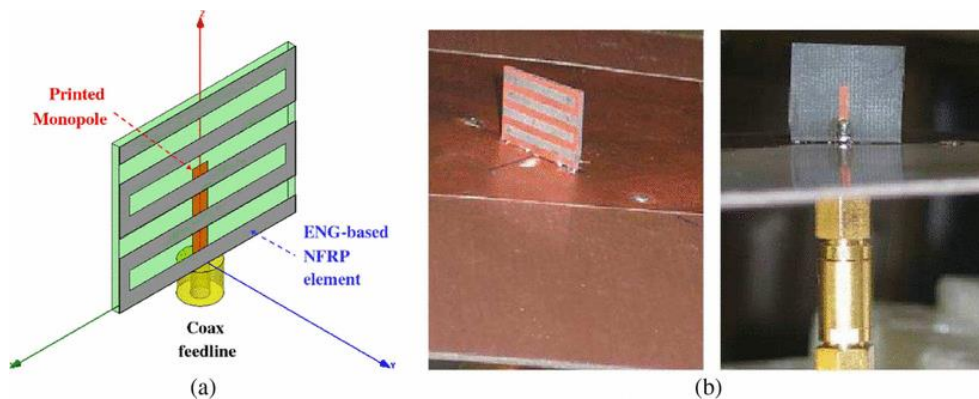


Figure I. 21. L'antenne miniature proposée : (a) Le modèle HFSS, (b) le prototype fabriqué [52]

Toujours du même auteur, un autre exemple est l'antenne en forme de Z représentée sur la Figure I. 21 [52]. Elle se compose d'un petit monopole droit, perpendiculaire à un plan de masse circulaire, alimenté par une sonde coaxiale et un élément parasite en forme de Z. Ils sont imprimés sur les deux faces d'un substrat Rogers 5880. Ici, l'élément en forme de Z est composé de deux éléments de forme J connectés par un élément d'inductance localisée pour ajouter éventuellement la fonction d'agilité. Un rendement total de 80%, mesuré à la fréquence de résonance 566.2 MHz est obtenu. La valeur du  $ka$  est autour de 0.398 et la bande passante fractionnelle est d'environ 3%.

### 3. ETUDE COMPLETE DE L'ANTENNE NFRP

#### 3.1. PRESENTATION

Différentes techniques de miniaturisation d'antennes ont été présentées dans les chapitres précédents, en particulier la technique dite inspirée par les métamatériaux. En effet, nous avons vu que l'emploi d'un élément parasite permet de réduire la taille de l'antenne par la génération d'une résonance supplémentaire située à une fréquence plus basse que celle de l'antenne d'origine. Rappelons qu'en basses fréquences, un monopôle présente une impédance dont la partie imaginaire est capacitive ( $C_r$ ). En ajoutant un élément parasite dans son champ proche présentant une impédance inductive ( $L_r$ ), la structure globale forme un circuit  $LC$  avec une fréquence de résonance  $f_r$  inférieure à la fréquence propre du monopôle  $f_m$ .

Dans cette section, nous proposons d'étudier une antenne miniature récente inspirée des métamatériaux. Il s'agit de l'antenne NFRP proposée par ZIOLKOWSKI [53]. Le choix s'est opéré sur cette antenne particulière parce qu'elle présente un rayonnement de forme dipolaire, un rendement élevé avec une taille réduite ( $ka < 0.5$ ). Les degrés de liberté et d'ajustement de cette antenne sont nombreux, permettant ainsi une optimisation de son niveau d'adaptation en présence d'une métasurface.

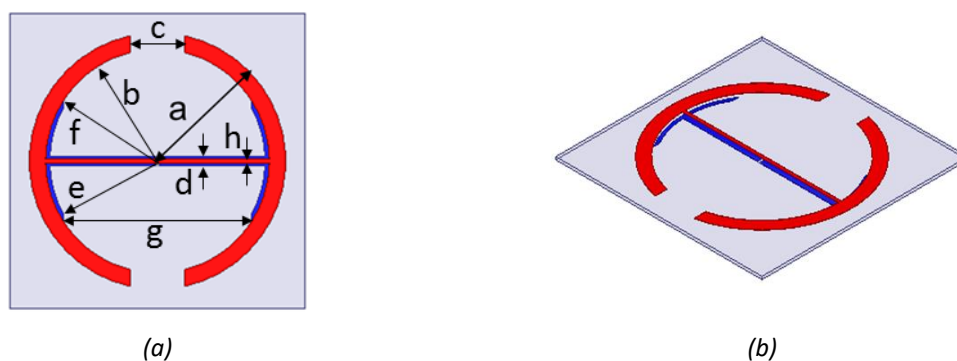


Figure I. 22. L'antenne NFRP de ZIOLKOWSKI [53] : (a) Vue de dessus (b) Vue en perspective

L'antenne est constituée de deux dipôles EAD (Egyptian Axe Dipole en anglais). Le premier dipôle (bleu), nommé exciteur, est plus court et alimenté par une source d'impédance caractéristique 50 Ohm. Le second dipôle (rouge) nommé dipôle parasite se trouvant sur l'autre face du circuit imprimé comme le montre la Figure I.22.

### 3.2. INFLUENCE DES DIFFERENTS PARAMETRES GEOMETRIQUES D'UNE ANTENNE NFRP

Les degrés de liberté et d'ajustement d'une antenne NFRP sont nombreux : dimensions géométriques des deux éléments (dipôles), permittivité du substrat, épaisseur du substrat, etc. Dans ce paragraphe nous allons étudier l'influence de chacun de ces paramètres. Le substrat utilisé est un Rogers Duroid 5850 de permittivité  $\epsilon_r=2.2$  et de tangente de pertes  $\tan\delta=9\times 10^{-4}$  dont l'épaisseur est de 0.787 mm. Les parties métalliques sont en cuivre de conductivité  $5.8\times 10^7$  S/m et d'épaisseur 35  $\mu\text{m}$ . Les dimensions de l'élément NFRP sont données dans Figure I. 22 et sont résumées dans le tableau I-1. Avec ces dimensions géométriques l'antenne fonctionne à 1.57 GHz avec un  $ka=0.49$ .

Le logiciel HFSS d'ANSYS [54] est utilisé pour la conception, la simulation et l'optimisation des différentes structures proposées.

La Figure I. 23 présente l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne et de son coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. La fréquence de résonance est égale à 1.85 GHz avec un niveau d'adaptation correspondant de -18 dB et un rendement de rayonnement de 93.7% (Figure I. 24(a)). Le diagramme de rayonnement est de type dipolaire (Figure I. 24(b)) avec un zéro dans l'axe des Y. La valeur de gain réalisé maximal est  $G = 1.81$  dBi.

Tableau I-1 : Paramètres géométriques de l'antenne NFRP

Paramètres	Symboles	Dimensions [mm]
<i>Rayon ext de l'élément parasite</i>	<i>a</i>	14
<i>Rayon int de l'élément parasite</i>	<i>b</i>	12
<i>Ecart entre les deux brins de l'élément parasite</i>	<i>c</i>	8.5
<i>Largeur de la ligne de l'élément parasite</i>	<i>d</i>	1
<i>Rayon ext de l'élément exciteur</i>	<i>e</i>	12
<i>Rayon int de l'élément exciteur</i>	<i>f</i>	11
<i>Ecart entre les deux brins de l'élément exciteur</i>	<i>g</i>	18
<i>Largeur de la ligne de l'élément exciteur</i>	<i>h</i>	1
<i>Largeur du substrat</i>	<i>xsub</i>	28
<i>Hauteur du substrat</i>	<i>hsub</i>	0.787

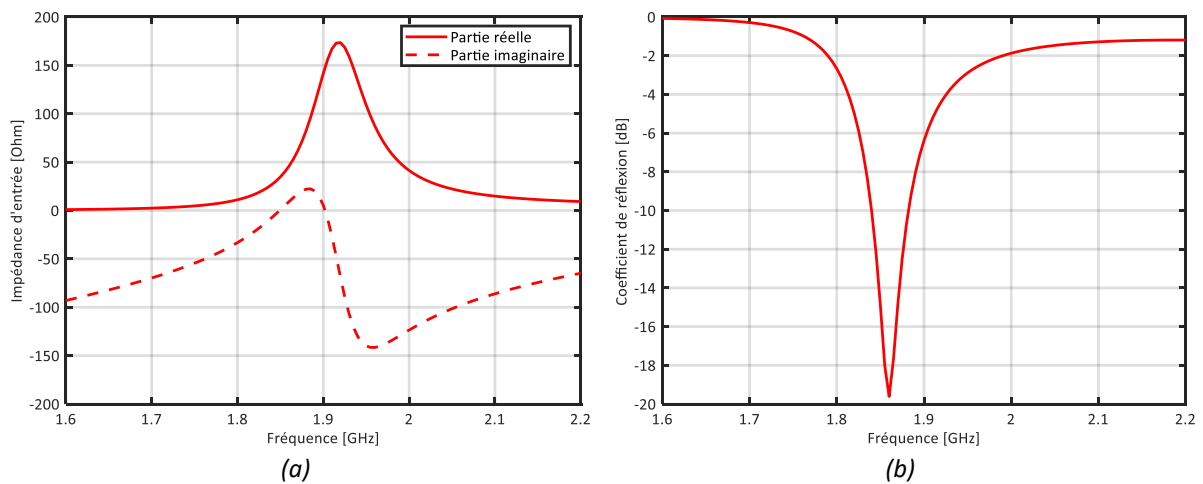


Figure I. 23. (a) Impédance d'entrée de l'antenne NFRP et (b) son coefficient de réflexion.

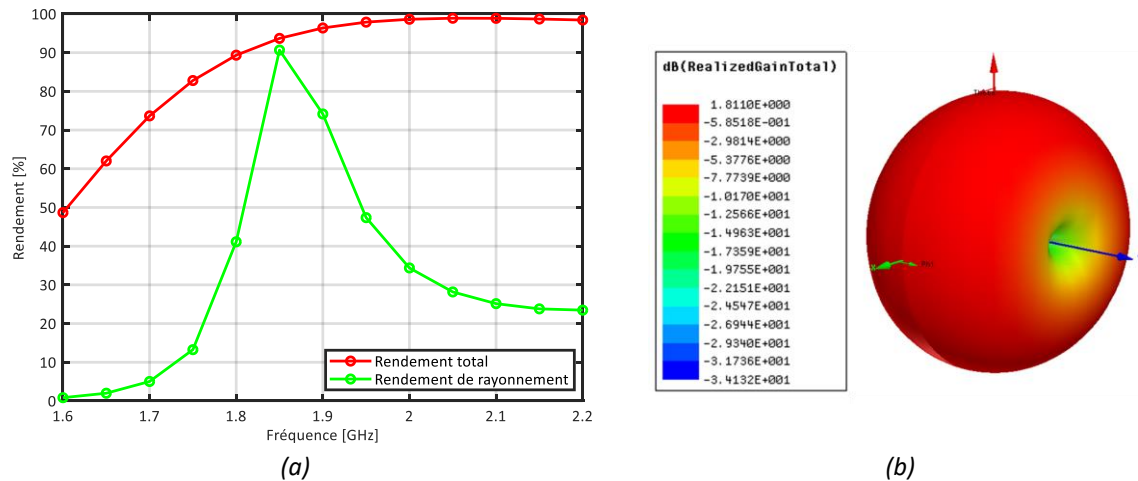


Figure I. 24. (a) Rendements total et de rayonnement (b) Diagramme de rayonnement 3D en Gain (dBi).

L'analyse de l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne s'avère indispensable pour renforcer notre compréhension des phénomènes physiques et d'identifier les paramètres géométriques qui déterminent la résonance de cette antenne. L'objectif est de maîtriser son impédance d'entrée et de l'utiliser dans le but d'améliorer le niveau d'adaptation.

### 3.2.1. INFLUENCE DE L'ÉCART ENTRE LES DEUX BRINS DE L'ÉLÉMENT PARASITE

Afin d'estimer l'effet de l'écart entre les deux brins de l'élément NFRP, les performances de l'antenne, ont été étudiées pour différentes valeurs de ce paramètre géométrique. Dans ce cas, les autres dimensions de l'antenne (présentées dans le Tableau I-1 restent fixes. Les résultats de cette étude sont présentés sur la Figure I.25 et la Figure I.26.

La Figure I. 25 montre que l'augmentation de l'écart  $c$  implique la réduction de la longueur géométrique de l'élément NFRP entre les deux branches de l'élément NFRP et induit un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences. On peut noter que l'antenne est relativement sensible à ce

paramètre géométrique puisqu'une augmentation relative de cet écart de 92% (6.5mm  $\rightarrow$  12.5mm) induit un décalage fréquentiel de 11% (1.85 GHz  $\rightarrow$  2.05 GHz).

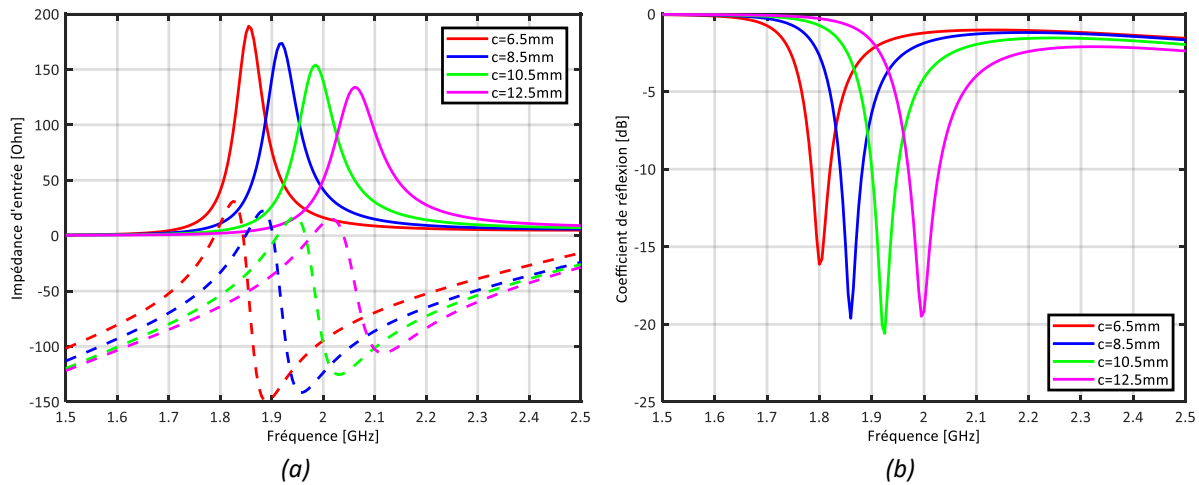


Figure 1. 25. Influence de l'écart entre les deux brins de l'élément NFRP sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

L'effet de l'écart entre les deux brins de l'élément parasite sur le rendement de rayonnement de l'antenne sont présentés sur la Figure I. 26. La variation de ce paramètre n'a pas d'effet majeur sur le rendement de rayonnement. On peut noter que la fréquence pour laquelle le rendement est supérieur à 80% est plus basse que la fréquence du minimum d'adaptation. Cela permettra par exemple de modifier la fréquence du minimum d'adaptation sans changer les performances globales de l'antenne.

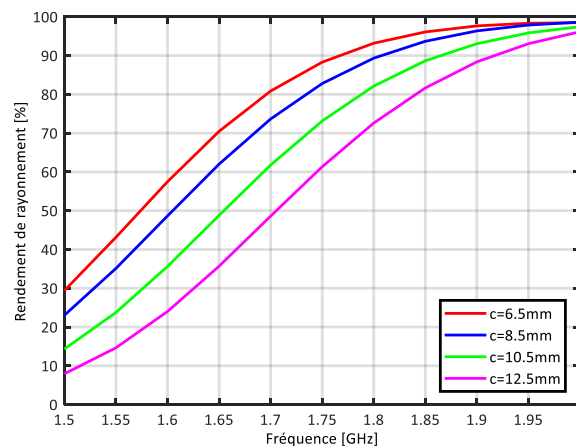


Figure 1. 26. Influence de l'écart entre les deux brins de l'élément NFRP sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.2. INFLUENCE DE L'ÉCART ENTRE LES DEUX BRINS DE L'ÉLÉMENT EXCITATEUR

Une étude similaire à la précédente est maintenant faite sur l'écart entre les deux brins de l'élément exciteur. Ainsi  $g$  est variable et les autres paramètres géométriques de l'antenne sont fixés à leurs valeurs nominales. Les résultats de cette étude sont présentés dans la Figure I. 27 et la Figure I. 28.

Ce paramètre influence surtout la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne. En effet, la Figure I. 27(a) montre que la réduction de l'écart entre les deux brins de l'élément exciteur ( $g=22\text{ mm} \rightarrow g=16\text{ mm}$ ) permet de changer la nature de l'impédance d'entrée de l'antenne, qui se transforme de capacitive en inductive. Ce paramètre permet de modifier le niveau d'adaptation de l'antenne comme le montre la Figure I. 27(b).

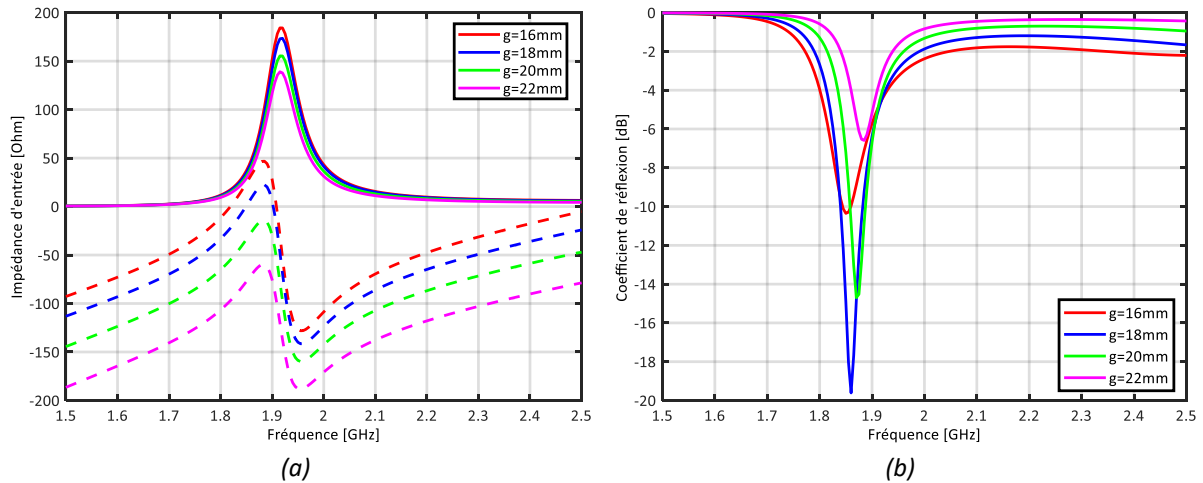


Figure I. 27. Influence de l'écart entre les deux brins de l'élément exciteur sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

La Figure I. 28 montre que l'écart entre les deux brins de l'élément exciteur ne modifie pas le rendement de rayonnement.

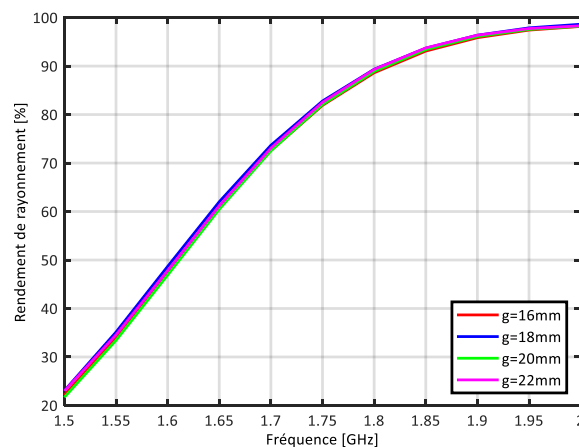


Figure I. 28. Influence de l'écart entre les deux brins de l'élément exciteur sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.3. INFLUENCE DE LA LARGEUR DE LA LIGNE DE L'ÉLÉMENT PARASITE

Afin d'estimer l'effet de la largeur de la ligne de l'élément parasite, les performances de l'antenne, ont été étudiées pour différentes valeurs de ce paramètre géométrique noté  $d$ . Pour cette étude, les autres paramètres géométriques de l'antenne sont fixés à leurs valeurs nominales. Les résultats de cette étude sont présentés dans la Figure I. 29 et la Figure I. 30.

La Figure I. 29 montre que l'impédance d'entrée est sensible à la variation de la largeur de la ligne de l'élément parasite. Diminuer la valeur de la largeur du motif de l'élément parasite ( $d=2\text{ mm} \rightarrow d=0.5\text{ mm}$ ), décale la fréquence du minimum d'adaptation vers les plus basses fréquences ( $2.05\text{ GHz} \rightarrow 1.65\text{ GHz}$ ), amplifie les amplitudes de la partie imaginaire et réelle de l'impédance d'entrée ( $\text{Re}(Z)=40\ \Omega \rightarrow \text{Re}(Z)=380\ \Omega$ ) et dégrade la bande passante.

La Figure I. 30 montre que la diminution de  $d$  induit une nette amélioration du rendement de rayonnement sur toute la bande fréquentielle.

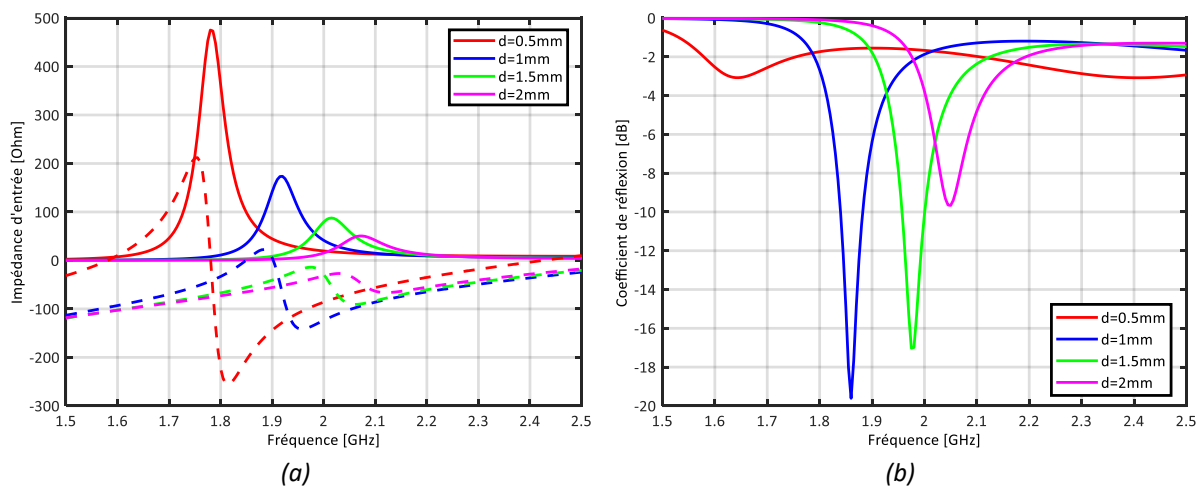


Figure I. 29. Influence de la largeur de la ligne de l'élément parasite sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $\text{Re}(Z) = \text{trait plein}$ ,  $\text{Im}(Z) = \text{trait pointillé}$ ) et (b) sur le niveau d'adaptation.

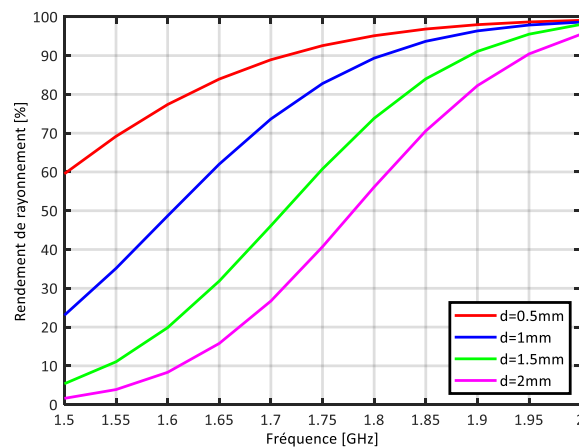


Figure I. 30. Influence de la largeur de la ligne de l'élément parasite sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.4. INFLUENCE DE LA LARGEUR DE LA LIGNE DE L'ÉLÉMENT EXCITATEUR

De même, on a estimé l'influence de la largeur de la ligne de l'élément excitateur sur les performances de l'antenne. Ce paramètre présente un effet quasi négligeable sur le niveau de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne comme le montre la Figure I. 31.



La Figure I. 32 montre que ce paramètre influence peu les performances de rayonnement de l'antenne.

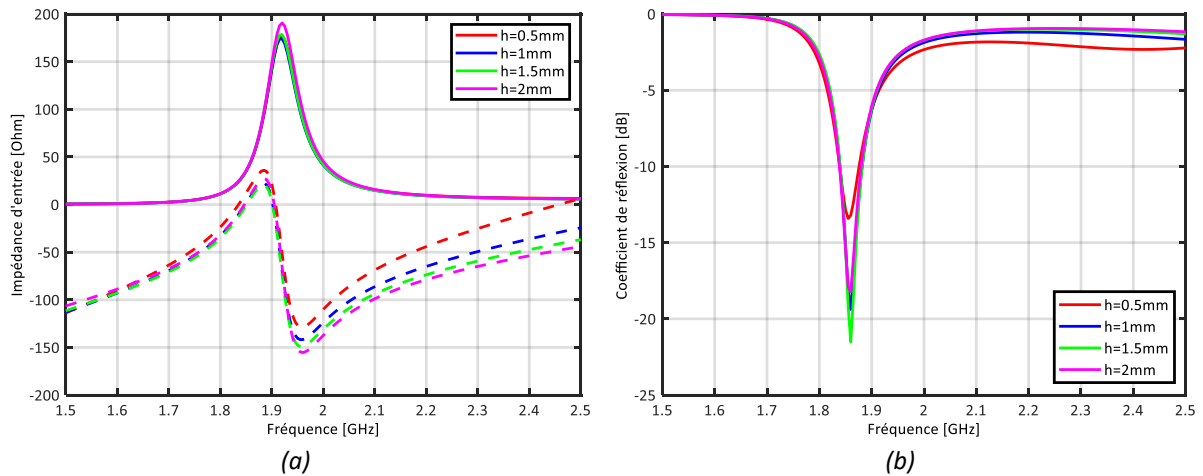


Figure I. 31. Influence de la largeur de la ligne de l'élément excitateur sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

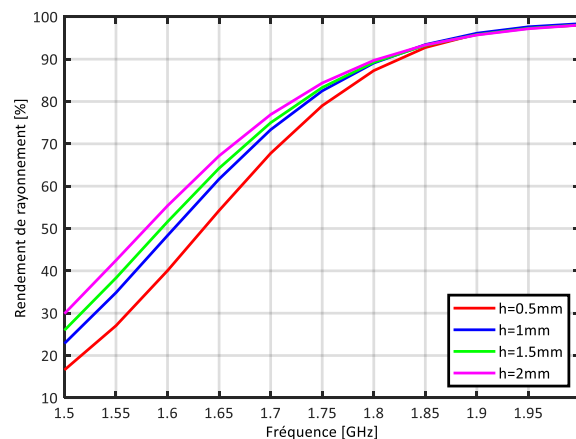


Figure I. 32. Influence de la largeur de la ligne de l'élément excitateur sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.5. INFLUENCE DU RAYON EXTERIEUR DE L'ÉLÉMENT PARASITE

Un autre paramètre important à étudier est l'effet du rayon extérieur de l'élément parasite sur les performances de l'antenne NFRP. Pour cette étude, le paramètre noté  $a$  varie de 14 mm à 15.5 mm avec un pas de 0.5mm, en fixant les autres paramètres géométriques de l'antenne. Les résultats simulés de cette étude sont présentés sur la Figure I. 33 et la Figure I. 34. Ce paramètre influence directement l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) et la fréquence de résonance de l'antenne. La Figure I. 33 montre que l'augmentation du rayon extérieur de l'élément parasite 14 mm à 15.5 mm induit un décalage de la fréquence d'adaptation de l'antenne vers les basses fréquences de 10% qui peut s'expliquer par une augmentation de la surface rayonnante (longueur électrique plus longue).

La Figure I. 34 montre que la variation de ce paramètre n'a pas d'effet majeur sur le rendement de rayonnement.

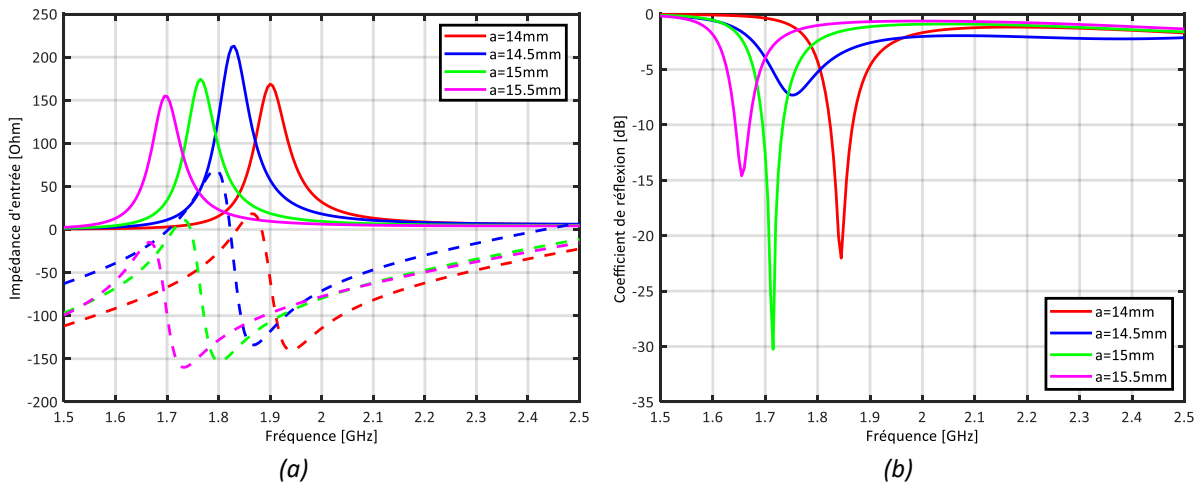


Figure I. 33. Influence du rayon extérieur de l'élément parasite sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

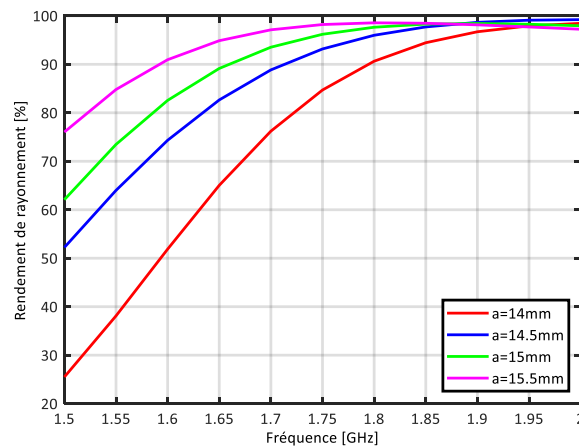


Figure I. 34. Influence du rayon extérieur de l'élément parasite sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.6. INFLUENCE DU RAYON EXTERIEUR DE L'ELEMENT EXCITATEUR

De même, on a estimé l'influence du rayon extérieur de l'élément exciteur sur les performances de l'antenne. Ce paramètre modifie principalement la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, comme illustré sur la Figure I. 35 (a). Pour une variation de ce paramètre de 12 mm à 13.5 mm, la partie imaginaire est modifiée 4.8 plus fortement que la partie réelle de l'impédance d'entrée. L'optimisation de ce paramètre permettra d'améliorer l'adaptation de l'antenne à la fréquence de fonctionnement.

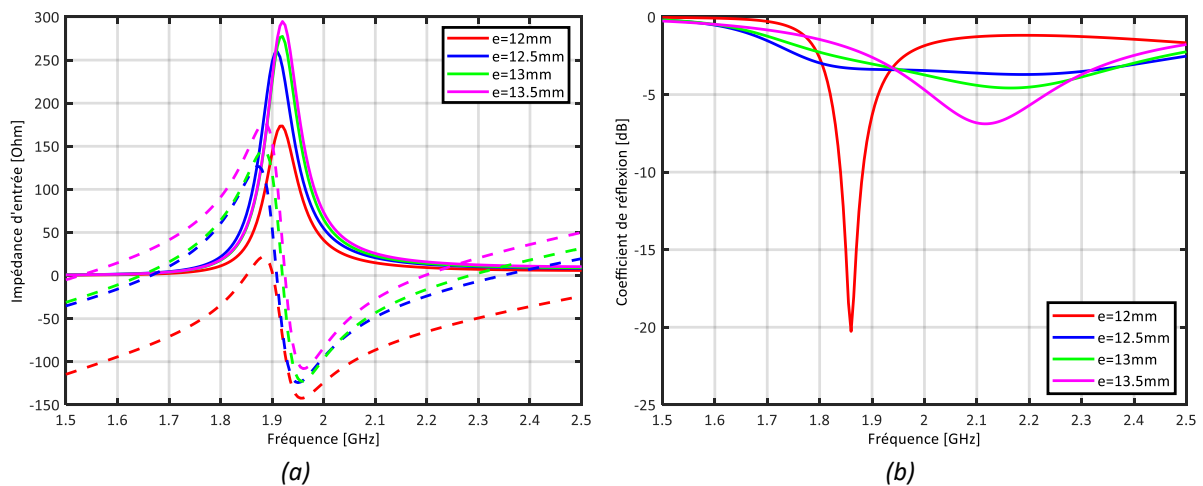


Figure I. 35. Influence du rayon extérieur de l'élément excitateur sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

Ce paramètre présente peu d'effet sur le rendement de rayonnement de l'antenne comme le montre la Figure I. 36.

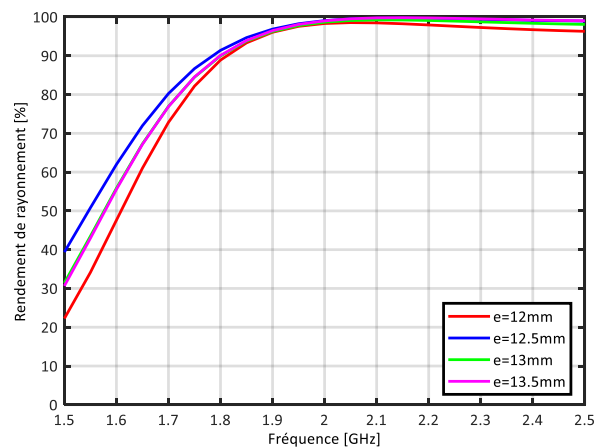


Figure I. 36. Influence du rayon extérieur de l'élément excitateur sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.7. INFLUENCE DE LA HAUTEUR DU SUBSTRAT

Le dernier paramètre important à étudier est l'effet du substrat sur les performances de l'antenne NFRP. La Figure I. 37 montre que l'augmentation de l'épaisseur du substrat de 33% induit une amplification de l'impédance d'entrée de l'antenne (75% de la partie réelle de l'impédance d'entrée) ainsi qu'un léger décalage de l'ordre de 4% vers les plus basses fréquences de la fréquence de résonance. Ce résultat est contre intuitif car on aurait pu s'attendre à augmenter l'effet capacitif entre les deux brins lorsque l'épaisseur du substrat ( $h$ ) diminue et donc de voir la fréquence de résonance diminuer.

Cette augmentation d'épaisseur induit aussi une petite amélioration du rendement de rayonnement comme l'illustre la Figure I. 38.

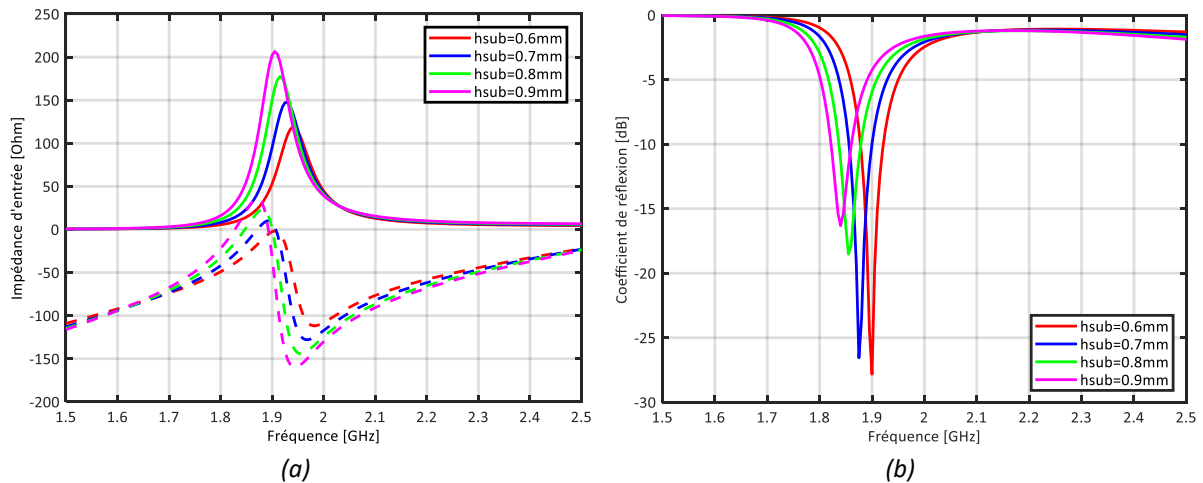


Figure I. 37. Influence de la hauteur du substrat sur : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

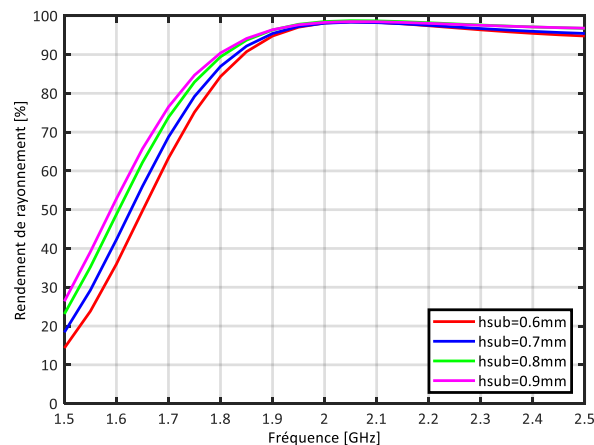


Figure I. 38. Influence de la hauteur du substrat sur le rendement de rayonnement.

### 3.2.8. INFLUENCE DE LA VALEUR DE PERMITTIVITE DU SUBSTRAT

Afin d'estimer l'effet de la permittivité, les performances de l'antenne présente ont été étudiées pour différentes valeurs de la permittivité  $\epsilon_r$  avec une tangente de pertes fixée à  $9 \times 10^{-4}$ . La Figure I. 39 présente l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne et de son coefficient de réflexion pour différentes valeurs de permittivité de 2 à 2.6 avec un pas de 0.2. L'augmentation de la valeur de la permittivité du substrat implique un décalage de la fréquence de résonance vers les plus basses fréquences. Ceci semble cohérent puisque l'augmentation de la permittivité du substrat induit une diminution de la longueur d'onde guidée. A dimensions identiques, celles-ci paraissent plus grandes électriquement, ce qui implique la diminution de la fréquence de résonance.

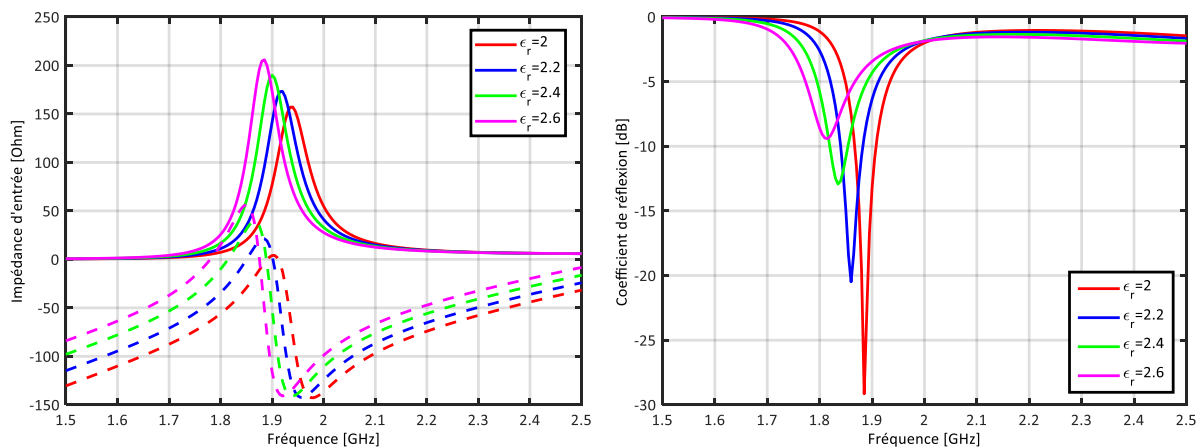


Figure I. 39. Influence de la permittivité du substrat sur (a) l'impédance d'entrée de l'antenne ( $Re(Z)$  = trait plein,  $Im(Z)$  = trait pointillé) et (b) sur le niveau d'adaptation.

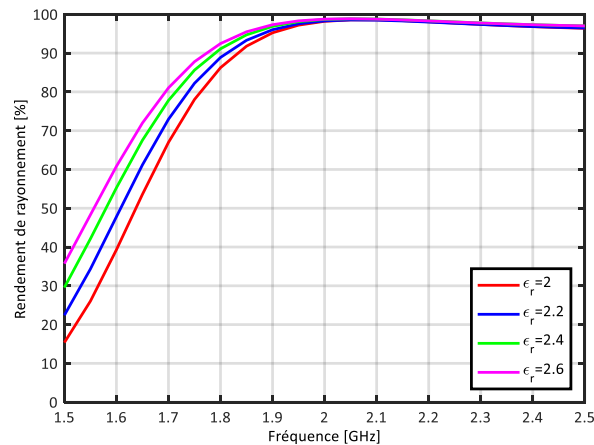


Figure I. 40. Influence de la permittivité du substrat sur le rendement de rayonnement.

La variation de la permittivité  $\epsilon_r$  présente peu d'effet sur le rendement de rayonnement de l'antenne comme le montre la Figure I. 40

Bien qu'on a montré qu'en faisant varier l'épaisseur du substrat, ainsi que la valeur de sa permittivité, on a pu modifier le comportement général de l'antenne étudiée. Ces deux valeurs sont généralement liées et nous sont imposées par des considérations pratiques telles que le coût du substrat et sa disponibilité.

### 3.3. REGLES DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE NFRP

Une étude complète des paramètres clés de l'antenne NFRP a été faite dans la section précédente, permettant d'appréhender son comportement à la fois à travers son impédance d'entrée ainsi que sur les performances en rayonnement.

Les longueurs électriques des deux dipôles et le niveau de couplage entre eux contrôlent la fréquence de résonance et le comportement global de l'impédance de l'antenne. Le dipôle exciteur

prend la même forme que l'élément parasite dans le but d'avoir un couplage maximal entre les deux dipôles. Leurs dimensions sont co-conçues pour obtenir la meilleure adaptation à la source et une valeur maximale du rendement de rayonnement. Cette co-conception s'effectue en utilisant des concepts standards d'ingénierie de micro-ondes/antennes. Par exemple, des traces plus minces produisent des inductances plus importantes, des intervalles plus petits produisent des capacités plus importantes, des dipôles électriques plus courts sont plus capacitifs et les boucles de rayon plus petites (dipôles magnétiques) sont moins inductives.

Le Tableau I-2 présente une synthèse permettant de définir les règles de conception d'une antenne NFRP. D'après ce tableau, on remarque que la fréquence de résonance de l'antenne et sa résistance d'entrée sont plus sensible aux paramètres géométriques de l'élément parasite qu'aux paramètres géométriques de l'élément principal.

Tableau I- 2. Influence des paramètres de l'antenne NFRP

<b>Paramètres</b>	<b>Symbole</b>	<b><math>f_0</math></b>	<b>Z</b>	<b>Q</b>
Rayon ext de l'élément parasite	a	↑	↓↓↓	→
Rayon int de l'élément parasite	b	↑	↓	→
Ecart entre les deux brins de l'élément parasite	c	↑	↑	↓
Largeur de la ligne de l'élément parasite	d	↑	↑↑	↓↓↓
Rayon ext de l'élément exciteur	e	↑	→	↑
Rayon int de l'élément exciteur	f	↑	→	→
Ecart entre les deux brins de l'élément exciteur	g	↑	→	↓
Driven strip width	h	↑	→	→
Hauteur du substrat	hsub	↑	↓	↑↑

<b>Diminution</b>	<b>Stabilité</b>	<b>Augmentation</b>
↓	→	↑

#### 4. CARACTERISATION D'UN PROTOTYPE NFRP SEUL

Dans cette partie, une antenne NFRP est conçue et optimisée pour fonctionner à 990 MHz. Le choix de cette fréquence est justifié ultérieurement. Afin de valider cette première partie, l'antenne est fabriquée puis caractérisée et ses résultats de mesures sont confrontés à ceux des simulations.

#### 4.1. CONCEPTION

L'antenne proposée est une version modifiée de l'antenne NFRP de ZIOLKOWSKI [53] et étudiée dans la section précédente. Pour cette réalisation, on a introduit la possibilité de l'ajout de capacités de réglages qui seront utilisées par la suite ainsi que deux pastilles dégagées sur l'élément parasite pour faciliter la soudure des deux câbles d'alimentation coaxiaux (cf. Figure I. 41). En se basant sur les règles de conception définies dans (Tableau I- 2), les dimensions des deux dipôles (excitateur et parasite) sont optimisées afin d'obtenir un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB autour de la fréquence visée (990 MHz).

L'antenne NFRP est imprimée sur un substrat à faibles pertes, Rogers Duroid 3003 ( $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan \delta = 0.0013$ ), avec une épaisseur de 0.762 mm. Ses dimensions géométriques sont rappelées dans le tableau I- 3. Les dimensions globales sont 52 mm  $\times$  50 mm  $\times$  0.832 mm ( $\lambda_0/5.8 \times \lambda_0/5.8 \times \lambda_0/360$  à 990 MHz), soit un  $ka = 0.498$  qui permet de considérer cette antenne comme miniature.

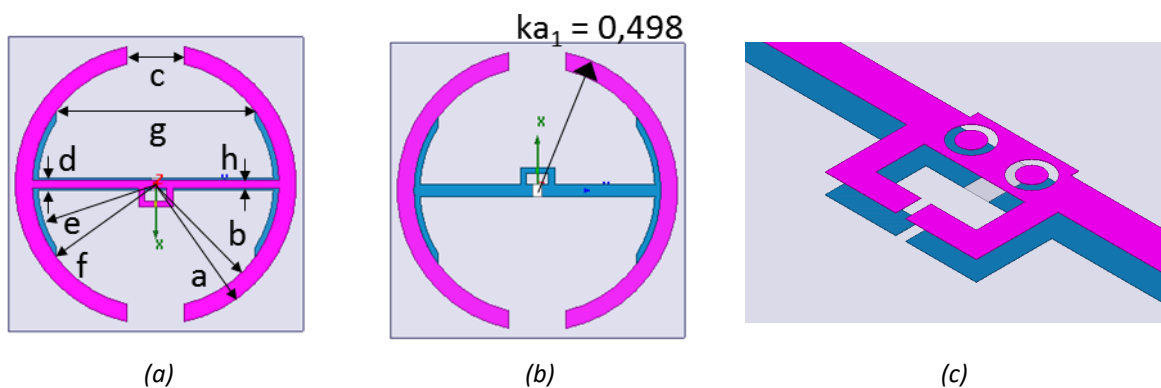


Figure I. 41. L'antenne NFRP proposée : (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous et zoom sur la partie alimentation

La Figure I. 42 illustre l'antenne NFRP fabriquée avant l'assemblage des deux câbles coaxiaux.

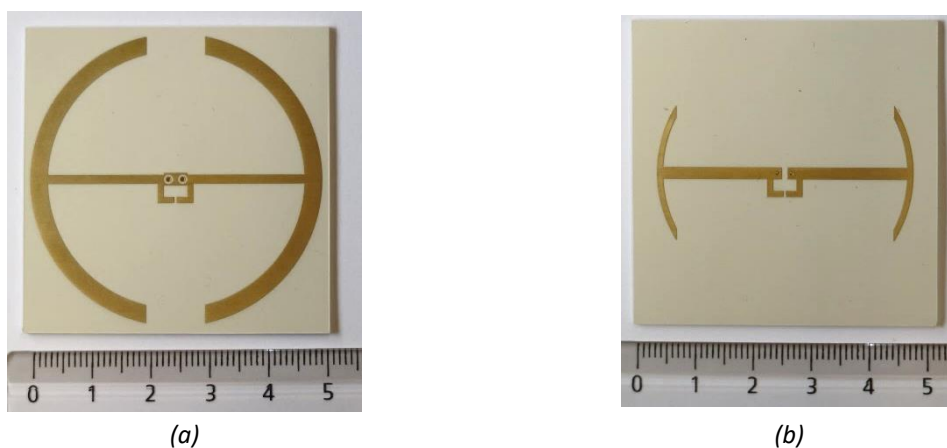


Figure I. 42. Illustration du prototype d'antenne fabriqué : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous

Tableau I- 3 : Paramètres géométriques de l'antenne NFRP proposée

Paramètres	Symboles	Dimensions [mm]
Rayon ext de l'élément parasite	$a$	24.8
Rayon int de l'élément parasite	$b$	21.8
Ecart entre les deux brins de l'élément parasite	$c$	10
Largeur de la ligne de l'élément parasite	$d$	1.5
Rayon ext de l'élément exciteur	$e$	21.8
Rayon int de l'élément exciteur	$f$	20.8
Ecart entre les deux brins de l'élément exciteur	$g$	37
Largeur de la ligne de l'élément exciteur	$h$	2
Largeur du substrat	$x_{sub}$	52
Hauteur du substrat	$h_{sub}$	0.762

#### 4.2. IMPEDANCE D'ENTREE

Nous présentons dans ce paragraphe l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de cette antenne en simulation (HFSS d'ANSYS [54]) et en mesure.

La mesure du coefficient de réflexion des antennes a été effectuée avec un analyseur de réseau vectoriel. Une technique de mesure différentielle basée sur deux câbles d'alimentations coaxiaux est utilisée [55] afin d'éliminer les courants de fuite le long des câbles de mesures. L'impédance différentielle est calculée à partir des paramètres S des deux accès :

$$Z_{diff} = Z_0 \frac{(1 - S_{22}S_{11} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21}S_{12}} \quad (I.13)$$

La Figure I. 43 présente une comparaison entre les résultats de mesures et de simulations de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion normalisée sur 50  $\Omega$  de l'antenne.

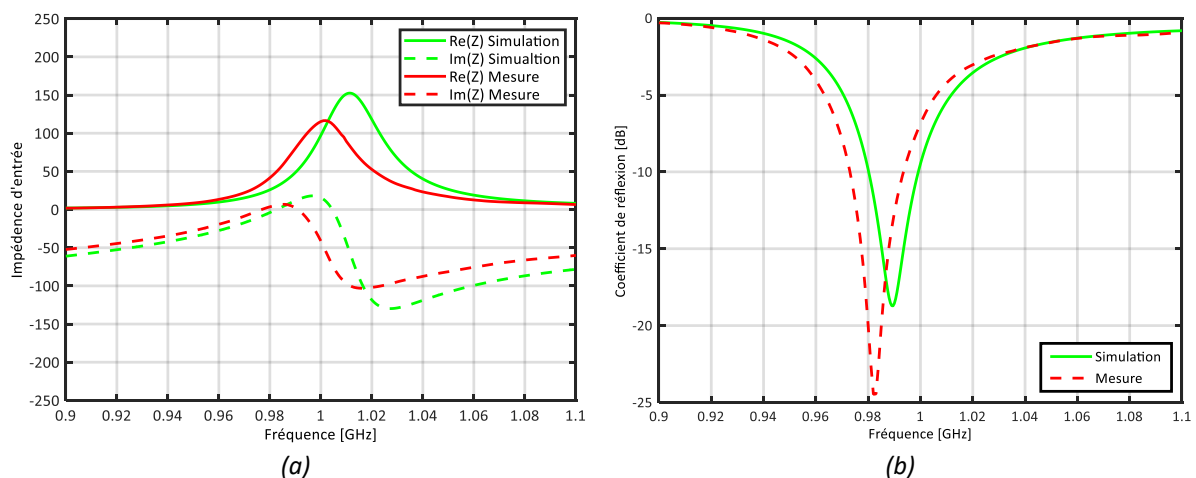


Figure I. 43. Comparaison des résultats : (a) l'impédance d'entrée de l'antenne et (b) le niveau d'adaptation.



L'antenne est bien adaptée sur  $50 \Omega$  et présente ainsi un niveau de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur 1,3% de bande autour de 990 MHz. Un léger décalage peut être observé au niveau du minimum de l'adaptation qui peut être causé par la tolérance de fabrication et des composants.

### 4.3. DIAGRAMME EN GAIN

Les mesures des diagrammes de rayonnement en gain ont été réalisées dans la chambre anéchoïde du CEA-Leti. Pour calculer le gain de l'antenne ( $Gain_{AST}$ ), on utilise une méthode de comparaison à l'aide d'une antenne étalon dont on connaît déjà la valeur de son gain réalisé ( $Gain_{étalon}$ ):

$$Gain_{AST} = Gain_{étalon} \frac{Mesure_{AST}}{Mesure_{étalon}} \quad (I.14)$$

Pour assurer la mesure du gain réalisé d'une antenne différentielle alimentée par deux câbles coaxiaux, deux mesures doivent être effectuées pour une polarisation donnée p. Le niveau du gain  $H_{p1}$  pour le port 1 est mesuré, lorsque le port 2 est chargé sur  $50 \Omega$ . De même, le niveau du gain  $H_{p2}$  pour le port 2 est mesuré, lorsque le port 1 est chargé sur  $50 \Omega$ . Le gain réalisé différentiel est donné par la relation suivante [56] :

$$G_{diff\ réalisé} = \left( \frac{|H_{V,diff}|^2 + |H_{H,diff}|^2}{1 - |S_{11}| |S_{22}| - |S_{12}| |S_{21}|} \right) \left( \frac{1 - |\Gamma_{diff}|^2}{2} \right) \quad (I.15)$$

Avec  $p = \{V, H\}$ ,  $H_{p,diff} = H_{p2} - H_{p1}$ ,  $\Gamma_{diff}$  le coefficient de réflexion différentiel déterminé à l'aide de l'équation (I.13) et  $S_{ij}$  les paramètres S des deux accès de l'antenne NFRP.

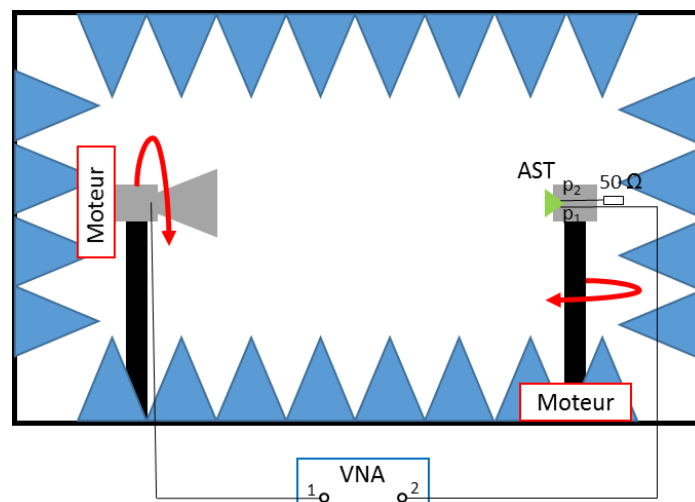


Figure I. 44. Principe de la mesure du gain à l'aide d'une excitation différentielle



Figure I. 45. (a) Prototype de l'antenne NFRP proposée (b) Configuration du banc de mesure dans la chambre anéchoïde.

Les diagrammes normalisés du gain mesuré à 987 MHz (fréquence à laquelle on a le même niveau d'adaptation pour la mesure et la simulation) sont comparés avec ceux simulés pour les plans E et H et pour les polarisations principales et croisées, comme le montre la Figure I. 46. On peut observer à partir des diagrammes des gains que les résultats mesurés et simulés présentent une excellente corrélation. Le niveau de polarisation croisée mesuré est inférieur à -15 dB pour les plans E (+/-90°) et inférieur à -20dB pour le plan H. On peut observer un niveau de mesure plus élevé pour la polarisation croisée, dû aux imperfections de réalisations et à la présence des câbles coaxiaux (non simulés).

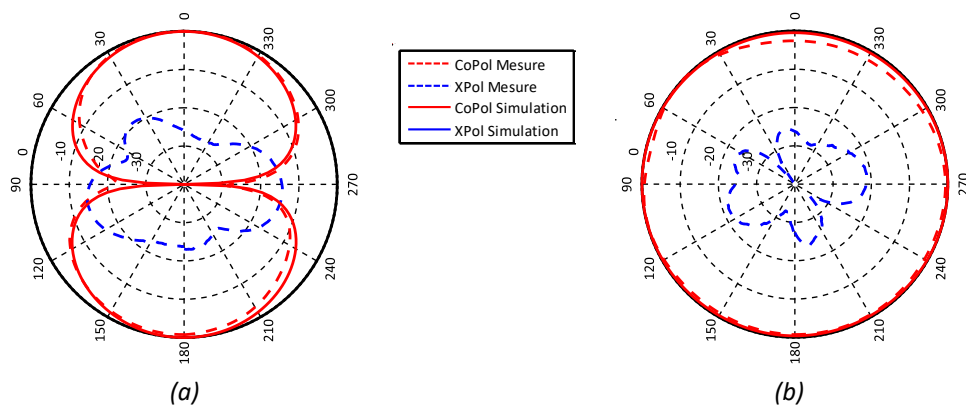


Figure I. 46. Diagrammes du gain normalisé à 987 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

La Figure I. 47 affiche un gain réalisé maximal mesuré égal à 2.3 dBi (1.91 dBi en simulation) à la fréquence de fonctionnement de 990 MHz. On peut également noter un léger décalage au niveau du maximum du gain réalisé mesuré par rapport à celui simulé. Ce petit décalage fréquentiel est essentiellement dû au décalage déjà identifié au niveau du minimum de l'adaptation.

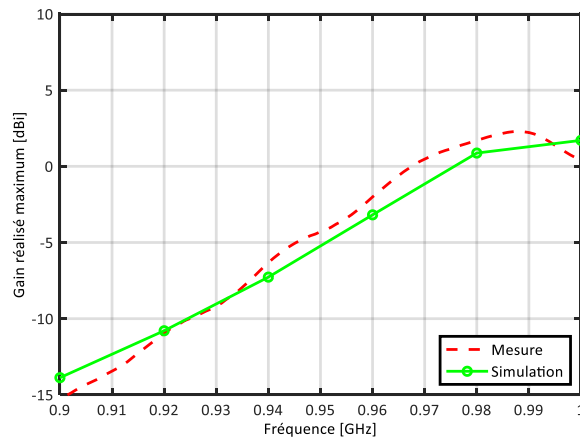


Figure I. 47. Gain réalisé maximum en fonction de la fréquence.

#### 4.4. RENDEMENT DE RAYONNEMENT

Un autre paramètre important pour notre étude est le rendement de rayonnement. Le rendement total de l'antenne en fonction de la fréquence est calculé à partir de l'intégration des diagrammes du gain réalisé. Le rendement total est lié au rendement de rayonnement en tenant compte des pertes par désadaptations. L'équation I.16 illustre cette relation :

$$\eta_{ray} = \frac{\eta_{tot}}{(1 - |S_{11}|^2)} \quad (I.16)$$

La Figure I. 48 présente les courbes d'évolution du rendement de rayonnement ainsi que le rendement total en fonction de la fréquence. A 990 MHz, l'antenne affiche un  $\eta_{ray}$  de 95.6% un  $\eta_{tot}$  94.5%.

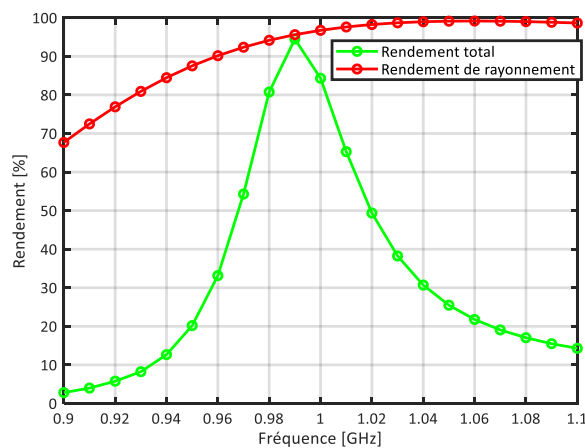


Figure I. 48. Rendements en fonction de la fréquence

## 5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons défini dans un premier temps les antennes électriquement petites en insistant sur les conséquences de la miniaturisation à travers l'introduction de leurs limites fondamentales. Différentes techniques de miniaturisation d'antennes ont été passées en revue. Elles consistent essentiellement en : La modification de la géométrie de l'antenne (ajout de fentes, repliements, etc). L'introduction de charges localisées (capacitives ou inductives) à des emplacements spécifiques pour modifier la distribution du courant le long de l'antenne. Finalement l'utilisation de matériaux particuliers (diélectriques purs, magnétiques, magnéto-diélectriques et métamatériaux).

Les progrès les plus récents dans le développement des antennes miniatures inspirées des métamatériaux ont été présentés à travers des exemples de l'état de l'art et classés suivant quatre catégories (les antennes basées sur des métamatériaux de type CRLH TL, les antennes méta-résonatrices, les antennes miniatures chargées par des métamatériaux et les antennes chargées par des métasurfaces).

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude détaillée de l'antenne miniature, NFRP, proposée par le professeur ZIOLKOWSKI [53]. Le choix de cette antenne particulière se justifie par un excellent compromis taille ( $ka < 0.5$ ), performances ( $\eta_{ray} > 90\%$ ) d'une part et la possibilité d'utiliser de nombreux paramètres de réglages d'autre part. Cette étude nous a permis de dégager les règles de conception d'une antenne NFRP à la fréquence de fonctionnement désirée en optimisant la taille et les performances. Cette antenne miniature a fait l'objet d'un développement spécifique avec la possibilité de l'ajout de capacités de réglages qui seront utilisées dans la suite des études. Les performances mesurées (paramètres S, gain réalisé) sont parfaitement corrélées aux simulations avec un léger décalage fréquentiel pouvant s'expliquer principalement par les biais dus aux précisions des réalisations.

Dans la suite de l'étude, l'antenne NFRP sera associée à une métasurface miniaturisée pour améliorer ses performances de rayonnement (gain, directivité) et élargir sa bande passante. L'étude des métasurfaces et leur miniaturisation est l'objet du chapitre II.

## REFERENCES DU CHAPITRE I

- [1] Hong, Steven S., Jeffrey Mehlman, and Sachin Katti. "Picasso: Flexible RF and spectrum slicing." *ACM SIGCOMM Computer Communication Review* 42.4 (2012): 37-48.
- [2] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub and J. R. Mosig, "PCS antenna design: the challenge of miniaturization," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 12-27, Aug 2001.
- [3] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas", *Proc. IRE*, Vol. 35, pp. 1479 – 1484, Dec. 1947.
- [4] Chu, L. J., "Physical limitations of omni-directional antennas", *J. Appl. Phys.*, vol. 19, no. 12, p. 1163, 1948.
- [5] Sievenpiper, D. F., D. C. Dawson, M. M. Jacob, T. Kanar, S. Kim, J. Long, and R. G. Quarfoth, "Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 1, pp. 8–19, 2012.
- [6] Shahpari, "Morteza, Fundamental limitations of small antennas", Griffith University, Ph. D. Thesis, 2015.
- [7] R. F. Harrington, Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency., *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64D, January-February 1960, pp.1-12.
- [8] J.S. Mclean, "A Re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. AP-44, 1996, pp. 672-676.
- [9] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 4, pp. 1298-1324, April 2005.
- [10] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design, 2ed ed. ", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [11] Pigeon, M., C. Delaveaud, L. Rudant, and K. Belmkaddem, "Miniature directive antennas", *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 6, no. 01, pp. 45–50, 2014.
- [12] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," in *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 3, pp. 225-232, Jun 1995.
- [13] C. Delaveaud and S. Sufyar, "A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009, pp. 384-388.

- [14] K. L. Lau, S. H. Wong and K. M. Luk, "Wideband Folded Feed L-Slot Folded Patch Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, no. , pp. 340-343, 2009.
- [15] A. Latif, R. Hilal and A. A. Ouahman, "Investigation on folded patch antenna for cellular applications," *Computers and Communications*, 2008. ISCC 2008. IEEE Symposium on, Marrakech, 2008, pp. 824-830.
- [16] M. Wahib, S. Clauzier, S. Mikki and Y. Antar, "A 2.45 GHz novel electrically small planar dipole antenna," 2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Cocoa Beach, FL, 2016, pp. 106-109.
- [17] T. Taga and K. Tsunekawa, "Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted-F Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 5, pp. 921-929, June 1987.
- [18] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3063-3074, Nov. 2006.
- [19] C. H. See, H. I. Hraga, R. A. Abd-Alhameed, N. J. McEwan, J. M. Noras and P. S. Excell, "A Low-Profile Ultra-Wideband Modified Planar Inverted-F Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 1, pp. 100-108, Jan. 2013.
- [20] C. Rowell and R. Murch, "A Capacitively Loaded PIFA for Compact Mobile Telephone Handsets," *Antennas and Propagation*, *IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 837-842, May 1997.
- [21] F. Sarrazin, S. Pflaum and C. Delaveaud, "Radiation Efficiency Improvement of a Balanced Miniature IFA-Inspired Circular Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, no. , pp. 1309-1312, 2017.
- [22] F. Sarrazin, S. Pflaum and C. Delaveaud, "Optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature chargée par une capacité," 20èmes Conférences JNM, Saint Malo, France, mai 2017.
- [23] R. Hansen, M. Burke, "Antennas with magnetodielectrics", *Microwave and optical technology letters*, 26(2), 75-78. 2000.
- [24] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha and K. Mahdjoubi, "Compact Expressions for Efficiency and Bandwidth of Patch Antennas Over Lossy Magneto-Dielectric Materials," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, no. , pp. 63-66, 2011.
- [25] L. Batel, J-F.Pintos, C. Delaveaud, "Etude d'Antenne Fil-Plaque Monopolaire sur matériau magnétodiélectrique," 20èmes Conférences JNM, Saint Malo, France, mai 2017.

- [26] C. Caloz, T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications", John Wiley & Sons, Inc. 2006 Edition.
- [27] F. Capolino (ed.), "Metamaterials Handbook, Theory and Phenomena of Metamaterials", CRC Press, Taylor and Francis Group, 2009.
- [28] V.G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances With Simultaneously Negative Values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ", Soviet Physics Uspekhi, Volume: 10, Number: 4, January-February 1968.
- [29] D.R Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat Nasser and S. Schultz, "Composite Medium With Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", Physical Review Letters, Volume: 84, Number: 18, 1 May 2000.
- [30] G.D Malyuzhinets, "Backward-wave transmission line", Zhurnal Technicheskoi Fiziki, 21, 940, 1951.
- [31] Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications C. Caloz and T. Itoh 2005, Wiley-IEEE Press.
- [32] Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain 2005, Wiley-IEEE Press.
- [33] Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations N. Engheta and R. W. Ziolkowski 2006, Wiley-IEEE Press.
- [34] Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design, and Microwave Applications R. Marques, F. Martin and M. Sorolla 2008, Wiley.
- [35] Metamaterials: Theory, Design, and Applications T. J. Cui, R. Liu and D. R. Smith 2010, Springer Science.
- [36] Y. Dong and T. Itoh, "Metamaterial-Based Antennas," in Proceedings of the IEEE, vol. 100, no. 7, pp. 2271-2285, July 2012.
- [37] C. Caloz, T. Itoh, and A. Rennings, "CRLH traveling-wave and resonant metamaterial antennas," IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 50, no. 5, pp. 25–39, Oct. 2008.
- [38] Y. Dong and T. Itoh, "Miniaturized Substrate Integrated Waveguide Slot Antennas Based on Negative Order Resonance," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 12, pp. 3856-3864, Dec. 2010.
- [39] A. Sanada, K. Murakami, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," in Proc. 34th Eur. Microw. Conf., Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2004, pp. 1341–1344.

- [40] O. S. Kim and O. Breinbjerg, "Miniaturised self-resonant split-ring resonator antenna," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 4, pp. 196–197, Feb. 2009.
- [41] K. B. Alici and E. Ozbay, "Electrically small split ring resonator antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 101, pp. 083104-1–083104-4, 2007.
- [42] Y. Dong, H. Toyao, and T. Itoh, "Design and characterization of miniaturized patch antennas loaded with complementary split-ring resonators," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 60, no. 2, pt. 2, pp. 772–785, Feb. 2012.
- [43] S. Zhu, K. L. Ford, A. Tennant and R. J. Langley, "Small antenna over AMC surface with/out vias," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, 2012, pp. 2712-2715.
- [44] R. W. Ziolkowski and A. Erentok, "Metamaterial-based efficient electrically small antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 54, no. 7, pp. 2113–2130, Jul. 2006.
- [45] A. Ahmadi, S. Saadat, and H. Mosallaei, "Resonance and Q performance of ellipsoidal ENG subwavelength radiators," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 59, no. 3, pp. 706–713, Mar. 2011.
- [46] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 691–707, Mar. 2008.
- [47] Yuandan Dong; Toyao, H.; Itoh, T., "Miniaturized zeroth order resonance antenna over a reactive impedance surface," *Antenna Technology (iWAT)*, 2011 International Workshop on , vol., no., pp.58,61, 7-9 March 2011.
- [48] Yuandan Dong; Toyao, H.; Itoh, T., "Compact Circularly-Polarized Patch Antenna Loaded With Metamaterial Structures," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.59, no.11, pp.4329,4333, Nov. 2011.
- [49] Yuandan Dong; Toyao, H.; Itoh, T., "Design and Characterization of Miniaturized Patch Antennas Loaded With Complementary Split-Ring Resonators," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.60, no.2, pp.772,785, Feb. 2012.
- [50] 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.
- [51] H. R. Stuart and A. Pidwerbetsky, "Electrically small antenna elements using negative permittivity resonators," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1644-1653, June 2006.
- [52] R. W. Ziolkowski, P. Jin, J. A. Nielsen, M. H. Tanielian and C. L. Holloway, "Experimental Verification of Z Antennas at UHF Frequencies," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, no. , pp. 1329-1333, 2009.



- 
- [53] R. T. Cutshall and R. W. Ziolkowski, "Comparisons of the planar and 3D Egyptian axe dipole NFRP antennas' performance characteristics," Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.
- [54] 3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation (<http://www.ansys.com/fr-FR/products/electronics/ansys-hfss/>).
- [55] R. Meys and F. Janssens, "Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 40, no. 6, pp. 62-65, Dec 1998.
- [56] M. Pigeon, R. D'Errico and C. Delaveaud, "UHF-UWB tag antenna for passive RFID applications," 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg, 2013, pp. 3968-3972.

# CHAPITRE II : LES CONDUCTEURS MAGNETIQUES ARTIFICIELS COMPACTS

---

## Sommaire

1.	Introduction.....	49
2.	Etat de l'art sur la miniaturisation des CMA .....	50
2.1.	Généralités et théorie sur les CMA .....	50
2.2.	Miniaturisation de CMA .....	54
2.2.1.	Modification de la géométrie du motif élémentaire.....	55
2.2.2.	Couplage capacitif par superposition de couches.....	57
2.2.3.	Utilisation de composants discrets ou actifs.....	58
3.	Validation des méthodes numériques et expérimentales à partir d'un CMA conventionnel .....	59
3.1.	Conception et simulations du CMA conventionnel.....	59
3.1.1.	Caractérisation du coefficient de réflexion en simulation .....	60
3.1.2.	Caractérisation du caractère filtrant .....	61
3.2.	Modélisation analytique.....	62
3.3.	Caractérisation expérimentale .....	64
3.3.1.	Technique quasi SER.....	64
3.3.2.	Cellule quasi TEM .....	65
3.4.	Comparaison des résultats de simulations, analytiques et expérimentaux .....	66
4.	Nouvelle approche pour la miniaturisation de CMA.....	67
4.1.	Topologie de réseau d'interconnexion.....	67
4.2.	Description de la technique proposée .....	73
4.3.	CMA pastille carrée avec réseau d'interconnexion.....	76

---

4.3.1.	CMA avec cellule unitaire de taille moyenne.....	76
4.3.2.	CMA avec cellule unitaire de petite taille .....	79
4.4.	CMA spirale carrée avec réseau d'interconnexion.....	82
4.4.1.	CMA avec un motif à spirales carrées sans vias .....	82
4.4.2.	CMA avec un motif à spirales carrées et un réseau de capacités localisées.....	85
5.	Conclusion .....	92
	Références du chapitre II .....	93

## 1. INTRODUCTION

Dans le contexte de notre étude, nous souhaitons placer une antenne à proximité d'un réflecteur métallique. Ce type d'agencement est naturel pour des antennes fortement intégrées à des véhicules et/ou des systèmes dont la surface ne doit pas être trop impactée par la présence d'éléments rayonnants [1]. Le domaine aéronautique et spatial est sensible à l'aspect aérodynamique, celui de l'automobile plus axé sur des questions d'esthétisme par exemple.

Le chapitre I a permis d'établir un état de l'art des antennes miniatures. Une antenne miniature ( $ka < 0.5$ ) a été sélectionnée comme étant une candidate intéressante en vue de cette intégration, avec de nombreux paramètres de réglages. Cependant, ce type d'antenne rayonne d'une façon symétrique dans le plan orthogonal à son axe (diagramme omnidirectionnel dans le plan H). De nombreux travaux [2][3] ont montré l'influence d'un plan réflecteur à proximité de ce type d'antenne. Spécifiquement, puisqu'il n'y a pas de champ électrique dans un métal, la composante tangentielle du champ électrique est annulée à la surface. Ceci se traduit par une composante de champ réfléchi en opposition de phase avec la composante de champ électrique incidente. Ce phénomène impose qu'il faudrait placer une antenne à une distance de l'ordre de  $\lambda_0/4$  afin de combiner de façon constructive (en phase) les champs électriques transmis et réfléchis.

Afin de pouvoir rapprocher le réflecteur de la source, des surfaces à base de métamatériaux ont été introduites [4][5]. Ces métasurfaces ont la particularité de présenter une phase du coefficient de réflexion nulle. Théoriquement, il serait alors possible sous cet angle de vue, de rapprocher l'antenne jusqu'à la surface du réflecteur.

Nous proposons dans ce chapitre, l'étude d'une catégorie de métamatériaux appelée Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA) [6]. Les CMA présentent un comportement bande étroite [6] associés à un dimensionnement souvent important des cellules élémentaires nécessaires à leur mise en œuvre (proches du quart-longueur d'onde guidée). Réduire leurs dimensions sans trop dégrader leurs performances (bande passante, pertes...) est un objectif important afin de rendre leur utilisation compatible avec le contexte des antennes miniatures.

Une première partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de l'état de l'art des techniques de miniaturisation des CMA. A l'issue, une approche alternative est proposée et fait l'objet d'une étude détaillée. Enfin, plusieurs nouvelles métasurfaces de type CMA sont conçues, simulées et caractérisées avec différentes méthodes afin de valider les modèles numériques obtenus par simulation 3D.

## 2. ETAT DE L'ART SUR LA MINIATURISATION DES CMA

Dans la section 2.5 du premier chapitre, nous avons déjà évoqué l'utilisation des métasurfaces pour la miniaturisation des antennes et surtout la réduction de la taille des aériens. L'objectif de cette partie est de présenter plus en détail l'intérêt de ces surfaces dans les contextes antennaires et plus particulièrement pour aider à leur intégration.

### 2.1. GENERALITES ET THEORIE SUR LES CMA

La multiplicité des standards de communications (GSM, GPS, Wifi, LTE, DVB-T...) amène un nombre d'antennes croissants sur des objets comme les véhicules automobiles, les avions, les trains, pour ne citer que des moyens de transports [1]. Cependant, dans ce type de dispositifs, bien que l'objet soit important, la place est réduite pour intégrer toutes les fonctionnalités électroniques et engendre un besoin en miniaturisation des antennes. Une antenne est souvent placée devant ou à proximité d'un plan réflecteur métallique. En fonction du type de rayonnement souhaité, ces plans métalliques peuvent jouer le rôle de simple grand plan de masse (exemple d'antenne de type monopolaire sur un toit de voiture ou sur une carlingue d'avion) ou d'un plan réflecteur afin d'avoir un rayonnement directionnel. Le plan métallique permettant alors l'intégration d'un circuit électronique en minimisant les interférences possibles. Le rayonnement peut ainsi être dirigé dans une direction d'intérêt, permettant d'une part d'améliorer le gain de l'antenne et d'autre part de réduire la sensibilité de l'antenne à son contexte, dans un demi-espace.

Dans la majorité des applications antennaires, les plans réflecteurs sont le plus souvent réalisés avec des surfaces métalliques conductrices qui se caractérisent par une réflexion du champ électrique en opposition de phase avec l'onde incidente. L'antenne doit, dans ce cas, être disposée à une distance du plan réflecteur proche du quart de sa longueur d'onde afin d'obtenir une interférence constructive entre l'onde incidente issue de l'antenne et l'onde réfléchie par le plan réflecteur. Il apparaît dès lors une première limitation physique à l'usage de tels dispositifs pour des antennes très larges bandes [7]. Néanmoins, la présence d'un plan réflecteur redirige la moitié du rayonnement dans la direction d'intérêt, permettant d'une part d'améliorer le gain de l'antenne de 3 dB et d'autre part de réduire la sensibilité de l'antenne sur un demi-espace. Au-delà des performances radioélectriques, aux longueurs d'ondes métriques et décamétriques, voire même millimétriques, cette technique présente l'inconvénient d'être volumineuse. Dans le tableau suivant, la distance, à de relatives faibles fréquences, est importante et justifie pleinement de chercher à minimiser cette contrainte. A plus haute fréquence, bien que le contexte d'intégration soit différent, l'implémentation d'antenne sur des puces électroniques amène la même problématique, due aux contraintes technologiques [8].

Lorsque l'antenne est trop proche de la surface conductrice, du fait de l'inversion de phase de l'onde réfléchie, on peut illustrer la perte d'efficacité et la désadaptation de l'antenne par l'annulation des courants sur l'antenne par ceux générés par les courants images sur la surface conductrice. Sur la Figure II. 1, la distribution du courant de surface (à 900 MHz) d'une antenne dipôle de longueur  $\lambda_0/2$  est comparée à celle de la même antenne lorsqu'elle est placée à une distance de  $\lambda_0/20$  d'un plan réflecteur métallique infini. Les courants sur l'antenne s'annulent en présence de ce plan réflecteur.

Tableau II- 1. Distance ( $\lambda_0/4$ ) en fonction de la fréquence et de l'application

Fréquences	$\lambda_0/4$ [mm]	Applications possibles
170 MHz	441	IOT – compteurs gaz/électriques
400 MHz	187.5	Aéronautique
~900 MHz	83.3	Télécommunications
60 GHz	1.25	Pico-cell / très haut débit sans fils

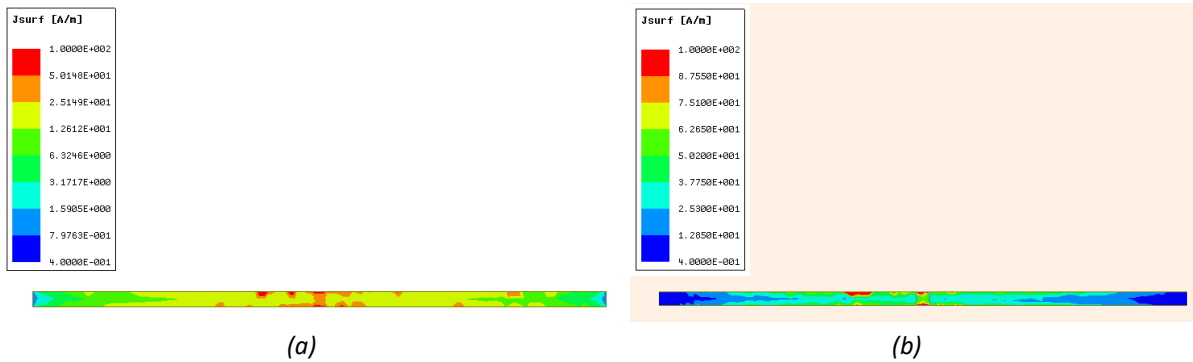


Figure II. 1. Distribution du courant de surface sur un dipôle seul (a) et en présence d'un plan métallique à  $\lambda_0/20$  (b)

Pour contourner ces divers problèmes, SIEVENPIPER propose de remplacer les plans métalliques par une métasurface. Il propose alors en 1999 l'utilisation de Surface à Haute Impédance (SHI) comme plan réflecteur [6].

Une SHI est caractérisée par son impédance, qui s'écrit comme étant le rapport  $Z$  entre les champs tangentiel électrique et magnétique à la surface d'un matériau. SIEVENPIPER dans [6], propose une nouvelle structure composée de motifs « champignons » (ou Mushroom, en anglais), qui sont des pastilles métalliques rangées d'une manière périodique et reliées au plan de masse par des vias comme illustré sur la Figure II. 2.

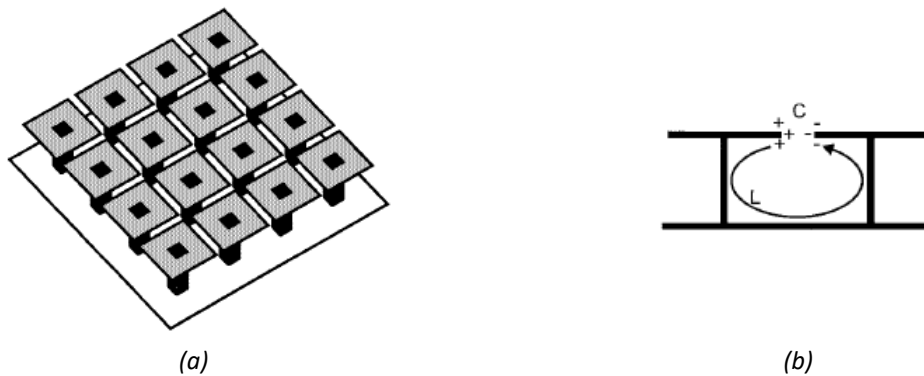


Figure II. 2. Surface à Haute Impédance proposée par SIEVENPIPER [6] : (a) structure composée de 4x4 cellules, (b) circuit équivalent d'une cellule unitaire.

La proximité des motifs champignons crée une capacité et son via une inductance en parallèle. L'impédance de surface peut être réduite à un circuit résonant parallèle dont l'impédance et la pulsation de résonance sont données par l'équation II.1 et l'équation II.2 respectivement :

$$Z = \frac{E}{H} \rightarrow Z = \frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC} \quad (\text{II.1})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II.2})$$

A la résonance, l'impédance est alors infinie et la surface peut être considérée comme une surface haute impédance. Cette impédance est représentée sur Figure II. 3(a) avec les valeurs de L (2 nH) et C (0.05 pF) issues de l'article [6]. Pour le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, ceci se traduit par un module égal à 1 (dans le cas où le matériau est sans perte) et d'une phase évoluant entre  $\pm 180^\circ$ . La Figure II. 3(b) représente la phase du coefficient de réflexion d'une SHI en fonction de la fréquence lorsque celle-ci est éclairée par une onde plane en incidence normale. Pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance, le matériau se comporte comme un Conducteur Electrique Parfait (CEP) avec une phase égale à  $+180^\circ$ . Avec l'augmentation de la fréquence, la phase du coefficient de réflexion diminue selon une certaine pente jusqu'à tendre vers  $0^\circ$  à la fréquence de résonance. Autour de cette fréquence, les ondes sont réfléchies en phase par le réflecteur et le matériau se comporte comme un Conducteur Magnétique Parfait (CMP). Au-delà de  $f_0$ , le réflecteur se comporte à nouveau comme un CEP avec une phase tendant vers  $-180^\circ$ . On considère qu'avec un déphasage compris entre  $90^\circ$  et  $-90^\circ$  une onde réfléchie contribue à des interférences positives (ou ne cause pas suffisamment d'interférences destructives) avec une onde directe, issue directement de l'antenne [6]. Ce métamatériau peut être assimilé à un Conducteur Magnétique Artificiel (CMA) car il se comporte comme un CMP sur une bande de fréquence donnée. Par conséquence une antenne peut être placée très proche d'un CMA, comme illustré sur la Figure II. 4(b) contrairement au cas de l'utilisation d'un plan métallique (Figure II. 4(a)). On peut donc convenir, théoriquement, qu'une SHI ou CMA, est une surface qui, lorsqu'elle est éclairée par une onde plane, présente une partie réelle de l'impédance ramenée à la surface très élevée (plusieurs centaines d'Ohm) et une phase nulle du coefficient de réflexion.

Dans la littérature, l'introduction de structure CMA permet d'améliorer les performances des antennes : miniaturisation d'antenne imprimée [9] et de réseau d'antennes imprimées [10], réalisation d'absorbant de faible épaisseur [11], d'antenne filaire directive [12].

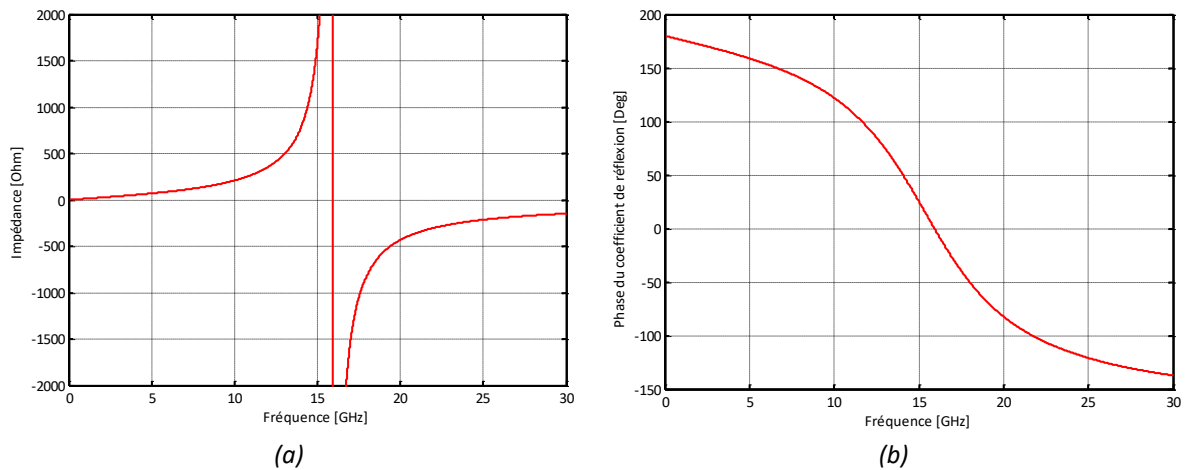


Figure II. 3. (a) Impédance de la SHI (b) phase du coefficient de réflexion de la SHI [6]

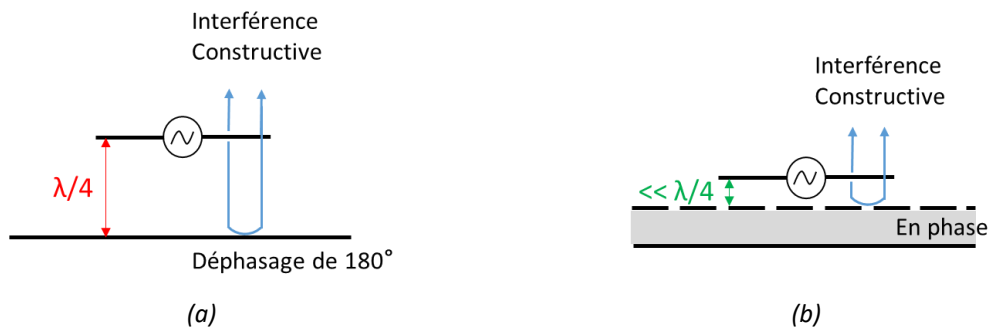


Figure II. 4. Situation d'interférence constructive dans le cas d'un : (a) Conducteur Electrique Parfait, (b) Conducteur Magnétique Parfait (ou Artificiel).

Certaines SHI ont la particularité de filtrer la propagation des ondes électromagnétiques dans une certaine gamme de fréquence suivant une ou plusieurs directions données selon les propriétés dispersives de la surface. Cette bande de filtrage dite Bande Interdite Electromagnétique (BIE ou EBG pour Electromagnetic Band Gap en anglais). Une structure BIE présente forcément un caractère CMA alors que l'inverse n'est pas vrai [13]. Généralement, on s'intéresse à la BIE de la structure pour supprimer la propagation des ondes de surface (localisées sur les interfaces diélectriques ou piégées dans un substrat). En effet, des études comme [14] et [15] ont montré que ces ondes ont tendance à dégrader les performances des circuits RF (transmission de bruit dans le substrat) ou des antennes (couplages inter-éléments, perte d'efficacité de rayonnement, etc.). L'analyse du diagramme de dispersion pour les ondes de surface permet d'identifier les modes pouvant être excités et les fréquences correspondantes. La Figure II. 5 illustre le diagramme de dispersion pour la structure « Mushroom » de SIEVENPIPER [6]. Ce diagramme illustre le tracé des fréquences de résonances en fonction du nombre d'onde pour les trois directions principales de périodicité du motif. La bande interdite électromagnétique correspond à la bande de fréquence sur laquelle aucun mode propagatif n'est susceptible d'être excité dans la structure.



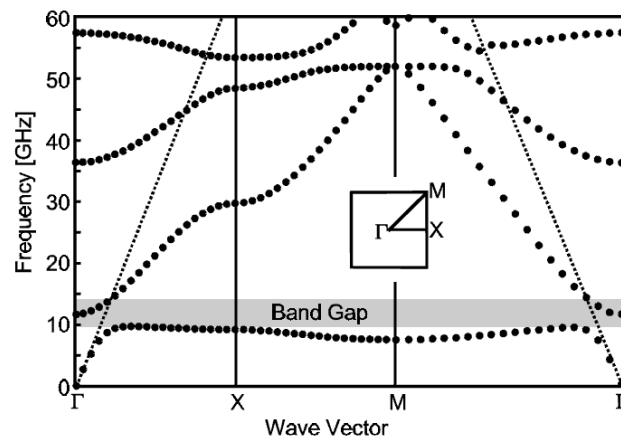


Figure II. 5. Diagramme de dispersion d'une SHI à deux couches [6]

Le modèle proposé d'un CMA basé sur le principe général de la phase du coefficient de réflexion nul, pose question quant à sa pertinence. En effet, la plupart des travaux [16] [17] démontrant l'usage de telles surfaces avec des antennes placées à proximité indiquent que la bande d'usage se situe dans un intervalle où la phase de réflexions serait comprise entre  $\pm 45^\circ$  autour de  $\pm 90^\circ$ . Les phénomènes d'interactions antenne (excitateur) et métasurface semblent plus complexes. Plusieurs points peuvent être mentionnés et seront abordés le long de ce chapitre.

Le rayonnement issu de la source ne peut plus être considéré comme étant en champs lointain vis-à-vis de la métasurface. Ceci induit éventuellement une réponse différente de la cellule élémentaire caractérisée avec les méthodes usuelles (ports de Floquet par exemple). Le rayonnement de la source peut aussi être vu comme s'il était sous incidence oblique pour les cellules les plus lointaines sur la métasurface. Cela amène une réponse différente de la cellule tant sur la phase que sur le couplage à d'autres modes pouvant être considérés comme parasites.

Enfin, du point de vue adaptation, peut-être faut-il voir la métasurface comme une impédance de charge de l'antenne et que sa grande proximité rend nécessaire la co-conception.

## 2.2. MINIATURISATION DE CMA

Les CMA sont des structures périodiques d'éléments résonnants (souvent supérieurs à 4) dont la périodicité est proche du quart-longueur d'onde guidée [18]. Ils sont souvent utilisés à proximité d'antennes présentant également des dimensions proches de la demi-longueur d'onde guidée. Par conséquent un réseau d'éléments résonnants impose très rapidement une métasurface réfléchissante importante en surface vis-à-vis de l'antenne pour garantir son fonctionnement nominal sur la bande de fréquence d'intérêt. La nécessité de réduire leurs dimensions est apparue pour rendre leur utilisation compatible au contexte des antennes miniatures intégrées dans la bande UHF, surtout pour les fréquences en dessous de 1 GHz. L'enjeu de miniaturisation concerne également l'épaisseur de ces métasurfaces.

Plusieurs travaux ont été largement publiés/proposés dans la littérature concernant les techniques de miniaturisation des métasurfaces. Ces techniques sont classées en 3 catégories :

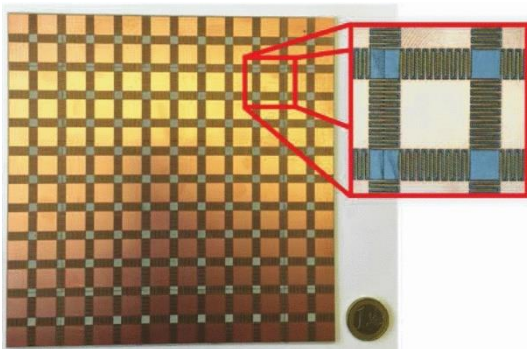
- La modification de la géométrie du motif élémentaire [19] [20] [21],
- Le couplage capacitif par superposition de couches [22] [23],
- L'utilisation de composants discrets ou actifs [24] [25].

Nous allons dresser ici un inventaire non-exhaustif des techniques de miniaturisation de CMA.

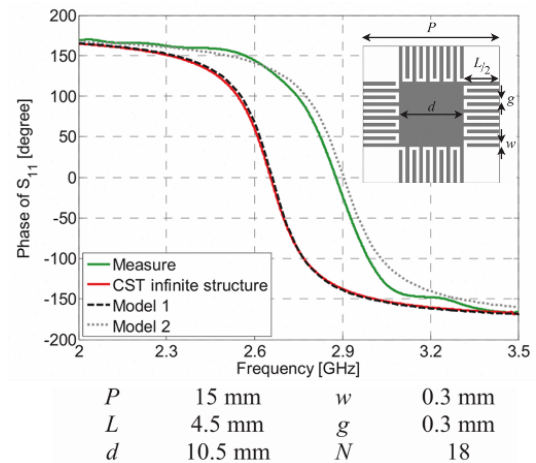
### 2.2.1. MODIFICATION DE LA GEOMETRIE DU MOTIF ELEMENTAIRE

Comme illustré sur la Figure II. 2(b) et l'équation II .2, la fréquence de résonance de la cellule élémentaire est liée au produit d'une valeur d'inductance et d'une valeur de capacité. Il est donc naturel de modifier l'un ou l'autre de ces paramètres. On retrouvera dans [19] [20], un effet capacitif magnifié, entre deux cellules adjacentes, par l'introduction de capacités interdigitées. Dans [21], l'utilisation des formes spirales ou des lignes méandrées permet de rallonger le chemin de courant dans la cellule élémentaire et ainsi augmenter la valeur de l'inductance équivalente.

Par exemple, dans [19], les auteurs ont utilisé des capacités Interdigitées (CI) pour réaliser leur surface CMA présentée sur la Figure II. 6(a). Elle est réalisée sur du Rogers RO3003 ( $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan \delta = 0.001$ ) d'une épaisseur de 1.51 mm. La période de la cellule est de 15 mm soit  $\lambda_0/7.5$  à la fréquence 2.66 GHz. La Figure II. 6(b) affiche une comparaison de la phase de coefficient de réflexion simulée et mesurée. La fréquence de résonance simulée, pour une structure infinie, est à 2.66 GHz avec une bande passante de 189 MHz (7.1%) et un décalage de 9% par rapport à la mesure. Dans un deuxième exemple, les auteurs dans [20] combinent un effet inductif avec l'effet capacitif des capacités interdigitées pour miniaturiser la cellule unitaire du CMA proposé (cf. Figure II. 7). La périodicité de la cellule est de 4.2 mm soit  $\lambda_0/12$  à 6.2 GHz. La permittivité du substrat utilisée est de 3.38 avec une épaisseur de 1.52 mm. La simulation avec une onde plane sous incidence normale montre une fréquence de résonance à 6.2 GHz avec une bande passante de 275 MHz (4.4%).



(a)



(b)

Figure II. 6. CMA proposée dans [19] : (a) Photo du prototype CMA à capacités interdigitées, (b) Phases du coefficient de réflexion

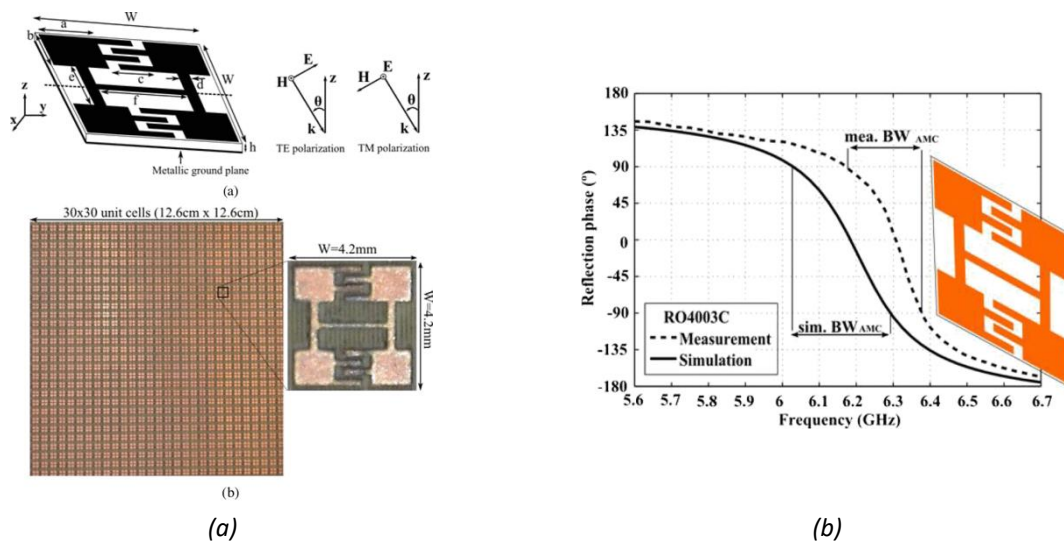


Figure II. 7. CMA propose dans [20] : (a) Schéma de la cellule unitaire et photo du prototype CMA, (b) Phases du coefficient de réflexion

Dans un objectif de miniaturisation de la métasurface et donc de la cellule élémentaire, un inconvénient de cette technique, est la limitation technologique de réalisation du motif lorsqu'on veut atteindre des niveaux de miniaturisation importants. Cette solution implique souvent des écarts entre parties métalliques fins (rester sur des valeurs supérieures à  $100 \mu\text{m}$  en technologie imprimée) et des lignes longues, donc des méandres trop fins, d'où un fort challenge. Ceci implique la dégradation de la bande passante et l'introduction des pertes.

Une étude poussée a été menée par BELLION et al [21] afin de comparer les performances de cellules élémentaires entre elles. Les auteurs ont proposé une nouvelle variable  $R$  [%] qui définit le rapport de la bande passante en % sur la surface d'un motif d'une SHI en  $\text{mm}^2$ . En utilisant ce critère, de nouvelles géométries ont été proposées afin d'augmenter le ratio  $R$  en augmentant la bande passante ou en miniaturisant la surface de la cellule unitaire (cf. Figure II. 8). Ces études ont montré que les géométries en spirales présentent le meilleur compromis en termes de bande passante et de miniaturisation. En particulier, la topologie n°30, présente le meilleur coefficient  $R$  juste avant la géométrie n°38. La bande passante de la structure hexagonale (38) n'est pas aussi large que la circulaire (30), mais elle est plus compacte.

Geometry Unit Cell	N°	R (%)	Geometry Unit Cell	N°	R (%)
	20	61,8		10	4,7
	7	8,4		8	4,6
	19	5,4		16	4,5
	4	5,1		15	4,1
	11	5,1		17	2,8
	3	5,0		1	2,2
	2	5,0		13	1,4
	18	4,9		6	1,3
	9	4,8		14	1,1
	5	4,8		12	0,6

(a)

Geometry Unit Cell	N°	R (%)	Geometry Unit Cell	N°	R (%)
	20	61,8		30	93,2
	21	12,3		31	17,2
	22	77,6		32	85,8
	23	14,5		33	17,1
	24	81,7		34	65,6
	25	16,1		35	13,4
	26	68,3		36	80,1
	27	15,4		37	16,5
	28	88,3		38	90,3
	29	16,5		39	16,9

(b)

Figure II. 8. Classification motif SHI [21] : (a) Géométries de référence et (b) nouvelles géométries

### 2.2.2. COUPLAGE CAPACITIF PAR SUPERPOSITION DE COUCHES

La deuxième technique pour réduire la période des cellules unitaires, consiste à utiliser des structures multicouches visant à augmenter le couplage entre les motifs. Ainsi dans [22], les auteurs montrent qu'empiler des réseaux de motifs carrés en quinconce d'une couche à l'autre permet d'atteindre des niveaux de miniaturisation assez élevés. Comme le montre la Figure II. 9, un CMA multicouche non décalé conduit par exemple à une périodicité des cellules élémentaires en  $\lambda_0/37$  avec une bande passante de l'ordre de 12% pour un nombre de couches  $n = 11$ . En revanche, le même motif périodique CMA multicouches en quinconce peut conduire à une période du réseau en  $\lambda_0/60$  présentant 10% de bande passante avec seulement 6 couches ( $n = 6$ ). Ce type d'empilement peut être assimilé à un matériau à forte permittivité d'où la miniaturisation effectuée.

Dans un récent travail [23], nous retrouvons une SHI double couche avec une cellule unitaire de période de 11.5 mm ( $\lambda_0/10$ ) à 2.68 GHz. Elle est conçue sur deux substrats différents. Le plus mince est un Rogers RO4003 ( $h_1=0.508$  mm,  $\epsilon_{r1}=3.38$ ,  $\tan \delta_1=0.0027$ ). Le deuxième est un FR4 ( $h_2=1.5$  mm,  $\epsilon_{r2}=4.3$ ) comme illustré sur la Figure II. 10(a). Le CMA a été réalisé et caractérisé (cf. Figure II. 10(b)).

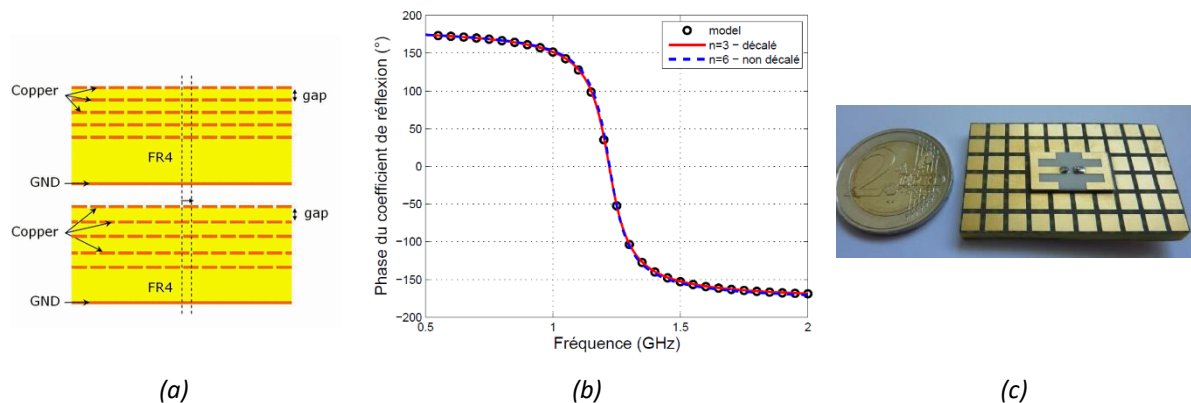


Figure II. 9. CMA à couches empilées proposé dans [22] : (a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion et (c) Prototype pour 3 couches à 2.5 GHz

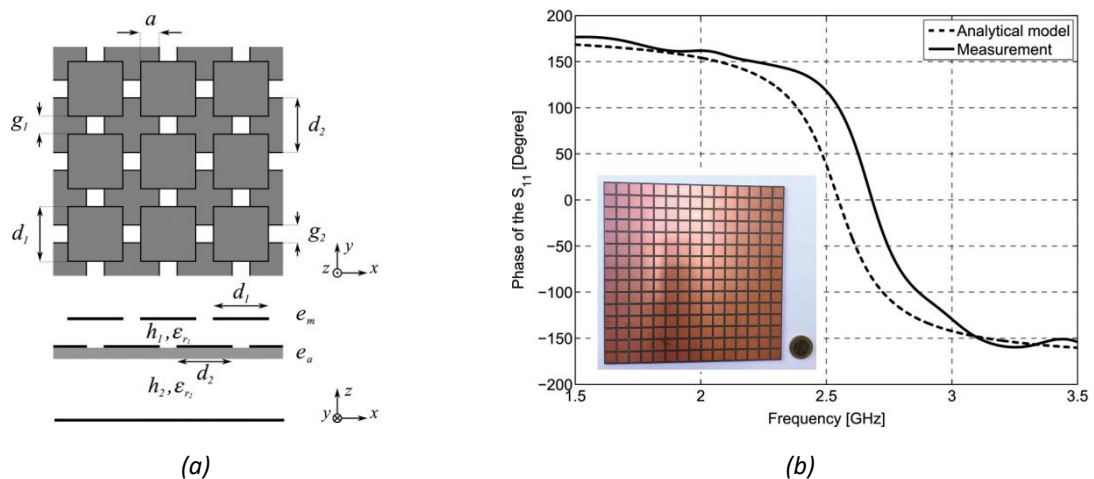


Figure II. 10. CMA double couche proposé dans [23] : (a) Schéma et (b) Phases du coefficient de réflexion avec photo du prototype.

### 2.2.3. UTILISATION DE COMPOSANTS DISCRETS OU ACTIFS

Une dernière technique pour la miniaturisation des CMA, est basée sur l'utilisation de capacités localisées en surface. Dans [24] les auteurs ont conçu un CMA double bande centré sur 430 MHz et 900 MHz. La période de la cellule carrée élémentaire mesure 10 mm soit  $\lambda_0/70$  à 450 MHz, grâce à la présence des capacités C1 et C2 qui fixent les fréquences hautes et basses respectivement. La bande passante, très limitée, est de 2%. Ces résultats sont illustrés Figure II. 11. La publication [25] explore la même piste pour la miniaturisation. Un CMA a été réalisé pour une antenne miniature à faible profil. La cellule unitaire, basée sur un motif carré avec des capacités localisées  $C=13$  pF entre deux, affiche une périodicité de 20 mm ( $\lambda_0/34$ ) sur un substrat FR4 de 6.4 mm d'épaisseur. La Figure II. 12 illustre la phase du coefficient de réflexion pour une cellule simulée à l'infini. Le zéro de phase correspond à la fréquence de 445 MHz avec une bande passante de 4.7%. Si la solution d'introduire des capacités sur la partie supérieure du motif est séduisante, elle peut amener des inconvénients potentiels lorsque la source (l'excitateur) est très proche. Par exemple un couplage mutuel non maîtrisé du fait de la

dispersion des composants/fabricants pourrait se manifester pour certaines valeurs visées. De même introduire une agilité sur ces structures demande à ramener, proche de la source, des éléments actifs qui peuvent engendrer des perturbations dans la chaîne RF (harmoniques par exemple).

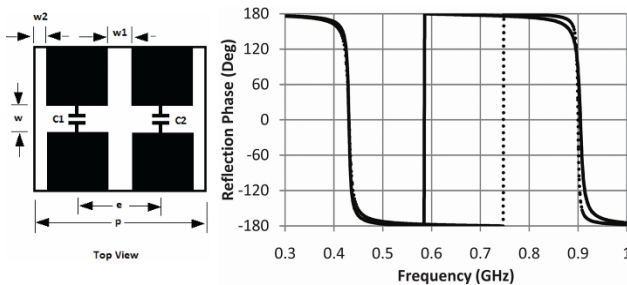


Figure II. 11. CMA avec capacités localisées ( $C1 = 7.5 \text{ pF}$  et  $C2 = 19 \text{ pF}$ ) [24]

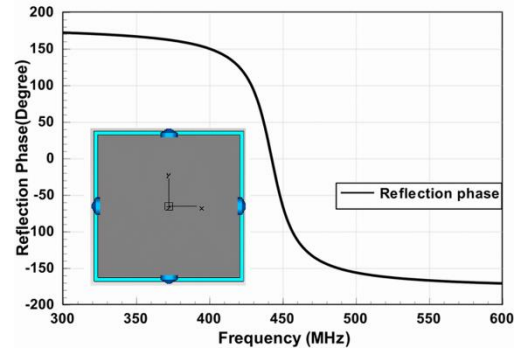


Figure II. 12.. CMA avec capacités localisées ( $C = 13 \text{ pF}$ ) [25]

Après cette étude bibliographique sur les techniques de miniaturisation des CMA, on note que les auteurs se focalisent surtout sur la caractérisation de la phase du coefficient de réflexion et ne mentionnent que rarement l'amplitude du coefficient de réflexion qui nous précise le niveau d'absorption du CMA. Une SHI efficace présente un module de coefficient de réflexion proche de l'unité. D'autres travaux complémentaires peuvent être réalisés pour synthétiser les performances des SHI, comme le calcul du coefficient de réflexion avec une excitation sous incidence oblique ou avec une polarisation non linéaire.

### 3. VALIDATION DES METHODES NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES A PARTIR D'UN CMA CONVENTIONNEL

Avant d'introduire un motif complexe issu de cet état de l'art, nous proposons dans cette partie de développer un CMA simple à 900 MHz afin d'évaluer les méthodes de simulations (analytiques et/ou numériques) et de caractérisations expérimentales. La cellule unitaire choisie est la cellule conventionnelle de SIEVENPIPER [6].

#### 3.1. CONCEPTION ET SIMULATIONS DU CMA CONVENTIONNEL

Ce premier CMA simple est un motif carré, imprimé sur la couche supérieure d'un substrat faible coût, FR4 ( $\epsilon_r = 4$  et  $\tan \delta = 0.02$ ) d'une épaisseur  $h$  de 5.1 mm et relié à la masse à travers un via central (cf. Figure II. 13(a)). La cellule élémentaire a une période  $p$  de 60 mm soit  $\lambda_0/5.5$  et un écart  $g$  entre chaque patch de 1 mm. Sur la Figure II. 13(b), une métasurface de  $5 \times 5$  cellules est réalisée afin de qualifier la configuration de mesure. Ses dimensions totales sont  $300 \times 300 \text{ mm}^2$ . La modélisation numérique permet généralement d'obtenir des résultats plus précis que la modélisation analytique. En effet, les simulations électromagnétiques peuvent prendre en compte les interactions des ondes avec le milieu métallo-diélectrique et la finitude du substrat. En contrepartie, cela peut entraîner des temps de calcul assez longs suivant le type de simulation effectuée. C'est pourquoi, par exemple, une

distance de 1 mm entre motifs a été sélectionnée de manière à diminuer l'effet capacitif souvent générant un maillage dense.

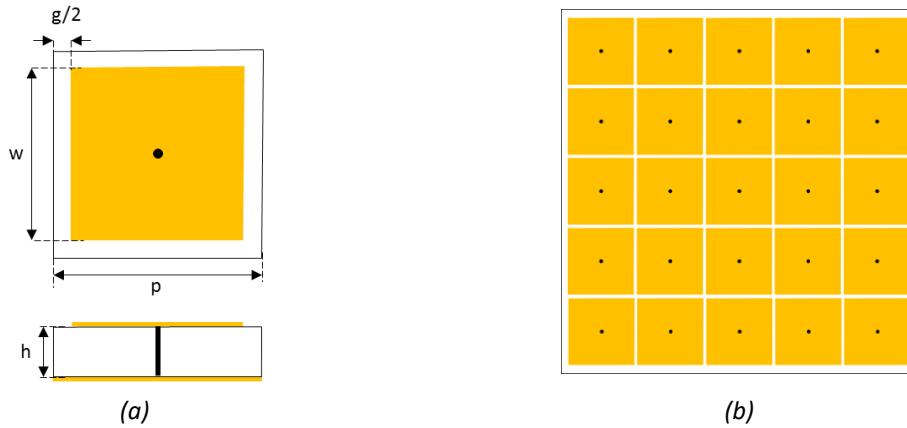


Figure II. 13. CMA conventionnel : (a) Schéma de la cellule unitaire du CMA simple carré (b) Métasurface CMA de 5x5 cellules unitaires simulées

### 3.1.1. CARACTERISATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION EN SIMULATION

Dans un premier temps, une simulation électromagnétique 3D, basée sur la théorie de Floquet [26], a été conduite pour simuler le comportement du CMA supposé infini. Elle consiste à utiliser les conditions aux limites périodique (PBC) de type Maître-Esclave afin de simuler un réseau infini de cellules élémentaires et d'éclairer la surface à l'aide d'un port de Floquet simulant une excitation par une onde plane (cf. Figure II. 14(a)). L'avantage de cette méthode est qu'elle permet d'évaluer le comportement de la structure pour des angles d'incidence allant de 0° à 90° en paramétrant directement le port de Floquet. La fréquence de résonance est obtenue lorsque la phase du coefficient est égale à 0°.

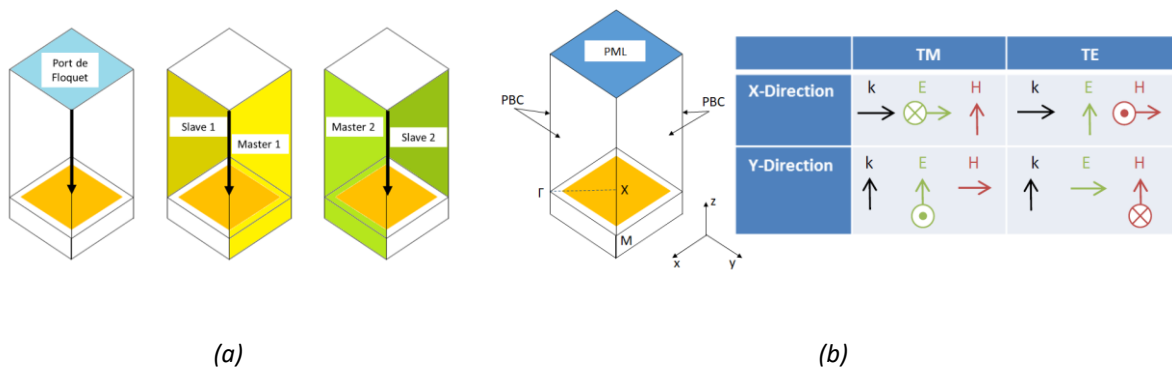


Figure II. 14. Configuration de la simulation pour le calcul du : (a) coefficient de réflexion, (b) diagramme de dispersion

Cette première modélisation est extrêmement rapide car seule une cellule est simulée. Par contre le comportement méta n'est représentatif que dans le cas d'un grand nombre de cellules (souvent >6) [27].

Afin d'avoir une représentation plus fine des performances d'une métasurface réelle, un CMA fini, de 5×5 cellules, est simulé. Ce dimensionnement est un bon compromis entre le nombre de cellules nécessaires pour avoir l'effet méta et la taille pouvant être simulée dans des temps raisonnables (environ 1h15min pour cette topologie). Dans ce cas, il est possible d'extraire du simulateur, la phase de la Surface Equivalente Radar (SER ou RCS pour Radar Cross Section en anglais) sous incidence normale.

Afin de se rapprocher des résultats obtenus par la mesure, deux simulations successives sont effectuées. Une première consiste à simuler une plaque métallique de même dimension que la métasurface et d'en extraire le coefficient de réflexion. Une seconde étape est la simulation de la métasurface complète, tenant compte de sa finitude et d'en extraire le coefficient de réflexion. Une phase de 180° est ajoutée afin de prendre en compte l'inversion de phase due à la réflexion sur la surface métallique ( $\Gamma = -1$ ). La phase du coefficient de réflexion du CMA est ensuite obtenue par [5] :

$$\varphi = \varphi_{CMA} - \varphi_{CEP} + 180^\circ \quad (II.3)$$

### 3.1.2. CARACTERISATION DU CARACTERE FILTRANT, S'IL EXISTE, DE LA METASURFACE PAR LE DIAGRAMME DE DISPERSION

L'analyse des propriétés de dispersion de la structure permet l'étude des ondes de surface afin d'identifier les modes susceptibles d'être excités sur la surface. Les propriétés dispersives d'une surface artificielle sont calculées à l'aide du code de calcul de modes propres « Eigenmode Solver en anglais » sous ANSYS HFSS. Aucune excitation n'est nécessaire, le code de calcul détermine les fréquences propres de la structure en résolvant le déterminant de la matrice chaîne. L'attribution d'une condition aux limites absorbante PML (Perfectly Matched Layer), sur la face supérieure de la boîte d'air englobant la cellule unitaire, permet de simuler le demi-espace supérieur comme un environnement infini. Des conditions périodiques de type Maître-Esclave permettent de périodiser le motif à l'infini (cf. Figure II. 14(b)). Le diagramme de dispersion final est la juxtaposition de trois diagrammes de dispersion suivant les trois directions principales du motif. La bande interdite électromagnétique est la zone dans laquelle on ne voit pas apparaître de modes propagatifs excités que ce soit pour des modes transverse électrique (TE) ou transverse magnétique (TM) et suivant les trois directions privilégiées. On rappelle que le mode TE est un mode de propagation tel que le champ électrique est orthogonal à la direction de propagation. Le mode TM est un mode de propagation tel que le champ magnétique est orthogonal à la direction de propagation.

Le diagramme de dispersion, suite à l'analyse des modes propres de la structure en motif carré avec un via central, est présenté sur la Figure II. 15(a). Les courbes des modes TE (verte) et TM (bleue) se dissocient et varient distinctement et la structure présente une BIE entre 0.5 GHz et 1.1 GHz. La même analyse est effectuée sur la même structure en éliminant le via métallique central. Sur le diagramme de dispersion de la Figure II. 15(b), les courbes des modes TE et TM évoluent de la même façon et la structure ne présente pas une bande interdite électromagnétique. On peut conclure qu'un CMA, caractérisé par une phase nulle du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance, peut avoir également un comportement filtrant dans le plan de la métasurface.



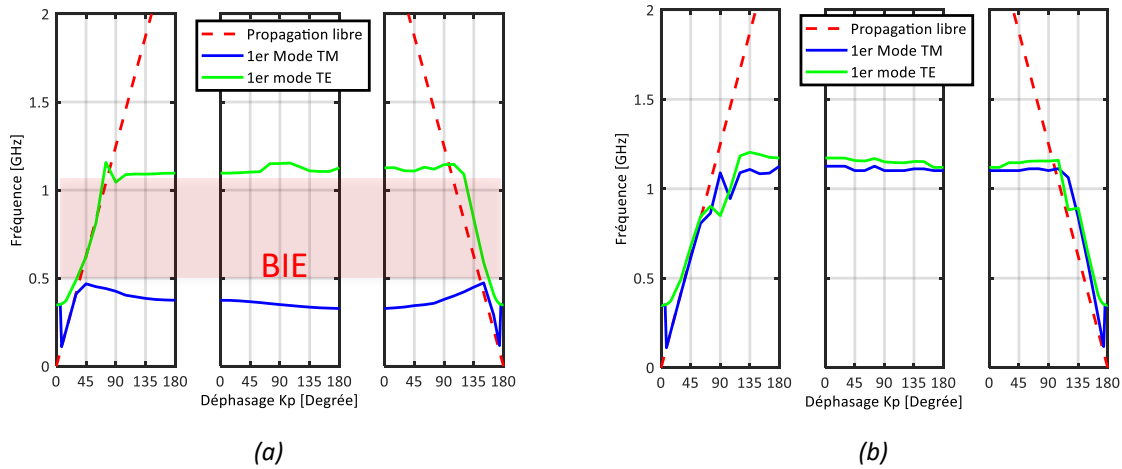


Figure II. 15. Diagrammes de dispersion des premiers modes TE et TM d'un réseau de (a) Pastilles carrées avec via central, (b) Pastilles carrées sans via central.

### 3.2. MODELISATION ANALYTIQUE

La modélisation analytique d'une surface haute impédance permet de disposer d'un outil initial de calcul dans le processus de conception avant la phase de simulation électromagnétique. Il permet aussi de s'affranchir des temps de calculs dus aux simulations paramétriques nécessaires pour déterminer les paramètres d'une cellule élémentaire. La maîtrise de cet outil peut aussi faciliter l'interprétation physique des résultats issus des simulateurs électromagnétiques.

La théorie des lignes de transmission sans perte est souvent utilisée pour modéliser une SHI. Le modèle se base sur la cascade de quatre entités comme le montre la Figure II. 16 : un court-circuit modélisant le plan de masse, une ligne de transmission de longueur  $h$  (hauteur du substrat), une impédance de grille modélisant l'interface air-diélectrique constituée du réseau de pastilles métalliques et finalement une ligne de transmission modélisant la propagation dans l'air libre. Le court-circuit créé par le plan de masse du substrat diélectrique peut être ramené dans le plan supérieur du CMA par l'équation d'une ligne de transmission sans perte :

$$Z_d = Z_c \frac{Z_{c-c} + jZ_c \tan(\beta h)}{Z_c + jZ_{c-c} \tan(\beta h)} \quad (II.4)$$

Où  $Z_{c-c}$  est le court-circuit,  $Z_c = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r}$  est l'impédance caractéristique de la fraction de ligne modélisant le substrat diélectrique et  $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$  l'impédance de l'onde dans le vide.  $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$ ,  $k_0$  étant le nombre d'onde.

En considérant  $h$  très fin nous avons  $\tan(\beta h) \sim \beta h$  ce qui nous donne après simplification :

$$Z_d = j\omega \mu_0 h \quad (II.5)$$

L'impédance  $Z_d$  possède la forme d'une impédance inductive dont l'inductance est simplement fonction de la constante magnétique ( $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ ) et de l'épaisseur  $h$ .

$$L_d = \mu_0 h \quad (II.6)$$

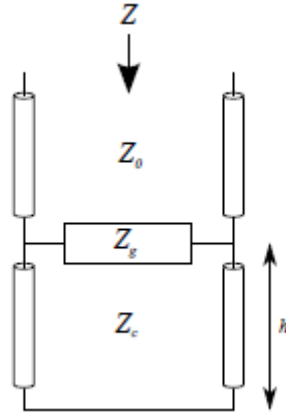


Figure II. 16. Modèle équivalent d'une cellule unitaire de CMA représenté par une ligne de transmission.

L'impédance de grille  $Z_g$  dépend de la géométrie du motif métallique de la cellule élémentaire et la détermination de son expression a fait l'objet de plusieurs travaux [5][28][29][30]. Dans le cas d'un réseau de pastilles carrées, l'estimation de  $C_g$  la plus répandue est le modèle local quasi-statique de SIEVENPIPER [5] (avec  $g$  la distance entre les deux pastilles) :

$$C_g = \frac{(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{l+g}{g} \right) \quad (II.7)$$

Le modèle final d'une cellule unitaire d'un CMA se résume à un circuit parallèle LC dont l'impédance totale s'écrit :

$$Z = Z_d \parallel Z_g = \frac{j\omega L_d}{1-L_d C_g \omega^2} \quad (II.8)$$

et pour lequel la fréquence de résonance est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d C_g}} \quad (II.9)$$

La phase du coefficient de réflexion est déterminée par :

$$\varphi = \text{Im} \left[ \ln \left( \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right) \right] \quad (II.10)$$

Avec  $Z_0$ , l'impédance d'onde du vide égale à  $120\pi$ .

Si cette méthode est très efficace pour des modèles simples de motifs et d'empilages de couches, elle devient nettement plus complexe lorsque ces paramètres géométriques sont moins canoniques.

### 3.3. CARACTERISATION EXPERIMENTALE – TECHNIQUES DE REFLECTOMETRIE (QUASI-SER) ET GUIDEE (CELLULE TEM)

Du point de vue expérimental, deux méthodes ont été développées pour caractériser la phase du coefficient de réflexion d'une structure de type CMA. La technique utilisée le plus couramment est basée sur une mesure de la Surface Equivalente Radar (SER ou RCS pour Radar Cross Section en anglais) en monostatique ou bistatique [31], dans une chambre anéchoïde. La caractérisation en guide rectangulaire [32] et l'utilisation d'une cellule Transverse ElectroMagnétique (TEM) [33] sont deux autres techniques alternatives. La première a pour avantage d'être très simple à mettre en œuvre mais l'échantillon à mesurer doit respecter strictement les dimensions du guide d'onde. La deuxième est moins conventionnelle mais permet simplement de mettre un échantillon sans fortes contraintes de tailles [33]. Dans ce travail, les CMA fabriqués sont caractérisés en utilisant ces deux techniques différentes afin de valider les résultats des simulations, il s'agit de la technique en réflectométrie monostatique et la cellule TEM.

#### 3.3.1. TECHNIQUE QUASI SER

Pour la validation expérimentale, la technique utilisée s'apparente à l'extraction de la Surface Equivalente Radar (SER ou RCS pour Radar Cross Section en anglais) sans pour autant aller jusqu'à la mesure de la sphère étalon. En effet, on ne s'intéresse pas directement à la SER de notre métasurface.

La première phase de caractérisation expérimentale du CMA est effectuée dans la chambre anéchoïde du CEA-Leti comme illustré sur la Figure II. 17. En monostatique, un seul cornet, travaillant dans la bande 0.7 – 6 GHz, est utilisé comme antenne d'émission et de réception et placé à une distance de 2.8 m devant le CMA (cette distance satisfait les conditions de champs lointains pour les trois structures sous test). La campagne de mesures s'appuie sur une méthode de comparaison par soustraction qui fournit une sensibilité élevée. Trois étapes sont nécessaires pour effectuer la mesure. La première consiste à caractériser le banc de mesure à vide (fond de chambre). La deuxième étape consiste à évaluer la réflexion d'une surface de référence réalisée avec un plan métallique de dimensions identiques au CMA sous test. Finalement la plaque métallique est remplacée par le CMA sous test et la mesure s'effectue dans les mêmes conditions. Toutes les grandeurs sont liées entre elles par l'expression suivante :

$$R = \frac{\Gamma_{AST} - \Gamma_{Cal}}{\Gamma_{CC} - \Gamma_{Cal}} \quad (II.10)$$

Où  $\Gamma_{AST}$  est le coefficient de réflexion de l'échantillon,  $\Gamma_{CC}$  est le coefficient de réflexion de la surface métallique pris comme référence. Enfin  $\Gamma_{Cal}$  représente la caractérisation électromagnétique du banc de mesure à vide (prise en compte de toutes les réflexions indésirables). Afin d'améliorer les résultats de mesure, un fenêtrage temporel est utilisé pour ne garder que les réponses des deux surfaces mesurées. La phase du coefficient de réflexion est obtenue en utilisant l'équation (II.11). Les  $180^\circ$  sont ajoutés pour tenir compte de l'inversion de phase introduite par la surface métallique.

$$\varphi = \varphi_{\text{CMA}} + 180^\circ \quad (\text{II.11})$$

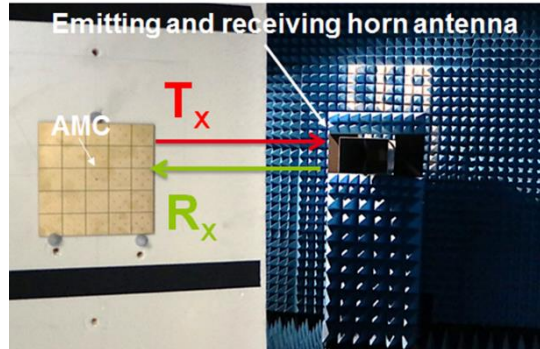


Figure II. 17. Configuration du banc de mesure pour la technique réflectométrie monostatique

### 3.3.2. CELLULE QUASI TEM

L'utilisation d'une cellule TEM est une méthode alternative pour mesurer les structures périodiques. Elle est constituée de deux plaques métalliques qui prolongent dans le plan horizontal un cornet en guide d'onde. Une onde plane homogène est formée entre ces deux plaques avec une excellente qualité de polarisation. Par exemple, dans [33], une seule ligne de cellules unitaires est nécessaire pour caractériser la phase de réflexion d'une structure CMA.

Dans ce travail, une cellule quasi TEM a été mise en place pour caractériser les CMA fabriqués. Le banc d'essai se compose d'un plan de masse métallique (sol de la chambre anéchoïque) avec une plaque conductrice placée au-dessus. Une antenne cornet et le CMA à caractériser sont placés aux deux extrémités de la cellule quasi TEM comme l'illustre la Figure II. 18. Les étapes de mesure restent identiques à la technique précédente (caractérisation du banc de mesure à vide, évaluation de la réflexion d'une surface de référence réalisée avec un plan métallique et finalement caractérisation du CMA sous test).

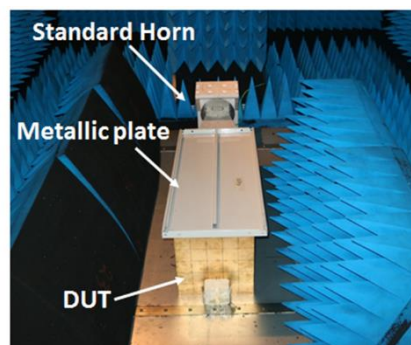


Figure II. 18. Configuration du banc de mesure pour la technique de la cellule quasi TEM

### 3.4. COMPARAISON DES RESULTATS DE SIMULATIONS, ANALYTIQUES ET EXPERIMENTAUX

La Figure II. 19 présente une comparaison de la simulation infinie (théorie de Floquet) avec le résultat issu du modèle analytique proposé par SIEVENPIPER [5], pour une CMA composée uniquement de pastilles carrées (cf. Figure II.13). La fréquence de résonance du CMA simulée avec la théorie de Floquet est de 920 MHz et sa bande passante, pour une phase comprise entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ , est de 100 MHz (10.4%). En revanche le résultat issu du modèle analytique estime une fréquence de résonance à 960 MHz soit une déviation de 4.2% par rapport à la simulation avec les ports de Floquet et avec une bande passante de 9.2%.

Sur la Figure II. 20, la simulation de la structure finie (configuration quasi SER sous HFSS) est comparée à celle infinie (conditions aux limites périodiques et port de Floquet). La phase nulle du coefficient de réflexion pour la structure finie (courbe verte) est à 940 MHz, ce qui signifie un écart de 2% par rapport à la structure finie (courbe rouge,  $f_0 = 920$  MHz). Le CMA affiche une bande passante de 80 MHz qui représente 8,5% pour les deux cas de simulation. La bonne concordance et le très faible écart entre la structure finie et infinie peut se justifier vue la taille importante de la structure finie (très proche de  $\lambda_0 \times \lambda_0$ ).

La Figure II. 21 illustre une comparaison des deux techniques de mesure avec la simulation la plus réaliste (surface finie) de la phase du coefficient de réflexion du CMA classique. Les résultats des mesures sont quasi identiques pour les deux techniques utilisées. La fréquence de fonctionnement du prototype fabriqué est  $f_0 = 967$  MHz, ce qui signifie un écart de 2.8% par rapport à la simulation finie (940 MHz). La bande passante mesurée est de 91 MHz (9,4%) en accord avec la valeur simulée (8.5%).

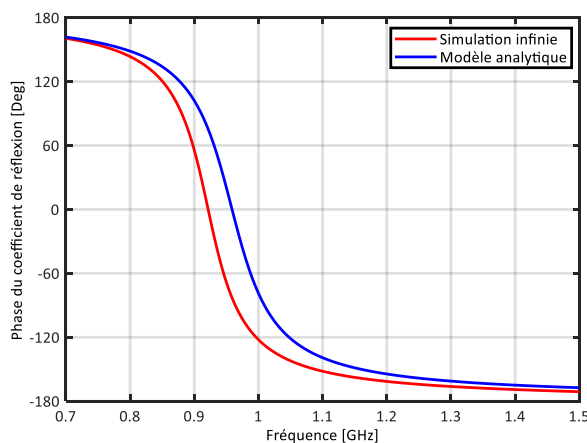


Figure II. 19. Simulation infinie et modèle analytique de la phase du coefficient de réflexion pour le CMA conventionnel

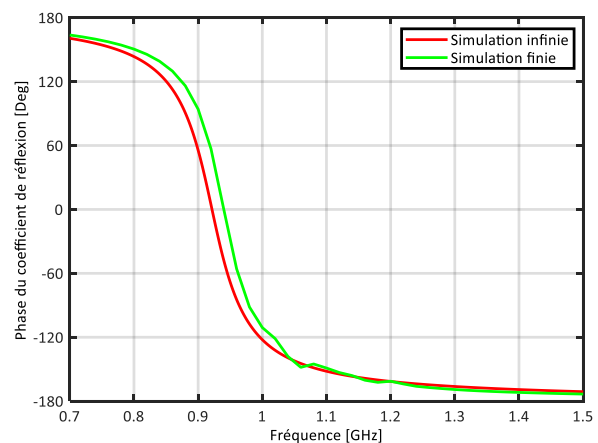


Figure II. 20. Simulation finie et infinie de la phase du coefficient de réflexion pour le CMA conventionnel

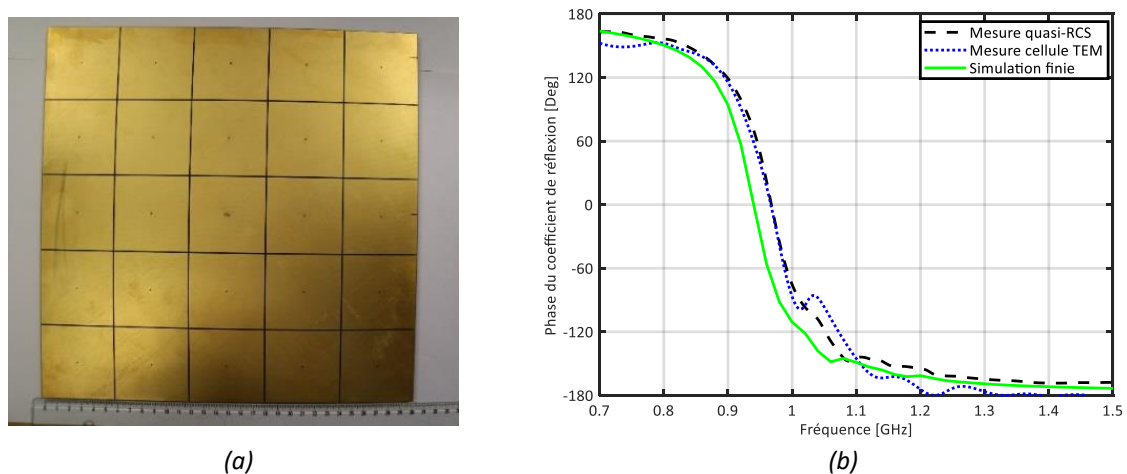


Figure II. 21. (a) Photos du CMA de référence fabriqué (b) Simulation finie et mesures de la phase du coefficient de réflexion pour le CMA conventionnel

Tableau II- 2. Tableau récapitulatif des simulations et mesures du CMA

	Modèle analytique	Simulations		Mesures	
		Infinie	Finie	RCS	Cellule TEM
Fréquence pour $\varphi=0^\circ$ (MHz)	960	920	940	967	967
Bande passante pour $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ (%)	10.4	9.2	8.5	9.4	9.4

Ces comparaisons, sur une métasurface simple, nous ont permis de valider nos outils de simulation et de caractérisation. Dans la suite, une nouvelle approche pour la miniaturisation des CMA est proposée.

## 4. NOUVELLE APPROCHE POUR LA MINIATURISATION DE CMA

Le CMA de référence conçu et caractérisé dans la section précédente présente des dimensions latérales proches de la longueur d'onde ( $300 \times 300 \text{ mm}^2$ ). Dans cette section, on s'intéresse à la miniaturisation des CMA pour faciliter leur intégration et rendre leur utilisation compatible au contexte des antennes miniatures dans la bande UHF, surtout pour les fréquences en dessous de 1 GHz.

### 4.1. TOPOLOGIE DE RESEAU D'INTERCONNEXION

Dans le brevet EP 2 808 946 A1 [34], les inventeurs introduisent une nouvelle approche pour modifier le comportement d'une métasurface, elle consiste à relier les éléments unitaires constitutifs du métamatériau par des lignes de transmissions et/ou des circuits passifs/actifs. L'idée maitresse étant de ne pas travailler sur la géométrie des motifs métalliques, mais de s'intéresser à la façon de les connecter entre eux à travers un réseau d'alimentation dédié. Dans ce brevet les éléments unitaires

sont reliés les uns aux autres à travers un seul point d'accès (le via central). Ainsi, une nouvelle variable d'ajustement est ajoutée, à travers le réseau d'alimentation, au dispositif et celle-ci peut être utilisée pour modifier le comportement du métamatériau. Une illustration est proposée à travers la problématique du découplage entre deux antennes patch planaires pour profiter du caractère BIE de la métasurface. Les résultats des simulations montrent que pour un triplé de phase bien choisi  $(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3) = (300^\circ, 300^\circ, 45^\circ)$ , le découplage entre ces antennes patch planaires est amélioré de 15 dB grâce à l'introduction du réseau de lignes phasées.

Les travaux de thèse actuels s'inscrivent dans la continuité de ce premier travail. Néanmoins, notre mise en œuvre ne propose pas de s'intéresser à la propriété filtrante de ces métasurfaces mais de se focaliser plutôt sur leur propriété magnétique artificielle. L'utilisation de cette approche est proposée afin d'ajouter la fonction d'agilité sur la partie arrière de la métasurface. Le dispositif est composé d'une antenne placée à proximité d'une structure CMA et d'un réseau de connexion entre les cellules unitaires selon une topologie choisie. Le schéma de principe général est illustré sur la figure suivante :

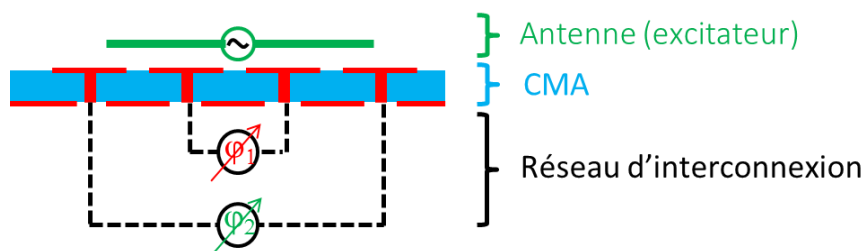


Figure II. 22. Schéma de principe général du dispositif proposé

Un système de référence composé d'une surface de type CMA avec une antenne demi-onde à 1.08 GHz est conçu (Figure II. 23(a)). Un réseau de connexions lui est associé afin de modifier ses caractéristiques en reliant les éléments de la métasurface les uns aux autres à travers leurs vias centraux (Figure II.23(b)). Chaque connexion est modélisée par une ligne de transmission de déphasage  $\varphi$  idéal.

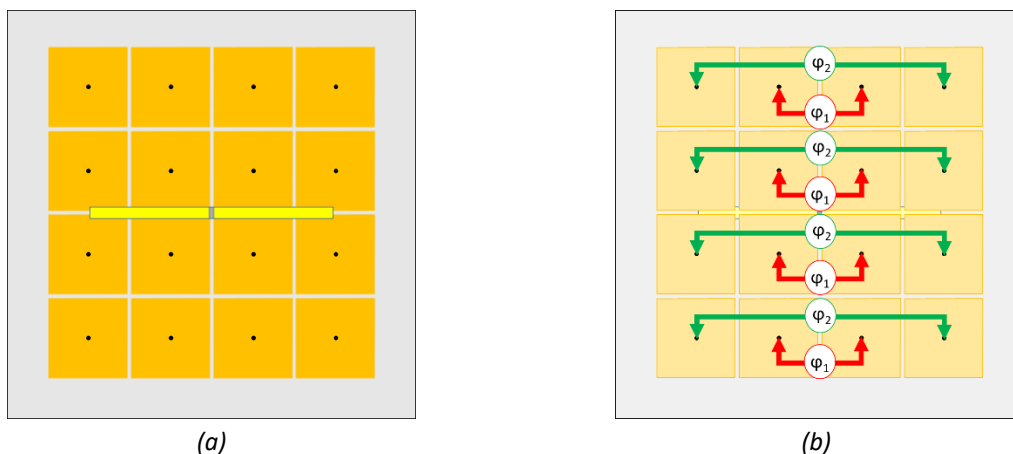


Figure II. 23. CMA agile en fréquence : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous (topologie 1).

Afin de tester plusieurs topologies de réseaux, une co-simulation électromagnétique-circuit est mise en œuvre. La simulation électromagnétique (EM) modélise l'excitateur (ici le dipôle plan), le CMA avec les vias ainsi que les ports d'accès à l'extrémité des vias centraux. La simulation circuit permet de relier les vias entre eux suivant différents scénarios de connexions (cf. Figure II. 24).

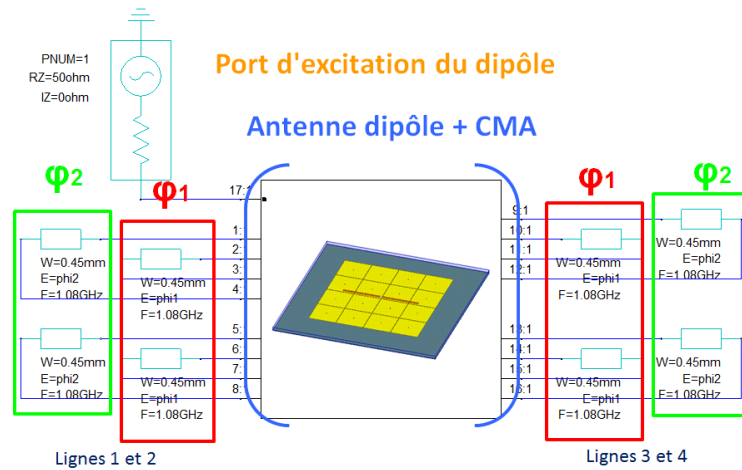


Figure II. 24. Représentation schématique de la mise en œuvre de la co-simulation

On doit noter ici la limitation des outils EM disponibles qui ne permettent pas simplement d'introduire une co-simulation EM et circuit pour une métasurface seule (sans antenne excitatrice). C'est pourquoi l'excitateur doit aussi être pris en compte dans la simulation EM. Plusieurs topologies de réseaux ont été testées dans le but de trouver celle permettant de contrôler au mieux les performances de la métasurface, trois ont retenu notre attention et sont présentées sur la Figure II. 25 ci-dessous :

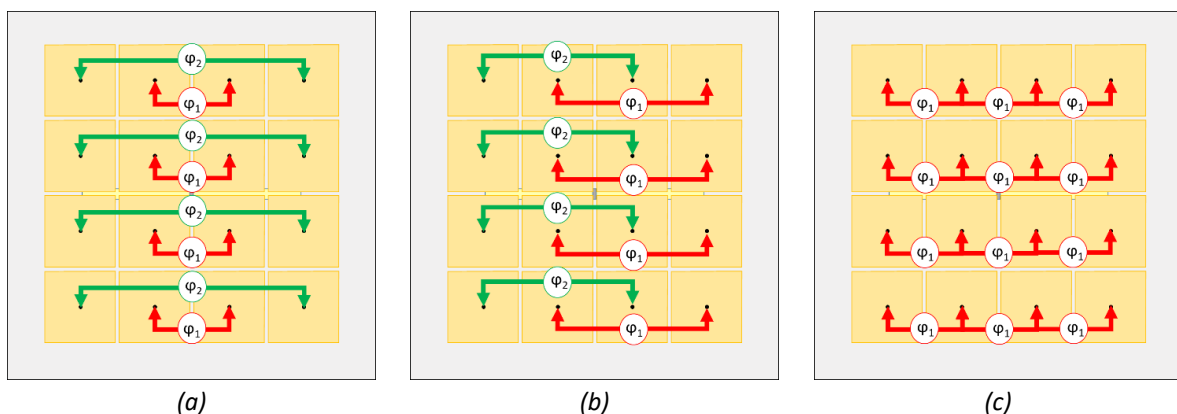
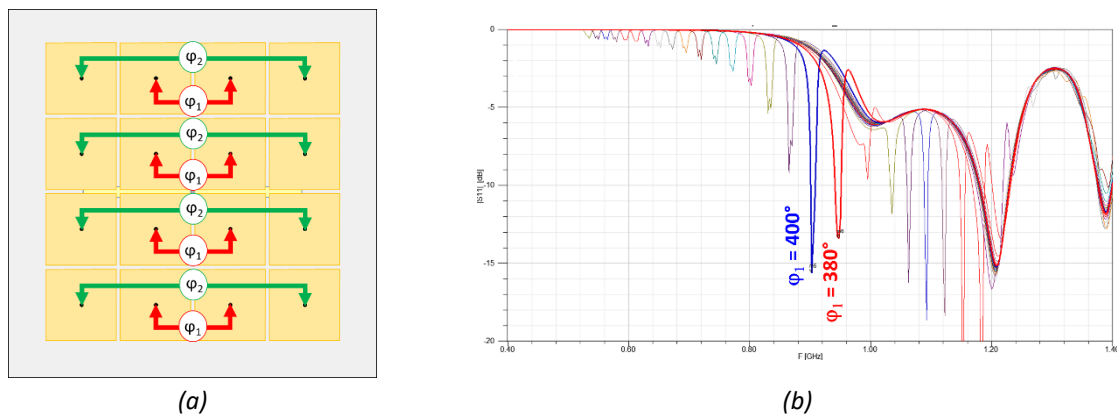


Figure II. 25. Topologies de réseau (a) Topologie 1, (b) Topologie 2, (c) Topologie 3

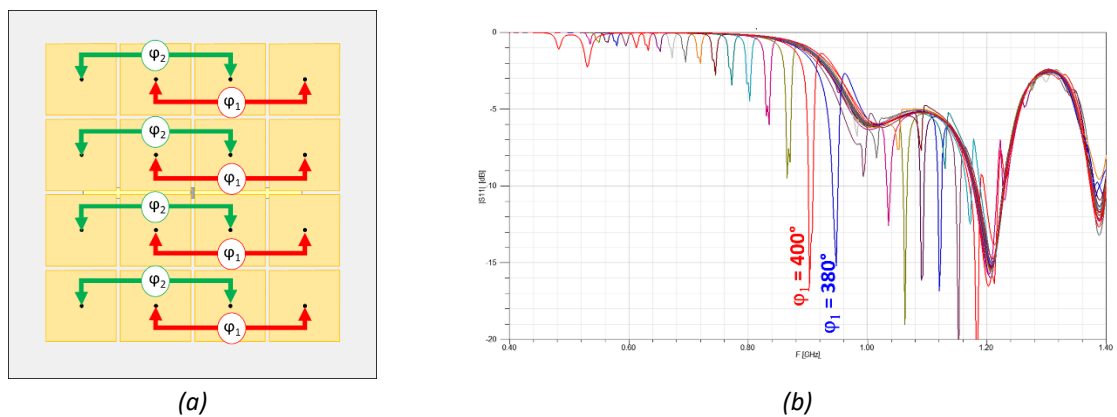
Une étude paramétrique est menée sur les combinaisons possibles du doublet de phase ( $\varphi_1$  ;  $\varphi_2$ ) compris entre  $0^\circ$  et  $720^\circ$  permettant d'avoir le minimum d'adaptation. On constate que pour un réseau de motif donné, il est possible de modifier le comportement de la métasurface en modifiant la manière d'interconnecter les éléments entre eux.



Pour la topologie n°1, la phase  $\varphi_1$  influence la fréquence correspondant au minimum d'adaptation et ceci à partir de  $\varphi_1 > 360^\circ$ . La phase  $\varphi_2$  permet d'ajuster le niveau d'adaptation. La Figure II. 26 illustre les courbes d'adaptations en faisant varier les phases  $\varphi_1$  de  $360^\circ$  à  $720^\circ$  avec une résolution de  $20^\circ$  tout en fixant  $\varphi_2$  à  $720^\circ$ .



Pour la topologie n°2, les résultats de co-simulations affichés sur la Figure II. 27 montrent une déviation de la fréquence d'adaptation pour des variations de phases ( $\varphi_1 = \varphi_2$ ) de  $360^\circ$  à  $720^\circ$ .



Finalement, pour la topologie n°3, une déviation de la fréquence d'adaptation de  $950\text{ MHz}$  à  $750\text{ MHz}$  est observée pour des variations de phases de  $180^\circ$  à  $360^\circ$ . Ceci est fort intéressant surtout vis à vis de l'implémentation physique de ces lignes de transmission. Une phase plus faible représente forcément un effort d'intégration moins important. La topologie 3 illustrée sur la Figure II. 28 a été sélectionnée, car elle présente l'avantage de n'avoir qu'une seule phase de contrôle pour toute la structure. Pour cette topologie, les lignes de transmissions sont dans la même direction que celle du dipôle exciteur. Dans la suite des études, les lignes de transmissions seront placées à la fois horizontalement et verticalement de façon à ce que chaque cellule unitaire soit connectée à sa voisine la plus proche à travers son via central. La cellule unitaire résultante est illustrée sur la Figure II. 29.

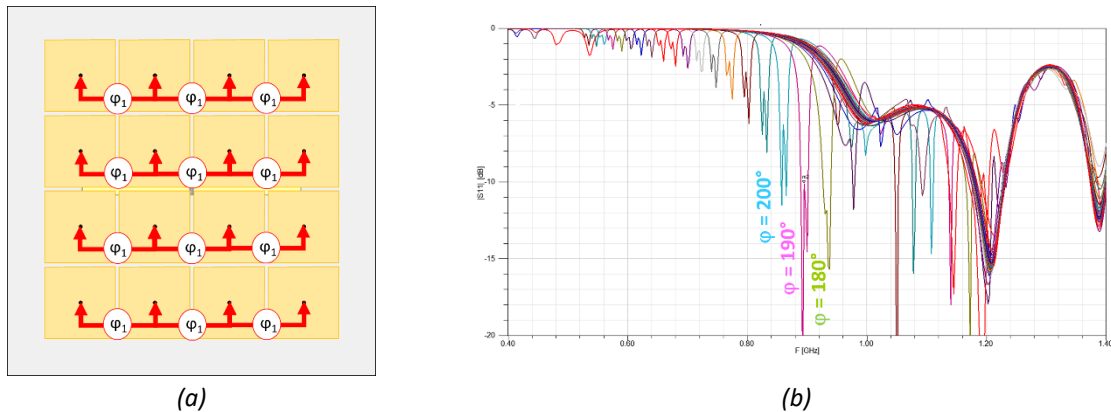


Figure II. 28. Topologie n°3 du réseau : (a) Configuration, (b) résultats de co-simulation

De nombreuses techniques existent pour réaliser un déphasage passif en circuit HF (lignes méandrées, composants discrets, déphaseurs, ligne à retard...). Malheureusement, les déphaseurs de type circuit trouvés dans les commerces ont l'inconvénient d'apporter des pertes d'insertion élevées qui varient entre -1.5 et -5 dB (cf. Tableau II- 3). Cette implémentation physique est indispensable pour caractériser cette nouvelle cellule unitaire en utilisant les techniques décrites dans le chapitre précédent sur ANSYS HFSS. Finalement, le choix s'est opéré sur les lignes de transmissions de type micro-ruban méandrés qui présentent le meilleur compromis encombrement/pertes.

Tableau II- 3. Caractéristiques des déphaseurs trouvés dans les commerces

Référence	Bande de fréquence [GHz]	Déphasage [deg]	Pertes d'insertion [dB]	Tension de contrôle [V]
PQ-28 [35]	0.5 – 1.0	360	5	-
JSPHS-1000+ [36]	0.85 – 1.0	160	2	0-15
PS088-315 [37]	0.7 – 1.1	85 – 105	1.5	0-12
Lorch Microwave [38]	0.5 – 2	0 – 360	4	0-10

Pour calculer la phase du coefficient de réflexion du CMA considéré infini, une simulation électromagnétique 3D, basée sur la théorie de Floquet, a été conduite. La Figure II. 29, présente la cellule unitaire pour différents déphasages calculés.

La Figure II. 30 présente la variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans le cas où le via est relié à la masse et aucun déphasage n'est introduit (simulation 3D de référence). Le zéro de phase est proche de 1.05 GHz. L'influence du déphasage  $\Delta\varphi$  introduit sous le plan de masse grâce aux lignes méandrées est évaluée et illustrée sur la Figure II. 31. Bien que la co-simulation montre une influence forte de ce déphasage, la simulation électromagnétique 3D indique que l'introduction d'un déphasage sous le plan de masse ne modifie pas le comportement du CMA. Cette différence illustre encore la difficulté des outils à correctement modéliser tous les phénomènes issus d'approches différentes (EM et circuit).

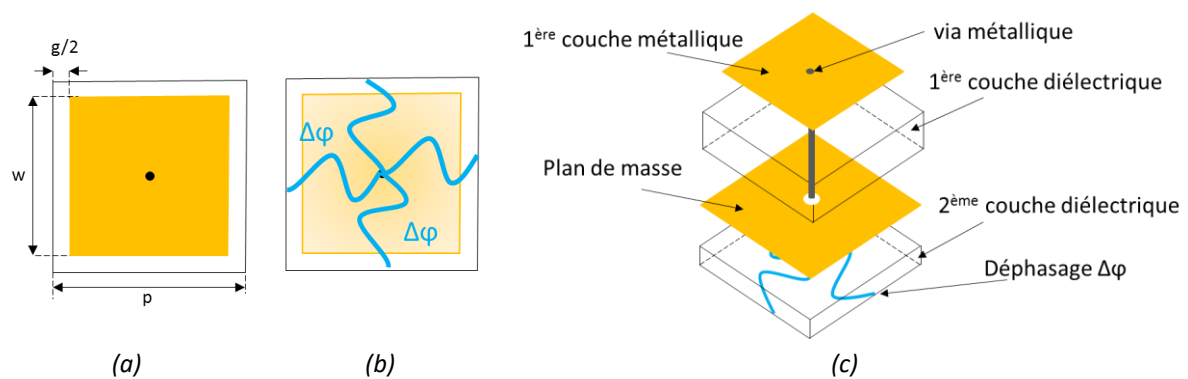


Figure II. 29. Illustration de la cellule unitaire (pastille carrée, un via central et réseau d'interconnexion) : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, (c) Vue en perspective étalée.

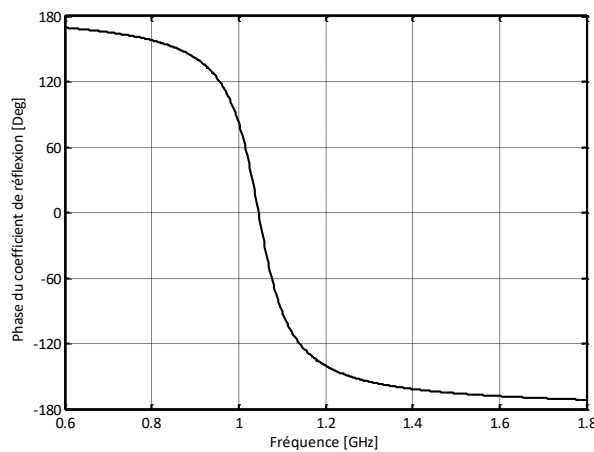


Figure II. 30. Simulation de la phase du coefficient de réflexion

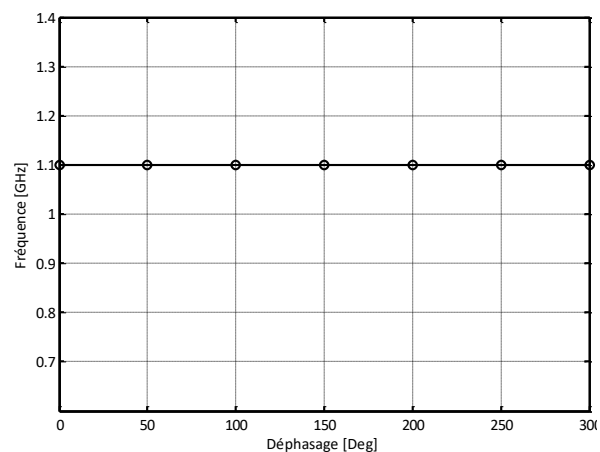


Figure II. 31. Influence du déphasage  $\Delta\varphi$  sur la fréquence de résonance de la cellule unitaire

En effet dans la littérature [39], pour un réseau de pastilles carrées, la présence ou non d'un via central, ne modifie pas le comportement de la phase du coefficient de réflexion pour une onde plane en incidence normale (polarisation TE ou TM). Le champ électrique incident étant perpendiculaire aux vias, dans le cas où le diamètre des vias est suffisamment faible devant la longueur d'onde, le champ électrique n'induit pas de courant sur leur surface [39]. Cependant, pour la polarisation TM en incidence oblique la composante verticale du champ électrique est non nulle, cette composante est normale à la SHI et par conséquent parallèle aux vias. La circulation du courant le long des vias est non nulle dans ce cas [39]. Ceci explique pourquoi l'introduction d'un réseau de ligne de transmission connectant les cellules unitaires de la SHI à travers leurs vias centraux ne permet pas la modification du comportement de la structure pour une onde plane en incidence normale.

Afin de favoriser la circulation des courants le long du (des) via(s), il est possible de s'inspirer des travaux proposés dans [40]. Les auteurs ont proposé de décentrer des vias afin de modifier le comportement de leur métasurface. L'idée est de décaler la position du via et de l'approcher du bord de la cellule (pour une position à  $w/2$ , le via est considéré au centre). Cette structure est dépendante de la polarisation et à double bande (Figure II. 32). Néanmoins, les auteurs montrent qu'il n'y aurait

pas d'intérêt à avoir une cellule à deux (ou quatre) vias décalés pour la miniaturisation des EBG (Figure II. 33). On se propose malgré tout, dans la suite de cette étude, de regarder, s'il est possible de cumuler les effets d'un décalage des vias et d'introduction d'un déphasage entre cellules.

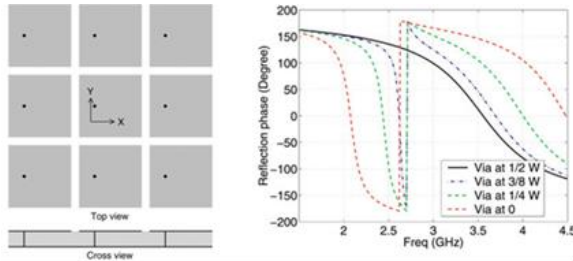


Figure II. 32. Une surface EBG avec via décalé et sa phase de réflexion sous polarisation suivant x [40]

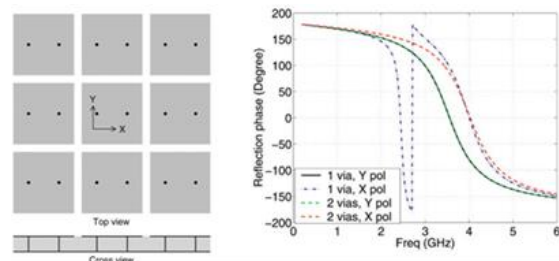


Figure II. 33. Une surface EBG avec deux vias symétriques et sa phase de réflexion sous différentes polarisations (x et y) [40]

On retrouve, pour partie, dans un récent brevet de Samsung [41], le concept proposé. Les inventeurs présentent une nouvelle structure à bande interdite électromagnétique dans une carte de circuit imprimé, la structure est de type champignon à 4 vias, ces vias relient au moins deux couches métalliques et connectent les cellules adjacentes entre elles afin d'éliminer le bruit électromagnétique qui pourrait se propager entre les couches métalliques. Les inventeurs montrent que cette structure améliore le découplage par rapport aux structures EBG conventionnelles.

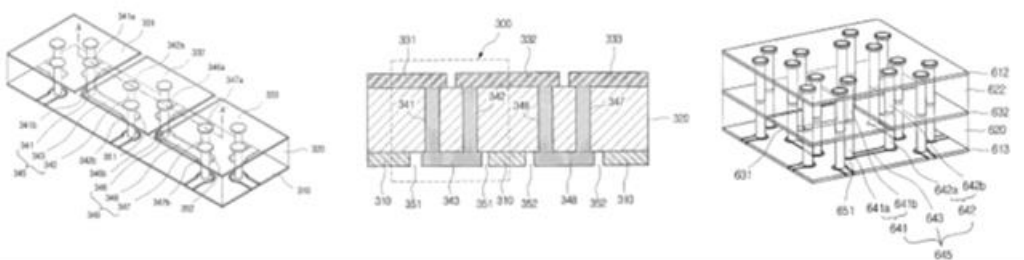


Figure II. 34. Illustrations du brevet US 2009236141 (A1) [41]

Une nouvelle approche pour la miniaturisation des cellules élémentaire des SHI est proposée suite aux travaux conduits dans [34]. Cette mise en œuvre ne s'intéresse pas à la propriété filtrante de ces métasurfaces mais se focalise sur leur propriété magnétique artificielle. Nous aurons typiquement dans notre description un plan métallique séparant les motifs métalliques du réseau d'interconnexion, ce qui la différencie par rapport au brevet de Samsung [41]. On montre aussi dans la suite, que le fait d'utiliser plusieurs vias décalés de façon particulière permet la miniaturisation de la cellule élémentaire d'un CMA.

## 4.2. DESCRIPTION DE LA TECHNIQUE PROPOSÉE

Une cellule unitaire à une seule couche avec quadruple-via décentré sous chaque patch est d'abord étudiée, comme le montre la Figure II. 35. On définit une variable  $k$ , qui représente le rapport entre la périodicité  $p$  de la cellule élémentaire et la distance  $d$  qui sépare le via du bord de la cellule (pour  $k=2$ , le via est au centre, plus  $k$  augmente et plus le via est au bord). L'effet de la variation du

paramètre  $k$  sur la phase du coefficient de réflexion (en incidence normale) en fonction de la fréquence est représenté sur la Figure II. 36.

$$k = \frac{p}{d} \quad (\text{II.12})$$

Comme il a été déjà observé dans [40], plus les vias sont proches des bords du patch, plus la phase de réflexion se décale vers les plus hautes fréquences. Les vias décentrés ne semblent pas offrir de possibilités séduisantes pour la miniaturisation des cellules unitaires. Néanmoins, nous avons déjà montré dans l'état de l'art [24][25], que relier des cellules entre elles par la couche supérieure avec une simple capacité, permettait de changer la fréquence de résonance d'une métasurface.

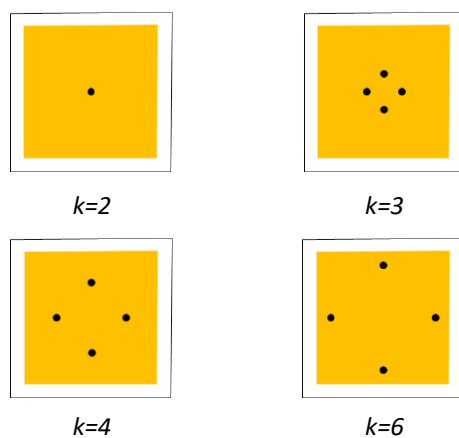


Figure II. 35. Cellule unitaire avec différentes positions des vias

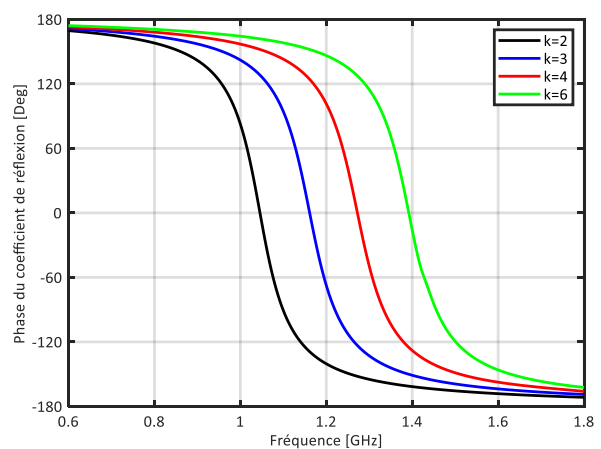


Figure II. 36. Phase de réflexion pour les différentes positions des vias

Nous proposons donc une nouvelle cellule élémentaire composée d'un motif carré, associé à quatre vias décentrés et positionnés symétriquement par rapport au bord de la pastille. Cette nouvelle structure a fait l'objet d'un dépôt de brevet n°FR3047845(A1) [42]. Trois couches de métallisation (supérieure pour le motif, intermédiaire pour le plan de masse et inférieure pour le réseau d'interconnexion) et deux couches de diélectriques sont nécessaires avec des épaisseurs et des permittivités qui peuvent être différentes. Les vias connectent la pastille métallique supérieure à un réseau de méandres placé sur la couche métallique inférieure sans contact électrique avec le plan de masse intermédiaire. Ces lignes méandrées assimilables à un déphasage ( $\Delta\varphi$ ) constituent un réseau d'interconnexion entre les cellules adjacentes (voir Figure II. 37). La position des quatre vias et le déphasage  $\Delta\varphi$  représentent les principaux paramètres de cette nouvelle technique offrant un réglage supplémentaire extrinsèque à la structure du métamatériau classique. Ils permettent sa miniaturisation sans toucher à la géométrie du motif métallique (pastille carrée dans cet exemple).

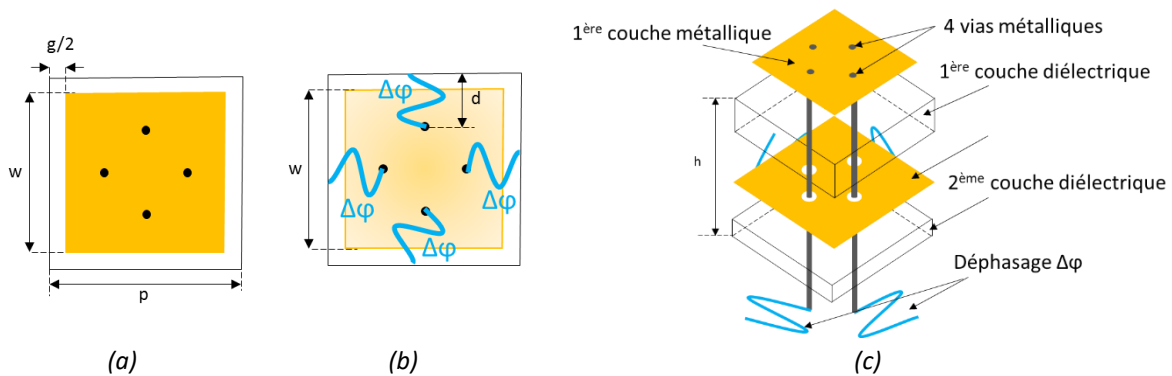


Figure II. 37. Illustration de la nouvelle cellule unitaire : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, (c) Vue en perspective étalée.

Pour la nouvelle cellule élémentaire représentée sur la Figure II. 37 et dont les dimensions sont résumées dans le Tableau II- 4 ci-dessous, les résultats des simulations électromagnétiques en fonction des paramètres  $k$  et  $\Delta\varphi$  sont résumés dans la Figure II. 38.

Tableau II- 4. Paramètres géométriques de la nouvelle cellule unitaire

Paramètres	Valeurs
Périodicité : $p$ [mm]	60 ( $\lambda_0/5.3$ )
Ecart : $g$ [mm]	0.5
Rayon des vias : $r$ [mm]	0.5
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	5.1
Position des vias : $d$ [mm]	Variable
Déphasage : $\Delta\varphi$ [Deg]	Variable

Pour  $k = 2$  (quatre vias confondus au centre), la phase du coefficient de réflexion d'une onde plane en incidence normale ne change pas en fonction du déphasage  $\Delta\varphi$  introduit derrière le plan de masse (courbe noire). En revanche, si  $k \neq 2$  (c'est dire les vias sont décalés d'une manière symétrique vers le bord de la cellule), la fréquence à laquelle correspond le zéro de phase se décale vers les plus basses fréquences avec l'augmentation du déphasage  $\Delta\varphi$ . Ainsi, pour une périodicité de cellule d'unité donnée  $p$ , la fréquence correspondant à une phase nulle du coefficient de réflexion dépend des paramètres  $k$  et  $\Delta\varphi$ . Pour un déphasage inférieur à  $70^\circ$ , quel que soit  $k$ , on peut noter un décalage vers les plus hautes fréquences (effet contraire à celui recherché). Par contre, pour un déphasage  $\Delta\varphi \approx 150^\circ$ , on observe  $f_0=1.1$  GHz si les vias sont au centre ( $k=2$ ),  $f_0=1$  GHz si  $k=3$ ,  $f_0=0.88$  GHz si  $k=4$  et finalement  $f_0=0.92$  GHz si  $k=6$ . Dans ce cas, il est possible de modifier le comportement de la cellule élémentaire. On note que le paramètre  $\Delta\varphi$  est beaucoup moins influent dès que les vias s'approchent du centre de la cellule et qu'il y aura toujours un compromis entre le niveau de miniaturisation cherché et le déphasage possible. Sur la même figure, on montre que grâce aux vias décentrés et l'introduction d'un déphasage derrière le plan de masse, il est possible soit d'avoir un décalage important de la fréquence de résonance (de la cellule élémentaire), soit d'avoir un niveau de miniaturisation assez élevé. Par exemple pour  $k=3$  et  $\Delta\varphi \approx 280^\circ$ ,  $f_0=630$  MHz, soit une déviation fréquentielle (miniaturisation) de 42% par rapport à une structure de même périodicité et avec un via central.

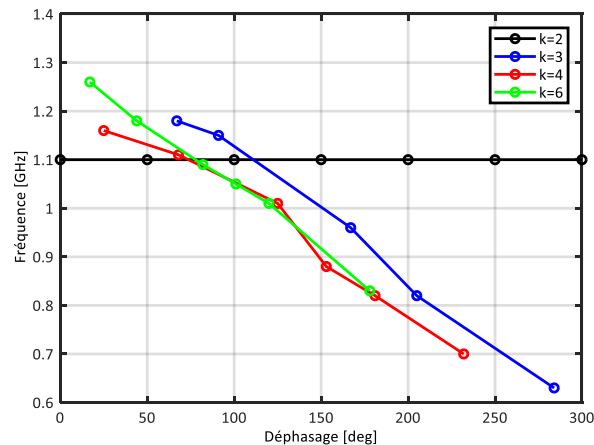


Figure II. 38. Influence du déphasage  $\Delta\varphi$  sur la fréquence de résonance de la cellule unitaire pour différentes valeurs de  $k$ .

Cette nouvelle technique de miniaturisation des métasurfaces de type CMA offre plusieurs avantages par rapport aux techniques standards présentes dans l'état de l'art. Tout d'abord, elle offre la possibilité d'utiliser toute la surface disponible derrière le plan de masse pour avoir le maximum de déphasage. En plus, elle permet la modification de la fréquence de la cellule en modifiant la longueur des lignes méandrées et/ou la position des vias sans retoucher au motif initial. Et finalement, elle facilite l'ajout de fonctions actives (varactors, DTC...) sur une surface disponible pour implémenter les fonctions électroniques. Dans le paragraphe suivant, on se propose d'appliquer cette nouvelle approche pour la miniaturisation des CMA.

### 4.3. CMA PASTILLE CARREE AVEC RESEAU D'INTERCONNEXION

Deux cellules unitaires ont été dimensionnées selon l'approche proposée. Elles sont conçues pour avoir un comportement de type CMA à une fréquence proche de 920 MHz. Il s'agit d'une pastille carrée de côté  $w$  et de périodicité  $p$ , associée à quatre vias de rayon  $r$ . Le substrat, à faible coût, FR4 ( $\epsilon_r=4.4$ ,  $\tan \delta = 0.02$ ) a été choisi pour la conception de chaque cellule unitaire avec une épaisseur de 5.1 mm pour le substrat supérieur et 0.8 mm pour le substrat inférieur comme présentée sur la Figure II. 39.

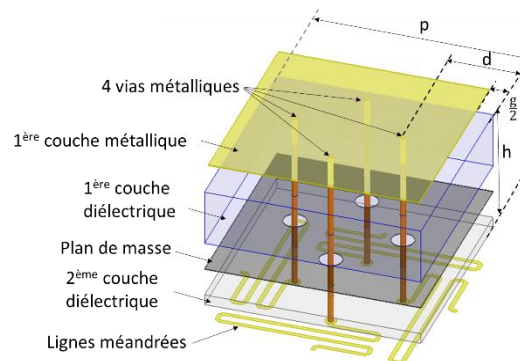


Figure II. 39. Vue en perspective étalée de la cellule unitaire proposée.

#### 4.3.1. CMA AVEC CELLULE UNITAIRE DE TAILLE MOYENNE

La cellule unitaire du CMA moyen est conçue pour avoir un zéro de phase à 920 MHz. La position décentrée des vias et l'introduction d'un déphasage de  $150^\circ$  grâce aux lignes méandrées, nous ont permis d'avoir une cellule unitaire de période  $p = 38$  mm ( $\lambda_0/8.4$ ), soit une réduction de 60% de surface par rapport à un CMA classique. Les paramètres géométriques de la cellule moyenne sont résumés dans le Tableau II- 5.

Tableau II- 5. Paramètres géométriques de la cellule moyenne

Paramètres	Cellule conventionnelle	Cellule moyenne
Périodicité : $p$ [mm]	60 ( $\lambda_0/5.3$ )	38 ( $\lambda_0/8.4$ )
Ecart : $g$ [mm]	0.5	0.5
Position des vias : $d$ [mm]	0 (central)	9.5
Rayon des vias : $r$ [mm]	0.5	0.5
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	5.1	5.9 (5.1+0.8)
Déphasage : $\Delta\varphi$ [Deg]	-	150

Une simulation électromagnétique 3D, basée sur la théorie de Floquet, a été conduite pour calculer le coefficient de réflexion du CMA considéré comme infini pour une onde plane en incidence normale. La Figure II. 40 présente la variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du CMA moyen, comparée à celle d'un CMA conventionnel de période  $p=60$ mm. Les deux structures ont un zéro de phase autour de la fréquence 920 MHz avec un minimum en amplitude de -5.1 dB pour la cellule conventionnelle et -15 dB pour la cellule moyenne. La bande passante, pour une phase comprise entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ , est de 80 MHz (8.7%) pour la cellule conventionnelle et de 20 MHz (2.2%) pour la cellule moyenne. La miniaturisation de la cellule unitaire du CMA s'accompagne ainsi d'une réduction de la bande passante et la détérioration des performances en réflexion.

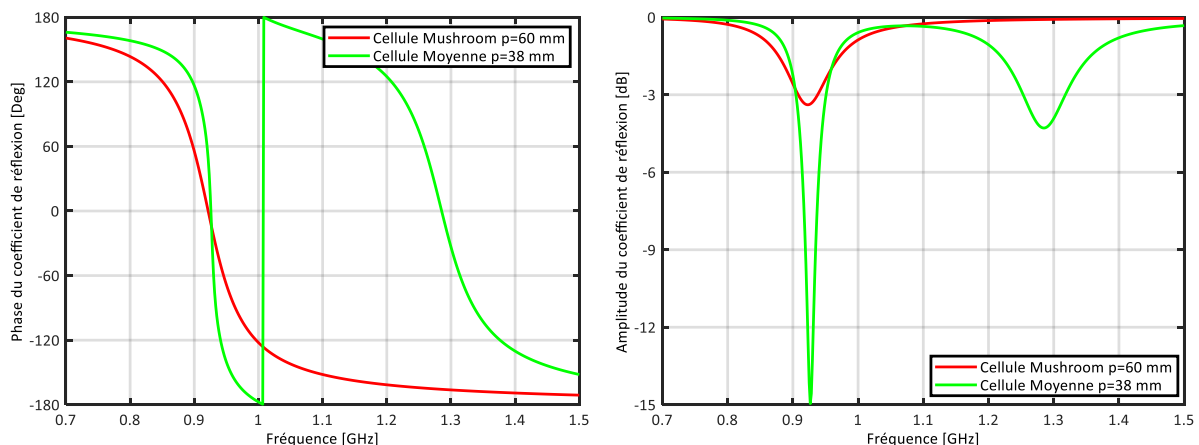


Figure II. 40. Simulation du coefficient de réflexion et comparaison par rapport à une cellule conventionnelle infinie : (a) Phase, (b) Amplitude



Le diagramme de dispersion de la structure moyenne simulée est présenté sur la Figure II. 41. Une bande interdite électromagnétique est visible sur la bande 300-500 MHz qui correspond à la bande de fréquence sur laquelle aucun mode n'est susceptible de se propager dans la structure. Cette BIE est en décalage par rapport à la bande passante caractéristique du comportement CMA qui est autour de 920 MHz. Quelques points non cohérents peuvent être observés entre  $0^\circ$  et  $45^\circ$  et entre  $135^\circ$  et  $180^\circ$ , dus à des instabilités du calcul numérique sous ANSYS HFSS.

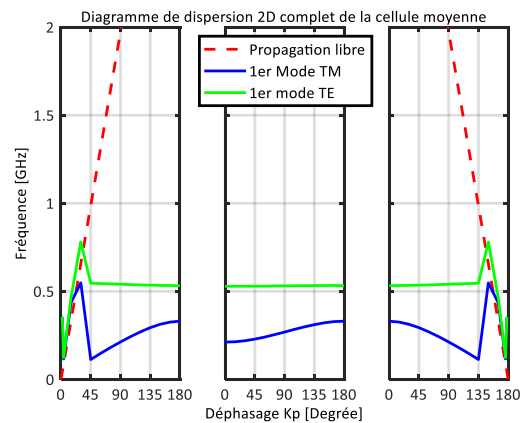


Figure II. 41. Diagrammes de dispersion du CMA moyen

Afin de valider le concept proposé, un CMA  $5 \times 5$  cellules (cf. Figure II. 42) est réalisé et caractérisé. Ses dimensions totales sont de  $190 \times 190 \times 5.9 \text{ mm}^3$  ( $0.57\lambda_0 \times 0.57\lambda_0 \times 0.018\lambda_0$ ). La Figure II. 43. illustre une comparaison entre la mesure et la simulation (pour une surface finie) de la phase du coefficient de réflexion du CMA moyen (réduction de surface de 60% par rapport à la métasurface de référence réalisée dans la section 3.4 avec un via central). Une bande inférieure qui représente notre bande d'intérêt autour de 900 MHz, montre un point d'inflexion sur la courbe à  $f_{01} = 0.99 \text{ GHz}$ . Dans la simulation, ce point d'inflexion est identifié à  $f_{01} = 0.96 \text{ GHz}$  soit un écart de 3.5% par rapport à la mesure. L'absence d'une phase nulle (passage par zéro) dans la bande d'intérêt peut être observée à la fois en mesure et en simulation pour la structure finie. Ce qui n'était pas le cas pour la même cellule simulée sur la Figure II. 40 pour la structure infinie. On montre dans le chapitre III que malgré l'absence de cette phase nulle, la métasurface de taille moyenne garde toujours un comportement CMA permettant le placement d'une antenne à faible distance. Une bande supérieure, sur laquelle une phase nulle peut être observée à la fréquence de résonance mesurée de  $f_{02} = 1.39 \text{ GHz}$ , soit une déviation de 7.8% par rapport à la simulation (1.29 GHz). La largeur de bande mesurée est de 107 MHz (7.8%) toujours en bon accord avec la valeur simulée (7.4%).

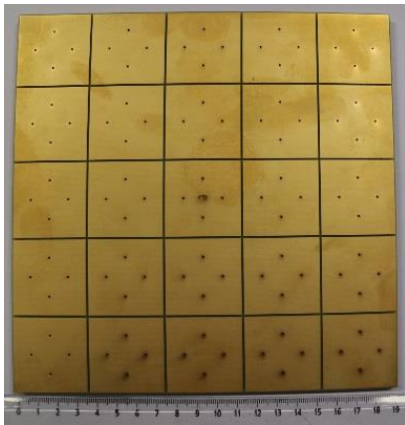


Figure II. 42. Photos du CMA moyen fabriqué

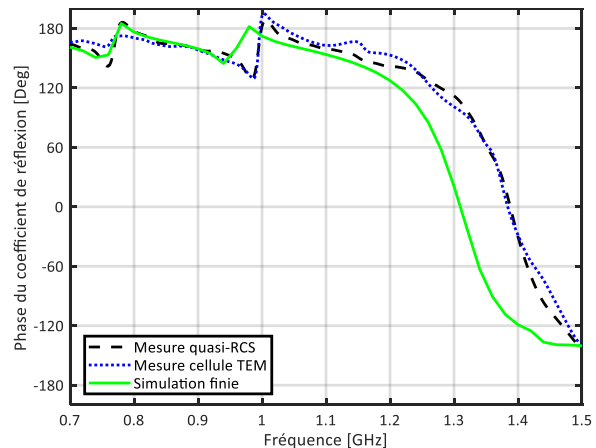


Figure II. 43. Simulation finie et mesures de la phase du coefficient de réflexion pour le CMA moyen

#### 4.3.2. CMA AVEC CELLULE UNITAIRE DE PETITE TAILLE

La cellule unitaire du CMA petit est conçue également pour avoir un zéro de phase autour de 920 MHz. La position décentrée des vias et l'introduction d'un déphasage de  $200^\circ$  grâce aux lignes méandrées ont permis d'avoir une cellule unitaire de période  $p = 31$  mm, soit une réduction de 73% de surface par rapport au CMA classique. Les paramètres géométriques de la cellule petite sont résumés dans le Tableau II- 6

Tableau II- 6. Paramètres géométriques de la cellule petite

Paramètres	Cellule conventionnelle	Cellule moyenne	Cellule petite
Périodicité : $p$ [mm]	60 ( $\lambda_0/5.3$ )	38 ( $\lambda_0/8.4$ )	31 ( $\lambda_0/10.3$ )
Ecart : $g$ [mm]	0.5	0.5	0.5
Position des vias : $d$ [mm]	0 (central)	9.5	7.75
Rayon des vias : $r$ [mm]	0.5	0.5	0.5
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	5.1	5.9 (5.1+0.8)	5.9
Déphasage : $\Delta\phi$ [Deg]	-	150	200

Comme pour la cellule moyenne, la phase du coefficient de réflexion calculée ne passe pas par zéro autour de la fréquence d'intérêt mais présente un point d'inflexion. Ceci est dû principalement aux pertes diélectriques introduites par le substrat à faible coût et l'écrasement de la bande passante (cf Figure II. 45). Si on compare le coefficient de réflexion en amplitude et en phase entre la cellule conventionnelle et la petite cellule avec les méandres, on peut noter deux points. Concernant, l'amplitude, le minimum d'amplitude à 920 MHz est de -10 dB pour la petite cellule à comparer aux - 3.1 dB de la cellule conventionnelle. En effet, si l'ajout des lignes méandrées permet d'augmenter le trajet des courants entre deux cellules adjacentes et donc d'abaisser la fréquence de résonance jusqu'à un facteur  $\sim 2$  ( $p$  passe de 60 mm à 31 mm), les pertes intrinsèques sont plus importantes (largeur plus fine et longueur plus longue de la ligne méandrée microruban). De plus, on notera que pour des facteurs de miniaturisation élevés, la bande passante devient de plus en plus étroite.

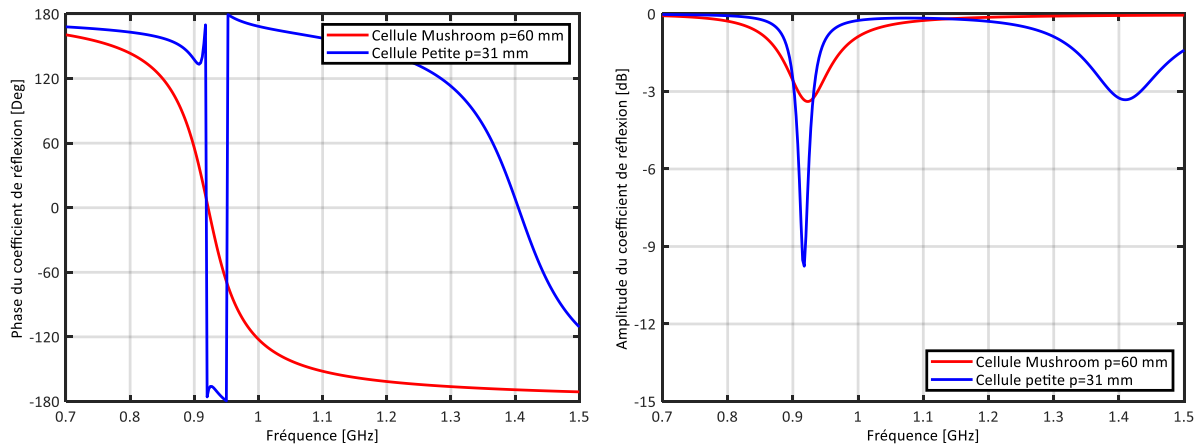


Figure II. 44. Simulation du coefficient de réflexion et comparaison par rapport à une cellule conventionnelle infinie : (a) Phase, (b) Amplitude

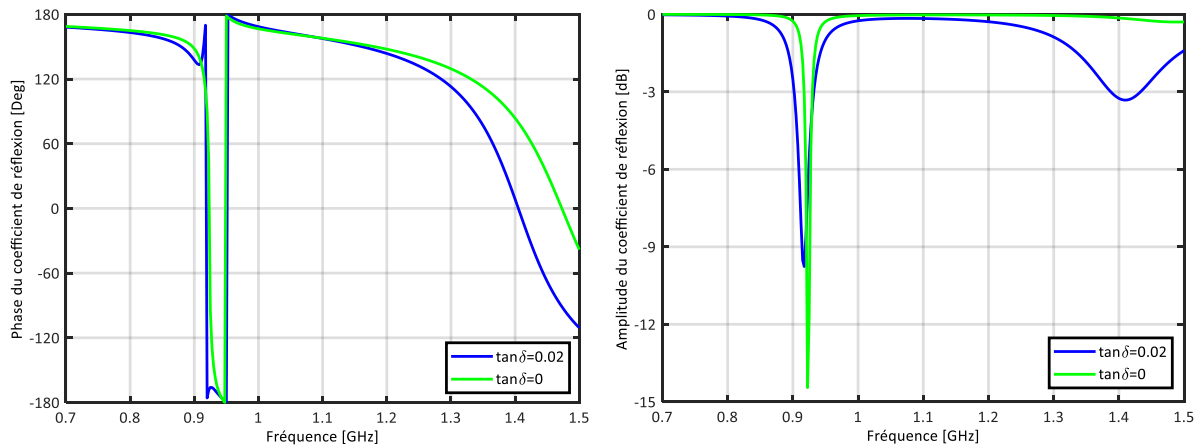


Figure II. 45. Simulation du coefficient de réflexion de la cellule petite (infinie) en fonction des pertes du substrat : (a) Phase, (b) Amplitude

Le diagramme de dispersion de la structure petite simulée est également présenté sur la Figure II. 46. Une bande interdite électromagnétique est visible sur la bande 300-500 MHz. Cette BIE est toujours en décalage par rapport à la bande passante caractéristique du comportement CMA qui est autour de 920 MHz. De même, quelques points non cohérents peuvent être observés entre  $0^\circ$  et  $45^\circ$  et entre  $135^\circ$  et  $180^\circ$ , dus à des instabilités du calcul numérique sous ANSYS HFSS.

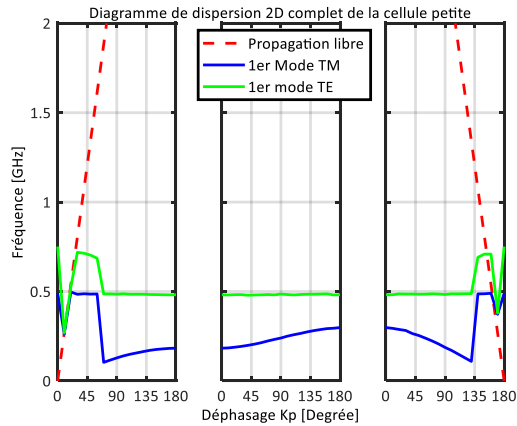


Figure II. 46. Diagrammes de dispersion du CMA petit

La Figure II. 48 illustre une comparaison mesure-simulation (pour une surface finie) de la phase du coefficient de réflexion du plus petit CMA proposé (réduction de surface de 73%). La mesure quasi-SER montre un point d'inflexion sur la courbe à  $f_{01} = 0.96$  GHz ( $f_{01} = 0.98$  GHz en simulation, soit un écart de 2.1%). Comme pour la cellule moyenne, l'absence d'une phase nulle (passage par zéro) dans la bande d'intérêt peut être observée à la fois en mesure et en simulation pour la structure finie. On observe aussi que ce point d'inflexion est plus ténu (variation de  $\pm 5^\circ$  autour de  $168^\circ$ ) par rapport à la cellule moyenne ( $\pm 30^\circ$  autour de  $164^\circ$ ). Pour la bande supérieure, la fréquence de résonance est mesurée à  $f_{02} = 1.45$  GHz, soit une déviation de 3% par rapport à la simulation (1.41 GHz). La largeur de bande mesurée est de 85 MHz (6%) toujours en bon accord avec la valeur simulée (8.5%). Le décalage entre les résultats de mesure et de simulation peut être dû à la tolérance du processus de fabrication (la variation de la permittivité diélectrique  $K_p$  relative, tolérances dimensionnelles).

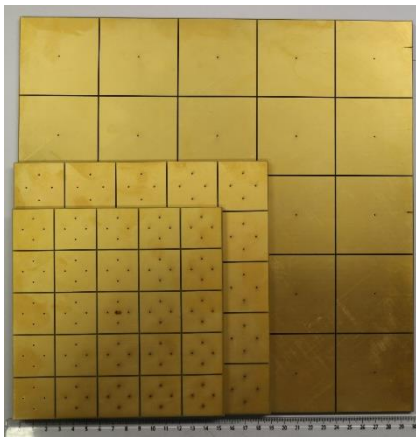


Figure II. 47. Photos du CMA petit fabriqué et comparé aux deux structures précédentes

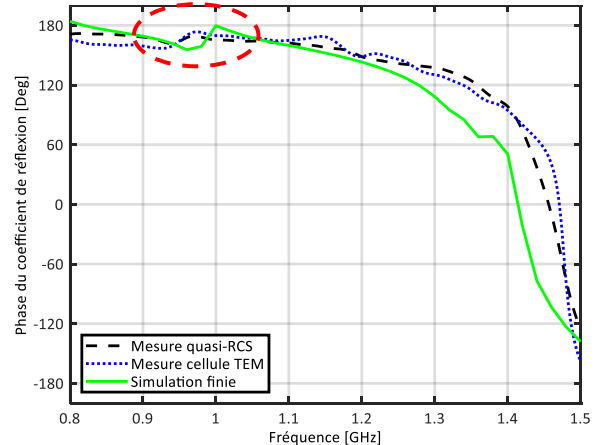


Figure II. 48. Simulation finie et mesures de la phase du coefficient de réflexion pour le CMA petit

Jusqu'ici, le motif métallique de la cellule unitaire est une pastille carrée et la nouvelle approche proposée a permis de miniaturiser de 73% la surface du CMA. Dans la suite on se propose de modifier la forme du motif métallique afin de pousser le niveau de miniaturisation, élargir la bande passante et récupérer le passage par zéro de la phase du coefficient de réflexion.

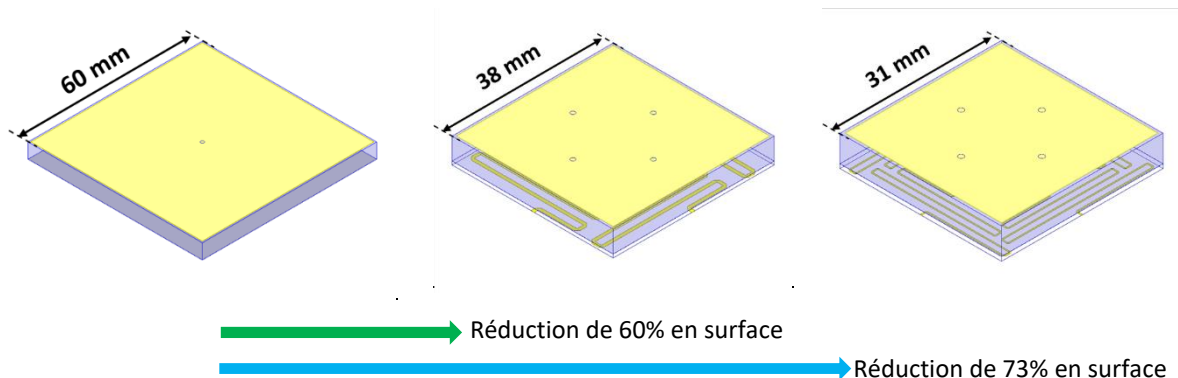


Figure II. 49. Réduction de taille de la cellule élémentaire par rapport à la cellule conventionnelle (phase 1)

#### 4.4. CMA SPIRALE CARREE AVEC RESEAU D'INTERCONNEXION

##### 4.4.1. CMA AVEC UN MOTIF A SPIRALES CARREES SANS VIAS

Dans le tableau de Figure II. 8 [21], l'auteur a montré que l'utilisation d'un motif de forme spirale (cellule n°20) permet de miniaturiser significativement la cellule SHI comparée à une cellule avec un motif métallique carré (cellule n°3), tout en garantissant une largeur de bande passante importante (le rapport de la bande passante sur la surface d'un motif d'une SHI en  $\text{mm}^2$  passe de 5% à 61,8%). Dans cette section nous choisissons d'étudier la cellule n°20 plus en détail en vue de son utilisation, à terme, avec notre réseau d'interconnexion. Par rapport aux autres motifs caractérisés par un rapport  $R[\%]$  élevé dans [21], le motif à spirale carrée est simple à concevoir et son temps de simulation est raisonnable. Cette pastille métallique carrée est basée sur quatre branches spirales qui ne sont pas reliées entre elles. Dans un premier temps, le nombre de tours d'un brin de la spirale est fixé à 1, comme nous pouvons le voir sur la Figure II. 50. La fréquence de résonance dépend de trois paramètres géométriques : la longueur du brin  $L$  de la spirale (donc de la taille de la cellule  $p$ ), la largeur du brin  $s$  et finalement l'écart  $g$  entre les deux brins.

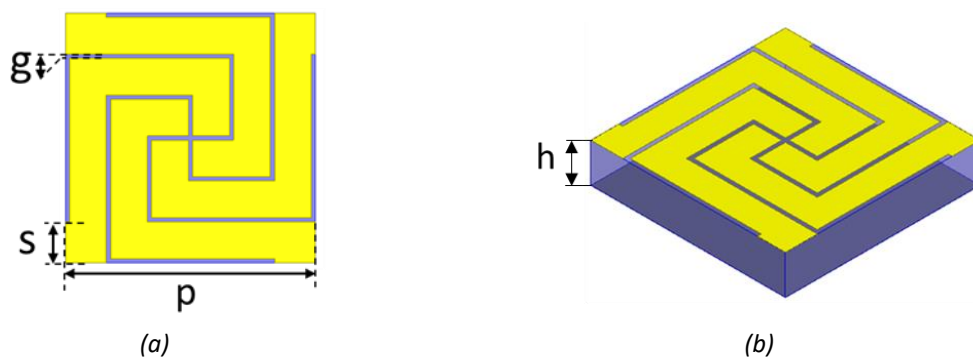


Figure II. 50. Cellule spirale carrée : (a) Vue de dessus, (b) Vue en perspective

Le coefficient de réflexion de la cellule présentée sur la Figure II. 50 est simulé. Les valeurs des paramètres géométriques sont résumées dans le Tableau II- 7. Pour le même type de substrat et la même épaisseur, la réduction de la largeur est de 68% par rapport à un CMA patch carré (même fréquence de résonance), avec une bande passante (pour une phase comprise entre  $\pm 90^\circ$ ) de 6.4%, contre 8.7% dans le cas d'un patch carré. Cette première simulation montre le fort intérêt de

l'utilisation d'un motif de forme spirale carrée pour réduire la taille d'une cellule CMA. Cependant, il semble nécessaire de maintenir une épaisseur de substrat relativement importante (5.1mm) pour garantir une bande passante proche de celle d'un CMA de motif carré. Le Tableau II- 8 résume les performances de la cellule spirale carrée, à la même fréquence de résonance pour différentes valeurs de hauteur de substrat  $h$  et de périodicité  $p$ .

Tableau II- 7. Paramètres géométriques de la cellule spirale carrée

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs</b>
Périodicité : $p$ [mm]	19.7 ( $\lambda_0/16$ )
Largeur du brin : $s$ [mm]	3.05
Ecart : $g$ [mm]	0.2
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	5.1
Type de substrat	FR4 ( $\epsilon_r=4.4, \tan \delta=0,02$ )

Tableau II- 8. Résumé des performances de la cellule spirale carrée en fonction des paramètres  $h$  et  $p$

<b>Périodicité de la cellule : <math>p</math> [mm]</b>		<b>28.4</b>	<b>24.8</b>	<b>23.3</b>	<b>25.4</b>	<b>19.7</b>
<b>Hauteur du substrat : <math>h</math> [mm]</b>		<b>1.6</b>	<b>2.4</b>	<b>3.2</b>	<b>4</b>	<b>5.1</b>
<b>Performances</b>	<i>Min</i> $ S_{11} $ [dB]	-13	-22	-10.5	-6.8	-4.5
	<i>BW</i> [%]	0	1	3.2	5.3	6.4
	<i>Réel</i> $Z$ [ $\Omega$ ]	234	439	700	990	1480

Comme pour un patch carré la modification de la hauteur de la cellule va agir sur l'inductance équivalente de la cellule, donc sur la bande passante de la phase du coefficient de réflexion. Nous pouvons voir que l'augmentation de la hauteur permet la réduction des dimensions de la cellule (décale la fréquence de résonance vers les fréquences basses) tout en augmentant la bande passante. Cette augmentation s'accompagne aussi d'une amélioration des performances générales du CMA ; augmentation de la partie réelle de l'impédance (infinie dans le cas théorique) et réduction des pertes par réflexion. Ces pertes restent conséquentes, elles présentent un minimum de réflexion de l'ordre de -4.5 dB pour  $h = 5.1$  mm. Elles peuvent être dues pour partie à la forme spirale du motif métallique (brins de largeur faible, forte capacité entre les brins), et pour partie aux pertes diélectriques du substrat à faible coût (FR4).

La Figure II. 51(b) illustre l'amplitude du coefficient de réflexion à la surface de la cellule simulée, en faisant varier la valeur de la tangente de pertes  $\tan \delta$ . Plus la valeur de  $\tan \delta$  est faible, plus l'amplitude du coefficient de réflexion se rapproche de 1. L'utilisation d'un substrat à faibles pertes permet donc minimiser les pertes de réflexion et donc d'améliorer les performances du système complet avec l'excitateur.

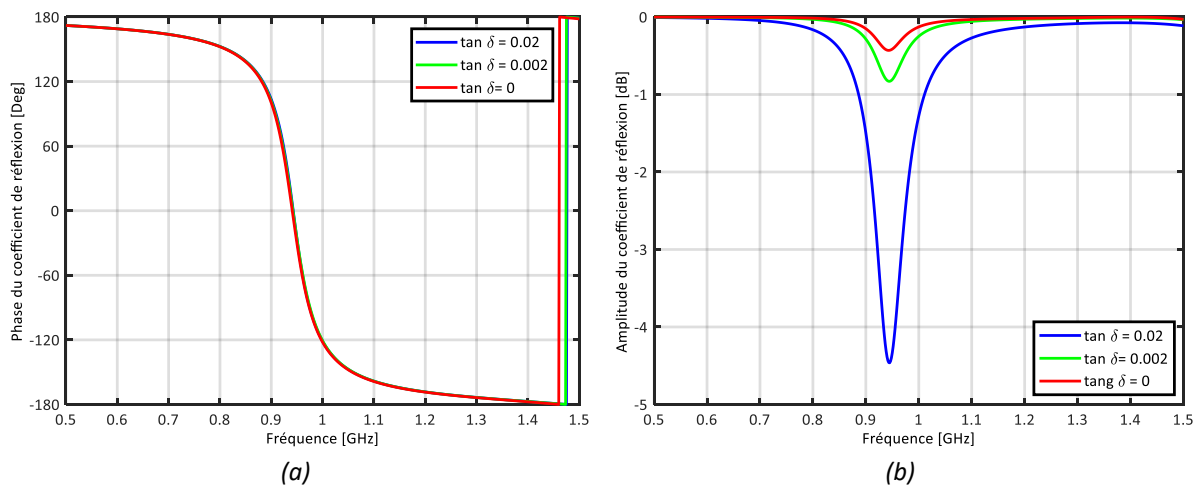


Figure II. 51. Simulation du coefficient de réflexion de la cellule spirale carrée infinie en fonction des pertes du substrat : (a) Phase, (b) Amplitude

Afin de réduire les pertes, il est aussi possible d'introduire un espace d'air entre le premier substrat et le plan de masse. C'est une solution technologique applicable dans le cas de structures de type CMA caractérisées par des épaisseurs de substrat importantes dans la bande UHF [43] [44]. En effet, la construction de substrat épais est réalisable par des ajouts successifs de substrats collés. Mais réaliser des vias pour des épaisseurs fortes reste problématique. La règle de conception est de garder un rapport 10 entre l'épaisseur et le diamètre du via (ex : diamètre > 0.5 mm pour 5 mm d'épaisseur). Au-delà de cette contrainte technologique le poids d'un substrat épais peut entraîner des contraintes fortes d'intégration pour des applications aéronautiques ou spatiales. La cellule unitaire proposée est visible sur la Figure II. 52. Ses paramètres géométriques sont résumés dans le Tableau II-9. Cependant, pour avoir une phase de réflexion semblable à celle d'une structure à base d'un substrat FR4 en gardant la même périodicité, l'épaisseur totale de la structure doit être égale à 7 mm, dont 6.2 mm d'air. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure II. 53.

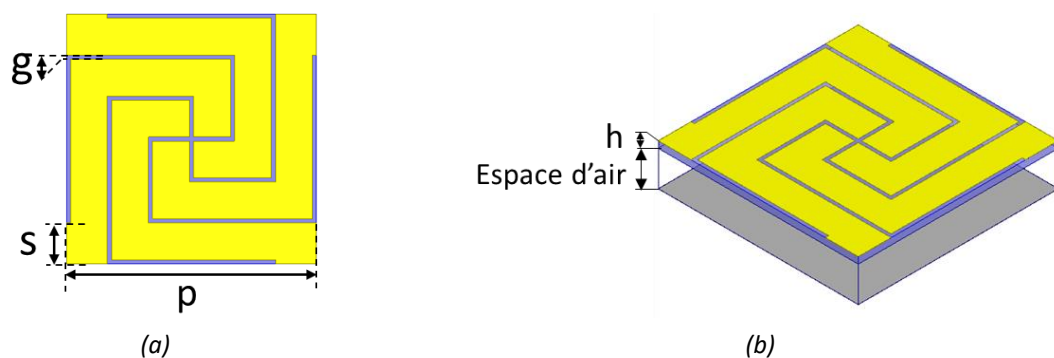


Figure II. 52. Cellule spirale carrée avec un espace d'air : (a) Vue de dessus, (b) Vue en perspective

Tableau II- 9. Paramètres géométriques de la cellule spirale carrée

Paramètres	Valeurs
Périodicité : $p$ [mm]	19.7 ( $\lambda_0/16$ )
Largeur du brin : $s$ [mm]	3.05
Ecart : $g$ [mm]	0.2
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	0.8
Type de substrat	FR4 ( $\epsilon_r=4.4$ , $\tan \delta=0,02$ )
Hauteur de la hauteur d'air [mm]	6.2

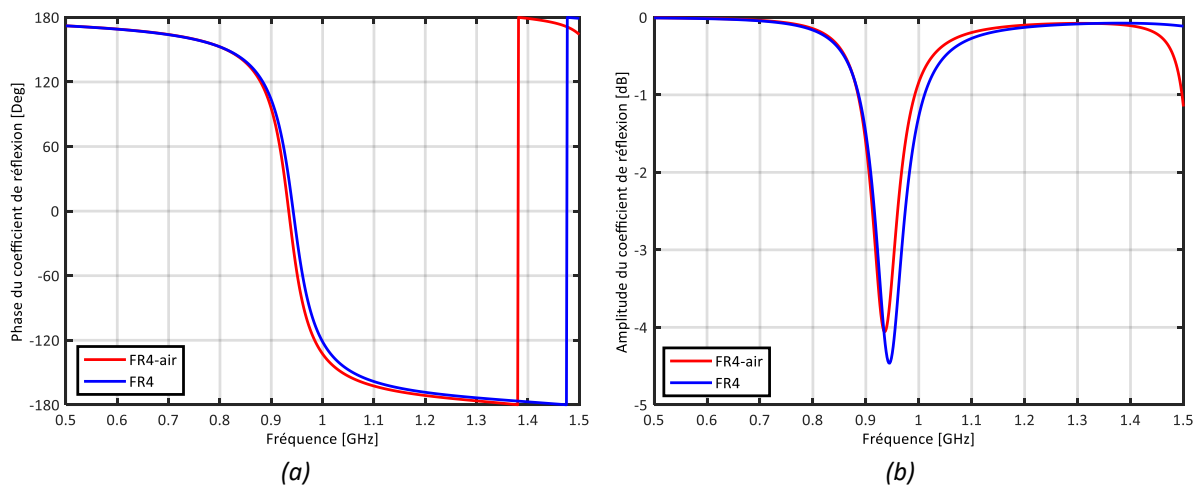


Figure II. 53. Simulation du coefficient de réflexion de la cellule spirale carrée infinie en fonction du type du substrat (empilage) : (a) Phase, (b) Amplitude

#### 4.4.2. CMA AVEC UN MOTIF A SPIRALES CARREES ET UN RESEAU DE CAPACITES LOCALISEES

##### 4.4.2.1. CONCEPTION DE LA CELLULE ELEMENTAIRE

Dans cette section, on se propose d'appliquer notre approche proposée pour la miniaturisation des CMA sur la dernière cellule unitaire étudiée, composée d'un motif de spirales carrées sur un substrat diélectrique et un espace d'air. Dans le paragraphe 4.3, des lignes méandrées ont été utilisées pour modéliser le déphasage entre les cellules adjacentes avec un motif plein carré. L'usage d'un tel réseau est limité par plusieurs facteurs.

- Un compromis est nécessaire entre la distance des vias par rapport au centre de la pastille et la place géométrique disponible pour placer les méandres.
- Plus le déphasage introduit est élevé, plus la longueur du méandre est élevée et plus sa largeur doit être réduite. Ces contraintes amènent des pertes d'insertions importantes.
- La fonction d'agilité qui est introduite dans le chapitre IV est difficilement réalisable avec des méandres.



Afin de réduire ces inconvénients (dimensions, pertes, agilité), tout en gardant le principe du réseau d'interconnexion, une approche alternative est proposée dans la suite de ce travail. Chaque méandre est remplacé par une ligne micro-ruban associée à une capacité localisée (voire interdigitée) placée en série.

Comme illustré sur la Figure II. 54, la nouvelle cellule unitaire proposée est composée d'un motif spiral carré associé à quatre vias positionnés symétriquement par rapport au bord de la pastille, de trois couches de métallisation (supérieure pour le motif, intermédiaire pour le plan de masse et inférieure pour le réseau d'interconnexion) et deux couches de diélectriques séparées par un espace d'air. Les vias connectent la pastille métallique supérieure à un réseau de lignes micro-rubans placé sur la couche métallique inférieure sans contact électrique avec le plan de masse intermédiaire.

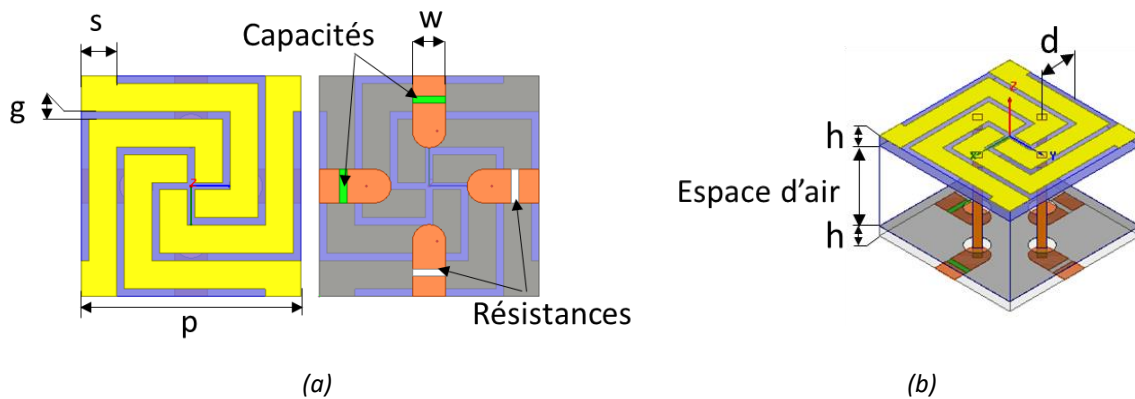


Figure II. 54. Cellule spirale carrée avec réseau d'interconnexion : (a) Vue de dessus et de dessous, (b) Vue en perspective

Une capacité en série avec une résistance localisée sont montées sur chaque ligne microruban, afin de prendre en compte les pertes intrinsèques du composant passif et celles d'un composant actif variable à terme (Varactors ou capacités variables commutés (Digital Tunable Capacitor (DTC) en anglais). Par anticipation et afin de faciliter l'intégration finale de composants actifs, le réseau de capacité est monté sous le plan de masse (face arrière du dispositif), plutôt que de placer les capacités entre les patchs métalliques voisins sur la couche supérieure [24][25]. Au-delà de cette facilité d'intégration, cet empilage permet aussi d'isoler les fonctions électroniques de réglages de la fonction rayonnante du dispositif. Une analogie peut être conduite avec les travaux proposés par les auteurs dans [45] sur la Figure II. 55. Bien que leur objectif fût de réduire le nombre de capacités variables à placer sous chaque cellule élémentaire, les auteurs ont créé une sorte de réseau d'alimentation en H sous quatre pastilles. Dans ce travail, si le nombre d'éléments actifs est réduit d'un facteur  $N$ ,  $N$  étant le nombre de branches, la valeur de la capacité de l'élément actif est réduite elle aussi d'un facteur proportionnel à  $N$ , ce qui diminue fortement la possibilité d'ajustement du dispositif. De plus, s'agissant d'une distribution en arbre, il n'y a pas de lien direct entre toutes les pastilles de la métasurface (regroupement par 4).

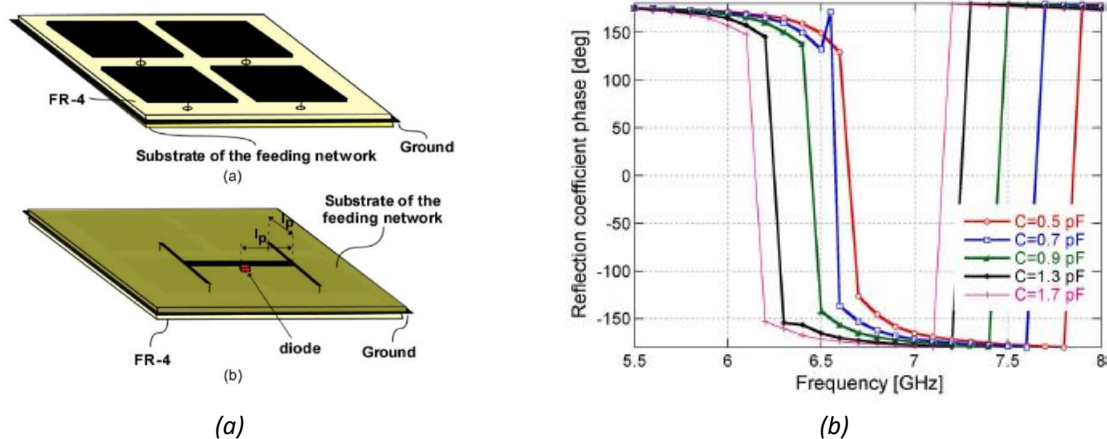


Figure II. 55. SHI active avec un nombre réduit de diodes : (a) Vue de dessus et dessous, (b) Phase de réflexion en fonction de la variation de la capacité [45]

Sur la base de ces nouvelles contraintes d'intégration, la périodicité de la nouvelle cellule unitaire est de 11.8 mm ( $\lambda_0/27$ ). De plus afin d'améliorer encore, la reproductibilité et les performances du dispositif complet, les deux substrats utilisés sont des Rogers 3003 ( $\epsilon_r=3$ ,  $\tan \delta = 0.0013$ ) d'épaisseur 0.762 mm. L'espace d'air est de 6.25mm pour assurer une miniaturisation forte et une bande passante satisfaisante tout en garantissant une structure légère. La hauteur totale est d'environ 7,75 mm ( $\lambda_0/40$ ). Les paramètres géométriques de la cellule unitaire proposée sont donnés dans la Figure II. 54 et résumées dans le Tableau II- 10.

Tableau II- 10. Dimensions de la cellule unitaire proposée

Paramètres	Valeurs
Périodicité : $p$ [mm]	11.8 ( $\lambda_0/27$ )
Largeur du brin : $s$ [mm]	1.5
Ecart entre les brins : $g$ [mm]	0.4
Position des via : [mm]	2.95
Largeur de la ligne : $w$ [mm]	1.8
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	0.762
Type de substrat	RO3003 ( $\epsilon_r=3$ , $\tan \delta=0,013$ )
Espace d'air [mm]	6.25
Valeur de la capacité [pF]	0.2
Valeur de la résistance [Ohm]	0.1

La phase et le module du coefficient de réflexion simulés de la cellule unitaire dupliquée à l'infini illustrée sur la Figure II. 54, sont tracés sur la Figure II. 56. Ces résultats sont comparés à la phase et au module du coefficient de réflexion d'une cellule standard de forme carrée [6], caractérisée avec les mêmes dimensions (périodicité et hauteur) et avec les mêmes propriétés de substrat que la cellule proposée. La fréquence de résonance simulée de la cellule spirale carrée est à 940 MHz avec une bande passante de 100 MHz (10,6%) contre une fréquence de résonance à 2.68 GHz et une bande passante de 1 GHz (37,3%) pour celle standard de même périodicité  $p$ . La phase de la nouvelle cellule unitaire présente alors un décalage fréquentiel de 65% vers les plus basses fréquences, soit une de réduction

en surface de 96% par rapport à une cellule unitaire standard de forme carrée. On notera aussi une significative amélioration de l'amplitude du coefficient de réflexion qui passe de l'ordre de -4.5 dB avec du FR4 à  $\sim -0.3$  dB avec du Rogers 3003.

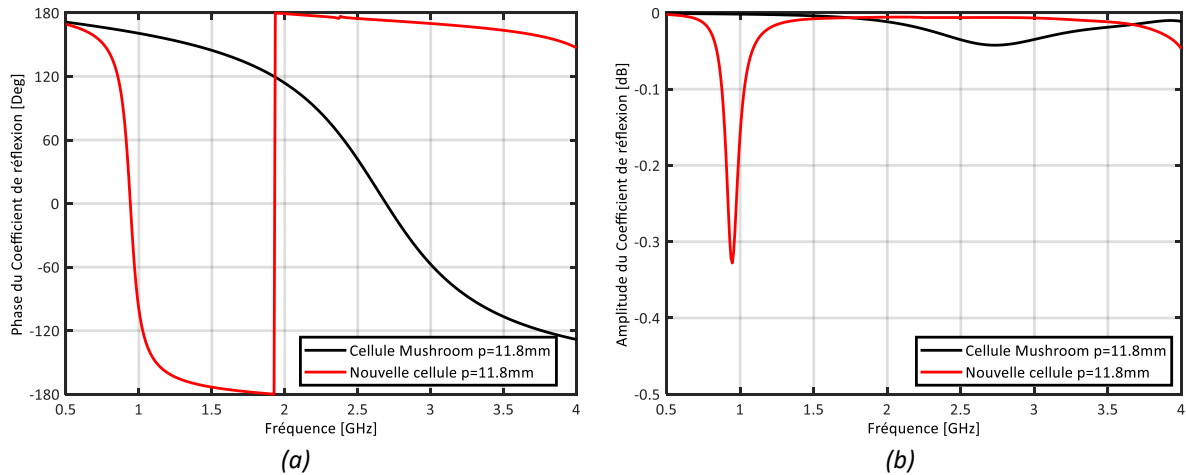


Figure II. 56. Simulation du coefficient de réflexion et comparaison par rapport à une cellule conventionnelle infinie : (a) Phase, (b) Amplitude

Une analyse des propriétés de dispersion de la structure a été menée afin d'identifier les modes correspondants aux ondes de surface susceptibles d'être excités dans la structure. Le diagramme de dispersions 2D complet, illustré dans Figure II. 57 ci-dessous, montre que la structure ne présente pas une bande interdite électromagnétique.

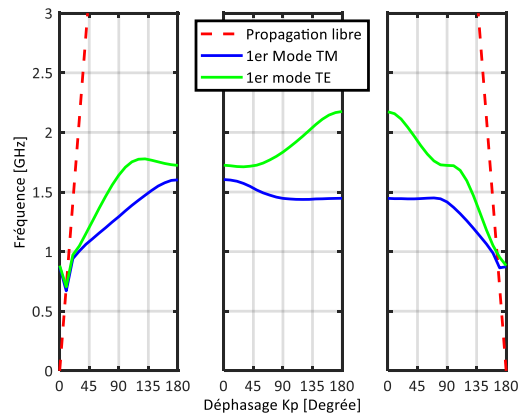
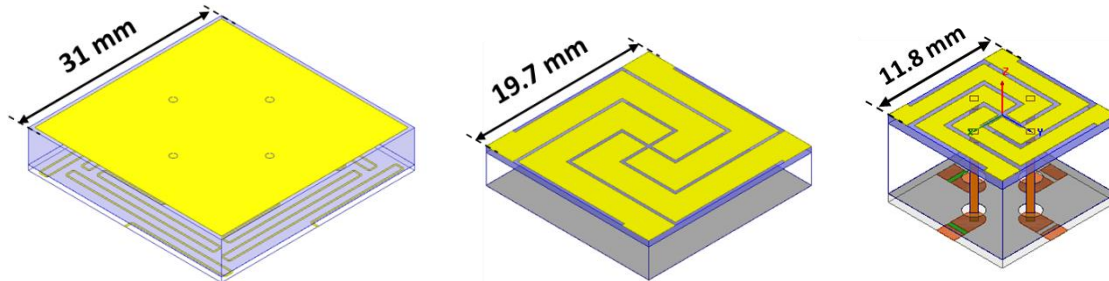


Figure II. 57. Diagrammes de dispersion du CMA spirale carrée avec réseau d'interconnexion

Avec cette dernière conception, la cellule élémentaire a pu être miniaturisée autour de 900 MHz, tout en apportant une fonction potentielle d'agilité. La Figure II. 58 suivante résume la miniaturisation obtenue à cette étape :



Réduction de 73% en surface

Réduction de 90% en surface

Réduction de 96% en surface

Figure II. 58. Réduction de taille de la cellule élémentaire par rapport à la cellule conventionnelle (phase 2)

#### 4.4.2.2. CONCEPTION DU CMA COMPLET

A l'aide du motif précédent, un CMA de forme cylindrique est conçu en utilisant pour chaque cellule les dimensions de référence issues du Tableau II- 10. Si la forme cylindrique est moins naturelle pour dupliquer des motifs carrés, elle présente l'avantage de remplir l'espace de manière plus homogène dans la sphère de Chu. La structure totale (cf. Figure II. 59) présente un rayon  $a=128$  mm ( $\lambda_0/2.5$  soit un  $ka=1.29$ ) avec une épaisseur de 7.75 mm soit  $\lambda_0/40$ . Avec cette configuration, il est possible, dans sa plus grande dimension, de dupliquer jusqu'à 10 cellules unitaires.

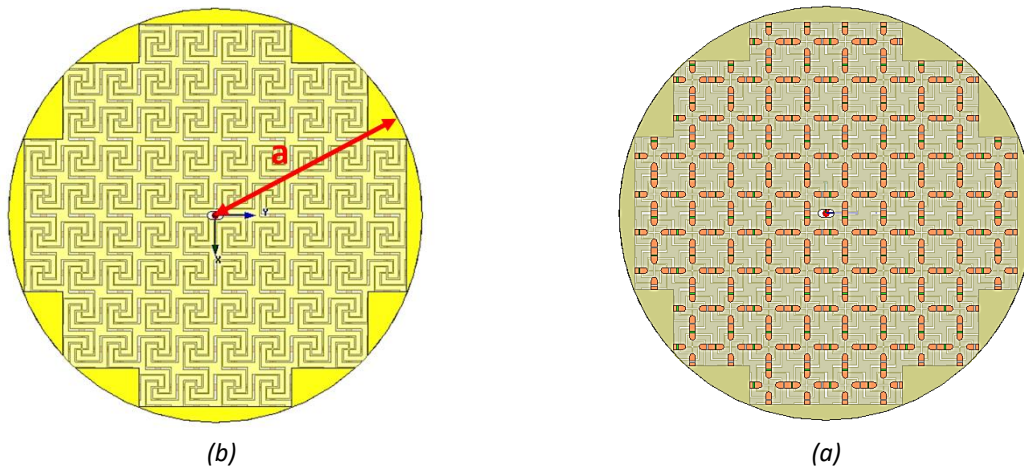


Figure II. 59. Design du CMA fini proposé : (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous

Le prototype réalisé sur la Figure II. 60 a mis en œuvre 160 capacités et 160 résistances reportées par une machine automatique. Le processus de fabrication consiste à déposer, à travers un pochoir en Kapton, la pâte à braser. L'ensemble des 320 vias ont été positionnés et soudés à la main sur les deux PCBs, à l'aide d'entretoises fabriquées avec l'imprimante 3D du département. Ces entretoises ont permis de respecter à la fois l'écart entre les deux PCBs et les distances entre les vias.

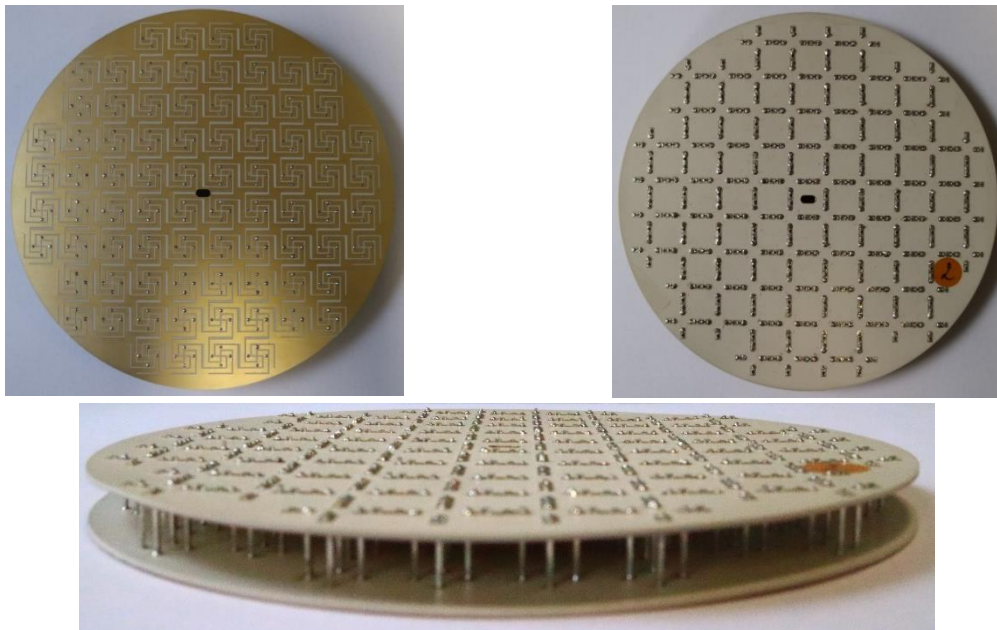


Figure II. 60. Photos du CMA fabriqué et assemblé

La Figure II. 61(b) illustre la configuration du banc de mesure pour la technique quasi-SER monostatique dans la chambre anéchoïde du CEA-Leti. Le support de mesure sur la Figure II. 61(a) a fait l'objet d'une étude spécifique afin de réduire sa SER, tout en assurant sa fonction mécanique de maintien, d'alignement et d'orientation du CMA. Les détails de cette étude sont disponibles en annexe 1. Ce support a été réalisé sur l'imprimante 3D du département.

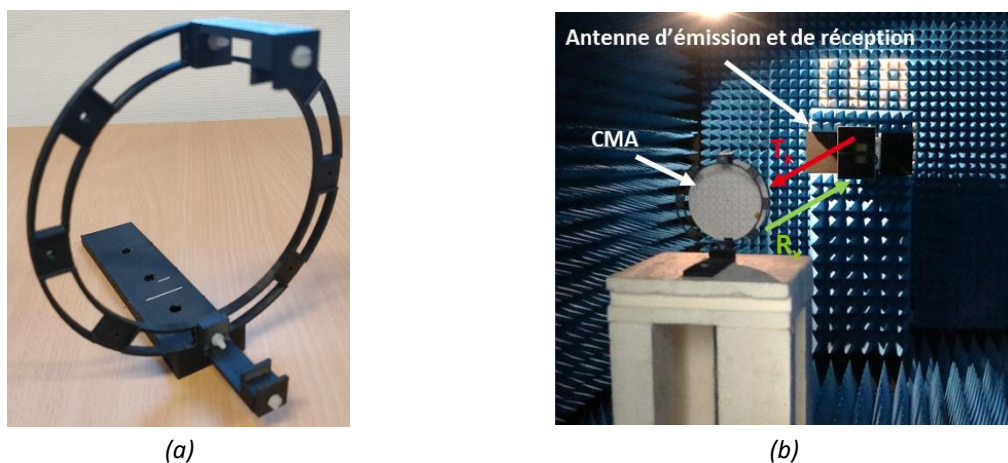


Figure II. 61. Mesure de la phase du coefficient de réflexion : (a) Photo du support et (b) Configuration de mesure

Dans cette première évaluation, deux prototypes ont été réalisés avec une capacité minimale ( $C_{CMA} = 0.2 \text{ pF}$ ) et avec deux résistances séries différentes ( $R_{CMA}=0 \text{ } \Omega$  et  $R_{CMA}=3 \text{ } \Omega$ ), afin d'émuler des composants plus dispersifs (ex : éléments actifs de type DTC). Les références des composants utilisés dans le cadre de cette réalisation et leurs caractéristiques techniques sont affichées dans l'annexe 2.

Les Figure II. 62 et 63 montrent la comparaison entre la mesure et la simulation (pour une surface finie) des coefficients de réflexion des deux CMA pour les deux configurations. Pour la première

configuration ( $C_{CMA} = 0.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=0 \text{ } \Omega$ ) un excellent accord a été trouvé entre les deux résultats. La fréquence de résonance pour laquelle on a une phase nulle est  $f_0=1.03 \text{ GHz}$  avec une bande passante de  $50 \text{ MHz}$  (4.8%). Sur la courbe d'amplitude, malgré les oscillations dans la réponse dues aux effets de post traitement, le minimum d'amplitude correspond bien à la fréquence où la phase est nulle. Il est bien entendu que les valeurs d'amplitudes au-dessus de  $0 \text{ dB}$  ne sont pas physiques.

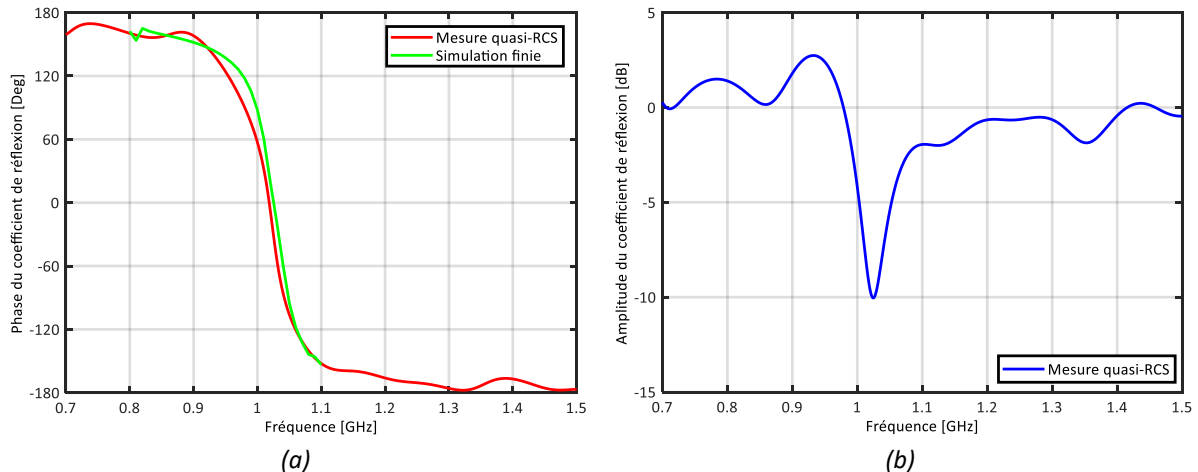


Figure II. 62. Comparaison mesure/simulation des coefficients de réflexion pour  $C_{CMA}=0.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=0 \text{ } \Omega$  : (a) Phases, (b) Amplitude

Pour la deuxième configuration ( $C_{CMA} = 0.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=3 \text{ } \Omega$ ), la fréquence de résonance mesurée se situe à  $f_0=1 \text{ GHz}$  et est décalée de  $30 \text{ MHz}$  (3%) par rapport à la simulation finie. La largeur de bande mesurée est de  $57 \text{ MHz}$  (5.7%) toujours en bon accord avec la valeur simulée (4.8%). Ce décalage entre les résultats de mesure et de simulation peut être dû à la tolérance du processus de fabrication (la variation de la permittivité diélectrique relative, tolérances dimensionnelles) et/ou à la tolérance sur les valeurs de composants localisés (ici le constructeur annonce une valeur nominale  $\pm 0.05 \text{ pF}$ ). Sur la courbe d'amplitude mesurée, la présence des oscillations n'empêche pas d'avoir un minimum d'amplitude à la fréquence qui correspond à la phase nulle. De même, les valeurs d'amplitudes au-dessus de  $0 \text{ dB}$  ne sont pas physiques.

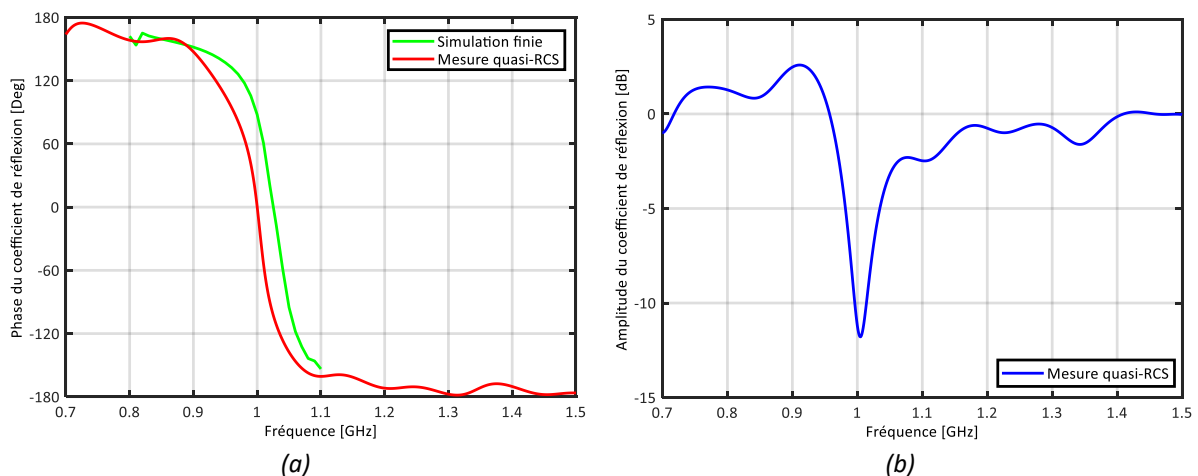


Figure II. 63. Comparaison mesure/simulation des coefficients de réflexion pour  $C_{CMA}=0.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=3 \text{ } \Omega$  : (a) Phases, (b) Amplitude

## 5. CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre, nous avons commencé par introduire les Conducteurs Magnétiques Artificiels et leur intérêt pour les applications antennaire à faible profil. Un inventaire des techniques de miniaturisation des CMA a été proposé. Ces techniques peuvent être classées sous 3 catégories : La modification de la géométrie du motif élémentaire (2D), le couplage capacitif par superposition de couches (2D ½) et l'utilisation de composants discrets ou actifs.

Après avoir validé les méthodes de simulations (analytiques et/ou numériques) et mis en place et validé la configuration de mesure à partir d'un CMA standard, une technique alternative innovante pour la miniaturisation des CMA a été proposée grâce à l'introduction d'un réseau d'interconnexion derrière le plan de masse.

Dans un premier temps, des lignes méandrées assimilables à un déphasage ( $\Delta\varphi$ ) constituent le réseau connectant les cellules entre elles et permettant une miniaturisation forte (jusqu'à 68% sur un motif carré) sans modifier la géométrie du motif métallique. Deux CMA, composés de 5x5 cellules élémentaires, ont été développés et caractérisés. Les dimensions sont  $190 \times 190 \text{ mm}^2$  pour le CMA moyen et  $155 \times 155 \text{ mm}^2$  pour le CMA petit, ce qui représente une réduction 60% et 73% de surface par rapport à une structure conventionnelle avec le même nombre de cellules. Cette réduction de taille s'est accompagnée d'une dégradation des performances (faible bande passante et niveau d'absorption élevé). Ceci s'est traduit par l'absence de la phase nulle dans la bande d'intérêt. En changeant le motif carré par un motif spiralé, le taux de miniaturisation a été porté à 90% par rapport à la taille de la cellule conventionnelle.

Afin d'augmenter le niveau d'intégration et de réduire les pertes de la métasurface, une cellule basée sur un motif en spirales carrées sur un substrat diélectrique et un espace d'air est proposée. Ce motif et son empilage sont associés à un réseau de lignes microruban avec des capacités localisées, permettant d'anticiper le besoin d'agilité de la structure. La périodicité de la nouvelle cellule unitaire est de 11,8 mm ( $\lambda_0/27$ ), soit une réduction finale de 96% par rapport à la taille de la cellule conventionnelle. Le CMA final développé est de forme cylindrique avec un rayon  $a=64 \text{ mm}$  ( $\lambda_0/5$ ) et une épaisseur de 7.75 mm ( $\lambda_0/40$ ).

Après avoir vu les cellules élémentaires et les réseaux d'interconnexions, le chapitre suivant propose de se focaliser sur l'association antenne – CMA à travers les simulations et les caractérisations de la structure complète, en utilisant les CMA développés dans ce chapitre.

## REFERENCES DU CHAPITRE II

- [1] Brendan D. Pell, Edin Sulic, Wayne S. T. Rowe, Kamran Ghorbani and Sabu John (2011). *Advancements in Automotive Antennas, New Trends and Developments in Automotive System Engineering*, Prof. Marcello Chiaberge (Ed.), InTech, DOI: 10.5772/13368.
- [2] C.A. Balanis, "Advanced engineering electromagnetics" (John Wiley & Sons, 2012), pp. 314-323.
- [3] A-C. Lepage, "Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles : applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication UWB", Thèse de l'ENST, Juin 2005.
- [4] K. P. Ma, K. Hirose, F. R. Yang, Y. Qian and T. Itoh, "Realisation of magnetic conducting surface using novel photonic bandgap structure," in *Electronics Letters*, vol. 34, no. 21, pp. 2041-2042, 15 Oct 1998.
- [5] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov 1999.
- [6] D.F Sievenpiper, "High Impedance Electromagnetic Surfaces", Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, University of California Los Angeles, 1999.
- [7] M. Grelier, "Miniaturisation des antennes large bande à l'aide des matériaux artificiels", Manuscrit de thèse de doctorat, 2011.
- [8] El Bouayadi, "Module Wireless 60 GHz Intégré en 3D sur Silicium", Manuscrit de thèse de doctorat, 2015.
- [9] Sanada, "Planar single-and double-negative material implementations and applications," URSI General Assembly, 2005.
- [10] Ying Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2704-2712, Oct. 2003.
- [11] Akhoondzadeh-Asl, L., J. Nourinia, C. Ghobadi, and P. S. Hall. "Influence of Element Shape on the Bandwidth of Artificial Magnetic Conductors." *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* 21, no. 7 (January 1, 2007): 929–46.
- [12] K. H. Kim and J. E. Schutt-Aine, "Design of EBG Power Distribution Networks With VHF-Band Cutoff Frequency and Small Unit Cell Size for Mixed-Signal Systems," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 489-491, July 2007.



- [13]F. Linot, "Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compacts et d'antennes réseaux à très large bande passante", Manuscrit de thèse de doctorat, 2011.
- [14]H.M Barlow and A.L Cullen, "Surface Waves", Proceedings of the IEEE - Part III: Radio and Communication Engineering, November 1953.
- [15]Janice Hendry, "Factors Affecting Surface Wave Propagation", 4th SEAS DTC Technical Conference, Edinburgh 2009.
- [16]F. Grange, "Matériaux composites pour antenne miniature intégrée", Manuscrit de thèse de doctorat, 2011.
- [17]A. Presse, "Conception d'antennes souples et de conducteurs magnétiques artificiels en bande UHF", Manuscrit de thèse de doctorat, 2015.
- [18]Ying Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 10, pp. 2704-2712, Oct. 2003.
- [19]A. Presse, X. Zhang, M. Mantash, A. C. Tarot and J. M. Floc'h, "Miniaturization of an artificial magnetic conductor with interdigital capacitances," 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, 2015, pp. 1-4.
- [20]R. C. Hadarig, M. E. de Cos and F. Las-Heras, "Novel Miniaturized Artificial Magnetic Conductor," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, no. , pp. 174-177, 2013.
- [21]A. Bellion and M. Cable, "A new wideband and compact High Impedance Surface," 2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Toulouse, 2012, pp. 1-5.
- [22]F. Grange, C. Delaveaud and K. Madhjoubi, "Miniaturization of artificial magnetic conductors," 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, ON, 2010, pp. 1-4.
- [23]A. Presse and A. C. Tarot, "Circuit Model of a Double-Layer Artificial Magnetic Conductor," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, no. , pp. 1061-1064, 2016.
- [24]R. Saad and K. L. Ford, "A miniaturised dual band Artificial Magnetic Conductor using lumped components," 2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference, Loughborough, 2011, pp. 1-4.

- [25] S. Zhu, K. L. Ford, A. Tennant and R. J. Langley, "Small antenna over AMC surface with/out vias," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, 2012, pp. 2712-2715.
- [26] "Getting Started with HFSS: Floquet Ports", [Online]. Available: <https://ansyshelp.ansys.com/Views/Secured/Electronics/v190/PDFs/HFSS%20Floquet%20Ports.pdf> [Accessed: 04-Mar-2018].
- [27] S. Raza, "Characterization of the Reflection And Dispersion Properties of 'Mushroom'-Related Structures and Their Application to Antennas", Master of Applied Science thesis, University of Toronto, 2012.
- [28] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. Raisanen, and S. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high impedance surfaces comprising metal strips or patches," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 6, pp. 1624–1632, June 2008.
- [29] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, 2004.
- [30] I. Bahl, Lumped Elements for RF and Microwave Circuits, A. House, Ed., 2003.
- [31] M. E. de Cos, Y. Álvarez and F. Las-Heras, "Design and characterization of a planar Artificial Magnetic Conductor in the RFID SHF band," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, 2010, pp. 1-5.
- [32] R. Pearson, B. Phillips, K. Mitchell, and M. Patel, "Application of waveguide simulators to fss and wideband radome design," IEE Colloquium on Advances in Electromagnetic Screens, Radomes and Materials (Digest No.: 1996/270), London, U.K., Oct. 1996, pp. 7/1–7/6.
- [33] Zhu B. O., Zhao J. M. & Feng Y. J. "Active impedance metasurface with full 360 degrees reflection phase tuning," Sci. Rep. 3, 3059 (2013).
- [34] J-F. Pintos, O. El Bouayadi, "Dispositif de perturbation d'une propagation d'ondes électromagnétiques et son procédé de fabrication", Patent, EP 2 808 946 A1.
- [35] [www.aeroflex.com](http://www.aeroflex.com)
- [36] [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)
- [37] <https://store.skyworksinc.com/ProductDetail/PS088315-skyworks/19804/>
- [38] <http://www.lorch.com/rfproducts4.html>

- [39]O. Luukkonen, "Artificial Impedance Surfaces", Thesis for the degree of Doctor of Science in Technology, Helsinki University of Technology, December 2009.
- [40]Yang, F. and Rahmat-Samii, Y. (2004), Polarization-dependent electromagnetic band gap (PDEBG) structures: Designs and applications. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 41: 439–444.
- [41]Kim Han et al, Electromagnetic bandgap structure and printed circuit board, patent US2009236141 (A1).
- [42]N. Kristou, J-F. Pintos, « Plaque de réflexion électromagnétique à structure de métamatériau et dispositif miniature d'antenne comportant une telle plaque », FR3047845 (A1).
- [43]N. M. Mohamed-Hicho, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés and M. Ferrando-Bataller, "A Novel Low-Profile High-Gain UHF Antenna Using High-Impedance Surfaces," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1014-1017, 2015.
- [44]C. P. Scarborough, D. H. Werner and D. E. Wolfe, "Compact Low-Profile Tunable Metasurface-Enabled Antenna With Near-Arbitrary Polarization," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 2775-2783, July 2016.
- [45]F. Costa, A. Monorchio, G. Pietro Vastante, « Tunable High Impedance Surface With a Reduced Number of Varactors », *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 10, 2011, pp.11-13.

# CHAPITRE III : ANTENNE SUR CMA COMPACT

---

## Sommaire

1. Introduction.....	98
2. Etat de l'art des antennes miniatures sur CMA compacts.....	99
3. Validation d'un dipôle simple sur un CMA standard.....	105
4. Etude dipôle demi-onde sur CMA (patch carré + méandres).....	108
4.1. Dipôle sur CMA Moyen .....	108
4.2. Dipôle sur CMA petit .....	111
5. Etude de la NFRP sur le CMA compact (spirale carrée + capacités).....	116
5.1. CMA avec capacité imprimée .....	116
5.1.1. Conception .....	116
5.1.2. Substrat FR4-air-FR4.....	118
5.1.3. Substrat RO 3003-air-RO 3003 .....	120
5.2. CMA avec capacités localisées .....	124
5.2.1. Etude et simulations.....	124
5.2.2. Caractérisation expérimentale .....	127
6. Conclusion .....	129
Références du chapitre III .....	130

## 1. INTRODUCTION

L'étude des antennes miniatures et des plans réflecteurs CMA compacts présentée dans les chapitres précédents a pour objectif final de concevoir des antennes plus petites et plus efficaces qui se trouvent à proximité immédiate d'un plan de masse. Le choix de porter la fonction de miniaturisation de la cellule élémentaire, voire d'agilité sur la face arrière du dispositif permet, d'une part, une intégration aisée avec les techniques classiques de l'industrie des PCB et d'autre part, isole naturellement les éléments électroniques de la partie rayonnante. L'association/interaction excitateur – CMA est discutée dans ce chapitre, à travers les simulations et les caractérisations des structures complètes, en utilisant les antennes et les CMA développés dans les précédents chapitres. Avant de détailler les différentes parties, il est important de définir que l'antenne doit être comprise au sens du système complet (excitateur et CMA) et dans ce cas on évoquera plutôt le terme d'excitateur pour la source rayonnante en interaction avec la métasurface.

La première partie est consacrée à la validation du dispositif complet à l'aide d'un dipôle demi-onde sur un CMA conventionnel et montre l'intérêt d'utiliser les CMAs dans le contexte d'un système antenne à faible profil. La même antenne est associée au CMA moyen puis au CMA petit.


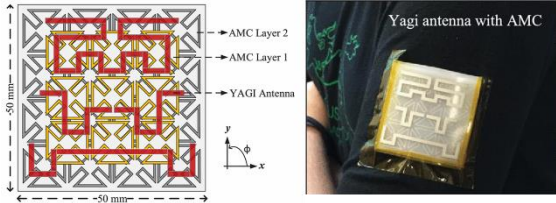
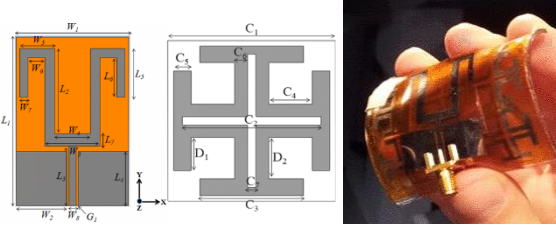
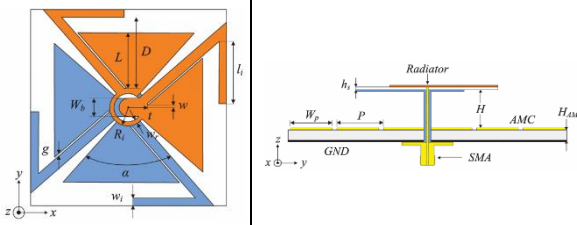
Afin de réduire encore les dimensions du système antenne, nous analysons, dans un second temps, le comportement d'une antenne NFRP placée au-dessus d'une structure CMA encore plus compacte basée sur la dernière cellule étudiée dans le chapitre II. Cette analyse permet d'identifier les avantages et les inconvénients de chaque configuration étudiée.

Pour chacune des structures présentées, des mesures d'impédance et de rayonnement ont permis d'étudier le comportement de chaque association excitateur – CMA.

## 2. ETAT DE L'ART DES ANTENNES MINIATURES SUR CMA COMPACTS

Les CMA ont été largement utilisés pour concevoir des antennes à faible profil (hauteur inférieure à  $\lambda_0/10$ ) et avec des valeurs de directivité et/ou gain élevées [1] ( $> 5$  dBi). Dans la plupart de ces travaux, l'antenne utilisée n'est pas électriquement petite et peu de travaux dans la littérature se sont intéressés à l'association des AEP avec des SHI. Le Tableau III- 1 présente quelques exemples de systèmes (excitateur – CMA) issus de l'état de l'art avec leurs tailles électriques.

Tableau III- 1. Quelques illustrations de l'état de l'art avec les rayons électrique des excitateurs et des systèmes

Références		Rayon électrique de l'excitateur	Rayon électrique du système
	[2]	$ka = 1.57$	$ka = 2.95$
	[3]	$ka = 1.78$	$ka = 1.78$
	[4]	$ka = 1.38$	$ka = 2.36$
	[5]	$ka = 1.33$	$ka = 2.83$

De plus, pour que le comportement méta se manifeste, sa métasurface doit comprendre plusieurs cellules unitaires (souvent supérieur à 4) et de dimensions plus grandes que l'élément rayonnant. En conséquence, l'ensemble du système excitateur-CMA a généralement une taille électrique relativement grande ( $ka > 2$ ). La miniaturisation des cellules unitaires permet de viser des systèmes beaucoup plus compacts.

Dans [6], Y. DONG et ses co-auteurs, se sont intéressés à l'association des AEP avec des SHI. Dans ses travaux, aucun effort particulier sur la miniaturisation des SHI n'a été fait et seul l'élément rayonnant a été considéré dans le calcul des dimensions physique du système. Ils proposent une nouvelle antenne, dite d'ordre zéro, réalisée sur un diélectrique MEGTRON 6 ( $\epsilon_r = 4$  et  $\tan \delta = 9 \times 10^{-3}$ ). Ses dimensions sont  $0,158\lambda_0 \times 0,07\lambda_0$  à la fréquence de fonctionnement de 2.4 GHz (soit un  $ka$  égal à 0.74). Cet élément rayonnant est placé au-dessus d'une structure SHI ( $0,32\lambda_0 \times 0,32\lambda_0 \times 0,022\lambda_0$  à 2.4GHz (soit un  $ka$  égal à 1.42)) composée d'un réseau périodique de  $4 \times 3$  pastilles métalliques carrées imprimées sur un substrat diélectrique et un plan de masse étendus (cf. Figure III. 3.1(a)). Le système est caractérisé par une bande passante mesurée à -10 dB de 1.44%, avec un gain réalisé mesuré de -6.83 dBi.

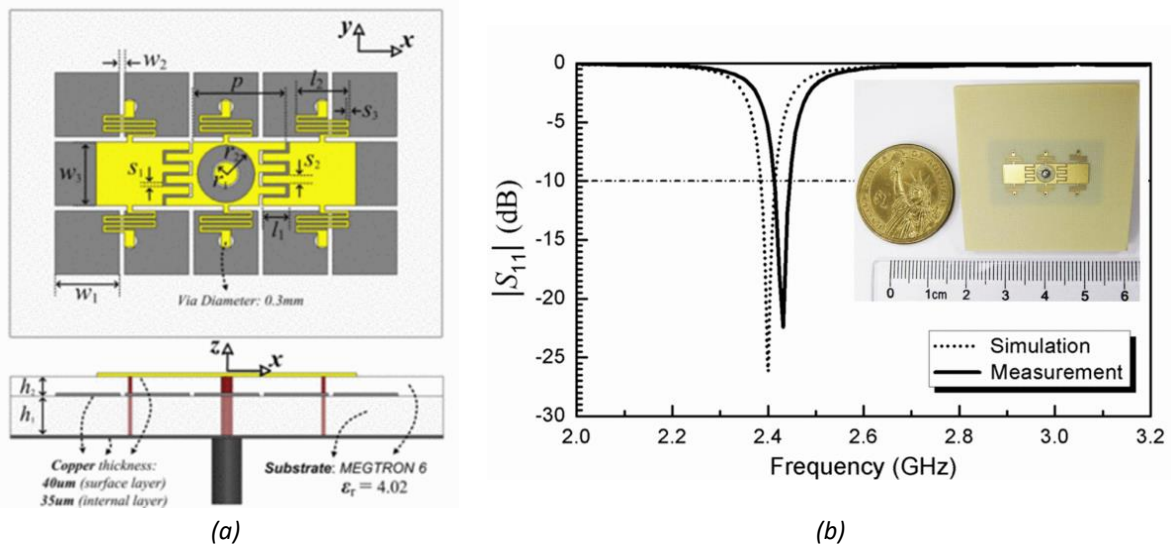


Figure III. 1. L'association antenne-CMA proposée dans [6] : (a) Conception, (b) Modules du coefficient de réflexion simulé et mesuré avec la photo du prototype

Dans [7], les mêmes auteurs utilisent une antenne patch à polarisation circulaire, chargée par quatre cellules champignon pour exciter le mode d'ordre -1. Ses dimensions sont :  $0,177\lambda_0 \times 0,181\lambda_0 \times 0,025\lambda_0$  à 2.58 GHz (soit un  $ka$  égal à 0.79). Afin d'améliorer ses performances de rayonnement, cette antenne miniature est placée au-dessus d'une SHI de  $5 \times 5$  cellules unitaires comme le montre la Figure III. 2(a). Les dimensions totales sont :  $0,3\lambda_0 \times 0,3\lambda_0 \times 0,027\lambda_0$  à 2.58 GHz (soit un  $ka$  égal à 1.33). Les coefficients de réflexion du système mesuré et simulé sont représentés sur la Figure III. 2(b). La bande passante à -10 dB et le taux d'ellipticité (axial ratio (AR) en anglais) à 3 dB mesurés sont de 4.6% et 1.46%, respectivement. La structure affiche un rendement de rayonnement autour de 72% et un gain réalisé d'environ 3 dBi.

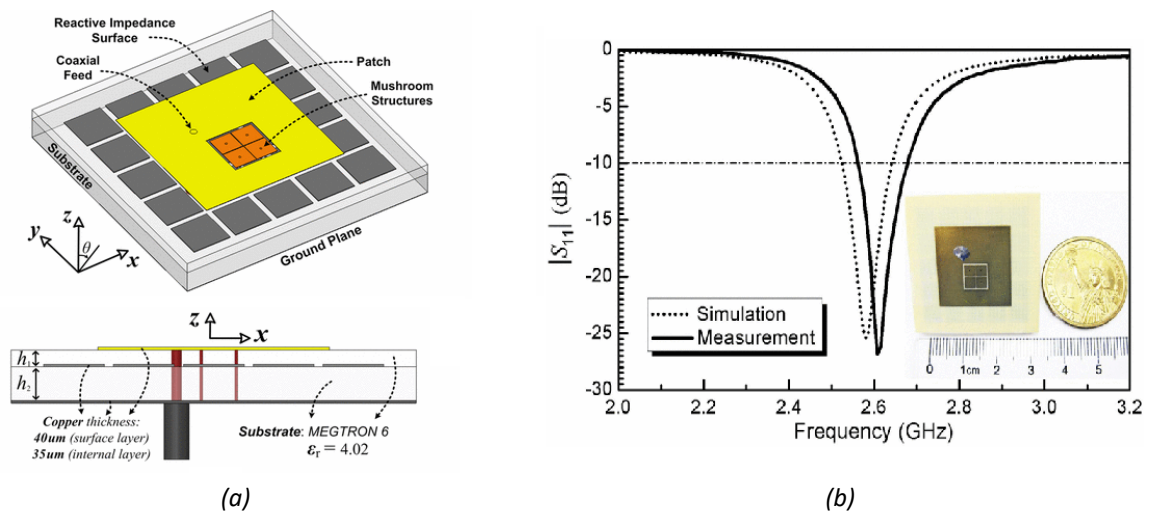


Figure III. 2. L'association antenne-CMA proposée dans [7] : (a) Conception, (b) Modules du coefficient de réflexion simulé et mesuré avec la photo du prototype.

Finalement dans [8], les mêmes auteurs proposent une antenne patch rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale centrale et chargée par deux structures de CSRR. La taille du patch est d'environ  $0.099\lambda_0 \times 0.153\lambda_0 \times 0.024\lambda_0$  à 2.4 GHz (soit un  $ka$  égal à 0.57). Une SHI 5x5 cellules unitaires est introduite sous l'élément rayonnant avec une taille du système complet évaluée à environ  $0.28\lambda_0 \times 0.28\lambda_0 \times 0.024\lambda_0$  à 2.4GHz (soit un  $ka$  égal à 1.24). Le système final affiche une bande passante simulée à -10 dB de 1.04% et un rendement de rayonnement de 25.5%. Le gain réalisé est de -2 dBi.

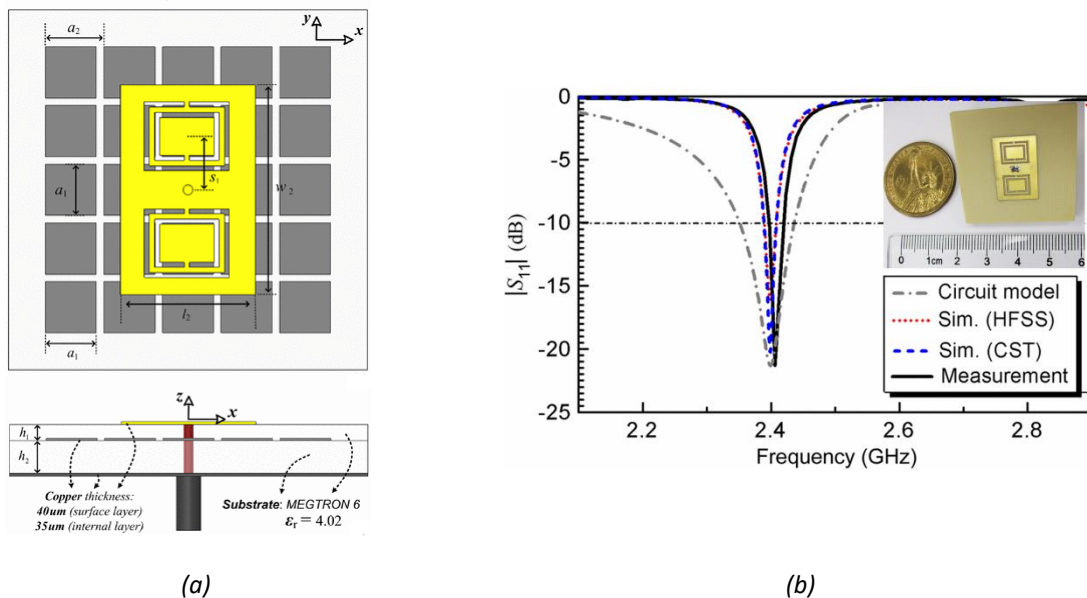


Figure III. 3. L'association antenne-CMA proposée dans [8] : (a) Conception, (b) Modules du coefficient de réflexion simulé et mesuré avec la photo du prototype.

L'équipe du professeur ZIOLKOWSKI a été la première à proposer un concept d'une AEP miniature associée à une métasurface dans [9]. L'élément rayonnant est une antenne NFRP miniature ( $ka_1=0.462$ ) imprimée sur un diélectrique de type Rogers Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan \delta = 9 \times 10^{-4}$ ). Elle est placée, à une hauteur de 3 mm ( $\sim \lambda_0/24$ ), au-dessus d'une métasurface, de forme cylindrique, de



taille électriquement petite ( $ka_2=0.99$ ). Le substrat utilisé est de type céramique Trans-Tech MCT-40 ( $\epsilon_r = 40.0$  et  $\tan \delta = 0.0015$ ), d'une hauteur de 5mm ( $\lambda_0/38$ ). La cellule unitaire correspond à un motif métallique carré avec une périodicité de 8,5 mm ( $\lambda_0/33$ ). Le système illustré sur la Figure III. 4 présente un gain réalisé maximum de 4.36 dBi à 1.5754 GHz avec un rapport avant-arrière de 4,88 dB. La bande passante simulée est de 24.2 MHz (1.5%) et le rendement de rayonnement est 87.8%. Par rapport à l'antenne NFRP seule, la métasurface permet d'améliorer le gain dans l'axe de 2.54 dB pour le même niveau de bande passante et avec une légère réduction du rendement globale. Ce concept n'a pas été réalisé afin d'être caractérisé.

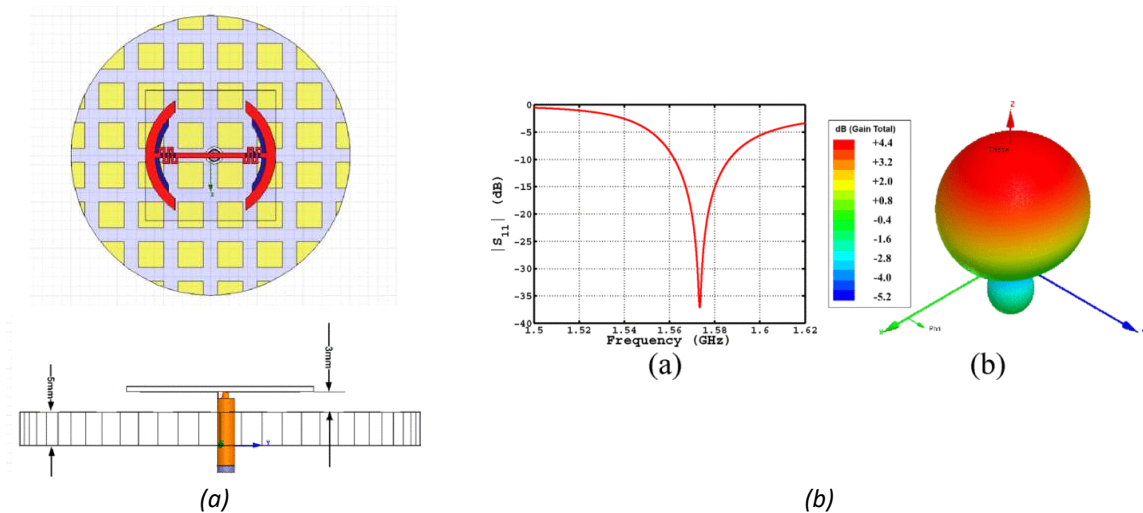


Figure III. 4. L'association NFRP-CMA proposée dans [9] : (a) Conception, (b) Module du coefficient de réflexion et diagramme de gain réalisé en 3D.

Contrairement au concept proposé par Jin et ZIOLKOWSKI dans [9], le système exposé dans [10], proposant l'association d'une source miniature avec une métasurface compacte, a été développé et caractérisé pour valider les résultats des simulations. L'AEP est composée de deux résonateurs imprimés symétriquement sur les côtés opposés d'un diélectrique FR4 formant les deux bras dipolaires. Deux capacités discrètes ( $C_{SRR}=4\text{pF}$ ) sont en plus introduites entre les deux anneaux de chaque bras pour augmenter le niveau de couplage et réduire davantage la fréquence de résonance à  $f_0=446$  MHz. Les dimensions de l'antenne sont  $\lambda_0/9 \times \lambda_0/18 \times \lambda_0/838$  (soit un  $ka_{SRR}=0.36$ ). Un CMA compact composé de  $12 \times 8$  cellule a été réalisé pour être couplé à cet excitateur. La cellule unitaire correspond à un motif métallique carré imprimé sur un substrat FR4 de 6.4 mm ( $\lambda_0/105$ ) d'épaisseur et des capacités localisées ( $C_{AMC}=13$  pF) montées en surface. Elle affiche une périodicité de 20 mm ( $\lambda_0/34$ ). Le zéro de phase correspond à la fréquence de 445 MHz avec une bande passante de 4.7%. Placer l'antenne SRR au-dessus du CMA proposé permet non seulement de réduire les lobes arrière mais aussi d'augmenter le gain réalisé à la fréquence d'adaptation du système. Les résultats de mesure montrent que l'association SRR-CMA présente un gain réalisé mesuré de 0.65 dBi à 445 MHz et une bande passante mesurée à -10 dB de 3.2%. Les dimensions totales du système sont  $0.35\lambda_0 \times 0.24\lambda_0 \times 0.02\lambda_0$ , soit  $ka_{CMA}=1.33$ .

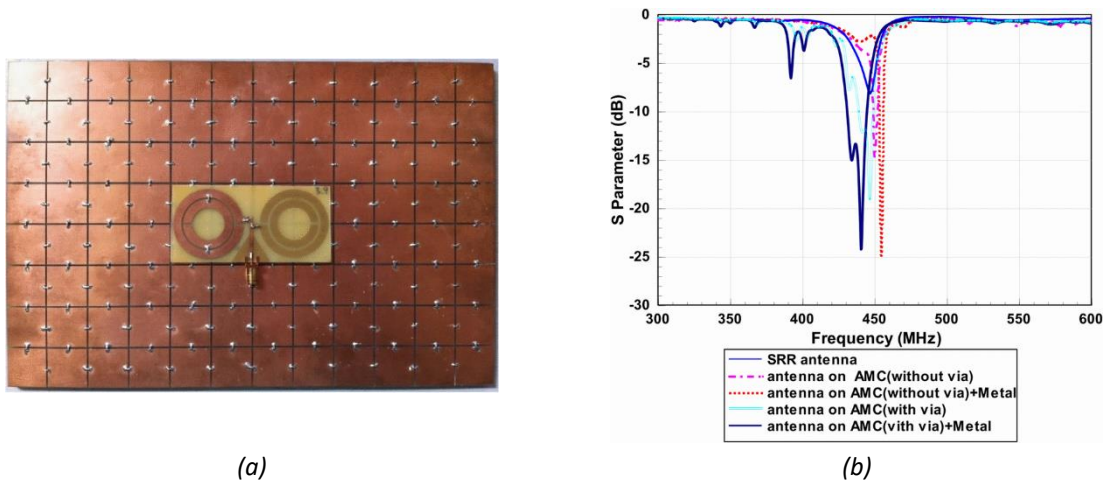


Figure III. 5. L'association antenne-CMA proposée dans [10] : (a) Photo du prototype réalisé, (b) Modules des coefficients de réflexion des différents systèmes étudiés

Le Tableau III- 2 dresse un résumé de l'état de l'art sur les performances des systèmes AEP – CMA compact présentés.

Tableau III- 2. Résumé des performances des AEP sur CMA présentées

Référence	[6]	[7]	[8]	[9]	[10]
$ka$ de l'excitateur	0.74	0.79	0.57	0.462	0.36
$ka$ du système	1.42	1.33	1.24	0.99	1.33
Fréquence de résonance [GHz]	2.4	2.58	2.4	1.5754	0.445
Bande passante à -10 dB [%]	1.44	4.6	1.04	1.5	3.2
Gain réalisé [dBi]	-6.83	2.98	-2	4.36	0.65
Rendement de rayonnement [%]	15.21	72	25.5	87.8	--

Ces derniers systèmes présentés sont positionnés sur la courbe ( $\eta_{\text{ray}} \times \text{BW}$ ) en fonction du rayon électrique  $ka$  introduite par SIEVENPIPER dans [11] pour comparer leurs performances par rapport à d'autres travaux issus de la littérature. Cette comparaison montre que l'introduction des CMA à proximité des antennes miniatures permet clairement d'améliorer leurs performances, cependant le système global reste assez volumineux. L'objectif final de ce chapitre est de proposer un système antennaire inspiré des travaux de ZIOLKOWSKI dans [9] composé d'une antenne miniature à faible profil, placée sur une métasurface compacte.

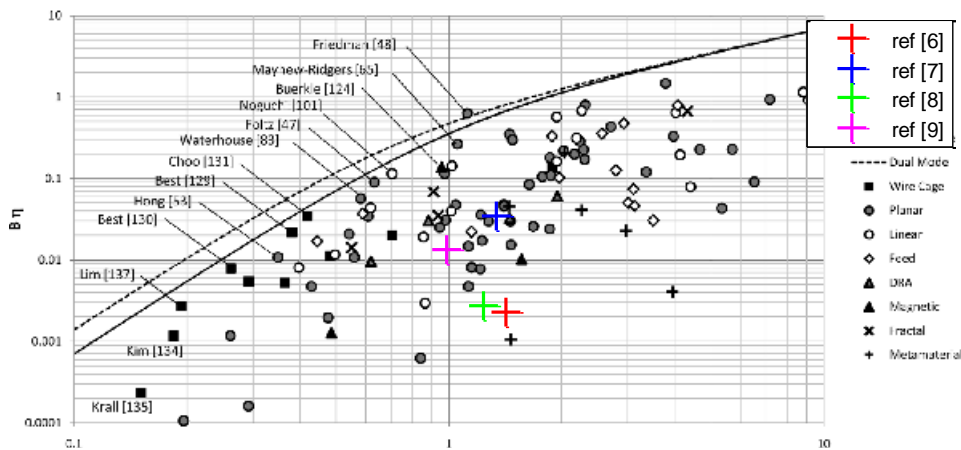


Figure III. 6. Performances (Bande passante × Rendement) des systèmes issus de [6][7][8] et [10]

On retrouve dans la littérature le compromis de performance à trouver pour les AEP entre la bande passante, le rendement de rayonnement et la taille [12] (cf. Figure III. 7(a)). Celui-ci s’exprime par la relation exprimée par MCLEAN [13] dans la formule I.4 du Chapitre I.

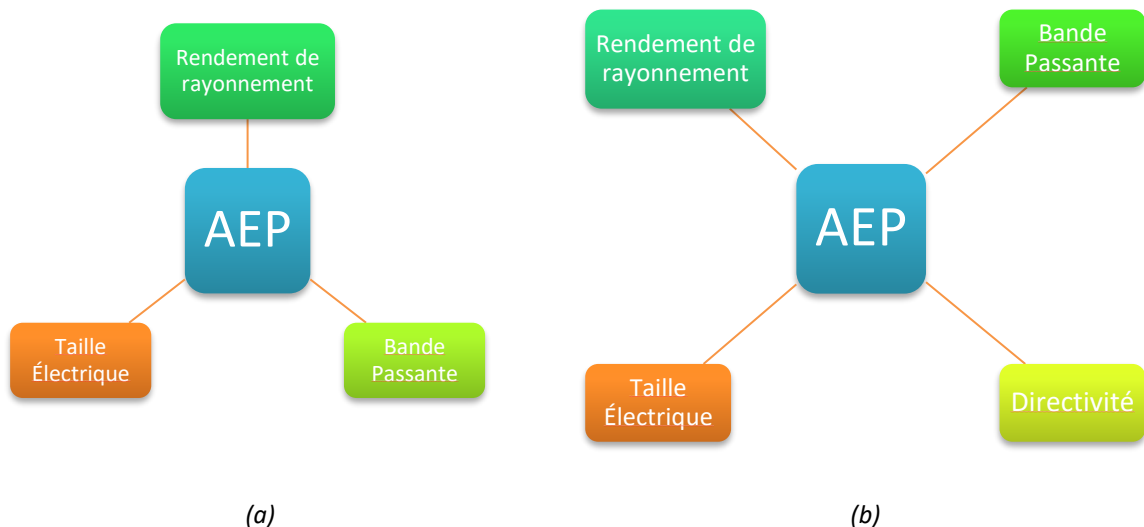


Figure III. 7. Compromis de performance à trouver pour les AEP

Bien que l’analyse des performances du dispositif exciteur – CMA ne se focalise pas sur la directivité obtenue, force est de constater que ce paramètre doit aussi mériter notre attention dans ce contexte. HARRINGTON [14] a proposé une limite de la directivité maximale ( $D_{max}$ ) atteignable en fonction de la taille d’une antenne  $ka$ , pour les AEP :

$$D_{max} = (ka)^2 + 2(ka) \tag{III.1}$$

Elle représente un quatrième critère (cf. Figure III. 7. (b)) d’analyse des performances d’une AEP. Cette valeur référence de directivité, définie en fonction de la taille de l’antenne (courbe rouge sur la

Figure III. 8), correspond à la directivité maximale que pourrait atteindre une antenne comprise dans une sphère de rayon  $a$ . Selon HARRINGTON [14], les antennes ayant une directivité supérieure à cette limite peuvent être considérées comme des antennes « super directives ». Cette limite met en relation directe la directivité maximale des antennes avec leur taille. Cependant, faire des antennes à la fois miniatures et super directives reste un enjeu important. Très récemment d'autres limites ont été proposées [15] tenant compte du fait que celle proposée par HARRINGTON restait incomplète pour de très petites tailles d'antennes. En effet, pour des tailles d'antennes dont le  $ka$  est inférieur à 0.4, la directivité « normale » prend des valeurs négatives, ce qui ne correspond pas à la définition de la directivité. Dans ce cas l'expression de la directivité maximale atteignable est :

$$D_{\max\_LETI} = \left( k \left( a + \frac{\lambda}{2\pi} \right) \right)^2 + 2 \left( a + \frac{\lambda}{2\pi} \right) \quad (\text{III.2})$$

Cette limite « renormalisée » d'HARRINGTON est illustrée sur la Figure III. 8 (courbe noire pointillée). Sur la même figure, la directivité d'une antenne dipôle de longueur  $0.4 \lambda_0$  est positionnée par rapport aux deux limites.

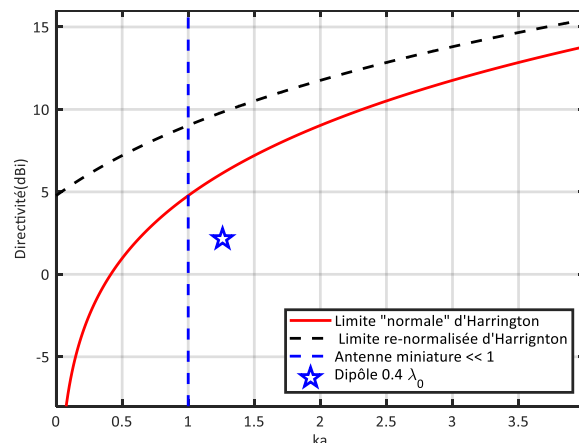
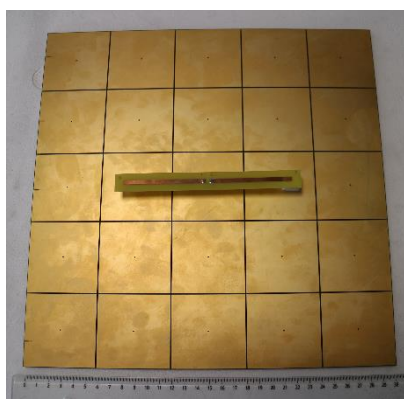


Figure III. 8. Limite de la directivité selon Harrington [14] et selon [15]

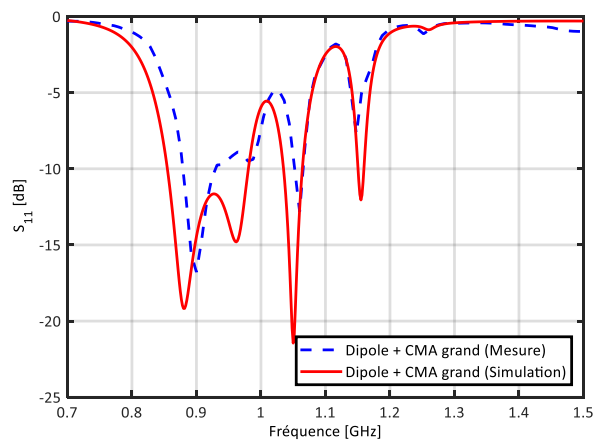
### 3. VALIDATION D'UN DIPOLE SIMPLE SUR UN CMA STANDARD

Un dipôle classique, conçu pour résonner à 940 MHz, est fabriqué sur un substrat de type FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$  et  $\tan \delta = 0.02$ ) d'épaisseur 0.8 mm. Le dipôle est alimenté par deux câbles coaxiaux et caractérisé en utilisant la technique de mesure différentielle introduite dans la section 4 du Chapitre I. Cette antenne est placée à une distance  $d = 17$  mm ( $\lambda_0/20$ ) d'un CMA conventionnel comme présenté et étudié dans la section 3 du Chapitre II. Pour rappel, le CMA est composé de  $5 \times 5$  cellules unitaires, de forme carrée simple avec un via central, sur un substrat à faible cout FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$  et  $\tan \delta = 0.02$ ) dont l'épaisseur est de 5.1 mm ( $\lambda_0/55$ ). La périodicité de la cellule unitaire est de 60 mm ( $\lambda_0/5,5$ ). Les dimensions totales de la structure dipôle – CMA sont  $300 \times 300 \times 22.9$  mm<sup>3</sup> ( $0,9\lambda_0 \times 0,9\lambda_0 \times 0,066\lambda_0$ , soit un  $ka=3.98$ ). Le couple dipôle-CMA simple carré est illustré sur la Figure III. 9(a). Les coefficients de réflexion simulé et mesuré (en utilisant la technique de mesure différentielle) sont présentés sur la Figure III. 9(b). Une très bonne corrélation a été trouvée entre ces résultats avec un léger décalage

fréquentiel. Ce même décalage fréquentiel entre mesure et simulation finie a été précédemment observé pour la phase du coefficient de réflexion sur la Figure II. 21(b). Les allures des coefficients de réflexion sont très perturbées à cause du fort couplage induit par le positionnement proche de l'excitateur au-dessus du CMA (17 mm, soit  $(\lambda_0/20)$ ) [16][17][18]. Cela se traduit par le décalage de la bande passante du CMA vers des fréquences plus basses et la présence de multiples résonances d'ordres supérieurs vers les plus hautes fréquences. Le module des coefficients de réflexion simulé et mesuré montre que la présence du CMA à proximité de l'antenne permet l'amélioration de la bande passante comme il a été déjà montré dans la littérature [19] par rapport à une même antenne placée au-dessus d'un plan réflecteur métallique. Dans notre cas, le système présente une bande passante simulée de 135 MHz (14.8%) et mesurée de 112 MHz (12.2%) à -9 dB. La bande passante du dipôle seul est de 113 MHz (11.8%) autour de la fréquence centrale (940 MHz) à -9 dB.



(a)



(b)

Figure III. 9. Mesure du coefficient de réflexion du dipôle - CMA standard : (a) Illustration du prototype, (b) Coefficients de réflexion.

Pour évaluer les diagrammes de rayonnement, nous effectuons des mesures dans les mêmes conditions que celles présentées dans la section 4.3 du chapitre 1, dans la chambre anéchoïde du CEA-Leti (cf. Figure III. 10).

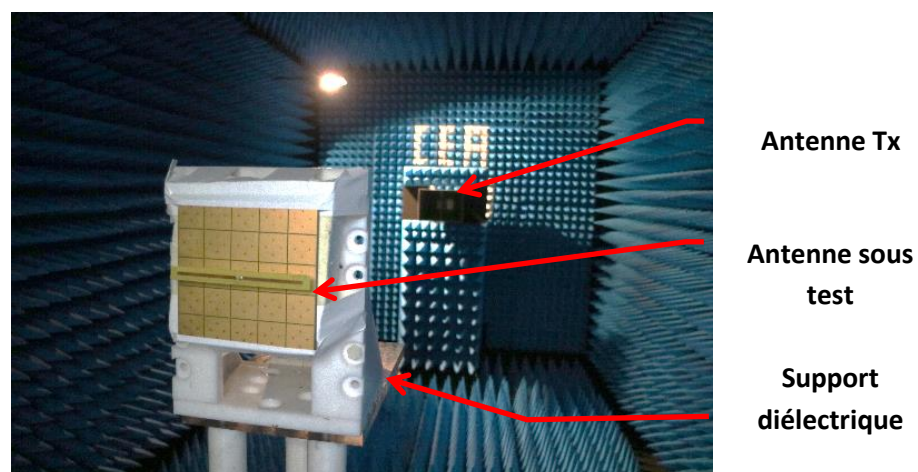


Figure III. 10. Configuration du banc de mesure dans la chambre anéchoïde

La Figure III. 11 présente le gain réalisé simulé et mesuré ainsi que la directivité dans l'axe en fonction de la fréquence. Les mesures sont en accord avec la simulation avec cependant un niveau légèrement plus élevé qu'attendu (précision de la mesure, nature des matériaux). Le maximum de gain réalisé est observé autour de 900 MHz, avec 8.9 dBi en mesure contre 7.7 dBi en simulation. La directivité simulée reste relativement élevée même à des fréquences plus faibles, mais elle chute à partir de 980 MHz sans doute à cause de modes supérieures venant perturber le rayonnement comme le montre la Figure III. 12.

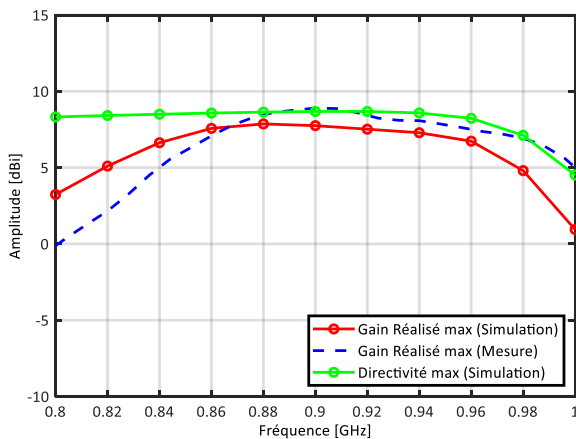


Figure III. 11. Gain réalisé maximum et directivité en fonction de la fréquence.

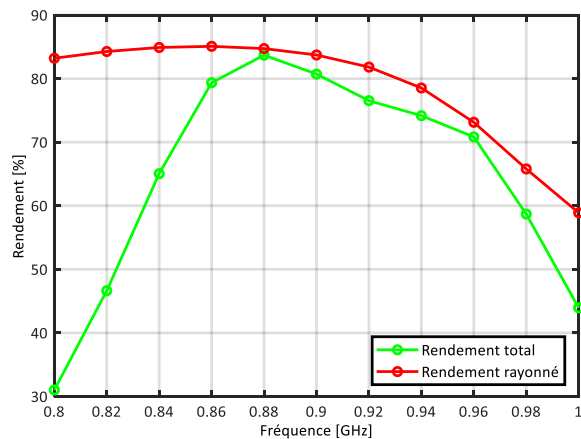


Figure III. 12. Rendements de rayonnement et total simulés en fonction de la fréquence.

Les résultats de mesure/simulation des diagrammes de rayonnement normalisés à 900 MHz, fréquence à laquelle, le gain réalisé dans l'axe est maximal, sont présentés Figure III. 13 avec une excellente concordance. Grâce à la présence du CMA sous le dipôle demi-onde, une réduction du rayonnement arrière de 25 dB avec une augmentation du gain dans l'axe de plus de 3 dB sont notés. Le niveau de polarisation croisée mesuré est de -25 dB pour les plans E et H. Ce niveau est plus élevé par rapport à ce qui est attendu en raison de la présence du support diélectrique à l'arrière du CMA.

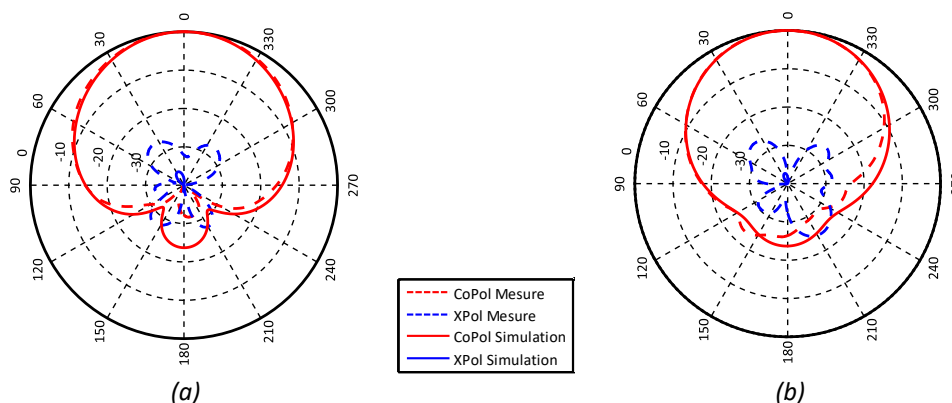


Figure III. 13. Diagrammes du gain normalisé à 900 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

La densité du courant surfacique sur la structure dipôle – CMA conventionnel à 900 MHz selon la Figure III. 15 montre qu'il y a un fort couplage électrique entre le dipôle et le CMA avec une concentration du courant surfacique sur les cellules les plus proches de l'antenne et atteint son maximum au niveau des écarts entre les pastilles carrées.

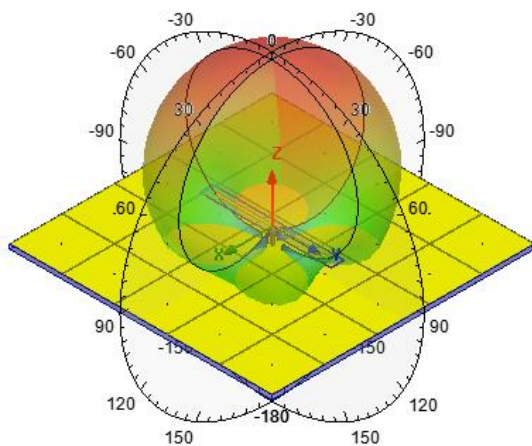


Figure III. 14. Diagramme de rayonnement 3D à 900 MHz

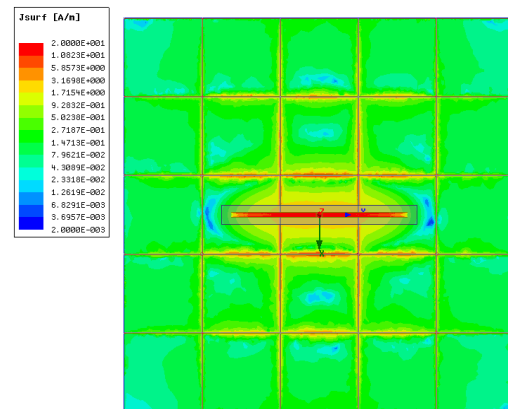


Figure III. 15. Densité du courant surfacique sur la structure Dipôle – CMA conventionnel à 900 MHz

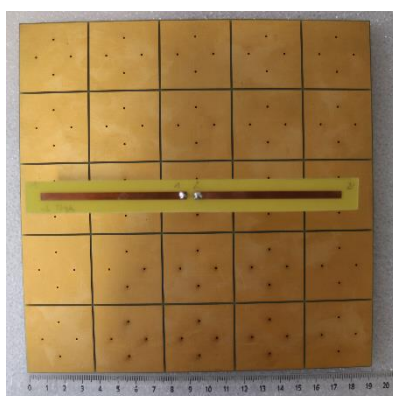
Dans les paragraphes suivants, le même dipôle demi-onde sera placé sur les CMA miniaturisés. Les systèmes excitateur – CMA sont simulés et mesurés dans les mêmes conditions (finitude) pour démontrer l'intérêt de la nouvelle approche de miniaturisation des CMA proposés et le potentiel des nouvelles structures.

#### 4. ETUDE DIPOLE DEMI-ONDE SUR CMA (PATCH CARRE + MEANDRES)

Dans cette section, les couples dipôles – CMA compacts (moyen et petit) sont simulés et caractérisés. Pour rappel, ces deux configurations sont basées sur des réseaux d'interconnexion à base de lignes méandrées.

##### 4.1. DIPOLE SUR CMA MOYEN

Le CMA moyen décrit dans le chapitre II est associé avec l'antenne dipôle introduite dans le paragraphe précédent. Une photographie du couple dipôle – CMA moyen est visible sur la Figure III. 16. Les dimensions totales du système sont :  $190 \times 190 \times 22.9 \text{ mm}^3$  ( $0.57\lambda_0 \times 0.57\lambda_0 \times 0.069\lambda_0$ ), soit un  $ka$  égal à 2.52).



(a)



(b)

Figure III. 16. Illustration du prototype, (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Le résultat de la mesure du coefficient de réflexion est comparé avec la simulation Figure III. 17 (b). Malgré un léger décalage fréquentiel dans la bande 0.8 GHz - 1 GHz, un très bon accord a été trouvé entre les deux résultats. A 900 MHz, le couple dipôle – CMA moyen affiche une adaptation de -4 dB en mesure, contre -5 dB en simulation. Même si, dans ce cas, le dipôle en présence du CMA n'est pas très bien adapté, il présente une amélioration du niveau d'adaptation de plus de 3 dB par rapport un CEP (Conducteur Electrique Parfait) placé à la même distance. L'objectif avec ce dipôle n'est pas d'obtenir une adaptation optimale, mais de faire correspondre les mesures et les simulations. Le minimum du module du coefficient de réflexion du système complet, observé à 1 GHz est lié à l'excitation d'un mode intrinsèque à la métasurface [18] qui ne contribue pas au rayonnement du dispositif.

On rappelle ici, comme cela avait évoqué dans la section 4.3.1 du chapitre II, que la phase du coefficient de réflexion mesurée et simulée de la structure finie du CMA moyen (cf. Figure II. 43(b)) ne présente pas un passage par zéro autour de 940 MHz, mais juste un point d'inflexion autour de la phase 180° (cette courbe est rappelée ci-dessous sur la Figure III. 17(b)). Cette observation corrobore le fait qu'il soit possible d'utiliser une métasurface dont la phase du coefficient de réflexion ne soit pas nulle. Ce point majeur, pour exploiter la miniaturisation des métasurfaces, est utilisé pour toutes les conceptions suivantes.

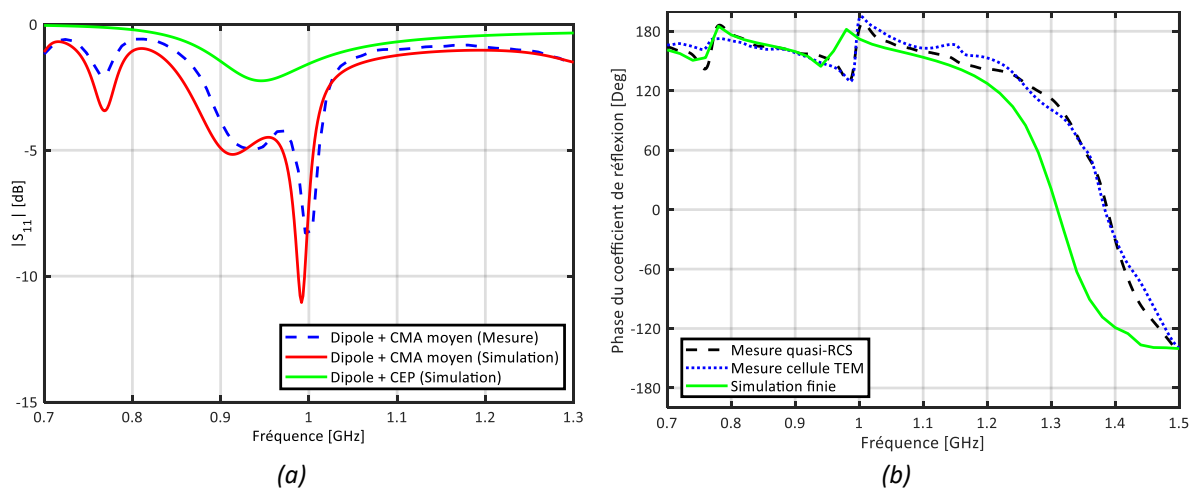


Figure III. 17. Mesure du coefficient de réflexion du dipôle - CMA Moyen : (a) module du coefficient de réflexion du système, (b) rappel de la phase du coefficient de réflexion de la métasurface seule.

Des mesures de diagrammes de rayonnement sont réalisées pour confirmer l'effet positif du CMA. La Figure III. 18 présente le gain réalisé simulé et mesuré ainsi que la directivité simulée dans l'axe en fonction de la fréquence. Les mesures sont en accord avec la simulation avec un décalage fréquentiel similaire à celui observé sur les paramètres S. On note un maximum de gain réalisé mesuré proche de 5 dBi à 940 MHz contre un maximum de gain réalisé simulé de 4.7 dBi à 920 MHz. La directivité simulée est stable sur une large bande de fréquence ; elle dépasse les 7.5 dBi entre 860 MHz et 990 MHz. La courbe du rendement de rayonnement simulé montre que le couple dipôle – CMA moyen est efficace (rendement de rayonnement > 75%) sur la bande 900 MHz - 940 MHz. Le rendement total peut être amélioré en optimisant l'impédance d'entrée du dipôle afin d'ajuster son niveau d'adaptation. Les résultats de mesure/simulation des diagrammes de rayonnement normalisés à 920 MHz, fréquence où le gain réalisé dans l'axe est maximal, sont présentés Figure III. 20. Comparé



aux résultats du dipôle seul, la présence du CMA moyen sous l'antenne permet une réduction du rayonnement arrière de 15 dB et une augmentation du gain dans l'axe de 3 dB. Le niveau de polarisation croisée mesuré est de -25 dB pour les plans E et H.

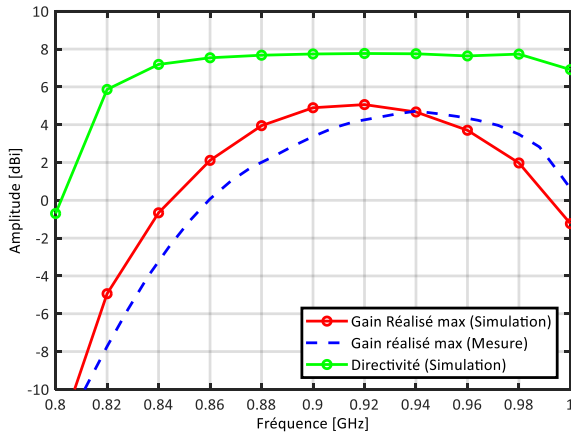


Figure III. 18. Gain réalisé maximum et directivité en fonction de la fréquence.

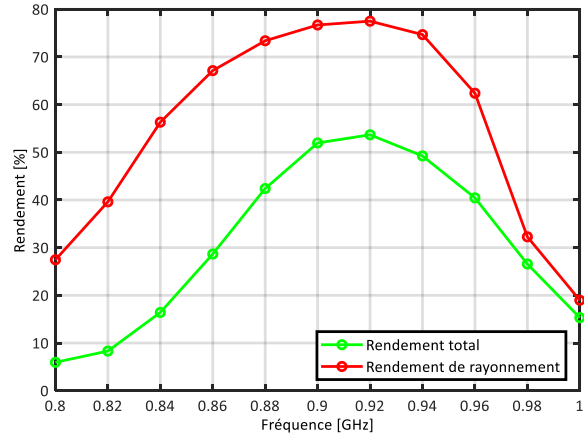


Figure III. 19. Rendements de rayonnement et total simulés en fonction de la fréquence.

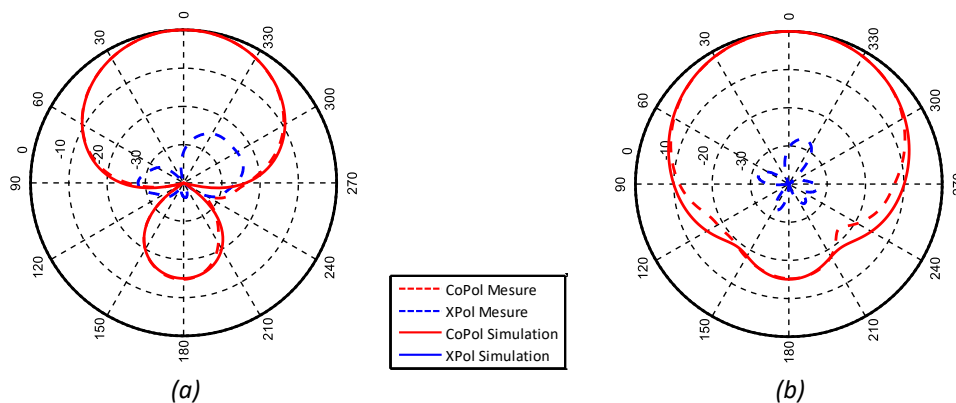


Figure III. 20. Diagrammes du gain normalisé à 920 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

Le diagramme de rayonnement 3D et la densité du courant surfacique de la structure dipôle – CMA moyen, simulés à la fréquence 920 MHz, sont présentés sur la Figure III. 21 et Figure III. 22 respectivement. La cartographie des courants surfaciques montre que la plus grande densité de courant est concentrée sur les cellules les plus proches de l'antenne. Les cellules situées au bord de la métasurface contribuent beaucoup moins au rayonnement du système.

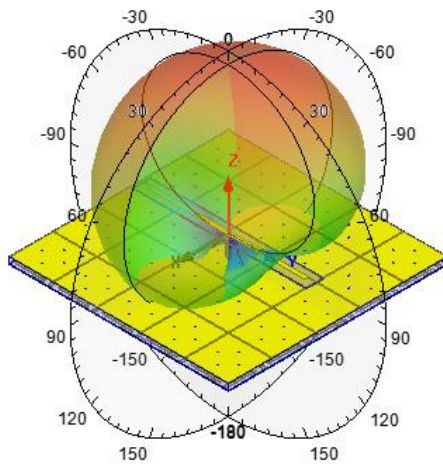


Figure III. 21. Diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz

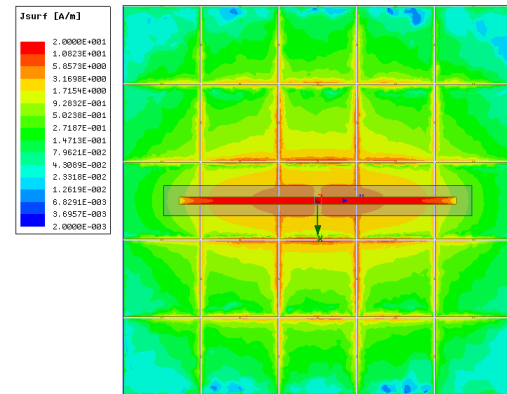


Figure III. 22. Densité du courant surfacique sur la structure Dipôle – CMA moyen à 920 MHz

#### 4.2. DIPOLE SUR CMA PETIT

Dans cette partie, le CMA petit présentant une réduction de 74% en surface par rapport à un CMA standard, est associé avec la même antenne dipôle. Une photographie du couple dipôle – CMA petit est visible Figure III. 23. Pour cette configuration l'antenne dipôle est placée à une distance  $d = 25 \text{ mm}$  ( $\lambda_0/13$ ) au-dessus du petit CMA. Les dimensions totales du système sont alors :  $155 \times 155 \times 32 \text{ mm}^3$  ( $0.48\lambda_0 \times 0.48\lambda_0 \times 0.1\lambda_0$ ), soit un  $ka$  égal à 2.13.

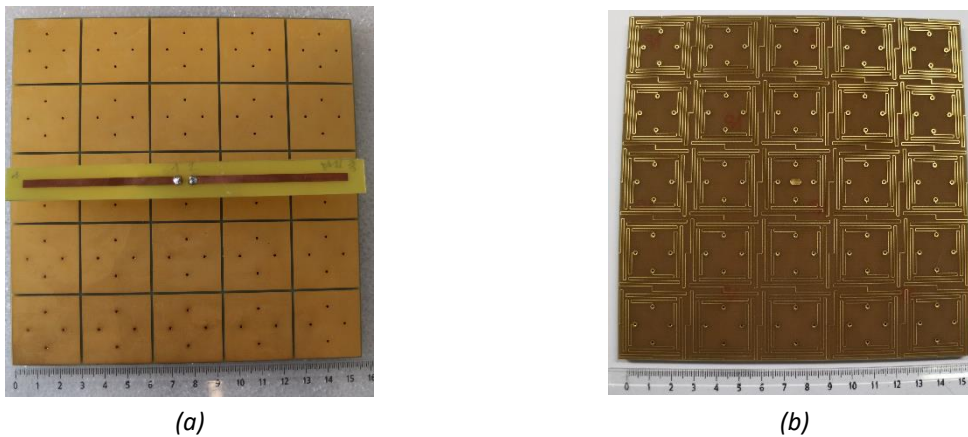


Figure III. 23. Illustration du prototype, (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont représentés sur la Figure III. 24. Contrairement aux configurations précédentes, les paramètres S de cette configuration, présentent un seul minimum d'adaptation et ne nous permettent pas de dissocier la résonance du dipôle de celle de la métasurface puisqu'elles sont très proches.

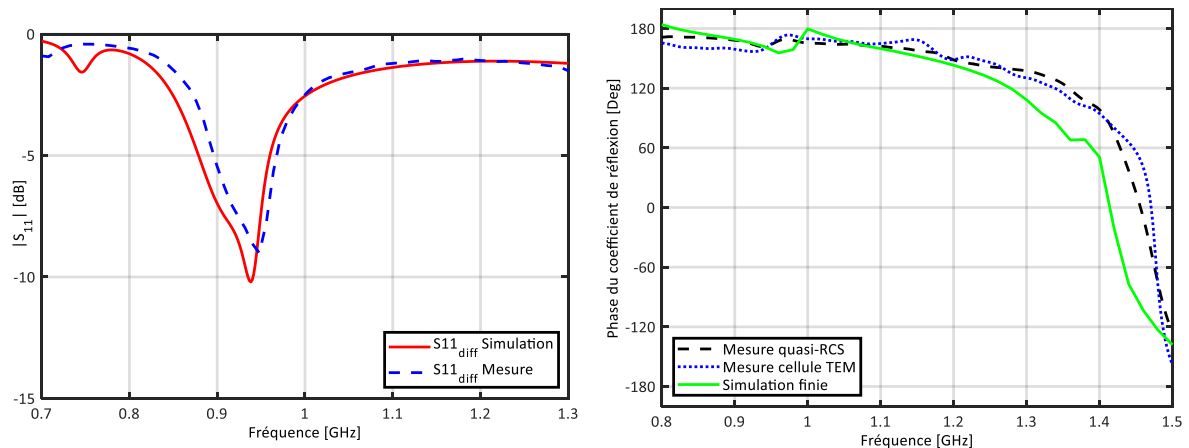


Figure III. 24. Mesure du coefficient de réflexion du dipôle - CMA petit : (a) module du coefficient de réflexion du système, (b) rappel de la phase du coefficient de réflexion de la métasurface seule.

De la même manière que précédemment, nous observons le gain réalisé mesuré dans l'axe normal à la métasurface pour déterminer la bande de fréquence où l'effet du CMA est optimal. La Figure III. 25 affiche un gain réalisé maximal mesuré dépassant les 5 dBi entre 920 MHz et 940 MHz. La directivité maximale simulée reste stable de 840 MHz à 1 GHz et dépasse les 7 dBi. On peut également noter un léger décalage du gain réalisé mesuré par rapport au gain simulé. Ces écarts sont causés par la présence du câble coaxial (non simulé), la tolérance de fabrication et la précision de mesure. La courbe du rendement de rayonnement simulée en fonction de la fréquence de la Figure III. 26 confirme la présence d'un maximum de rendement entre 860 MHz et 900 MHz et d'une chute de la valeur du rendement entre 940 MHz et 960 MHz. Les diagrammes normalisés du gain réalisé mesuré à 920 et 940 MHz sont comparés avec ceux simulés pour les plans E et H et pour les polarisations principales et croisées, comme le montre les Figures III. 27 et III. 28, respectivement. On peut observer à partir des diagrammes de gains que les résultats mesurés et simulés aux fréquences de fonctionnement présentent un excellent accord. Le rapport avant/arrière mesuré est d'environ -10 dB aux fréquences de fonctionnement et le niveau de polarisation croisée mesuré est de -25 dB pour les plans E et H.

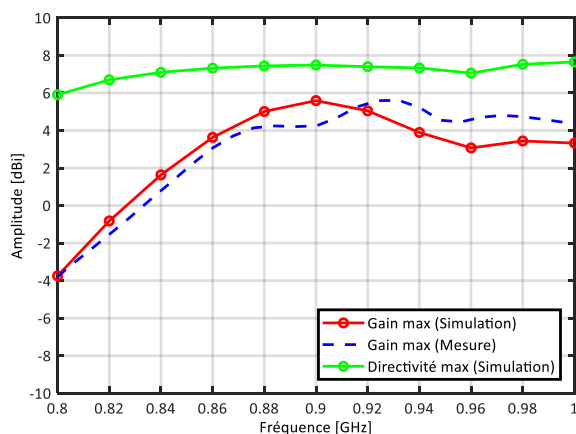


Figure III. 25. Gain réalisé maximum en fonction de la fréquence.

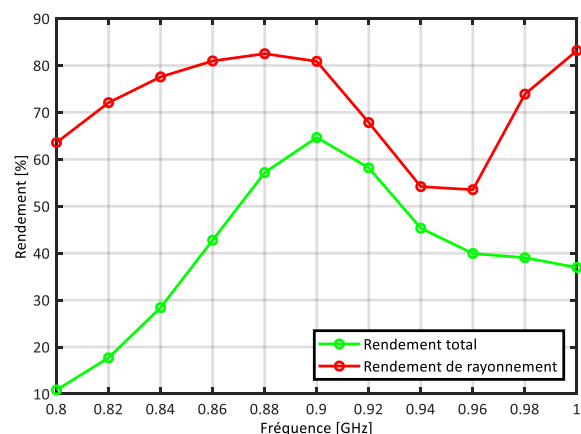


Figure III. 26. Rendements de rayonnement et total simulés en fonction de la fréquence.

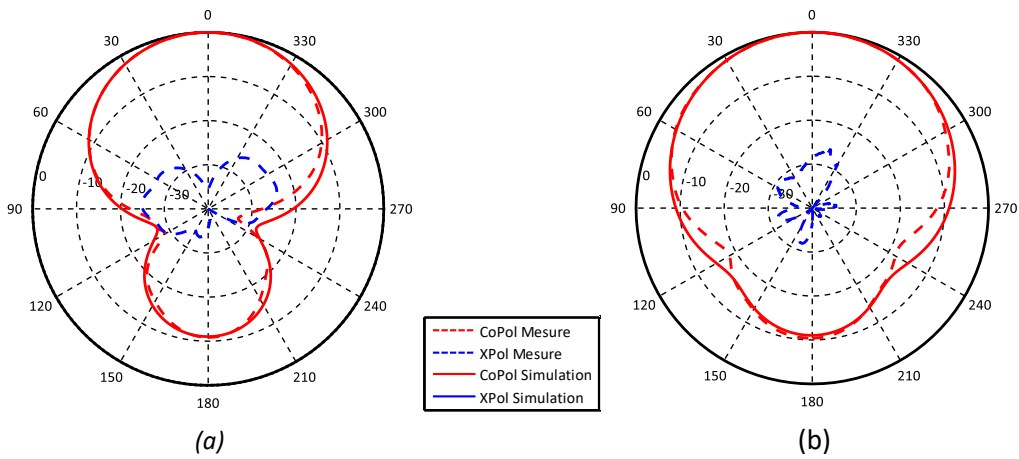


Figure III. 27. Diagrammes du gain normalisé à 920 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

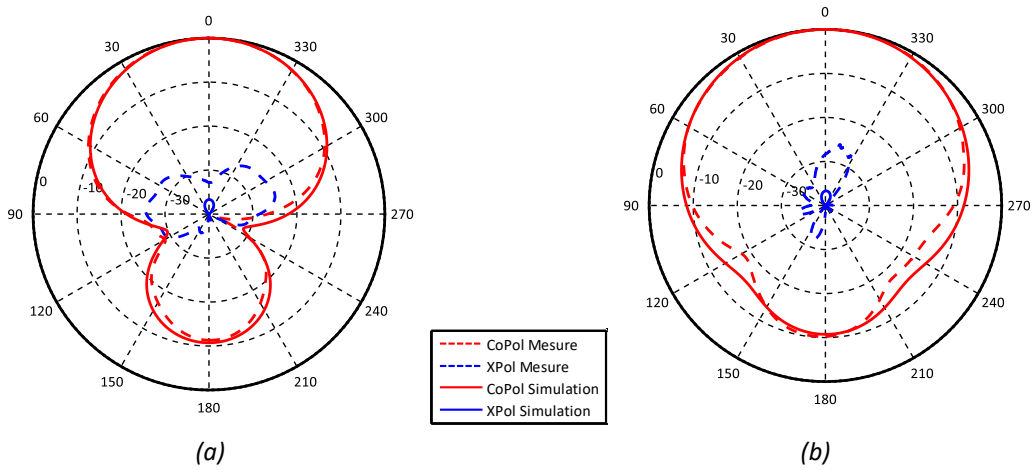


Figure III. 28. Diagrammes du gain normalisé à 940 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

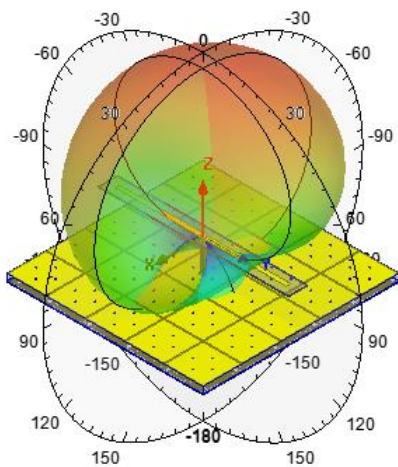


Figure III. 29. Diagramme de rayonnement 3D à 920 MHz

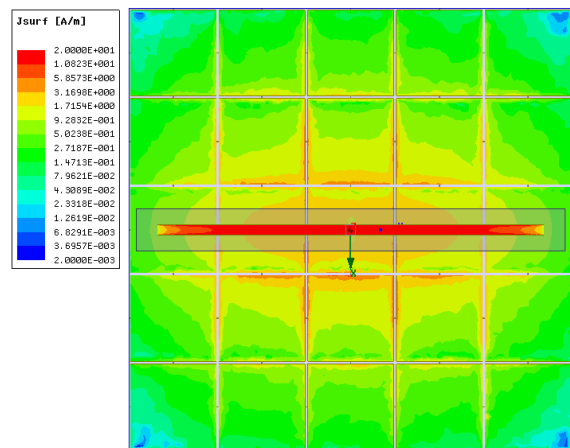


Figure III. 30. Densité du courant surfacique sur la structure Dipôle – CMA petit à 920 MHz

Comme pour le couple dipôle-CMA moyen, les résultats des mesures et des simulations confirment que la métasurface réalisée se comporte comme un CMA en dépit de l'absence de la phase nulle du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance. Ces résultats montrent aussi qu'une dérive existe toujours entre la fréquence de résonance du couple dipôle – CMA et la fréquence de la résonance du CMA (fréquence où on a un point d'inflexion dans ce cas). Enfin, ces résultats expérimentaux justifient qu'il soit nécessaire de modifier l'impédance d'entrée du dipôle afin d'améliorer son niveau d'adaptions en présence du CMA.

Avec ce dernier système composé du dipôle demi-onde placé sur le CMA petit, plusieurs points sont mis en évidence :

- Les outils de simulations permettent de prédire assez fidèlement, les différents phénomènes observés, à condition de modéliser la structure complète finie.
- L'hypothèse selon laquelle un CMA devrait présenter une phase nulle pour être rapproché d'une antenne ne se confirme pas. Un point d'inflexion semble suffisant. Néanmoins, cette caractérisation s'effectue à partir d'une onde plane en champ lointain, ce qui n'est pas représentatif de l'interaction en zone réactive de l'antenne placée à proximité.
- Enfin le fait d'utiliser un réseau d'interconnexion à base de méandres a permis de miniaturiser l'ensemble du dispositif de près de 74%.

Le Tableau III- 3 résume les dimensions et les performances des trois systèmes développés dans cette section. Ils sont positionnés sur la courbe de SIEVENPIPER [11] (cf. Figure III. 31) pour comparer leurs performances par rapport à d'autres travaux issus de la littérature. Malgré l'effort considérable pour miniaturiser les métasurfaces de type CMA, les systèmes développés restent volumineux et caractérisés par une bande passante réduite (facteur de qualité élevé).

Tableau III- 3. Résumé des dimensions et performances simulées des trois systèmes développés

<b>Système</b>	<b>Dipôle – CMA STANDARD</b>	<b>Dipôle – CMA MOYEN</b>	<b>Dipôle – CMA PETIT</b>
<i>ka de l'excitateur</i>	1.41	1.41	1.41
<i>ka du système</i>	3.98	2.52	2.13
<i>Bande passante à -10 dB [%]</i>	13.6	--	--
<i>Directivité [dBi]</i>	8.68	7.78	7.5
<i>Gain réalisé [dBi]</i>	7.75	5.1	5.6
<i>Rendement de rayonnement [%]</i>	84.7	77.5	80.9

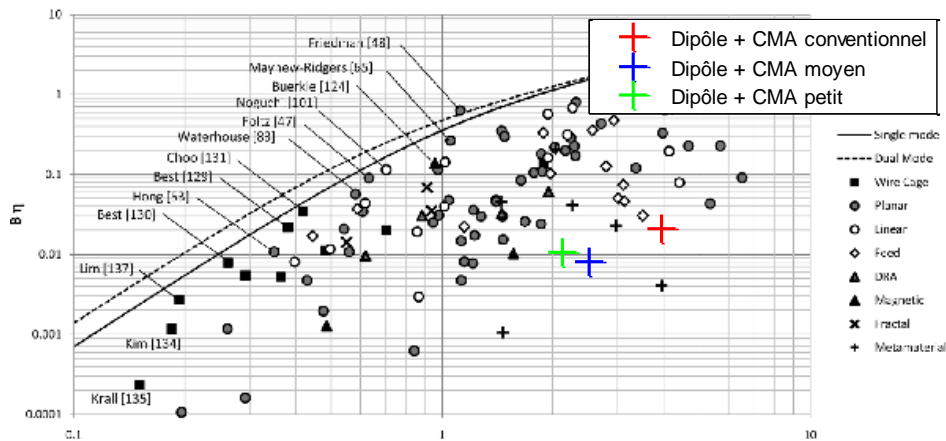


Figure III. 31. Performances (Bande passante  $\times$  Rendement) des trois systèmes développés

Les directivités des systèmes développés sont positionnées également par rapport à la limite de la directivité selon Harrington [14] et selon [15] en fonction de  $ka$ . Les trois systèmes, ayants des directivités qui ne dépassent ces deux limites, ne sont pas considérés comme des antennes « super directives ». Néanmoins, l’effort de miniaturisation nous permet d’avoir des systèmes antennaires compacts caractérisés par des valeurs de directivité élevées.

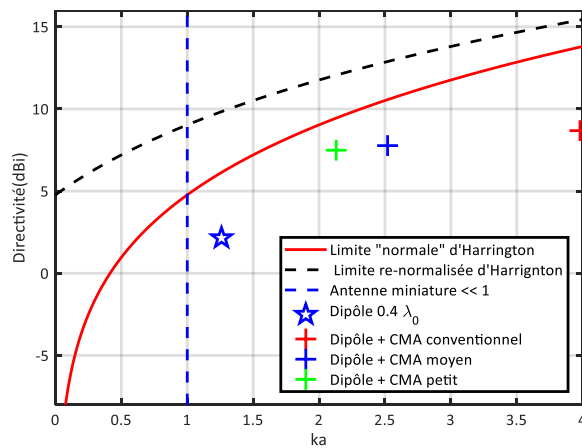


Figure III. 32. Directivité des systèmes développés par rapport à la limite de la directivité selon Harrington [14] et selon [15] en fonction de  $ka$

Afin de pouvoir poursuivre l’effort de miniaturisation du système antennaire, l’antenne NFRP présentée et étudiée dans le chapitre I est associée à une structure CMA basée sur des cellules spirales carrées et un réseau d’interconnexion dans plusieurs configurations.

## 5. ETUDE DE LA NFRP SUR LE CMA COMPACT (SPIRALE CARREE + CAPACITES)

### 5.1. CMA AVEC CAPACITE IMPRIMEE

#### 5.1.1. CONCEPTION

Dans cette section, nous associons une antenne miniature de type NFRP [20] (cf. chapitre I, partie 4) et un CMA cylindrique basé sur des motifs carrés de forme spirale et un réseau d'interconnexion de capacités imprimées.

L'antenne NFRP utilisée comme excitateur dans cette partie est illustrée dans la Figure III. 33. Elle est imprimée sur un substrat à faibles pertes, Rogers Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan \delta = 9 \times 10^{-4}$ ), avec une épaisseur de 0.787 mm. L'antenne est conçue pour fonctionner à 940 MHz. Ses dimensions géométriques sont données dans Figure III. 33(b) et résumées dans le Tableau III- 4. Les dimensions globales sont 58 mm  $\times$  58 mm  $\times$  0.822 mm (soit  $\lambda_0/5.8 \times \lambda_0/5.8 \times \lambda_0/360$ ,  $\lambda_0$  étant longueur d'onde en espace libre), d'où  $ka_z = 0.49$ .

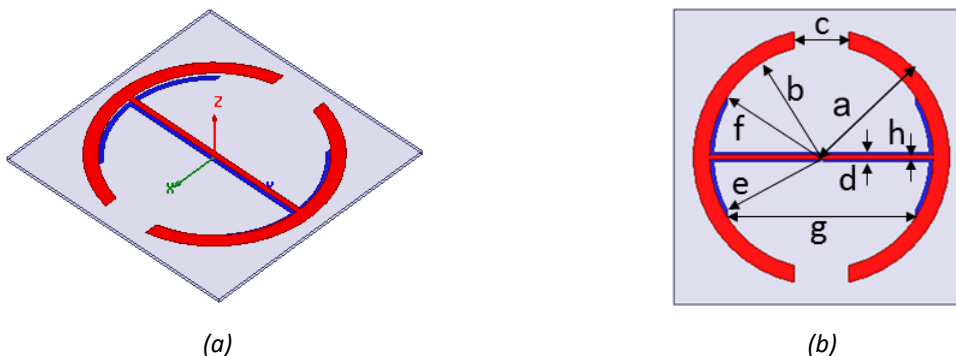


Figure III. 33. L'antenne NFRP de ZIOLKOWSKI [11] : (a) Vue en perspective (b) Vue de dessus.

Tableau III- 4. Paramètres géométriques de l'antenne NFRP

Paramètres	Symboles	Dimensions [mm]
Rayon ext de l'élément parasite	$a$	26
Rayon int de l'élément parasite	$b$	23
Ecart entre les deux brins de l'élément parasite	$c$	13
Largeur de la ligne de l'élément parasite	$d$	1.2
Rayon ext de l'élément excitateur	$e$	23
Rayon int de l'élément excitateur	$f$	22
Ecart entre les deux brins de l'élément excitateur	$g$	25
Largeur de la ligne de l'élément excitateur	$h$	2
Largeur du substrat	$x_{sub}$	58
Hauteur du substrat	$h_{sub}$	0.787

La cellule unitaire du CMA avec le réseau des capacités imprimées est présentée sur la Figure III. 34. Ses paramètres géométriques sont donnés dans la même figure et résumés dans le

Tableau III- 5. Dans cette partie, l'étude de l'antenne NFRP sur le CMA avec le réseau d'interconnexion à capacités imprimées sera faite en utilisant deux empilements différents de substrat pour le CMA. On aura donc, une première structure CMA avec un substrat à pertes (FR4-air-FR4) et une deuxième structure CMA avec un substrat à faibles pertes (RO3003-air-RO3003). Il est à noter que la géométrie de la structure reste identique quel que soit le diélectrique utilisé et seules les valeurs de l'espace d'air et de la capacité imprimée changent pour ajuster la phase du coefficient de réflexion selon le substrat utilisé. L'ensemble de la structure est visible sur la Figure III. 35. L'élément rayonnant ( $ka_1 = 0.49$ ) est placé à une distance de 15 mm ( $0.045\lambda_0$ ) de la surface conductrice du CMA de diamètre 70 mm ( $ka_2 = 1.32$ ).

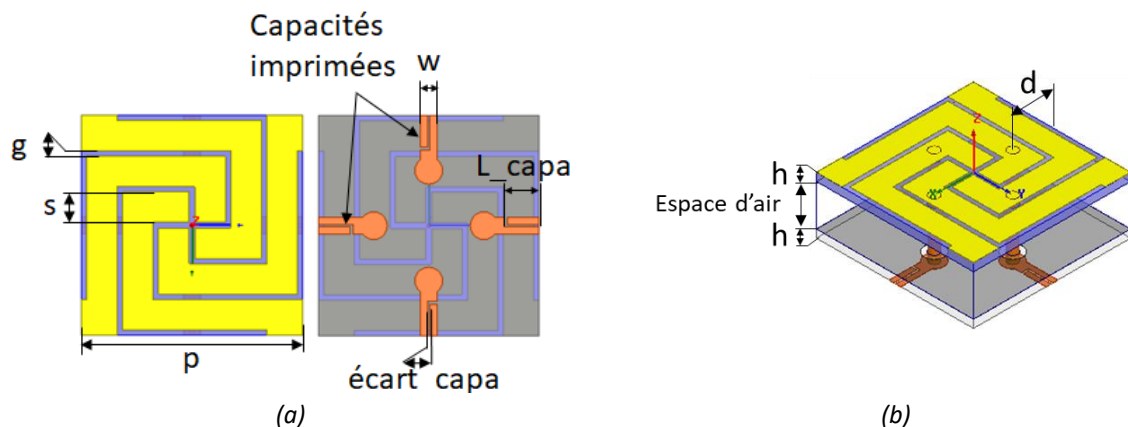


Figure III. 34. Géométrie de la cellule unitaire : (a) Vue de dessus et de dessous, (b) Vue en perspective

Tableau III- 5. Dimensions de la cellule unitaire à capacités imprimées

Paramètres	Valeurs
Périodicité : $p$ [mm]	16
Largeur du brin : $s$ [mm]	2.2
Ecart : $g$ [mm]	0.4
Position des via : [mm]	4
Largeur de la ligne : $w$ [mm]	1.2
Ecart_capa [mm]	0.2
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	0.8
Type de substrat	Variable
Espace d'air [mm]	Variable
$L_{capa}$ [mm]	Variable



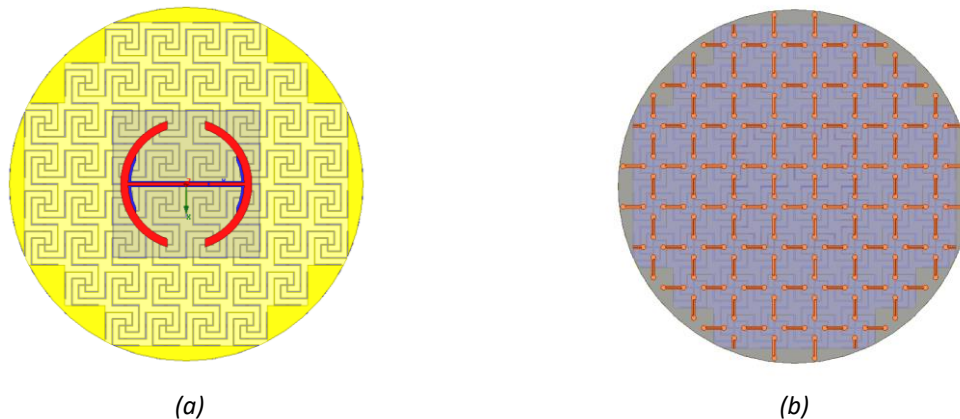


Figure III. 35. Conception de l'antenne NFRP sur CMA : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous

### 5.1.2. SUBSTRAT FR4-AIR-FR4

Dans le cas d'un empilement de substrat FR4-air-FR4, les dimensions des différents paramètres sont données dans le Tableau III 6. Ces paramètres ainsi que les dimensions géométriques de l'élément rayonnant donnés dans le Tableau III- 4 ont été optimisés pour avoir un couple NFRP – CMA travaillant autour de la fréquence 900 MHz.

Tableau III 6. Les paramètres du CMA pour un substrat FR4-air-FR4

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs</b>
Type de substrat	FR4
Espace d'air [mm]	4.2
$L_{capa}$ [mm]	6.4

Une simulation électromagnétique 3D, basée sur la théorie de Floquet, a été conduite pour calculer le coefficient de réflexion du CMA considéré infini. La Figure III. 36 montre que le zéro de phase qui représente la fréquence de résonance du CMA, est autour de 874 MHz avec un minimum en amplitude de -4.7 dB. La bande passante, pour une phase comprise entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ , est de 43 MHz (4.9%).

La Figure III. 37 représente l'évolution du module du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de l'antenne NFRP simulée en présence ou non du CMA. La NFRP seule présente un minimum de  $|S_{11}|$  de -9.6 dB à 953 MHz. En présence du CMA, le minimum du  $|S_{11}|$  est de -18 dB à 902 MHz et sa bande passante est de 11 MHz, soit 1.2%. L'observation des parties réelle et imaginaire confirme le comportement du module du coefficient de réflexion à savoir le décalage vers les plus basses fréquences en présence du CMA et l'amélioration du niveau d'adaptation. En effet, la partie réelle de l'impédance d'entrée est plus proche de 50 Ohms et la partie imaginaire s'est rapprochée de 0 Ohm autour de la fréquence de travail 900 MHz. Comme on l'a déjà noté pour le système dipôle – CMA conventionnel, la présence du CMA au-dessous de l'élément rayonnant entraîne l'apparition des résonances d'ordre supérieur qui viennent se coupler à la résonance fondamentale.

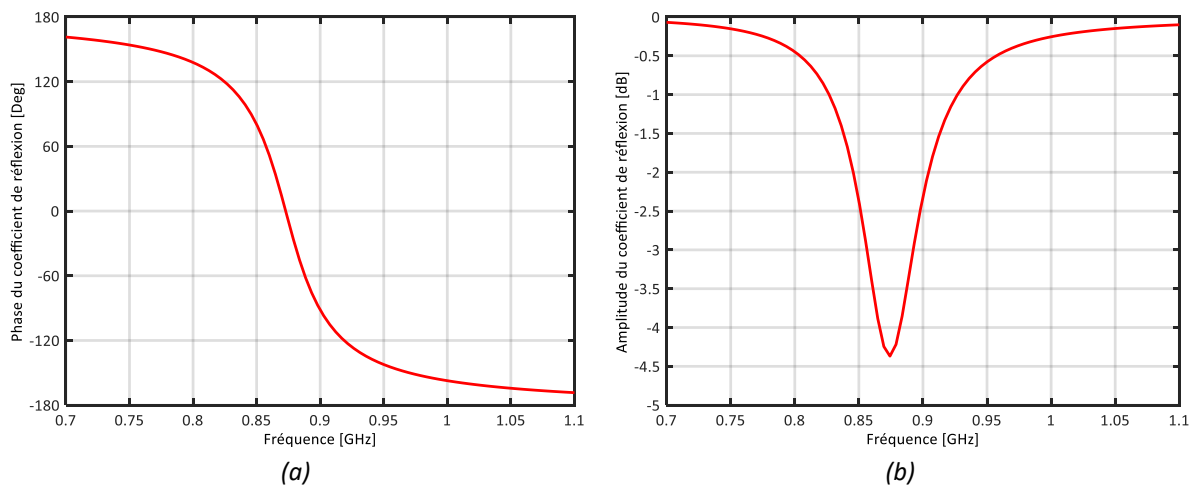


Figure III. 36. Simulation du coefficient de réflexion : (a) Phase, (b) Amplitude

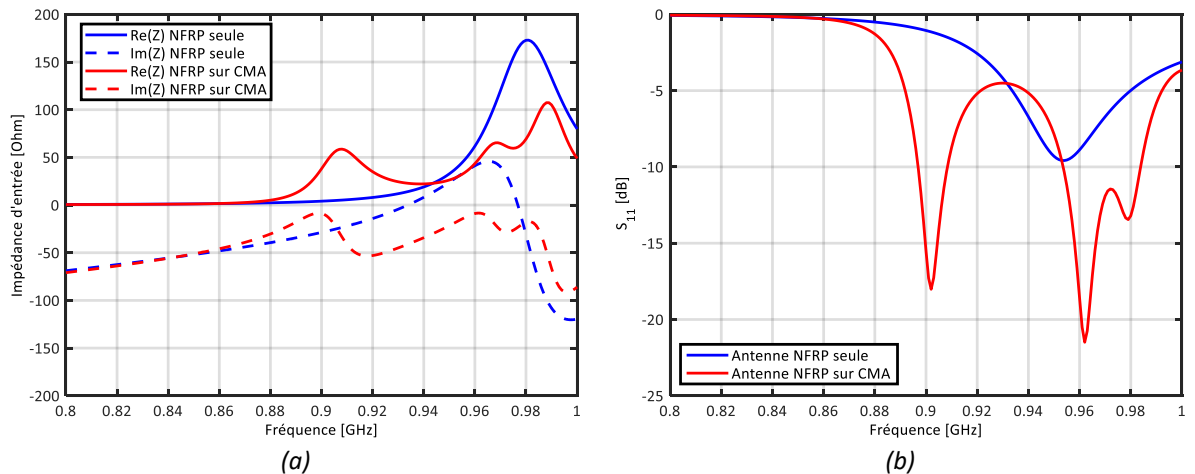


Figure III. 37. Comparaison des résultats : (a) Impédance d'entrée de l'antenne et (b) Niveau d'adaptation.

Les évolutions fréquentielles du gain réalisé, de la directivité (dans la direction normale à l'antenne) et des rendements simulés de l'antenne NFRP avec et sans la structure CMA sont présentées sur la Figure III. 38. La NFRP toute seule affiche une excellente efficacité de 93% et un gain réalisé maximum proche de 1.26 dBi à 953 MHz vu que l'adaptation de l'antenne est moyenne à cette fréquence. Dans le cas où l'antenne est placée au-dessus de la métasurface, son gain réalisé est augmenté de plus de 2 dB pour atteindre les 4 dBi à 900 MHz, malgré la chute de son efficacité qui est en-dessous de 60%. Cette augmentation de gain est alors liée à l'augmentation de la directivité qui atteint 6.52 dBi à la fréquence 900 MHz. Les résonances d'ordres supérieurs à 960 MHz et 980 MHz sont caractérisées par des valeurs de rendement de rayonnement plus faible (42% et 28% respectivement).

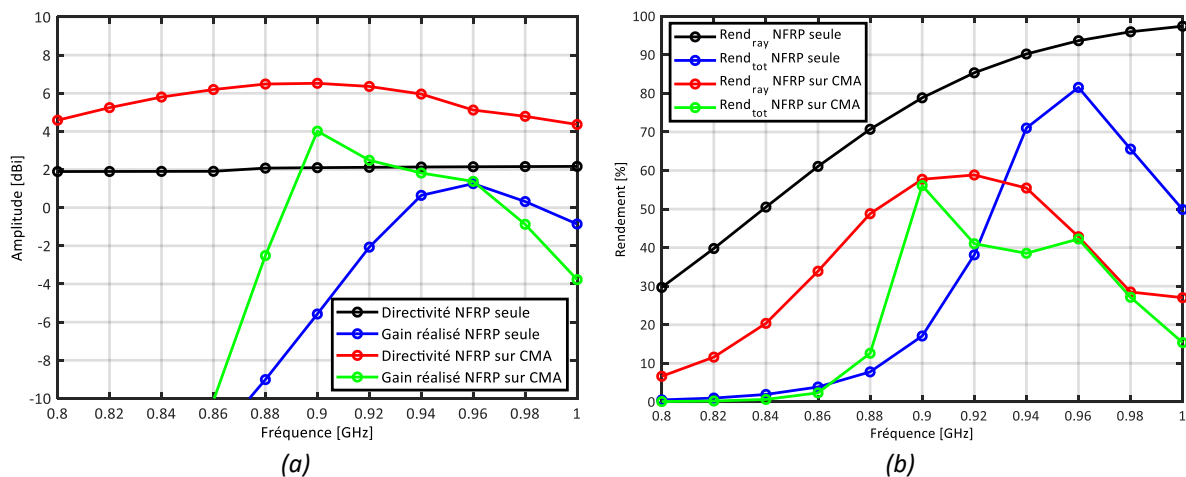


Figure III. 38. Performance en rayonnement : (a) Directivité et gain réalisé, (b) rendements

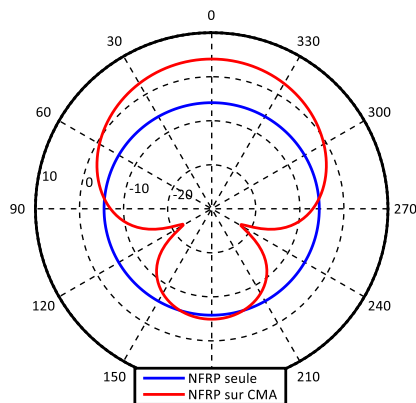


Figure III. 39. Comparaison des diagrammes de gain à 900 MHz (Plan H)

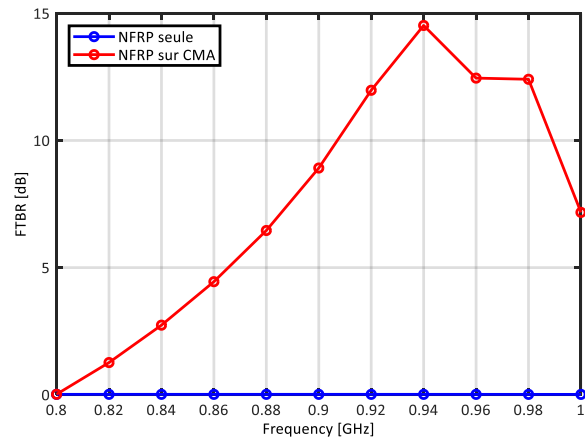


Figure III. 40. Comparaison des rapports avant/arrière

Les résultats de simulation des diagrammes de rayonnement à 900 MHz, fréquence où le gain réalisé (dans la direction normale à l’antenne) est maximal, sont présentés sur la Figure III. 39. Comparé aux résultats de la NFRP seule, la présence du CMA sous l’antenne permet une réduction du rayonnement arrière de 9 dB. Le gain réalisé maximum est augmenté de 2.75 dB. L’évolution du rapport avant/arrière (Figure III. 40) confirme l’effet CMA.

### 5.1.3. SUBSTRAT RO 3003-AIR-RO 3003

Dans cette partie, un substrat à faible perte de type Rogers 3003 ( $\epsilon_r=3$ ,  $\tan \delta_e = 0.0013$ ) est utilisé pour la conception du CMA. L’empilement de la nouvelle métasurface est alors : Rogers 3003 – air – Rogers 3003. On rappelle que la géométrie de la structure reste identique avec le nouveau diélectrique et seules les valeurs d’espace d’air et de la capacité imprimé changent pour ajuster la phase du coefficient de réflexion. Les paramètres géométriques du CMA sont résumés dans le Tableau III- 5 et le Tableau III- 7. La même antenne NFRP, visible sur la Figure III. 33 et dont les paramètres

géométriques sont résumés dans le Tableau III- 4, est placée à une distance de 15 mm ( $0.045\lambda_0$ ) de la surface conductrice du CMA de diamètre 70 mm ( $ka_2 = 1.32$ ).

Tableau III- 7. Les paramètres du CMA pour un substrat RO-air-RO

Paramètres	Valeurs
Type de substrat	Rogers 3003
Espace d'air [mm]	6.2
$L\_capa$ [mm]	5

Une simulation électromagnétique 3D, basée sur la théorie de Floquet, a été conduite pour calculer la phase du coefficient de réflexion du CMA considéré infini. La Figure III. 41 montre que le zéro de phase qui représente la fréquence de résonance du CMA, est autour de 888 MHz avec un minimum en amplitude de -0.34 dB. La bande passante, pour une phase comprise entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ , est de 87 MHz (9.8%). Par rapport au CMA conçu avec le substrat FR4, le CMA conçu avec le RO3003 présente des meilleures performances simulées au niveau de la réflectivité (surface moins absorbante de 4 dB) et de bande passante (deux fois plus large).

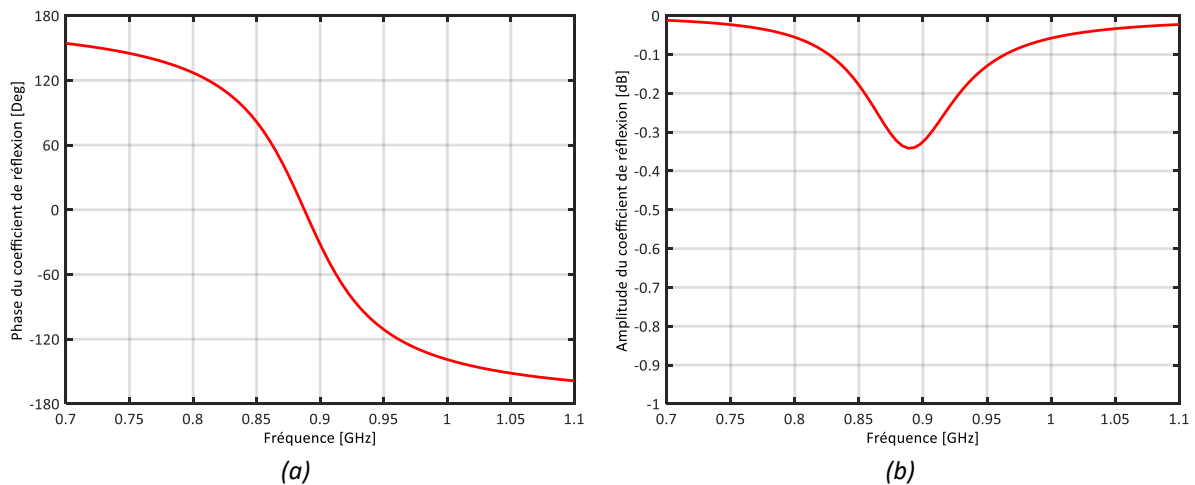


Figure III. 41. Simulation du coefficient de réflexion : (a) Phase, (b) Amplitude

La Figure III. 42 représente l'évolution du module du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de l'antenne NFRP simulée en présence ou non du CMA. La NFRP seule présente un minimum de  $|S_{11}|$  de -9.6 dB à 953 MHz. En présence du CMA, on retrouve le même comportement déjà observé avec les configurations précédentes, à savoir le décalage de l'impédance d'entrée vers les plus basses fréquences, l'amélioration de l'adaptation et l'apparition des fréquences d'ordres supérieurs. A 900 MHz, les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée sont très proches de 50 et 0 Ohm respectivement, ce qui explique l'excellente adaptation du coefficient de réflexion qui atteint les -25 dB avec une bande passante de 11 MHz (1.2%) à -10 dB.

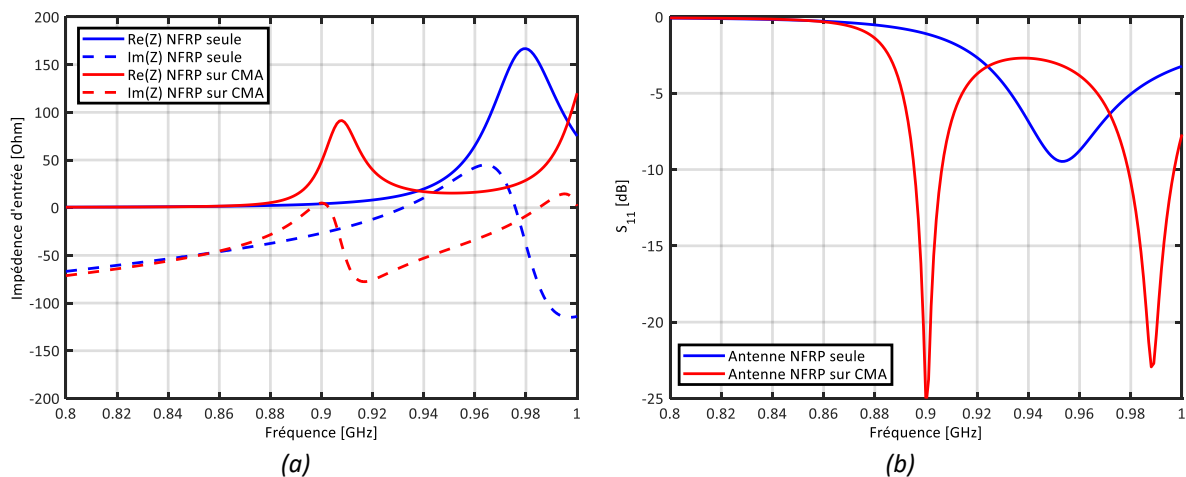


Figure III. 42. Comparaison des résultats : (a) Impédance d'entrée de l'antenne et (b) Niveau d'adaptation.

Comme précédemment, l'évolution fréquentielle du gain réalisé et la directivité (dans la direction normale à l'antenne) et des rendements simulés de l'antenne NFRP avec et sans la structure CMA sont présentées sur la Figure III. 43. Dans le cas où l'antenne est placée au-dessus de la métasurface, elle affiche un gain réalisé de 5.9 dBi à 900 MHz, soit une augmentation de plus de 4 dB par rapport à une antenne NFRP seule optimisée à cette fréquence. Cette amélioration du gain réalisé, par rapport à la configuration utilisant un diélectrique à perte, est du non seulement grâce au perfectionnement du niveau d'adaptation mais surtout grâce à l'amélioration de la valeur du rendement rayonné qui dépasse les 86% dans cette configuration. Les résultats de simulation des diagrammes de rayonnement à 900 MHz, fréquence où le gain réalisé vers  $z$  est maximal, sont présentés sur la Figure III. 44. Le rapport avant/arrière en fonction de la fréquence est présenté sur la Figure III. 45. Tous ces différents résultats confirment que cette dernière configuration de l'association NFRP – CMA sur un substrat à faible pertes présente une solution prometteuse pour un système antennaire compact, à faible profil et avec des performances en rayonnement très intéressantes. Parmi ces performances c'est la directivité, qui affiche, pour toutes dernières configurations, des niveaux très élevés par rapport à la taille totale de la structure ( $ka_2 = 1.32$ ).

Pour évaluer le niveau de directivité de l'association NFRP – CMA (dernière configuration), sa directivité obtenue en simulation, est placée sur la même Figure III. 46 et comparée avec la limite proposée par HARRINGTON [14]. La directivité du système proposé en fonction de  $ka$ , est au-dessus de cette limite. Le système est donc considéré comme super directif.

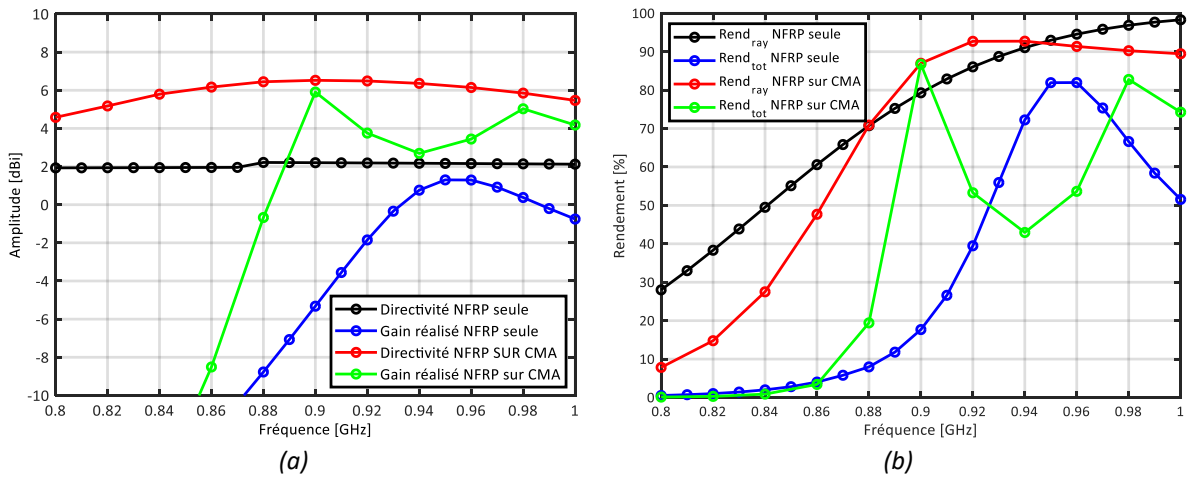


Figure III. 43. Performance en rayonnement : (a) Directivité et gain réalisé, (b) rendements

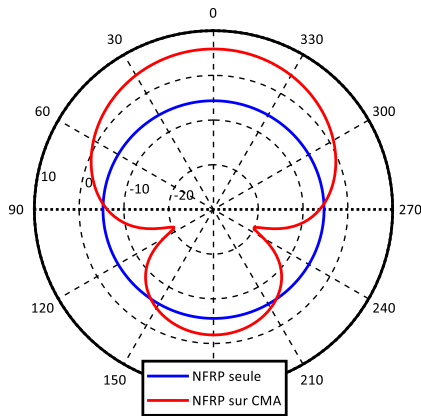


Figure III. 44. Comparaison des diagrammes de gain à 900 MHz (plan H)

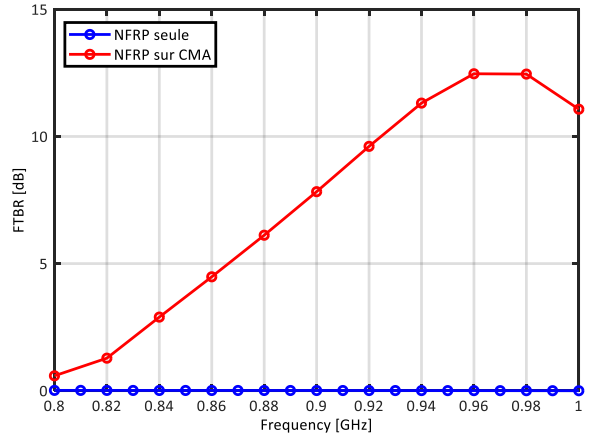


Figure III. 45. Comparaison des rapports avant/arrière

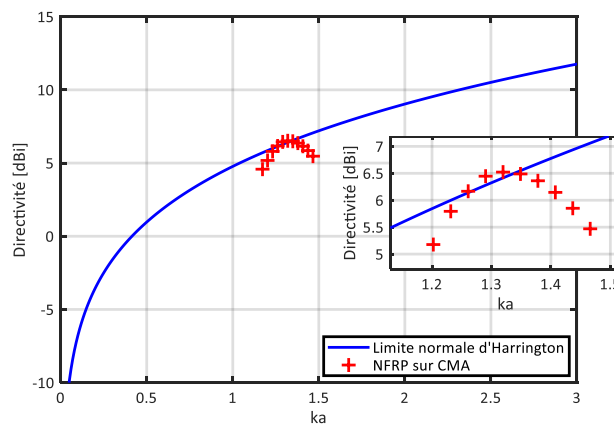


Figure III. 46. Directivité du système par rapport à la limite de la directivité selon Harrington [14]

## 5.2. CMA AVEC CAPACITES LOCALISEES

Dans cette section, nous associons la nouvelle antenne NFRP modifiée (cf. Chapitre I, partie 4) et une structure CMA cylindrique basée sur un motif de forme spirale carrée avec un réseau d'interconnexion de capacités localisées (cf. Chapitre II, partie 4.4.2). Il n'y a eu aucune optimisation des dimensions de l'antenne entre le passage de la NFRP seule à la NFRP avec le CMA. Sur la Figure III. 47, l'élément rayonnant miniature ( $ka_1 = 0.489$ ) est placé à une distance de 15 mm ( $0.048\lambda_0$ ) de la surface conductrice du CMA compact ( $ka_2 = 1.29$ ) et alimenté par deux câbles coaxiaux qui traversent le centre de la structure. La hauteur totale du système complet est de 23.5 mm ( $\sim\lambda_0/13\sim 0.075\lambda_0$ ).

### 5.2.1. ETUDE ET SIMULATIONS

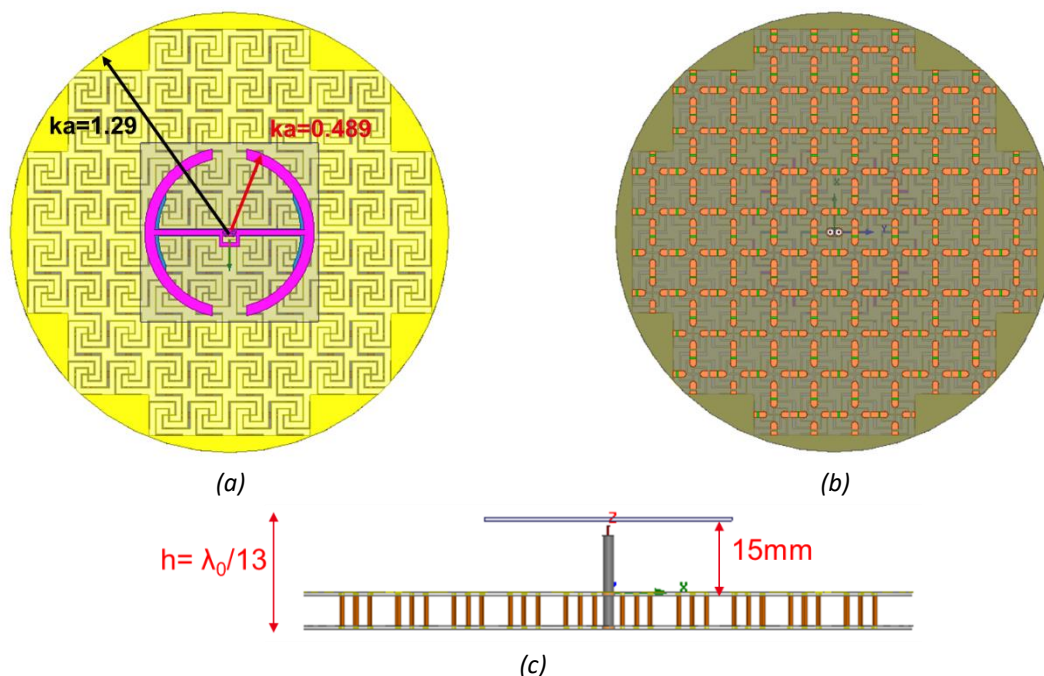


Figure III. 47. Conception de l'antenne NFRP sur CMA : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous et (c) Vue de côté

Les impédances d'entrée de la NFRP avec et sans le CMA sont montrées sur la Figure III. 48(a). Pour la NFRP seule, la partie réelle est de 50 Ohms et la partie imaginaire de 11.6 Ohms à 990 MHz. En ce qui concerne l'antenne en présence du CMA, l'observation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée, montre que la présence du CMA dans le champ proche de l'antenne, modifie l'impédance d'entrée de cette dernière. Dans ce cas, l'impédance du couple NFRP – CMA est décalée de 30 MHz vers les plus basses fréquences avec une diminution en amplitudes des parties imaginaire et réelle. En effet, la partie réelle est de 50 Ohms et la partie imaginaire est de 0 Ohm à 960 MHz, ce qui explique la très bonne adaptation du couple NFRP – CMA à 960 MHz.

La Figure III. 48(b) représente l'évolution du module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne en présence ou non du CMA. L'antenne sans CMA présente un minimum de  $|S_{11}|$  de -19.3 dB à 990 MHz et une largeur de bande à -10 dB de 16 MHz (1.6%). Concernant l'antenne en

présence du CMA, le minimum du  $|S_{11}|$  est de -30.6 dB à 960 MHz et sa bande passante à -10 dB est de 9 MHz (0.9%).

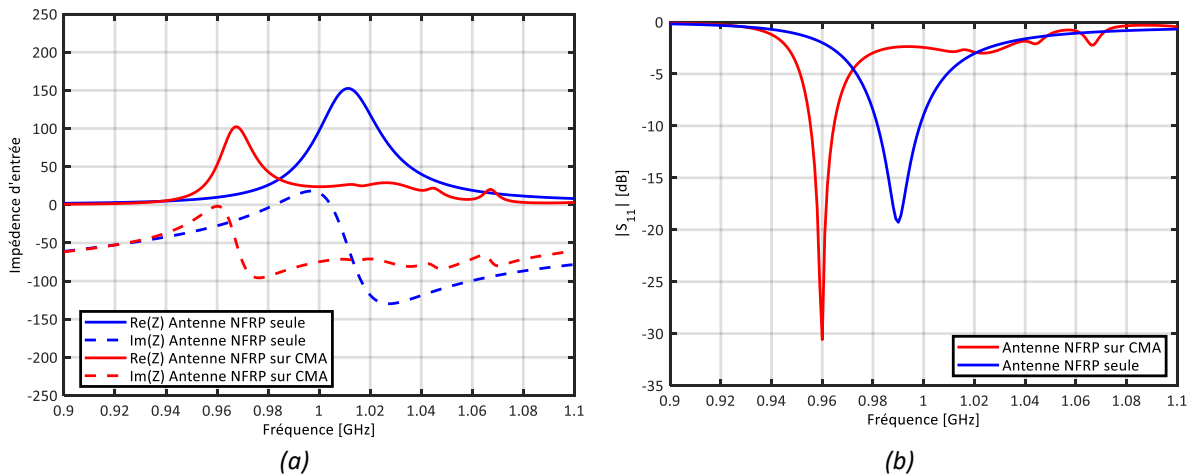


Figure III. 48. Comparaison des résultats : (a) Impédance d'entrée de l'antenne et (b) Niveau d'adaptation.

Les évolutions du gain réalisé (qui tient compte des pertes par désadaptation) et la directivité dans l'axe ( $\phi=\theta=0^\circ$ ) en fonction de la fréquence sont tracées sur la Figure III. 49(a). Le gain réalisé de l'antenne sans CMA atteint un maximum de 1.9 dBi à 990 MHz pour une directivité de 2.1 dBi. Pour l'antenne en présence du CMA, le gain réalisé atteint 5.75 dBi à 960 MHz pour une directivité maximale de 6.52 dBi. Le placement de l'antenne NFRP au-dessus du CMA permet d'améliorer la directivité de 4.15 dB et le gain réalisé de 3.85 dB. En effet, toute l'énergie de l'antenne NFRP est maintenant redirigée dans la direction normale à l'antenne ( $\varphi=\theta=0^\circ$ ). En observant la courbe de rendement (Figure III. 49(b)), nous concluons que l'association NFRP – CMA est efficace ( $\eta_{ray}>80\%$ ) sur la bande d'intérêt, autour de 960 MHz, mais que nous sommes confrontés au même phénomène d'absorption à partir de 1.04 GHz, alors que la NFRP seule reste efficace.

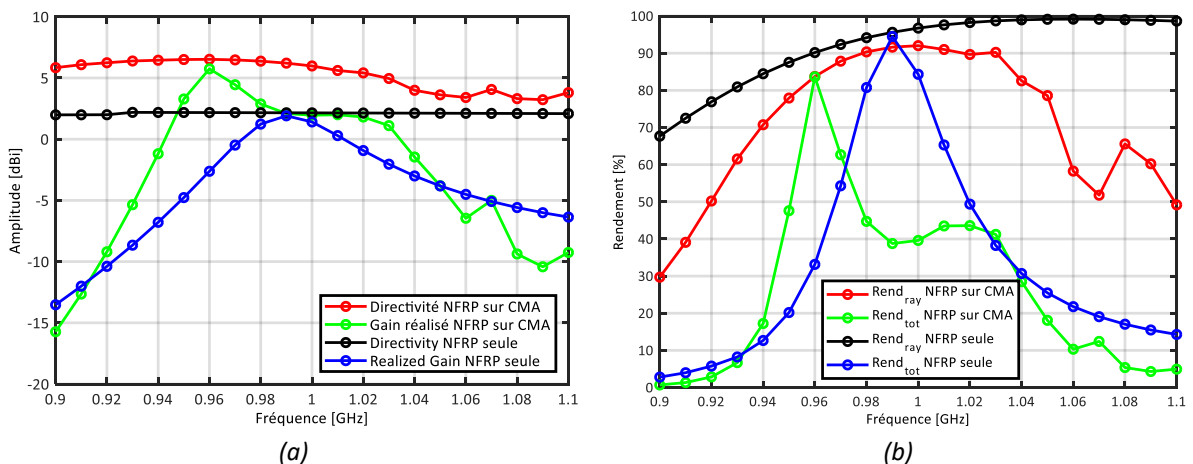


Figure III. 49. Performance en rayonnement : (a) Directivité et gain réalisé, (b) rendements

Si l'on compare les diagrammes des directivités (cf. Figure III. 50) de l'antenne NFRP seule et l'antenne NFRP à 960 MHz, l'antenne NFRP placée sur le CMA présente un diagramme de rayonnement plus directif avec un rapport avant/arrière total simulé d'environ -9 dB.



La Figure III. 51 ci-dessous positionne la directivité du couple dipôle – CMA par rapport aux limites rappelées dans le premier paragraphe en fonction de  $ka$ . Dans une certaine bande de fréquence, le système étudié présente une directivité supérieure à la limite proposée par HARRINGTON [14] et peut être considéré comme super directif du point de vue de sa définition. Il est important de noter que la directivité de 6.52 dBi de l’antenne proposée ( $ka = 1.29$ ) est très supérieure à la directivité d’un dipôle élémentaire ( $ka = 1.57$ ) qui est de 2.1 dBi, sachant que leurs encombrements longitudinaux sont proches.

La cartographie des courant surfaciques de la Figure III. 53 montre une densité de courant quasi homogène sur toutes les cellules du CMA. Nous constatons que le courant généré s’étend au-delà de la zone couverte par le CMA et jusqu’aux bords de la surface avec une amplitude atténuée d’un facteur 100 par rapport au maximum relevé au niveau des écarts entre les motifs métalliques.

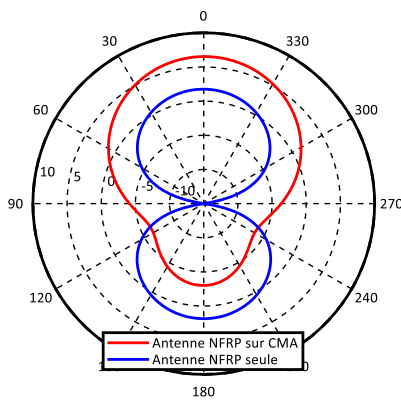


Figure III. 50. Comparaison des diagrammes de gain (Plan E)

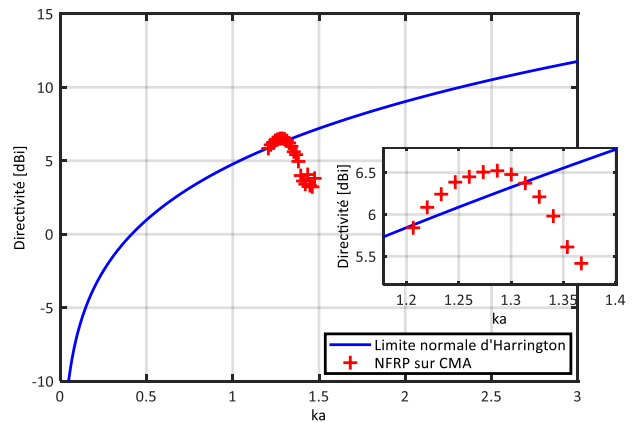


Figure III. 51. Directivité du système proposé par rapport à la limite de la directivité selon Harrington [14]

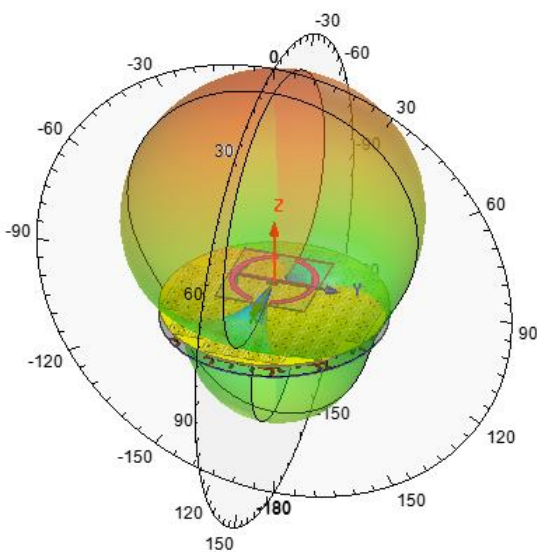


Figure III. 52. Diagramme de rayonnement 3D à 960 MHz

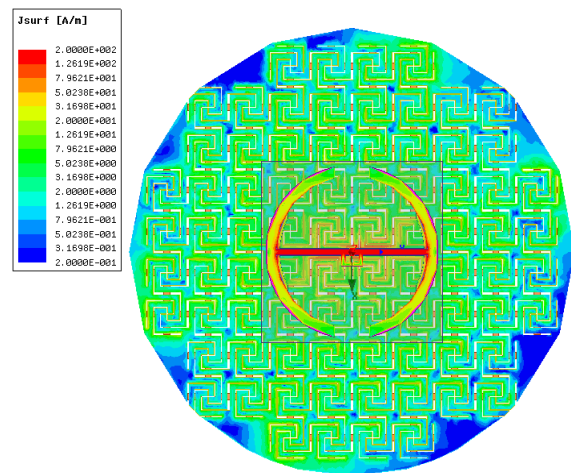


Figure III. 53 Densité du courant surfacique sur la structure NFRP – CMA à 960 MHz

### 5.2.2. CARACTERISATION EXPERIMENTALE

Nous avons réalisé un prototype de ce système en plaçant la NFRP réalisée sur le CMA assemblé. La Figure III. 54 illustre le système proposé avec les deux câbles d'alimentations.

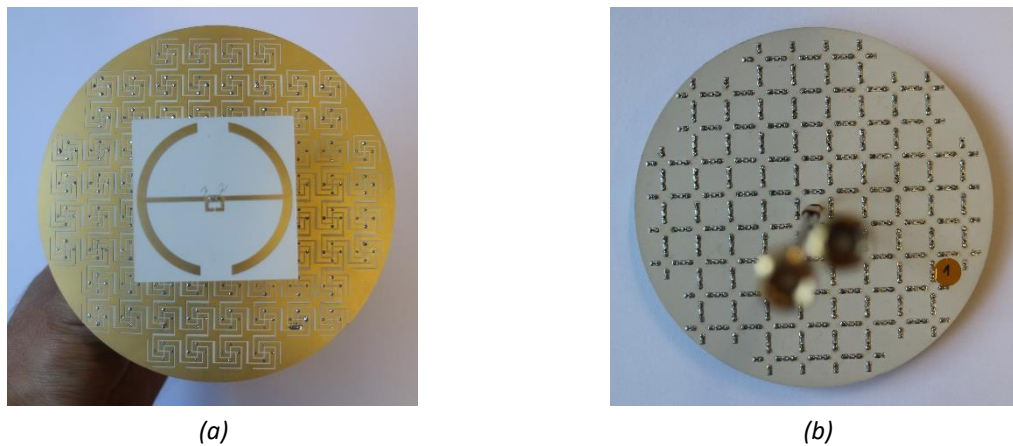


Figure III. 54. Illustration du prototype d'antenne NFRP sur CMA : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous

La Figure III. 55(b) représente l'évolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne simulé et mesuré en fonction de la fréquence. On observe une assez bonne similitude entre la simulation et la réalisation avec néanmoins un léger décalage en fréquence de l'ordre de 1.5%. Ce décalage peut s'expliquer par les tolérances de fabrication et d'assemblage (fait à la main) mais aussi à la dispersion de la permittivité du substrat ( $\pm 1.35\%$ ) et des valeurs des capacités localisées ( $\pm 25\%$ ).

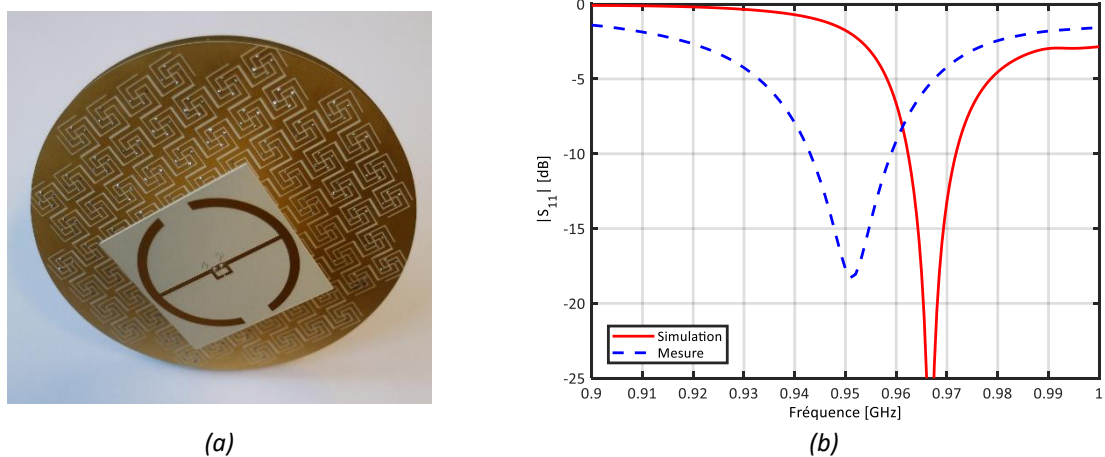
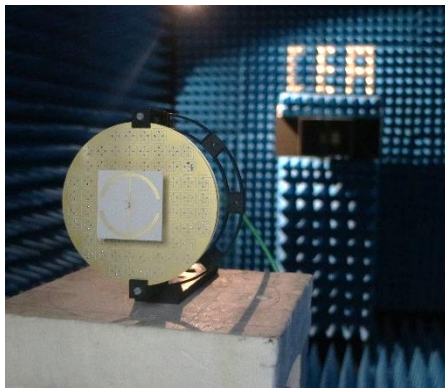
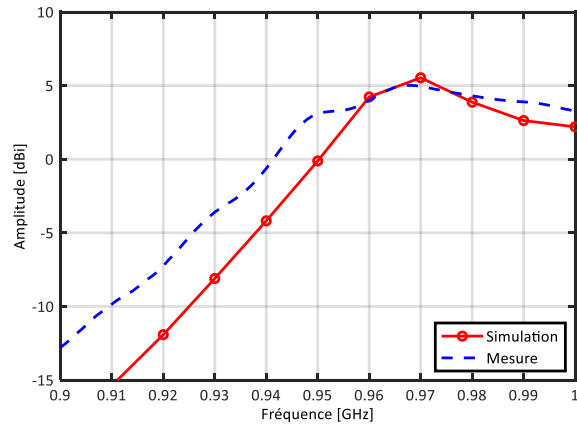


Figure III. 55. Mesure des paramètres S : (a) Illustration du prototype d'antenne NFRP sur CMA, (b) Modules des coefficients de réflexion

L'évolution du gain réalisé dans la direction normale à l'antenne est montrée dans la Figure III. 56. Comme pour le module du coefficient de réflexion et pour les mêmes raisons, on observe le même décalage en fréquence. Néanmoins, une bonne concordance entre la simulation et la mesure est obtenue. Le gain maximal mesuré atteint 5,43 dBi à 980 MHz.



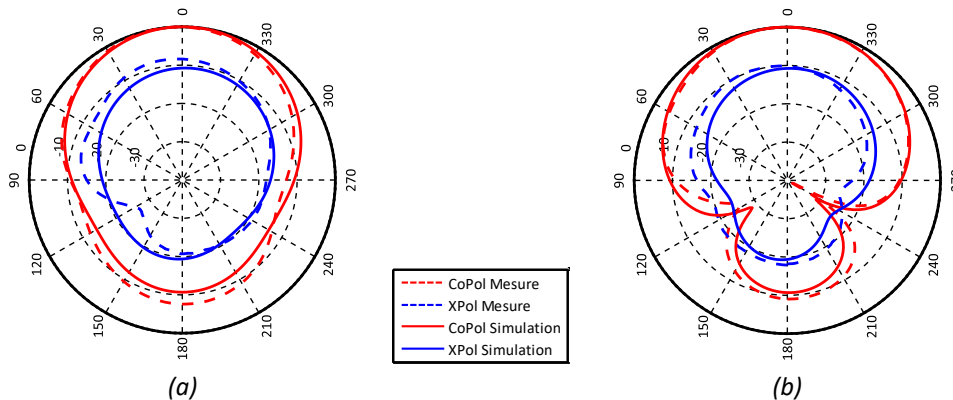
(a)



(b)

Figure III. 56. Mesure de rayonnement : (a) Configuration du banc de mesure dans la chambre anéchoïde, (b) Gain réalisé maximum en fonction de la fréquence.

Les diagrammes de rayonnement simulés normalisés dans les plans E et H sont représentés sur la Figure III. 57(a) et (b) respectivement, pour la fréquence 974 MHz. On peut observer à partir de ces diagrammes que les résultats mesurés et simulés à cette fréquence présentent une bonne corrélation. Le rapport avant/arrière mesuré est d'environ 9 dB, très proche de celui qui a été prédit par simulation (10 dB). Le niveau de polarisation croisée mesuré est de 10 dB pour les plans E et H.



(a)

(b)

Figure III. 57. Diagrammes du gain normalisé à 974 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

## 6. CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons commencé par dresser un état de l'art résumant les travaux qui ont associés des AEP avec des SHI compacts ou non.

Une première validation expérimentale a été proposée avec le couple antenne dipôle demi-onde et un CMA conventionnel (pastille carrée avec un via central). Plusieurs critères d'analyses sont utilisés afin de montrer l'intérêt d'utiliser les CMA dans un contexte d'un système antenne à faible profil, à travers les simulations/mesures d'impédance (adaptation, bande passante, facteur de qualité) et de rayonnement (rendement de rayonnement, directivité). La même antenne (excitateur) est associée à un CMA moyen puis à un CMA petit basé sur un réseau d'interconnexion constitué de lignes microruban méandrées. Les dimensions totales sont  $0.57 \times 0.57 \times 0.069 \lambda_0^3$  (soit un  $ka=2.53$ ) pour le système dipôle – CMA moyen et  $0.48 \times 0.48 \times 0.1 \lambda_0^3$  (soit un  $ka=2.12$ ) pour le système dipôle – CMA petit, soit une réduction de surface de 60% et 74% respectivement, par rapport au système avec le CMA conventionnel. On montre tant d'un point de vue expérimental qu'en simulation que l'usage d'une métasurface à proximité ( $< \lambda_0/10$ ) d'une antenne est possible, même si la phase du coefficient de réflexion, obtenue sous incidence normale d'une onde plane, est non nulle (un point d'inflexion semble suffisant). Les résultats expérimentaux montrent qu'avec le maintien du faible profil ( $h \approx \lambda_0/10$ ) et une taille compacte ( $ka \leq 2.53$ ), l'antenne permet un gain réalisé maximum autour de 5 dBi pour les deux systèmes proposés. En outre, de faibles niveaux de rapport avant/arrière (10 dB) et de polarisation croisée ( $< -25$  dB) ont été observés, pour les trois dispositifs réalisés. Un bon accord est obtenu, entre les résultats de mesures et de simulations.

Afin de poursuivre l'effort de miniaturisation tant sur le motif élémentaire que sur l'excitateur, une antenne NFRP miniature a été placée au-dessus d'une structure CMA basée sur des cellules spirales carrées et associée à un réseau d'interconnexion à capacités imprimées. Deux nouveaux systèmes ont été proposés, basés sur deux empilements différents de substrat pour le CMA : un substrat à pertes (FR4-air-FR4) et un substrat à faibles pertes (RO3003-air-RO3003).

Finalement, la même antenne NFRP a été optimisée pour être couplée avec un CMA basé sur des cellules spirales carrées connectées entre elles à travers un réseau d'interconnexion à capacités localisées. Un prototype a été réalisé et caractérisé pour confronter les résultats de simulations aux mesures. Le système obtenu est efficace (83.7 % de rendement de rayonnement), à faible profil ( $0.07\lambda_0$ ) et compact ( $ka_2=1.29$ ) avec une antenne (excitateur) miniature ( $ka_1 < 0.5$ ). De plus un comportement super-directif au sens de Harrington (6.52 dBi) a pu être identifié. Avec cette nouvelle conception, une réduction de la taille de la cellule unitaire de 93% a été obtenue, permettant la duplication d'un grand nombre de cellule sur une surface relativement faible.

Dans ce chapitre, une antenne miniature associée à un CMA compact permet de proposer un système antenne à faible profil. La bande passante obtenue ne dépasse pas les 1% (soit quelques MHz), qui ne sont pas suffisant pour adresser des standards plus larges bandes (DVT-T, LTE par exemple). Ajouter l'agilité fréquentielle permettrait d'ajuster le fonctionnement du système antenne sur une large bande passante et pourrait palier cette difficulté. Cette partie est traitée dans le chapitre IV suivant.

## REFERENCES DU CHAPITRE III

- [1] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, New York: Cambridge Univ. Press, 2009.
- [2] M. F. Abedin, M. Z. Azad and M. Ali, "Wideband Smaller Unit-Cell Planar EBG Structures and Their Application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 903-908, March 2008.
- [3] K. Agarwal, Y. X. Guo and B. Salam, "Wearable AMC Backed Near-Endfire Antenna for On-Body Communications on Latex Substrate," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 346-358, March 2016.
- [4] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo and D. G. Rucker, "Flexible and Compact AMC Based Antenna for Telemedicine Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 524-531, Feb. 2013.
- [5] H. H. Tran and I. Park, "A Dual-Wideband Circularly Polarized Antenna Using an Artificial Magnetic Conductor," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, no. , pp. 950-953, 2016.
- [6] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, "Miniaturized zeroth order resonance antenna over a reactive impedance surface," 2011 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Hong Kong, 2011, pp. 58-61.
- [7] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, "Compact Circularly-Polarized Patch Antenna Loaded With Metamaterial Structures," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 11, pp. 4329-4333, Nov. 2011.
- [8] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, "Design and Characterization of Miniaturized Patch Antennas Loaded With Complementary Split-Ring Resonators," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 772-785, Feb. 2012.
- [9] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "High-Directivity, Electrically Small, Low-Profile Near-Field Resonant Parasitic Antennas," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 305-309, 2012.
- [10] S. Zhu, K. L. Ford, A. Tennant and R. J. Langley, "Small antenna over AMC surface with/out vias," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, 2012, pp. 2712-2715.
- [11] Sievenpiper, D. F., D. C. Dawson, M. M. Jacob, T. Kanar, S. Kim, J. Long, and R. G. Quarfoth, "Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 1, pp. 8–19, 2012.

- [12] Chu, L. J., "Physical limitations of omni-directional antennas", *J. Appl. Phys.*, vol. 19, no. 12, p. 1163, 1948.
- [13] J.S. Mclean, "A Re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. AP-44, 1996, pp. 672-676.
- [14] R. F. Harrington, "On the gain and beamwidth of directional antennas," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 6, no. 3, pp. 219–225, Jul. 1958.
- [15] M. Pigeon, A. Clemente, C. Delaveaud, and L. Rudant, "Analysis of Harrington limit for electrically small antenna directivity," 8<sup>th</sup> European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2014), Apr. 2014.
- [16] M. Z. Azad and M. Ali, "Novel Wideband Directional Dipole Antenna on a Mushroom Like EBG Structure," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1242-1250, May 2008.
- [17] A. O. Karilainen, J. Vehmas, O. Luukkonen and S. A. Tretyakov, "High-Impedance-Surface-Based Antenna With Two Orthogonal Radiating Modes," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, no. , pp. 247-250, 2011.
- [18] S. Raza, "Characterization of the Reflection And Dispersion Properties of 'Mushroom'-Related Structures and Their Application to Antennas", Master of Applied Science thesis, University of Toronto, 2012.
- [19] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 9, pp. 2403-2414, Sept. 2004.
- [20] R. T. Cutshall and R. W. Ziolkowski, "Comparisons of the planar and 3D Egyptian axe dipole NFRP antennas' performance characteristics," *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.



# CHAPITRE IV : ANTENNE – CMA AGILE EN FREQUENCE POUR LA BANDE BASSE LTE

---

## Sommaire

1.	Introduction.....	135
2.	Etat de l’art sur l’agilité en fréquence des systèmes antennaires .....	136
2.1.	Agilité en fréquence des antennes.....	136
2.1.1.	Diodes PIN .....	136
2.1.2.	Capacités variables .....	137
2.2.	Agilité en fréquence des CMA.....	140
2.3.	Agilité en fréquence de l’association antenne – CMA .....	141
3.	Etude agilité de l’antenne NFRP pour le standard NB-IoT dans la bande basse LTE .....	141
3.1.	Charge capacitive idéale.....	142
3.1.1.	Impédances d’entrée de l’antenne .....	143
3.1.2.	Rendement de rayonnement .....	144
3.1.3.	Diagrammes de gain.....	144
3.2.	Charge capacitive réelle .....	146
3.2.1.	Impédances d’entrée de l’antenne .....	146
3.2.2.	Rendement de rayonnement et gain IEEE .....	147
3.3.	Introduction d’une deuxième capacité sur l’élément exciteur.....	148
4.	Etude de l’agilité du CMA sur la bande basse LTE.....	150
4.1.	Etude et simulation de la structure infinie.....	150
4.2.	Etude et simulation de la structure finie.....	153
5.	Etude de l’agilité fréquentielle du système NFRP – CMA .....	157



---

5.1.	Co-Simulation .....	158
5.2.	Simulation du système NFRP – CMA à 700 MHz.....	161
5.2.1.	Cas où la résistance $R_{CMA}$ est de faible valeur ( $R_{CMA} = 0.2 \Omega$ ).....	161
5.2.2.	Cas où la résistance $R_{CMA}$ est de forte valeur ( $R_{CMA} = 3 \Omega$ ).....	163
5.3.	Caractérisation expérimentale .....	165
5.3.1.	Système à 700 MHz .....	165
5.3.2.	Système à 747 MHz .....	167
6.	Conclusion .....	171
	Références du chapitre IV .....	173

## 1. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédant, un dispositif antenne original a été proposé, formé d'une antenne miniature NFRP ( $ka_1 = 0.489$ ) et d'une structure CMA cylindrique compacte ( $ka_2 = 1.29$ ) basée sur un motif de forme spirale carrée avec un réseau d'interconnexion de capacités localisées. Optimisé pour fonctionner autour de la fréquence 960 MHz, le système obtenu est efficace (83.7% de rendement de rayonnement), à faible profil ( $0,07\lambda_0$ ) et super-directif au sens de Harrington (6,52 dBi). Néanmoins, il présente une bande passante limitée à -10 dB de l'ordre de 9 MHz (0.9%), ce qui, au regard des systèmes de télécommunications de type NB-IoT (Narrow Band Internet of Things, en anglais) paraît largement suffisant (largeur de bande des canaux de 180 kHz [1]). Le but de ce chapitre est d'introduire l'agilité fréquentielle au système proposée afin de couvrir la totalité de la bande basse LTE (700 – 960 MHz) et de présenter une impédance réglable à l'entrée de l'antenne. Cette fonction permettrait aussi d'augmenter le niveau de miniaturisation du dispositif antenne. Dans le cadre de ce travail, aucun cahier des charges n'est imposé, néanmoins la démonstration de la fonction d'agilité avec ces antennes à faible profile en vue d'adresser les bandes basses du standard NB-IoT dans la bande LTE, nous semble un cas d'étude adapté. En particulier, la miniaturisation de système antenne sub-GHz prend tout son sens, si l'intégration de ce type d'antenne à proximité de surfaces métalliques (toit de véhicules, fuselages d'avions...) est envisagée.

Ce chapitre a pour objectif d'investiguer la possibilité de rendre l'association NFRP – CMA reconfigurable en fréquence et compatible avec des applications large bande. Pour se faire, nous allons tout d'abord aborder les solutions de reconfigurabilité fréquentielle des antennes et des métasurfaces en se focalisant sur les composants qu'il est possible de trouver sur étagère à travers quelques exemples récents et non exhaustifs issus de la littérature.

Ensuite, nous allons, à travers des simulations et co-simulations, étudier séparément, l'agilité de l'antenne NFRP et celle du CMA afin de déterminer l'excursion capacitive nécessaire de chaque élément afin de balayer toute la bande visée.

Enfin nous allons étudier puis valider l'agilité de l'association NFRP – CMA sur toute la bande basse LTE et conclure sur l'apport de cette fonctionnalité.

## 2. ETAT DE L'ART SUR L'AGILITE EN FREQUENCE DES SYSTEMES ANTENNAIRES

Ajouter une fonction d'agilité ou de reconfigurabilité à un système antenne revient à lui ajouter la possibilité de modifier une ou plusieurs de ses caractéristiques de fonctionnement en fonction des besoins de l'application visée. Trois types de reconfigurabilité peuvent être identifiées : reconfiguration en fréquence, reconfiguration du rayonnement (diagramme), reconfiguration de la polarisation et finalement toute combinaison des trois configurations précédentes [2]. Dans ce chapitre, on se focalise sur l'agilité fréquentielle qui permet de résoudre la problématique de bande passante limitée de notre système antenne composé d'une antenne miniature placée au-dessus d'une métasurface compacte.

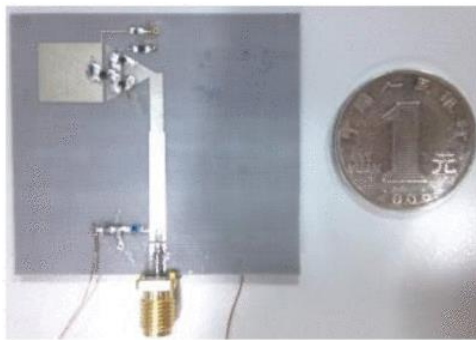
### 2.1. AGILITE EN FREQUENCE DES ANTENNES

L'agilité fréquentielle représente une solution technologique dans le cas d'antennes miniatures caractérisées par une bande passante réduite, adressant une sous bande ajustable permettant de couvrir une bande passante totale beaucoup plus large. Plusieurs techniques plus ou moins innovantes ont été utilisées dans la littérature pour ajouter cette fonctionnalité à l'antenne. Parmi les solutions les plus répandues, l'ajout de composants localisés actifs permet de modifier la longueur électrique effective de l'antenne, de réaliser des courts circuits ou des fentes commutables et d'activer ou désactiver des éléments parasites. D'autres approches sont basées sur l'utilisation de matériaux « intelligents » qui ont des propriétés accordables comme les substrats ferroélectriques ou ferromagnétiques et les cristaux liquides. Dans ce paragraphe, on introduit rapidement les composants actifs les plus utilisés pour ajouter la fonction de reconfigurabilité fréquentielle pour les antennes avec quelques exemples de réalisations de l'état de l'art.

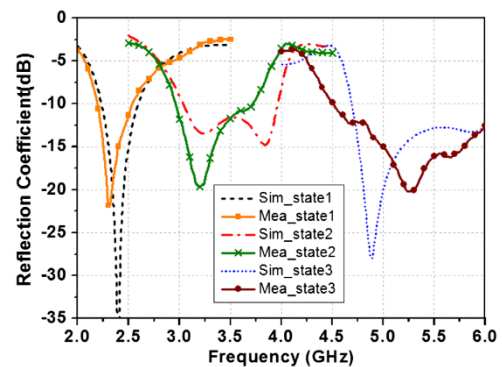
#### 2.1.1. DIODES PIN

Les diodes PIN (Positif – Intrinsèque – Négatif) sont parmi les commutateurs radiofréquences les plus utilisés grâce à leur commutation rapide (quelques dizaines de nanosecondes), leur tension de commande peu élevée (de l'ordre du volt), leur fiabilité et leur faible coût. Une diode PIN est caractérisée par ses deux états : état OFF (non passante) lorsqu'elle est polarisée en inverse et état ON (passante) pour une polarisation dans le sens direct.

T. Li et al, présentent dans [3] une antenne « Bow-tie » reconfigurable en fréquence pour les applications Bluetooth, WiMAX et WLAN. Sept diodes PIN ont été intégrées pour modifier la longueur effective de l'antenne conduisant à une bande de fonctionnement réglable électriquement. Selon le nombre de diodes activées, l'antenne résonne à 2.4 GHz, 3.5 GHz et 5.5 GHz. Les rendements de rayonnement mesurés sont de 53%, 63% et 71% respectivement.



(a)



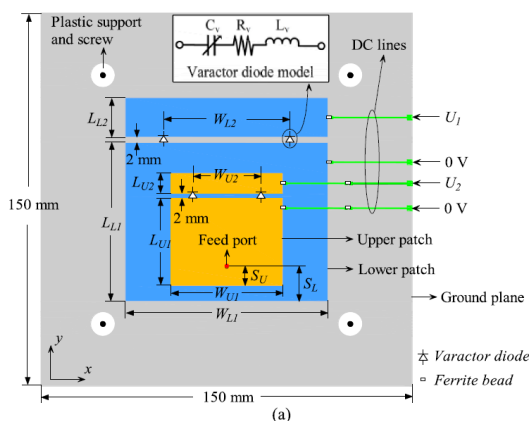
(b)

Figure IV. 1. (a) Photo du prototype réalisé, (b) Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour les trois états différents de l'antenne reconfigurable [3].

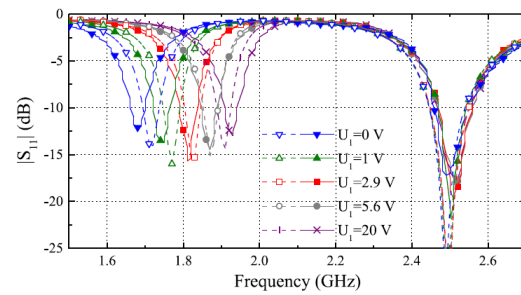
## 2.1.2. CAPACITES VARIABLES

### 2.1.2.1. DIODES VARACTORS

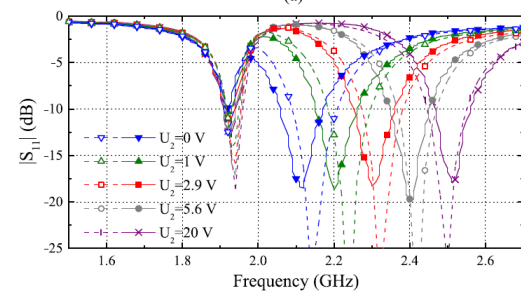
Les diodes varactors (ou varicap) sont des capacités variables dont la valeur dépend de la tension de polarisation appliquée en inverse ; lorsque l'on change la tension de polarisation, on change la valeur de la capacité. L'avantage de cette diode est la facilité d'intégration et la grande excursion continue de valeurs de capacités. Néanmoins elle souffre d'une résistance série (ESR) importante qui est typiquement de l'ordre de 0.5 à 2.5  $\Omega$  [4] [5].



(a)



(a)



(b)

Figure IV. 2. (a) Géométrie de l'antenne proposée, (b) Les coefficients de réflexion simulés (lignes pointillées) et mesurés (lignes pleines) de l'antenne pour les différentes tensions appliquées [6].

Dans [6], les auteurs présentent une antenne composée de deux patches superposés. Sur chaque patch une paire de diodes varactors est introduite. En modifiant la tension de polarisation appliquée aux bornes des deux paires de diode, la fréquence de résonance des deux bandes peut être réglée de

façon indépendante. Pour une tension de contrôle entre 0 et 20 V, l'antenne est accordable de 1,68 à 1,93 GHz pour la bande basse et de 2.11 à 2.51 GHz pour la bande haute. Le gain mesuré varie de 4.2 à 7.8 dBi pour la bande basse et de 4.7 à 7.6 dBi pour la bande haute. Les diodes varactors permettent dans ce cas de rallonger artificiellement l'une ou l'autre pastille rayonnante, induisant de ce fait un décalage fréquentiel de la réponse de l'antenne.

### 2.1.2.2. CAPACITES COMMUTEES OU «DIGITALLY TUNABLE CAPACITORS (DTC)» EN ANGLAIS

Les DTC sont des capacités ajustables à réglage numérique, basées sur la technologie Ultra CMOS et formées d'un réseau de capacités (dans des configurations séries ou parallèles). Les générations actuelles présentent une ESR (Equivalent Series Resistance, en anglais) relativement faible dont la valeur varie entre 0.2 et 3  $\Omega$ , une large excursion capacitive (jusqu'à 7.4:1), une petite taille (quelques millimètres carrés) et finalement des linéarité et tension de claquage élevées [7].

Dans [8], E. BEN ABDALLAH présente une antenne fente miniature et agile intégrant un DTC dont la capacité varie entre 1.3 pF et 5.3 pF avec un pas de 125 fF et une résistance série entre 5  $\Omega$  et 2  $\Omega$  pour adresser la bande basse du standard LTE. La bande passante totale adressable est de 486 MHz entre 515 MHz et 900 MHz avec une bande passante instantanée qui varie de 11 MHz à 144 MHz. La fente et son plan de masse sont de taille  $\lambda_0/11.6 \times \lambda_0/5.6 \times \lambda_0/669$  à 515 MHz. En raison de la forte miniaturisation et de la forte résistance série, l'efficacité rayonnée passe de 34% à la fréquence la plus haute, à 3% à la plus basse et le gain réalisé maximal obtenu est de -2.1 dBi à 900 MHz et chute à -13.3 dBi à 515 MHz.

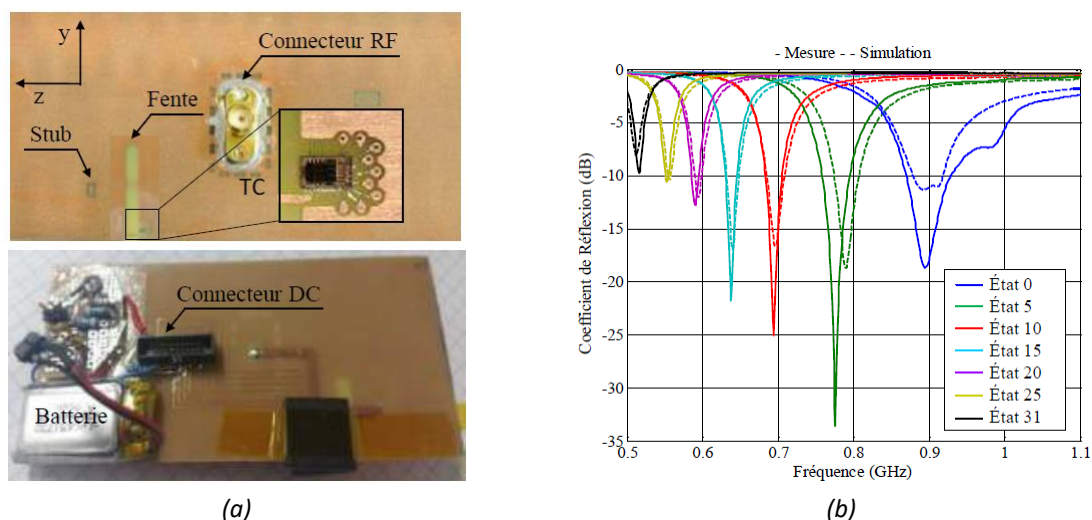


Figure IV. 3. (a) Photo du prototype réalisé. (b) Comparaison entre simulations (en pointillé) et mesures (en traits continus) du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états du DTC [8]

### 2.1.2.3. CAPACITES VARIABLES MEMS

Les capacités variables de type MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems) sont le résultat de la mise en parallèle de deux (ou plusieurs) commutateurs MEMS RF qui profitent d'un mouvement mécanique subit pour accomplir la fonction d'un interrupteur quasi parfait. Grâce à la technologie

MEMS RF permettant d'atteindre des performances intéressantes par rapport à la technologie des semi-conducteurs, les capacités variables MEMS sont caractérisées par leurs faibles pertes d'insertion (facteur de qualité élevé), faible consommation et supportent des tensions élevées. Cependant, leur coût reste élevé par rapport aux autres alternatives [9].

Nous présentons un exemple d'antenne associée à une capacité MEMS conçu par Caporal Del Barrio et al. [10] pour adresser les futures bandes de la communication mobile à 600 MHz. Les valeurs de la capacité MEMS utilisée varient entre 0.5 pF (ESR = 0.5  $\Omega$ ) et 5.9 pF (ESR = 0.3  $\Omega$ ) avec une résolution de 0.25 pF. La fréquence de résonance passe de 800 MHz à 600 MHz et le rendement de rayonnement mesuré est compris entre -6 dB et -2 dB.

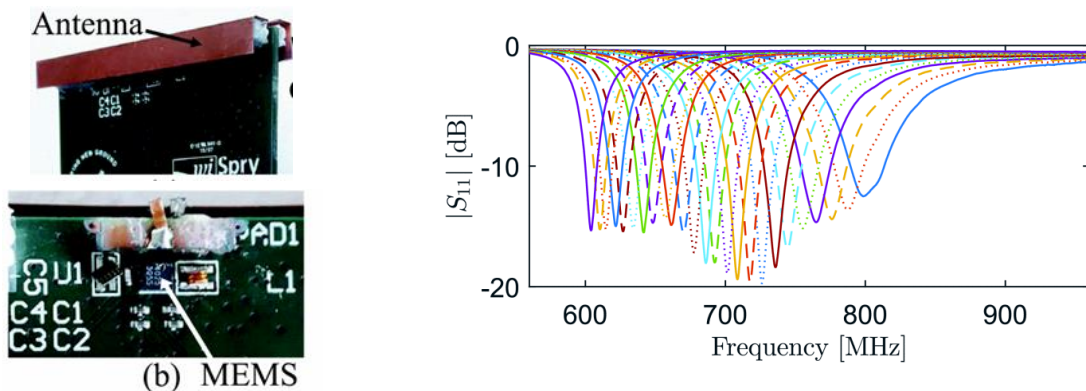


Figure IV. 4. (a) Photo de l'antenne proposée (b) Coefficients de réflexion pour une capacité MEMS qui varie de 0.5 à 6.5 pF avec un pas de 0.25 pF [10].

#### 2.1.2.4. CAPACITES VARIABLES BST

Les capacités BST sont des structures accordables réalisées en Titanate de Barium Strontium, un matériau ferroélectrique dont la permittivité électrique varie en fonction de la tension de polarisation appliquée. Elles présentent généralement un facteur de qualité relativement bas (ne dépassant pas 30) entre 1 et 10 GHz [11] [12] et un rapport capacitif de l'ordre de 4-5 avec des tensions de commande inférieures à 100 V.

Dans [13], RAMMAL présente une antenne fente reconfigurable en fréquence grâce à l'introduction d'une capacité variable BST. Pour une tension DC appliquée variant entre 0V et 60V, la fréquence de fonctionnement de l'antenne évolue de 2 GHz à 2.83 GHz couvrant ainsi une bande passante totale de 830 MHz avec des bandes instantanées supérieures à 50 MHz autour de la fréquence centrale sélectionnée. Pour une tension de 60 V, le gain réalisé maximal est égal à 4 dBi et le rendement total est proche de 80%. Pour une tension 0 V, l'antenne fente présente un gain réalisé maximal de -2 dBi et un rendement total de l'ordre de 32%. La taille électrique de la fente est de  $\lambda_0/5 \times \lambda_0/292 \times \lambda_0/182$  à la fréquence de 2.05 GHz.

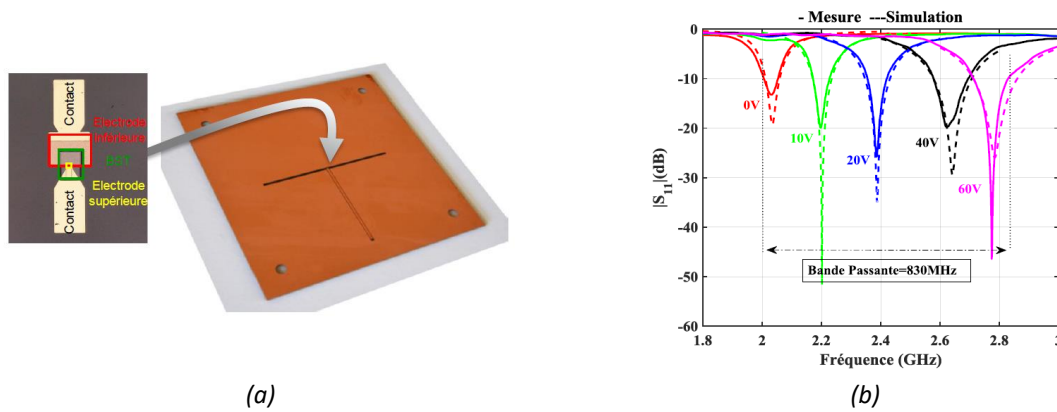


Figure IV. 5. (a) Photo de l'antenne fente proposée. (b) Coefficients de réflexion mesurés et simulés pour différentes valeurs de tension appliquée sur le condensateur BST [13].

## 2.2. AGILITE EN FREQUENCE DES CMA

Comme pour les antennes précédemment décrites, l'intégration de composants variables permet de rendre les métasurfaces accordables sur une bande de fréquence plus étendue et ainsi les rendre compatibles avec des applications large bande. Cette propriété permet également la sélection d'une bande passante utile instantanée tout en filtrant les signaux extérieurs à cette bande. Dans la littérature, les CMA reconfigurables en fréquence ont été abordés avec des approches modifiant localement la tension de contrôle de certains éléments localisés entre les motifs métalliques voisins [14], [15] ou entre les motifs et le plan de masse [16].

Dans [15], D. CURE présente une surface sélective en fréquence (FSS) avec des capacités variables de type BST introduites entre les motifs métalliques adjacents le long d'une seule dimension de la surface pour simplifier le réseau de polarisation. Une antenne dipôle, non accordable, a été associée avec la métasurface. Pour des valeurs de capacité variant de 1 à 1.4 pF, l'ensemble affiche une bande passante totale de 220 MHz de 2,23 à 2,55 GHz avec une bande passante instantanée variant de 50 à 160 MHz et des valeurs de gain réalisé maximum allant de 3 à 3.7 dBi. La hauteur totale de l'ensemble est de  $\lambda_0/33$  à 2.4 GHz.

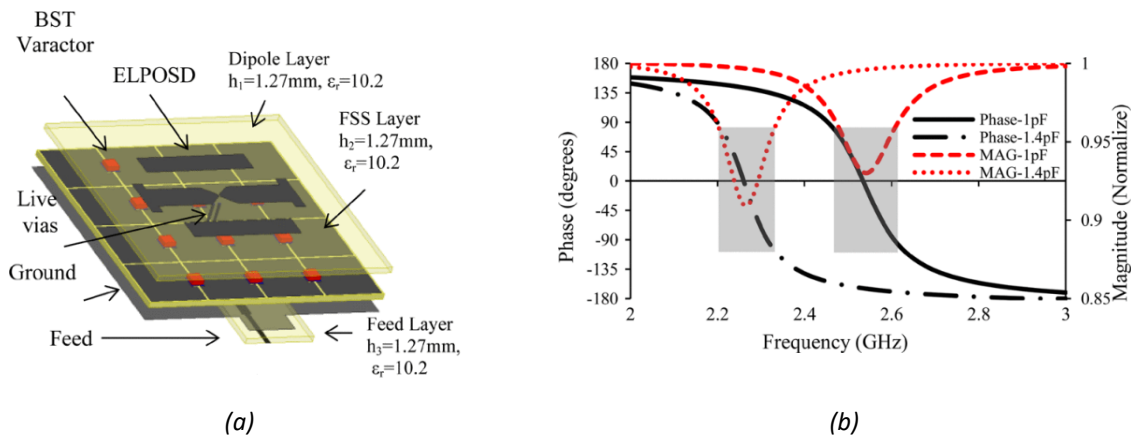


Figure IV. 6. (a) Schéma de l'association antenne – FSS proposée (b) Phase et amplitude du coefficient de réflexion simulé pour la FSS accordable [15].

### 2.3. AGILITE EN FREQUENCE DE L'ASSOCIATION ANTENNE – CMA

Très récemment, dans la littérature, des travaux [17] ont été consacrés au développement d'un dispositif compact composé d'une antenne accordable associée à une métasurface reconfigurable en fréquence. Dans ces travaux, l'élément rayonnant ( $ka_1 = 1.96$ ) est formé de deux dipôles croisés chargés par deux diodes varactors Infineon BB857. Il est placé à une hauteur de 1.5 cm ( $\lambda_0/54$ ) au-dessus d'un CMA ( $ka_2 = 2.26$ ). La cellule unitaire de périodicité 5.1 cm ( $\lambda_0/16$ ) avec une épaisseur de substrat de 1.27 cm est chargée par 4 diodes varactors comme le montre la Figure IV. 7 (a). Pour une tension de polarisation appliquée variant entre 0 V et 30 V, la phase du coefficient de réflexion du CMA est accordable de 150 MHz à 370 MHz pour des communications par satellite. Dans cette bande le gain réalisé maximal varie entre 4 et 5 dBic.

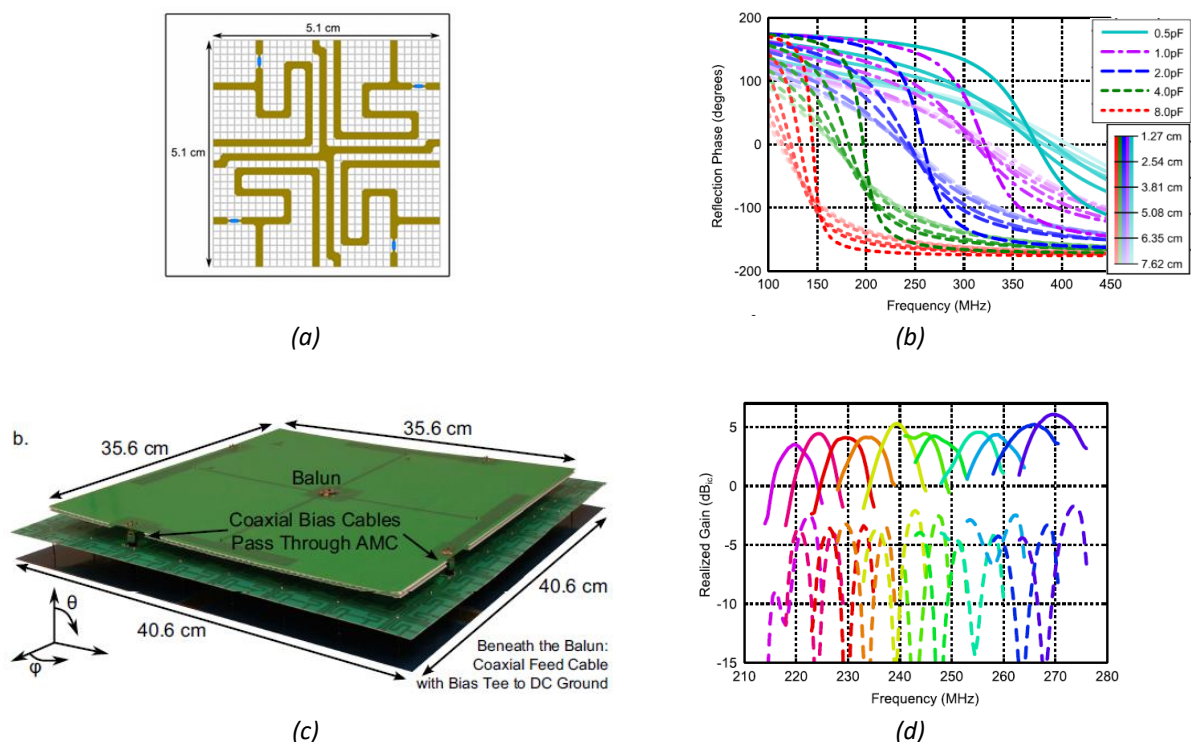


Figure IV. 7 (a) Cellule unitaire, (b) Phases des coefficients de réflexion en fonction de la tension de polarisation des diodes (c) Photo du système proposé (d) Modules des coefficients de réflexion simulés et gain réalisé mesuré [17].

### 3. ETUDE AGILITE DE L'ANTENNE NFRP POUR LE STANDARD NB-IOT DANS LA BANDE BASSE LTE

Dans le chapitre I l'antenne NFRP proposée souffre d'une bande passante limitée (20 MHz, soit 2% à 990 MHz). L'objectif de cette section est de rendre cette antenne miniature reconfigurable en fréquence afin de palier à ce problème grâce à l'introduction de capacités variables sur la structure antennaire. Dans ce travail, nous choisissons d'adresser le standard LTE NB-IoT qui exploite des canaux de 200kHz, en mode « Half Duplex en anglais » dans la bande basse LTE composée de 13 sous bandes comprises entre 699 MHz et 960 MHz [1].



La structure de l'antenne correspond à celle étudiée dans le chapitre I. En se basant sur les règles de conception définies dans le Tableau I- 2 du chapitre 1, les dimensions des deux dipôles (principal et parasite) sont optimisées afin d'obtenir un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB autour de la fréquence visée. L'antenne NFRP est imprimée sur un substrat à faibles pertes, Rogers 3003 ( $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan \delta = 0.0013$ ), avec une épaisseur de 0.762 mm. Elle est conçue pour fonctionner à 990 MHz. Ses dimensions géométriques sont présentées dans la Figure IV. 8 et résumées dans le Tableau IV- 1. Les dimensions globales sont 52 mm  $\times$  50 mm  $\times$  0.832 mm ( $\lambda_0/5.8 \times \lambda_0/5.8 \times \lambda_0/360$  à 990 MHz), soit un  $ka_1 = 0.498$  permettant de considérer cette antenne comme miniature.

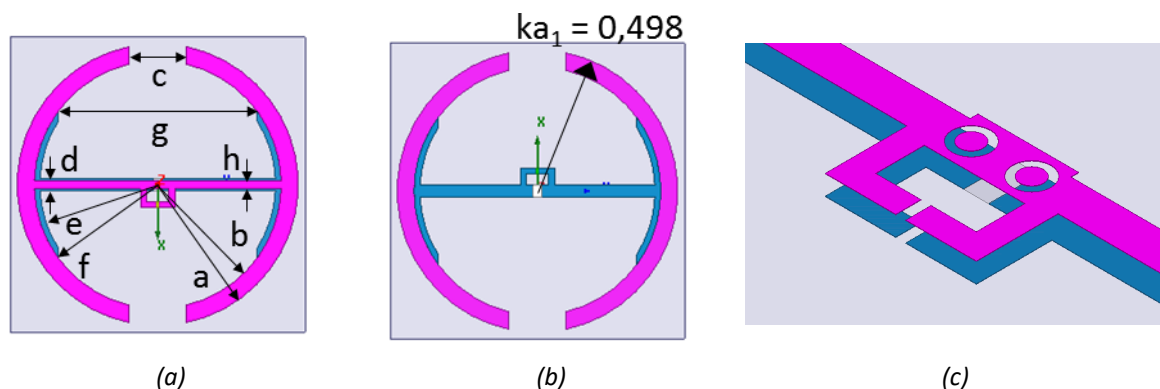


Figure IV. 8. L'antenne NFRP proposée : (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous et (c) zoom sur la partie alimentation

Tableau IV- 1. Paramètres géométriques de l'antenne NFRP proposée

Paramètres	Symboles	Dimensions [mm]
Rayon ext de l'élément parasite	$a$	24.8
Rayon int de l'élément parasite	$b$	21.8
Ecart entre les deux brins de l'élément parasite	$c$	10
Largeur de la ligne de l'élément parasite	$d$	1.5
Rayon ext de l'élément exciteur	$e$	21.8
Rayon int de l'élément exciteur	$f$	20.8
Ecart entre les deux brins de l'élément exciteur	$g$	37
Largeur de la ligne de l'élément exciteur	$h$	2
Largeur du substrat	$x_{sub}$	52
Hauteur du substrat	$h_{sub}$	0.762

### 3.1. CHARGE CAPACITIVE IDEALE

Dans un premier temps, une seule capacité variable ( $C_1$ ) est introduite sur l'élément parasite. En première approche, nous considérons la capacité ajoutée comme idéale c'est-à-dire ne présentant aucune perte. Les pertes seront introduites ultérieurement.

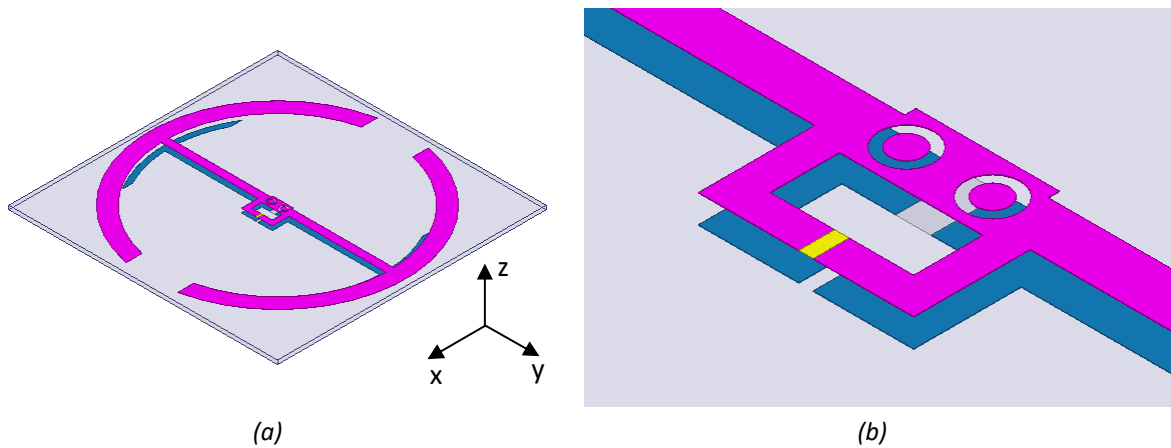


Figure IV. 9. L'antenne NFRP chargée par  $C_1$  : (a) Vue en perspective (b) zoom sur la partie alimentation

### 3.1.1. IMPEDANCES D'ENTREE DE L'ANTENNE

Comme nous pouvons le constater dans la Figure IV. 10, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée avec la valeur de la capacité. La fréquence qui correspond au maximum de la partie réelle de l'impédance d'entrée se décale de 980 MHz à 675 MHz quand la valeur de la capacité  $C_1$  varie de 3 pF à 10 pF.

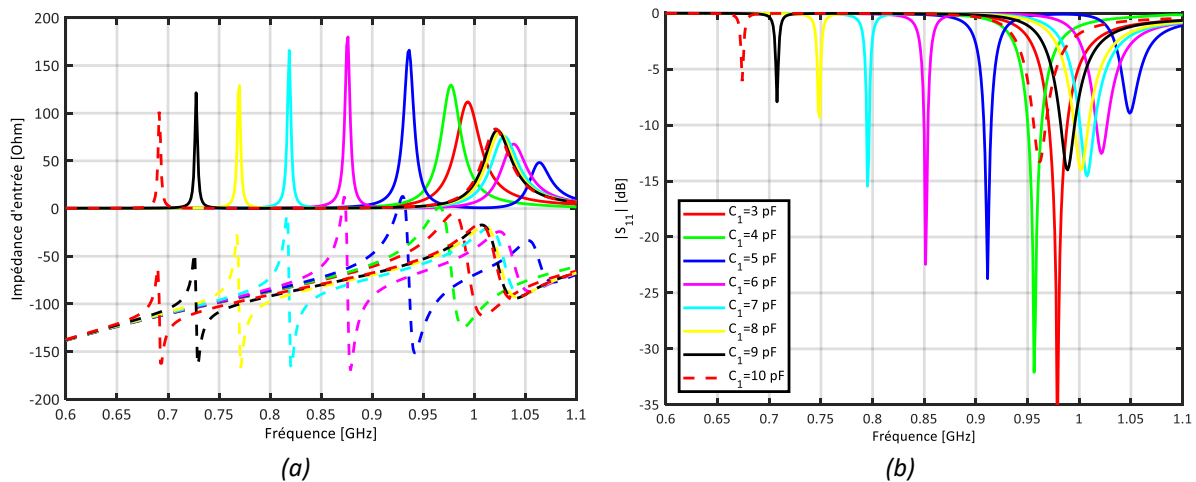


Figure IV. 10. Évolution de (a) l'impédance d'entrée de l'antenne NFRP seule et (b) de son coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs  $C_1$  (simulation).

Le coefficient de réflexion de l'antenne est présenté dans la Figure IV. 10 pour les mêmes valeurs de capacité. Nous constatons une baisse de la bande passante instantanée avec la variation de la charge capacitive. La bande passante à -10 dB passe de 17 MHz à 980 MHz à seulement 4 MHz à 796 MHz. Cette baisse est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures détaillées dans le premier chapitre. Malheureusement, la charge capacitive  $C_1$  disposée sur le brin parasite de l'antenne NFRP ne permet pas de balayer toute la bande basse du standard LTE allant de 700 MHz à 960 MHz. La bande passante totale balayée grâce à la variation de la charge capacitive  $C_1$  est de 200 MHz, soit de 760 MHz à 960 MHz. En deçà de 760 MHz, le critère d'adaptation à -10 dB n'est plus respecté.

### 3.1.2. RENDEMENT DE RAYONNEMENT

Les rendements de rayonnement ( $\eta_r$ ) en fonction de la valeur de la capacité et de la fréquence de résonance sont représentés sur la Figure IV. 11(a) et Figure IV. 11(b) respectivement pour la NFRP seule. On remarque que l'augmentation de la capacité (de 3 à 10 pF) implique une diminution de la fréquence (de 980 à 680 MHz) avec une dégradation du rendement de rayonnement (de 94.1% à 6.2%). La Figure IV. 12 montre que le produit (Bande passante  $\times$  Rendement) de l'antenne proposée, en fonction de sa taille électrique, décroît plus fortement que la limite théorique.

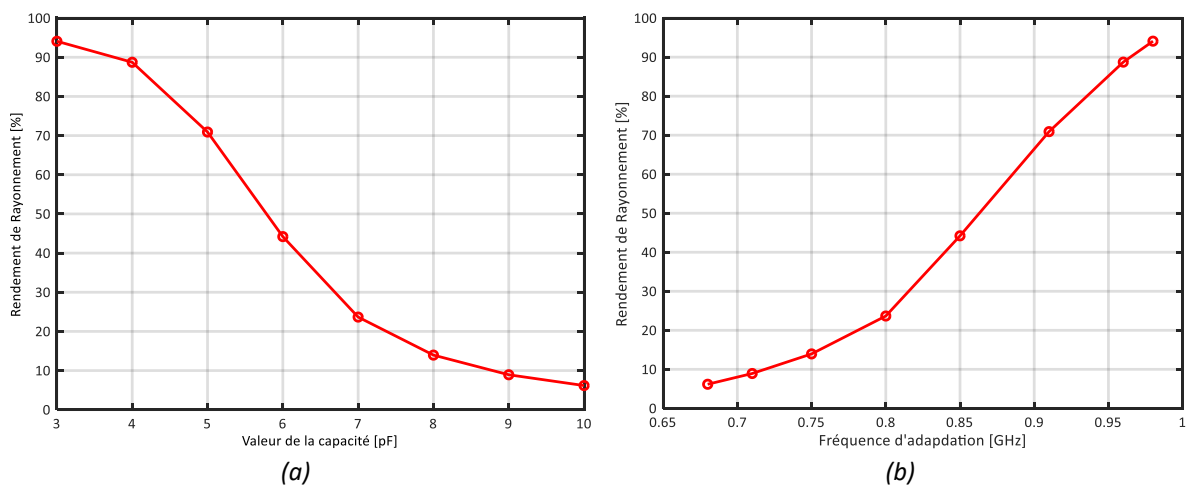


Figure IV. 11. Rendement de rayonnement de l'antenne NFRP en fonction de : (a) la valeur de la capacité et de (b) la fréquence d'adaptation

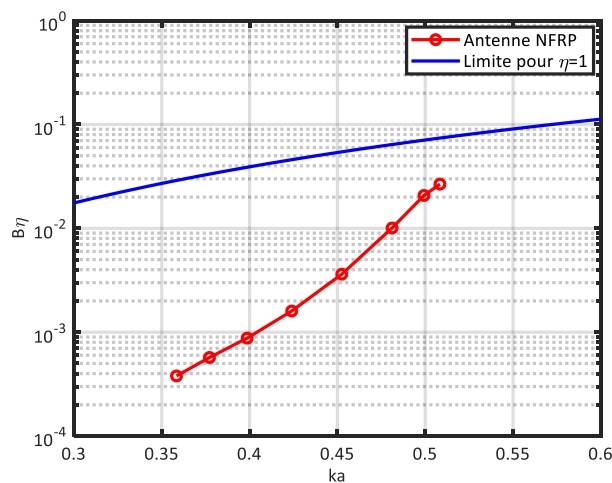


Figure IV. 12. Performances (Bande passante  $\times$  Rendement) en fonction de la taille électrique de l'antenne NFRP

### 3.1.3. DIAGRAMMES DE GAIN

Afin de s'affranchir des variations des niveaux d'adaptations de cette antenne en fonction de la valeur de la capacité, les Figure IV.13(a) et Figure IV. 13(b) présentent le Gain IEEE (ne prenant pas en compte la désadaptation) en fonction de cette capacité et en fonction de la fréquence de résonance respectivement. Comme nous pouvons le constater, le gain diminue avec la miniaturisation de

l'antenne. En effet, le gain total maximal est d'environ 1.5 dBi pour une valeur de capacité de 3pF, de -4.4 dBi pour la valeur de 7 pF et de -10.2 dBi pour 10 pF. Cette remarque est conforme encore une fois avec les lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leurs performances se dégrader avec la réduction de leur taille électrique.

Nous présentons la Figure IV. 14 les diagrammes de gain de l'antenne pour différentes valeurs de capacité  $C_1 = \{3 \text{ pF}, 6 \text{ pF}, 9 \text{ pF}\}$ . La forme dipolaire du diagramme est préservée quelle que soit la valeur de  $C_1$  malgré la dégradation de la polarisation sous l'effet de la forte miniaturisation.

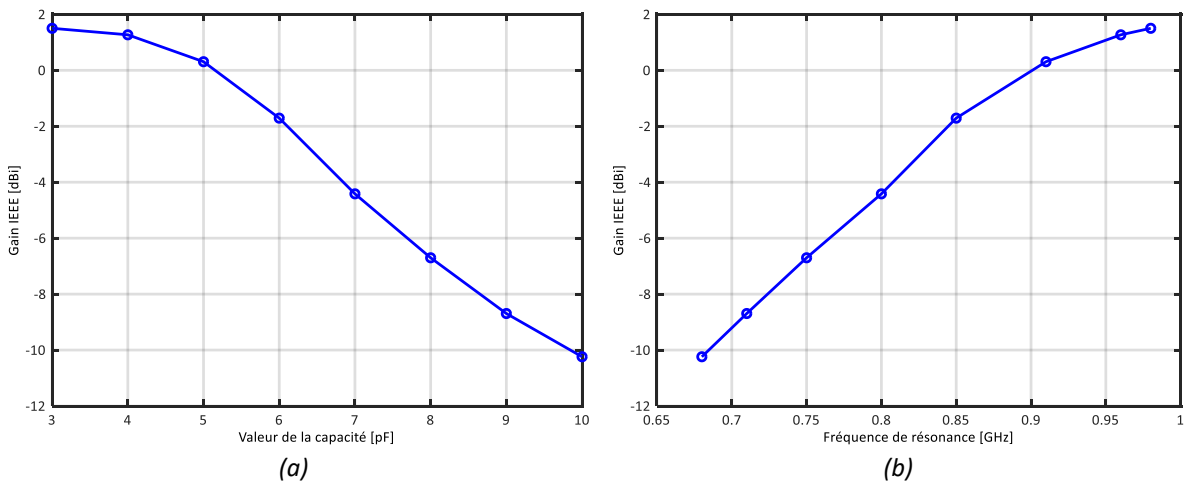
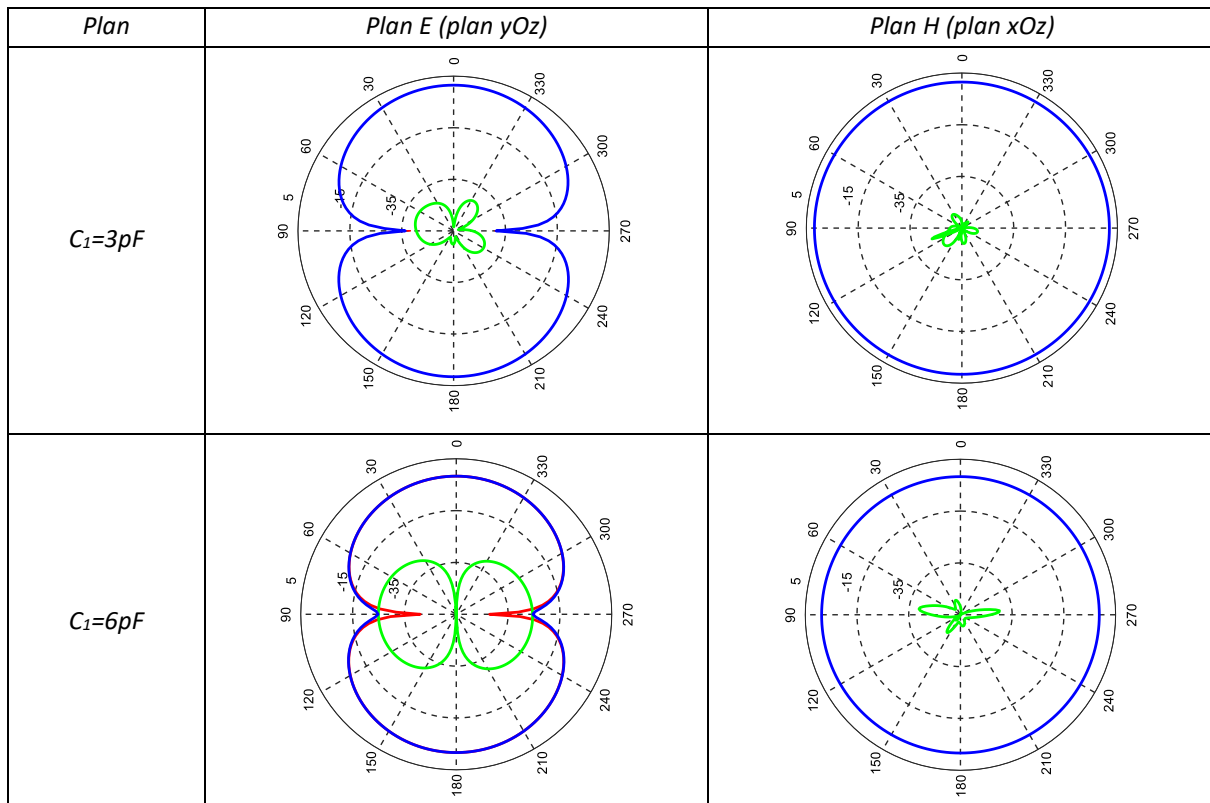


Figure IV. 13. Gain IEEE de l'antenne NFRP en fonction de : (a) la valeur de la capacité et de (b) la fréquence de résonance



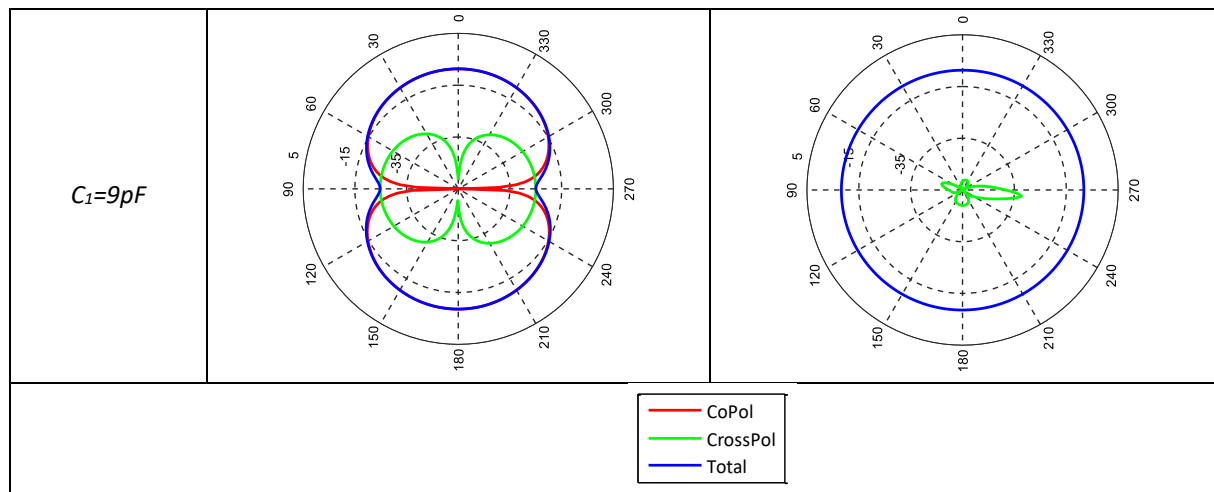


Figure IV. 14. Diagrammes de gain IEEE de l'antenne NFRP pour différentes valeurs de capacités  $C_1$

### 3.2. CHARGE CAPACITIVE REELLE

En pratique, quel que soit le type de la charge capacitive utilisée, active ou passive, elle présente forcément une résistance en série (ESR) de valeur non négligeable. La Figure IV. 15 représente la conception de l'antenne intégrant la résistance en série de charge capacitive. Il s'agit d'un élément localisé de type « lumped element » rajouté en série sur la structure de l'antenne.

Dans cette section, l'effet de la résistance série, notée  $R_1$  associée à la charge capacitive  $C_1$ , placée sur l'élément parasite de l'antenne NFRP, est étudié.

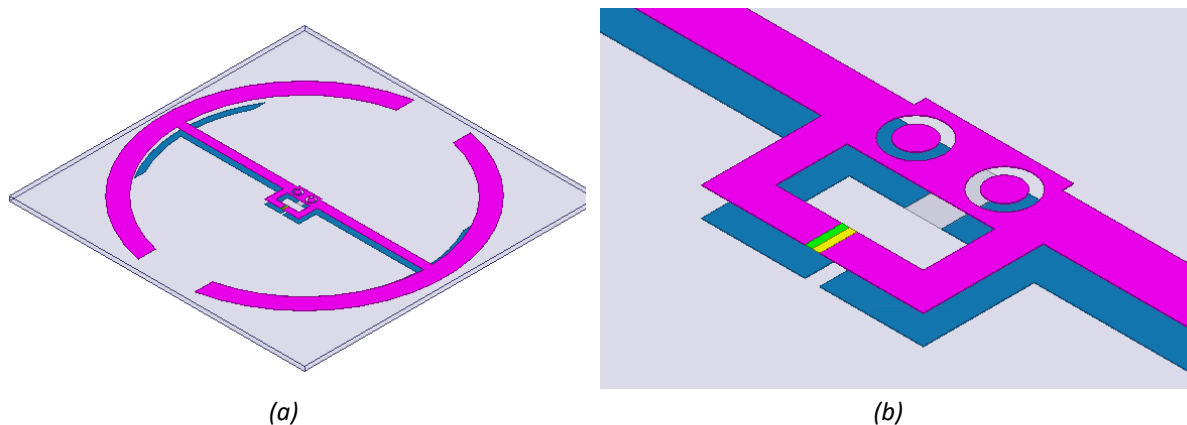


Figure IV. 15. L'antenne NFRP chargée par  $C_1$  et  $R_1$  : (a) Vue en perspective (b) zoom sur la partie alimentation

#### 3.2.1. IMPEDANCES D'ENTREE DE L'ANTENNE

En présence d'une résistance série ESR de valeur  $R_1 = 0.25 \Omega$ , la partie réelle de l'impédance d'entrée est désormais plus faible. Le niveau d'adaptation est systématiquement impacté et le critère à -10 dB n'est plus respecté pour des fréquences inférieures à 850 MHz.

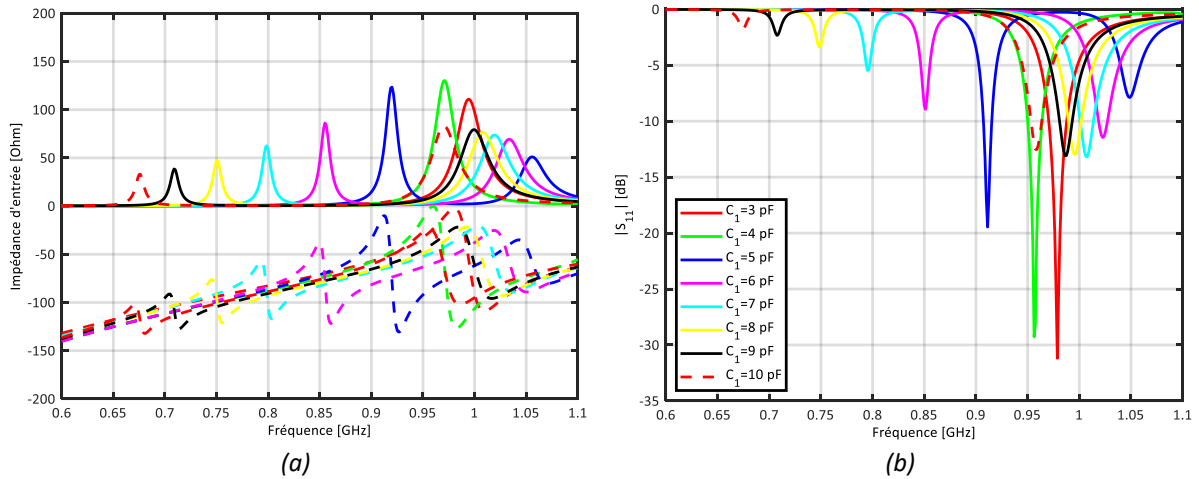


Figure IV. 16. Évolution de l'impédance et du  $|S_{11}|$  de l'antenne NFRP en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacité (simulation).  $R_1=0.25 \Omega$

### 3.2.2. RENDEMENT DE RAYONNEMENT ET GAIN IEEE

Les rendements de rayonnement ( $\eta_r$ ) en fonction de la valeur de  $R_1$  pour différentes valeurs de la charge capacitive  $C_1$  sont représentés sur la Figure IV. 17. Quelle que soit la valeur de la charge capacitive, la pente d'évolution du rendement est négative. On note que plus la valeur de la charge capacitive est grande plus l'impact de  $R_1$  est important. En effet, à 980 MHz ( $C_1=3$ pF), l'antenne est électriquement plus grande, le courant ( $I$ ) est moins fort et par conséquent les pertes, proportionnelles à  $R_1 \times I^2$ , sont plus faibles. A 700 MHz ( $C_1=9$ pF), l'antenne est plus miniature, un courant plus fort est concentré sur l'élément rayonnant et autour de la capacité et donc les pertes ohmiques deviennent importantes. Par exemple pour une charge capacitive de 3 pF, le rendement de rayonnement se dégrade de 94.1% à 88.8% (soit une baisse relative de 5.6%) lorsqu'on passe de  $R_1=0 \Omega$  à  $R_1 = 1.5 \Omega$ . Cependant pour une charge capacitive de 5 pF, le rendement se dégrade de 70.9% à 23.3% (soit une baisse relative de 67%) pour les mêmes valeurs de  $R_1$ .

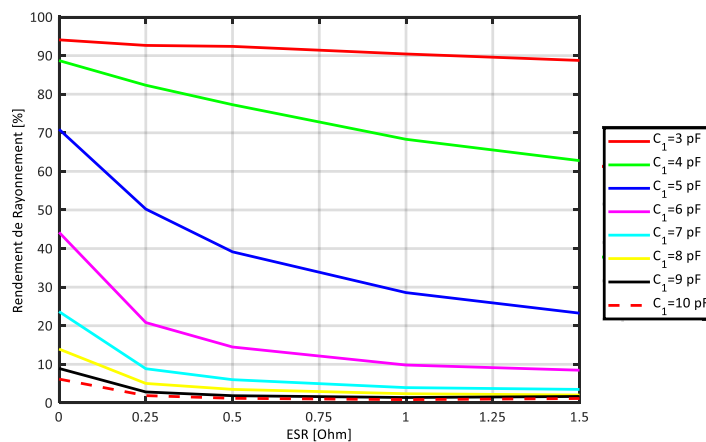


Figure IV. 17. Rendement de Rayonnement en fonction de la résistance série équivalente  $R_1$

Les variations du gain total (gain IEEE) en fonction de la valeur de  $R_1$  pour différentes valeurs de  $C_1$  sont représentées sur la Figure IV. 18. La pente d'évolution du gain en fonction de la résistance série est également négative quelle que soit la valeur de la charge capacitive introduite avec un impact plus

important pour des valeurs de capacité plus grandes. Il ne faudra pas tenir compte à priori de la remontée du Gain IEEE pour les valeurs de 9 et 10 pF. Compte tenu des rendements relativement faibles, de petites divergences sur le gain simulé peuvent amener à ce type de résultats.

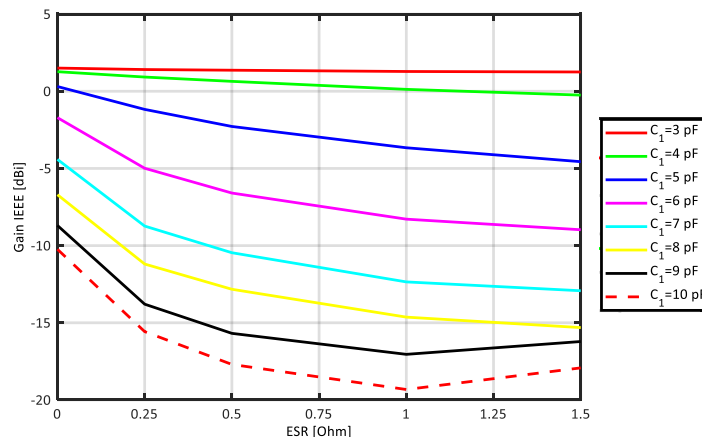


Figure IV. 18. Gain IEEE en fonction de la résistance série équivalente  $R_1$

L'introduction d'une charge capacitive ( $C_1$ ), au niveau du brin parasite de l'antenne NFRP ne nous permet pas de balayer toute la bande visée de 700 MHz à 960 MHz. Dans la suite on se propose d'introduire une deuxième capacité ( $C_2$ ), de réglage au niveau de l'élément excitateur.

### 3.3. INTRODUCTION D'UNE DEUXIEME CAPACITE SUR L'ELEMENT EXCITEUR

Dans cette section, l'effet de l'introduction d'une deuxième charge capacitive  $C_2$  est étudié. Elle est placée au niveau de l'élément excitateur en parallèle du port d'excitation comme le montre la Figure IV. 19. La nouvelle antenne proposée comporte alors deux charges capacitatives variables ( $C_1$  et  $C_2$ ), chacune est associée avec une résistance en série ( $R_1$  et  $R_2$ ) pour se rapprocher au mieux des modèles des capacités variables réelles.

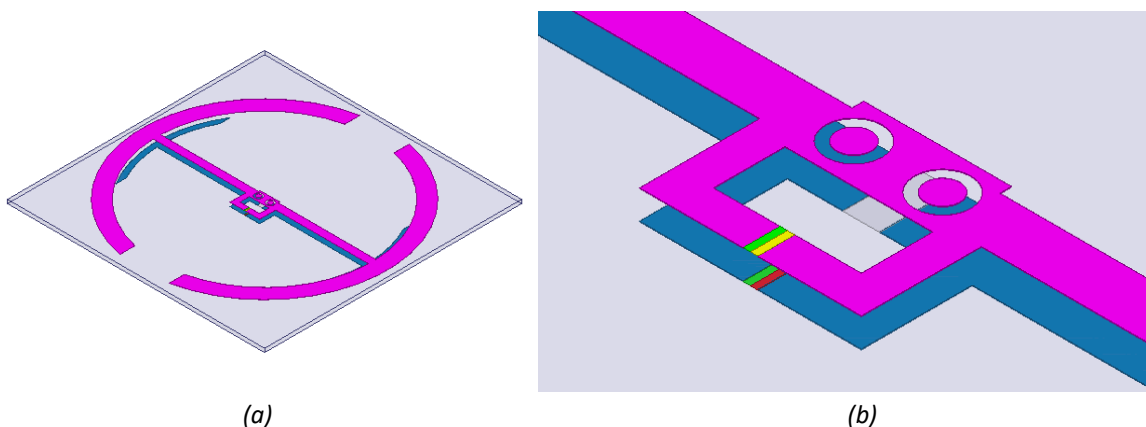


Figure IV. 19. L'antenne NFRP chargée par  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$  et  $R_2$  : (a) Vue en perspective (b) zoom sur la partie alimentation

Le nombre de combinaison du couple  $C_1$ ,  $C_2$  étant important, un processus de co-simulation électromagnétique-circuit a été mené. Afin de calculer les performances de l'antenne chargée par ces

deux composants discrets. Une simulation électromagnétique 3D de l'antenne, en intégrant des ports à la place des composants discrets, est exécutée. Ensuite, les composants sont ajoutés et connectés aux ports comme le montre la Figure IV. 20. Une mise à jour de l'ensemble du système permet d'obtenir la réponse de l'antenne et ses performances.

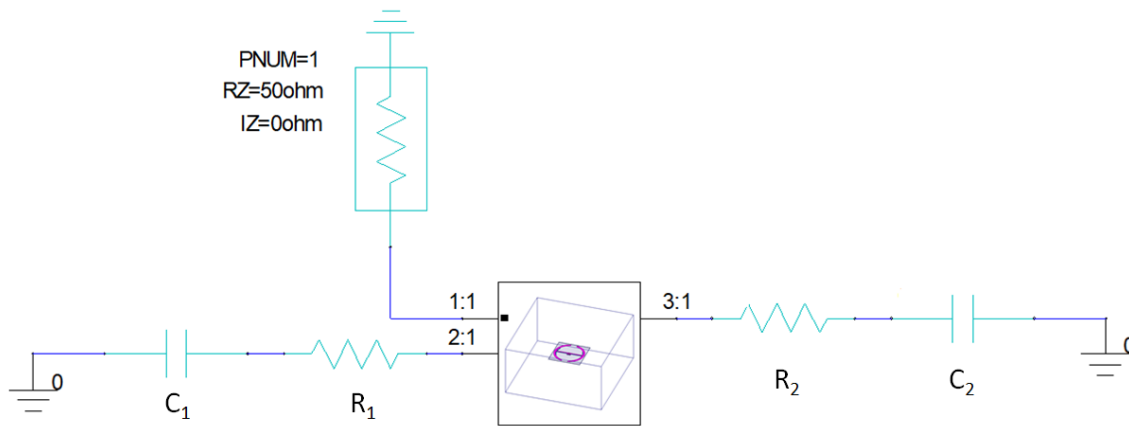


Figure IV. 20. Co-simulation HFSS/Designer de l'antenne NFRP

Les valeurs des capacités et des résistances séries sont résumées dans le Tableau IV- 2. Les résultats de simulations sont affichés sur la Figure IV. 21 seulement pour une valeur de  $C_2=2.5\text{pF}$  présentant les meilleurs résultats pour la partie basse du spectre (les autres performances sont obtenues pour des valeurs intermédiaires de  $C_1$  et  $C_2$ ). La présence d'une deuxième charge capacitive modifie le comportement de l'impédance d'entrée de l'antenne NFRP, qui devient plus inductive ce qui permet l'amélioration du niveau d'adaptation de l'antenne entre 700 MHz et 850 MHz.

Tableau IV- 2. Valeurs des charges capacitatives et résistives introduites

Paramètres	Symboles	Valeur
Capacité de l'élément parasite	$C_1$	$3 \text{ pF} \leq C_1 \leq 10 \text{ pF}$
ESR de l'élément parasite	$R_1$	$0.25 \Omega$
Capacité de l'élément excité	$C_2$	$2.5 \text{ pF}$
ESR de l'élément excité	$R_2$	$0.25 \Omega$

La nouvelle antenne NFRP proposée intégrant deux capacités variables ( $3 \text{ pF} \leq C_1 \leq 10 \text{ pF}$ ) et ( $0 \text{ pF} \leq C_2 \leq 2.5 \text{ pF}$ ) a permis une agilité fréquentielle de moins de 700 MHz à 960 MHz avec une bande passante instantanée à -10 dB située entre 6 MHz et 17 MHz couvrant ainsi largement les besoins du standard LTE NB-IoT dans la bande basse LTE pour un volume très réduit ( $ka_1 = 0.49$  à 960 MHz et  $ka_2=0.33$  à 700 MHz). Le rendement de rayonnement diminue avec la miniaturisation et le facteur de qualité augmente, ce qui est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures. Lorsqu'on change la valeur de la capacité introduite sur l'élément parasite, le rendement de rayonnement décroît de 94.1% vers 6.2% pour une capacité idéale, puisque la taille électrique de l'antenne diminue et induit un facteur de qualité plus élevé. Celui-ci indique une énergie stockée plus forte qui induit une baisse de rendement. L'introduction des pertes ohmiques des capacités implique une nouvelle diminution des performances de l'antenne. Ainsi, l'efficacité passe de 92.7% à 2% pour une résistance série de  $0.25 \Omega$  et de 88.8% à 1.1% pour une résistance de  $1.5 \Omega$ .



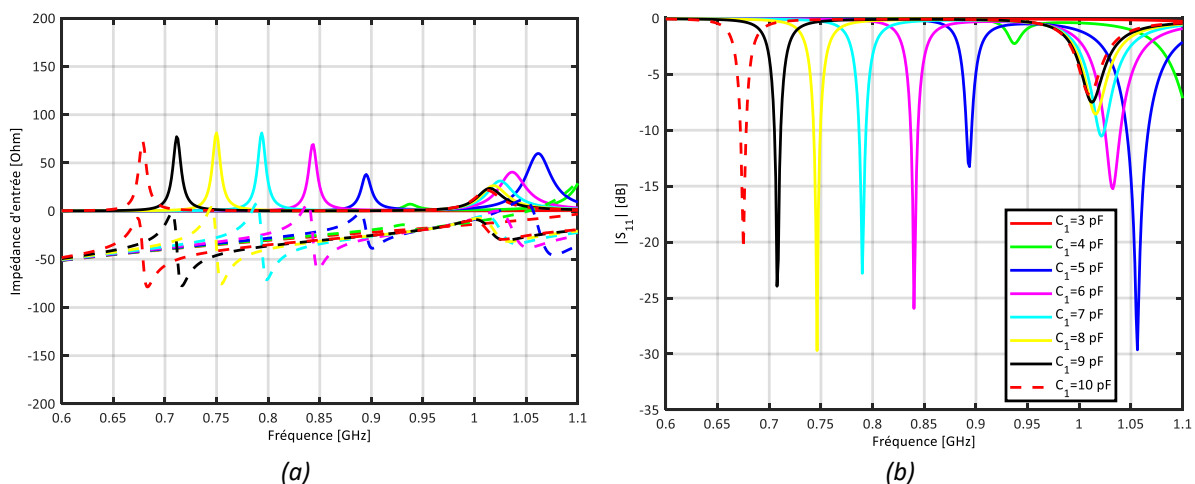


Figure IV. 21. Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne NFRP en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacité (simulation).  $R_1=R_2 = 0.25 \Omega$ ,  $C_2 = 2.5$  pF

## 4. ETUDE DE L'AGILITE DU CMA SUR LA BANDE BASSE LTE

Dans le chapitre II, un CMA compact a été développé, de forme cylindrique et basé sur un motif de spirales carrées, associé à un réseau de lignes microruban au centre desquelles des capacités localisées ont été introduites. La périodicité de la nouvelle cellule unitaire est de 11,8 mm ( $\lambda_0/27$ ), soit une réduction finale de 93% en surface par rapport à la taille de la cellule conventionnelle. Néanmoins, cette forte miniaturisation n'induit pas ici une réduction significative de la bande passante (9.4% pour la cellule conventionnelle  $\rightarrow$  10.6% pour la cellule miniaturisée), du fait des changements de substrat (FR4  $\rightarrow$  RO3003) et de leurs empilages respectifs (plein, RO-Air-RO). L'agilité fréquentielle est un moyen efficace d'adresser une large bande passante, en divisant la bande totale en de multiples sous bandes. Dans le paragraphe suivant, on propose d'ajouter la fonction d'agilité au CMA développé pour couvrir tout le spectre de fréquence de la bande basse LTE à travers la simulation infinie et finie de la structure.

### 4.1. ETUDE ET SIMULATION DE LA STRUCTURE INFINIE

La cellule unitaire proposée dans le chapitre II est composée d'un motif spiral carré associé à quatre vias positionnés symétriquement par rapport au bord de la pastille, de trois couches de métallisation (supérieure pour le motif, intermédiaire pour le plan de masse et inférieure pour le réseau d'interconnexion) et deux couches de diélectriques séparées par un espace d'air. Les vias connectent la pastille métallique supérieure à un réseau de lignes micro-rubans placé sur la couche métallique inférieure sans contact électrique avec le plan de masse intermédiaire. Une capacité en série avec une résistance localisée sont reportées au centre de chaque ligne microruban, afin de prendre en compte les pertes intrinsèques du composant passif et celles d'un composant actif variable à terme (Varactors ou DTC). Par anticipation et afin de faciliter l'intégration finale de composants actifs, le réseau de capacité est localisé sous le plan de masse (face arrière du dispositif), plutôt que de placer les capacités entre les patches métalliques voisins sur la couche supérieure.

La périodicité de la nouvelle cellule unitaire est de 11,8 mm ( $\lambda_0/27$ ), permettant d'intégrer des composants actifs, à terme. Les deux substrats utilisés sont des Rogers 3003 ( $\epsilon_r=3$ ,  $\tan \delta = 0.0013$ ) d'épaisseur 0.762 mm, du fait de leur très faible dispersion et de leur faible perte. Un espace d'air de 6.25 mm est utilisé afin d'assurer une miniaturisation forte et une bande passante satisfaisante tout en garantissant une structure légère. La hauteur totale est d'environ 7,75 mm ( $\lambda_0/40$ ). Les paramètres géométriques de la cellule unitaire proposée sont donnés dans la Figure IV. 22 et résumés dans le Tableau IV- 3.

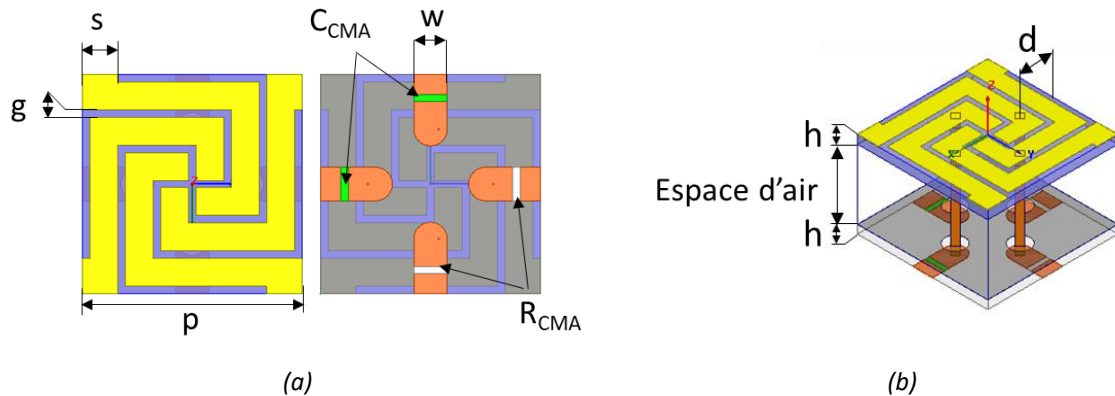


Figure IV. 22. Cellule spirale carrée avec réseau d'interconnexion : (a) Vue de dessus et de dessous, (b) Vue en perspective

Tableau IV- 3. Dimensions de la cellule unitaire proposée

Paramètres	Valeurs
Périodicité : $p$ [mm]	11.8 ( $\lambda_0/27$ )
Largeur du brin : $s$ [mm]	1.5
Ecart : $g$ [mm]	0.4
Position des via : [mm]	2.95
Largeur de la ligne : $w$ [mm]	1.8
Hauteur du substrat : $h$ [mm]	0.762
Type de substrat	FR4 ( $\epsilon_r=3$ , $\tan \delta=0.013$ )
Espace d'air [mm]	6.25
$C_{CMA}$ [pF]	0.2 $\rightarrow$ 1
$R_{CMA}$ [Ohm]	0.2 / 1 / 3

Les phases du coefficient de réflexion simulées de la cellule unitaire dupliquée à l'infini sont illustrées sur la Figure IV. 23 pour des valeurs de capacité  $C_{CMA}$  variant de 0.2 pF à 1 pF avec un pas de 0.2 pF et des résistances parasites  $R_{CMA}$  de valeur 0.2  $\Omega$ , 1  $\Omega$  et 3  $\Omega$ . Ces différentes valeurs de résistances permettent d'évaluer le comportement de la cellule lorsqu'elle sera associée à une capacité variable. Les courbes des phases montrent que la fréquence de fonctionnement du CMA proposé peut être ajustée de 960 MHz à moins de 700 MHz, en utilisant des charges capacitatives de valeurs comprises entre 0.2 pF et 1 pF quelle que soit la valeur de la résistance série (superposition parfaite des différentes variations de résistances). Pour une phase nulle autour de 940 MHz, la bande

passante (à  $\pm 90^\circ$ ) est de 100 MHz (10.6%). Cette bande passante est réduite à 44 MHz (7.1%) pour une fréquence de résonance autour de 620 MHz.

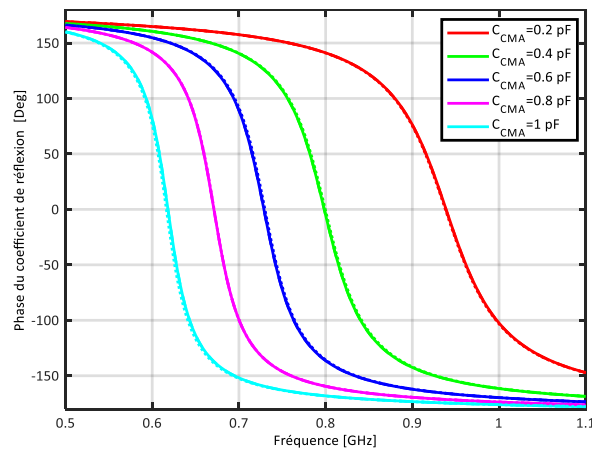


Figure IV. 23. Simulation de la phase du coefficient de réflexion de la cellule spirale carrée infinie en fonction de  $C_{CMA}$  (Ligne continue :  $R_{CMA}=0.2 \Omega$ , ligne discontinue :  $R_{CMA}=1 \Omega$ , ligne en pointillés :  $R_{CMA}=3 \Omega$ )

La Figure IV. 24 illustre les amplitudes du coefficient de réflexion simulées de la cellule unitaire dupliquée à l'infini pour les mêmes valeurs de capacité et de résistances. L'amplitude du coefficient de réflexion indique le niveau relatif d'énergie RF absorbée par le CMA. Pour une faible valeur de résistance ( $R_{CMA} = 0.2 \Omega$ ), cette atténuation reste inférieure à 0.7 dB autour de 620 MHz et inférieure à 0.3 dB à 940 MHz. Inversement, une valeur de résistance importante ( $R_{CMA} = 3 \Omega$ ) entraîne une réduction de plus de 2 dB pour les plus basses fréquences et 0.75 dB aux fréquences les plus élevées.

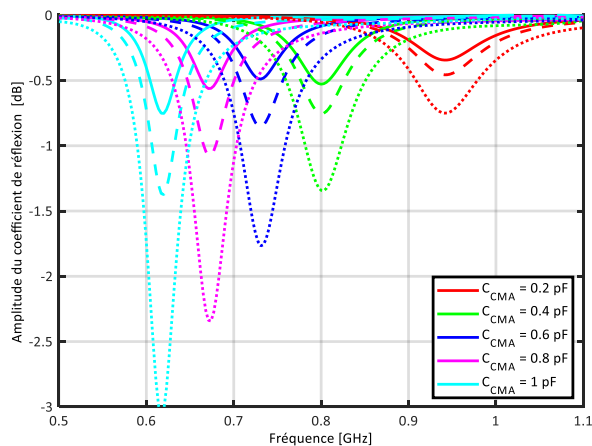


Figure IV. 24. Simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion de la cellule spirale carrée infinie en fonction de  $C_{CMA}$  (Ligne continue :  $R_{CMA}=0.2 \Omega$ , ligne discontinue :  $R_{CMA}=1 \Omega$ , ligne en pointillés :  $R_{CMA}=3 \Omega$ )

Une analyse des propriétés de dispersion de la structure a été menée afin d'identifier les modes correspondants aux ondes de surface susceptibles d'être excités dans la structure. Cette étude a été faite pour différentes valeurs de charges capacitatives : 0.2 pF, 0.6 pF et 1.2 pF. Les diagrammes de dispersions 2D complets de la structure sont illustrés ci-dessous. En aucun cas la structure présente une bande interdite électromagnétique.

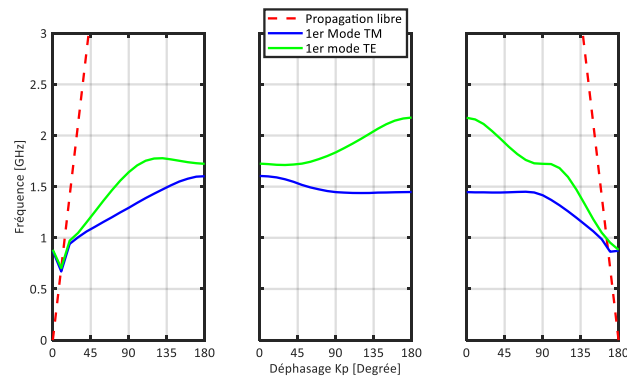


Figure IV. 25. Diagrammes de dispersion du CMA.  $C_{CMA}=0.2 \text{ pF}$ ,  $R_{CMA}=0.2 \Omega$

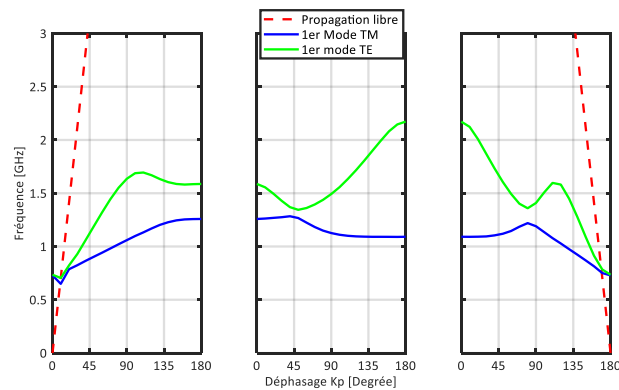


Figure IV. 26. Diagrammes de dispersion du CMA.  $C_{CMA}=0.6 \text{ pF}$ ,  $R_{CMA}=0.2 \Omega$

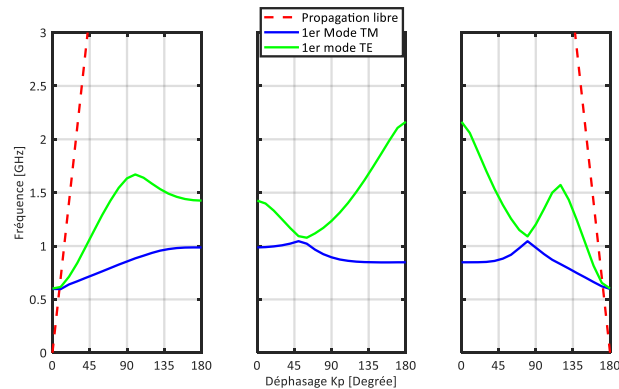


Figure IV. 27. Diagrammes de dispersion du CMA.  $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$ ,  $R_{CMA}=0.2 \Omega$

## 4.2. ÉTUDE ET SIMULATION DE LA STRUCTURE FINIE

En utilisant la cellule unitaire précédente avec ces dimensions de référence résumées dans le Tableau IV- 4, un CMA de forme cylindrique a été développé et étudié dans le chapitre II. Lors de cette première évaluation, deux prototypes ont été réalisés avec une capacité minimale ( $C_{CMA}=0.2 \text{ pF}$ ) et avec deux résistances séries différentes ( $R_{CMA}=0.2 \Omega$  et  $R_{CMA}=3 \Omega$ ), afin d'émuler des composants plus dispersifs (ex : éléments actifs de type DTC). Dans ce paragraphe, on va s'intéresser au caractère ajustable en fréquence de cette métasurface. Les phases du coefficient de réflexion simulées du CMA

fini lorsque les charges capacitives varient de 0.2 pF à 1.6 pF sont illustrées sur la Figure IV. 29 et la Figure IV. 30 pour des valeurs de résistance de 0.2  $\Omega$  et 3  $\Omega$  respectivement

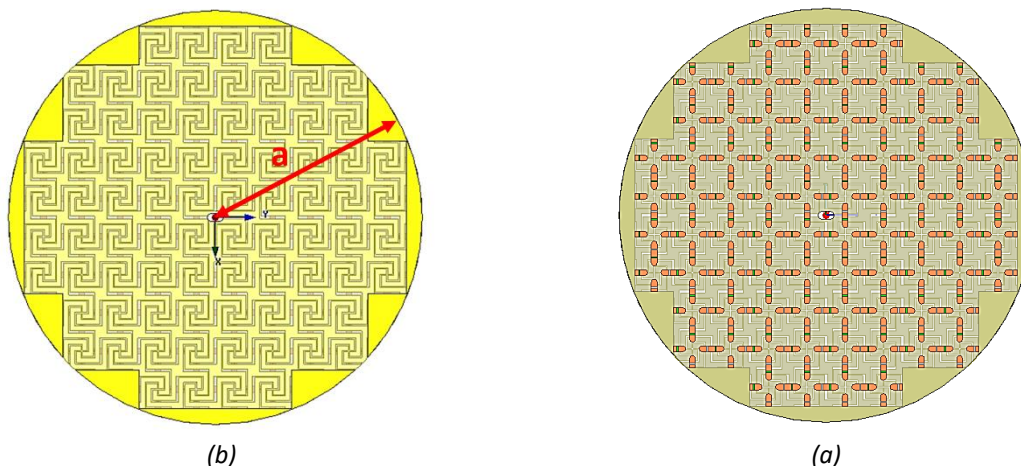


Figure IV. 28. Conception du CMA fini proposé : (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous

Dans les deux cas, les courbes des phases montrent que la fréquence de fonctionnement du CMA fini peut être ajustée de 1025 MHz à moins de 720 MHz, en utilisant des charges capacitives de valeurs comprises entre de 0.2 et 1.4 pF. La bande passante maximale est de 50 MHz (4.9%) qui correspond à la fréquence la plus haute contre une bande passante minimale de 10 MHz (1.4%) autour de 720 MHz. Dans le cas d'une capacité  $C_{CMA}$  de valeur 1.6 pF et une résistance  $R_{CMA}=0.2 \Omega$ , la phase du coefficient de réflexion s'annule autour de 675 MHz avec une pente plus raide soit une bande passante plus faible (8 MHz soit 1.2%). En revanche, dans le cas d'une capacité  $C_{CMA}$  de valeur 1.6 pF et une résistance  $R_{CMA}=3 \Omega$ , la phase du coefficient de réflexion affiche un point d'inflexion autour de  $180^\circ$  et non un passage à zéro. La perte du passage par le zéro de phase peut s'expliquer encore une fois par les pertes ohmiques dues aux importantes charges résistives introduites et l'écrasement de la bande passante.

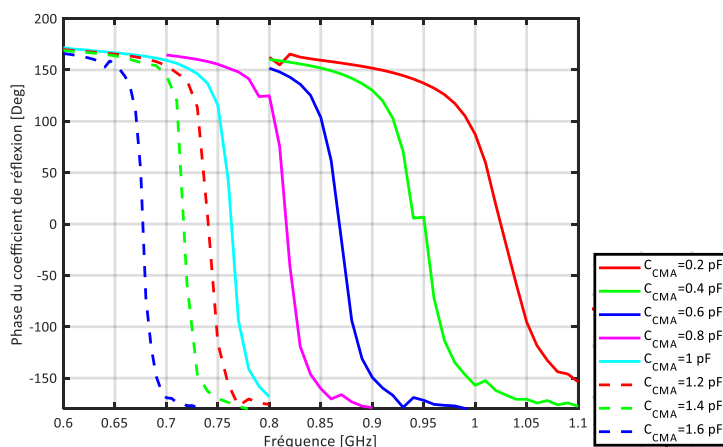


Figure IV. 29. Simulation de la phase du coefficient de réflexion du CMA en fonction  $C_{CMA}$  avec  $R_{CMA}=0.2 \Omega$

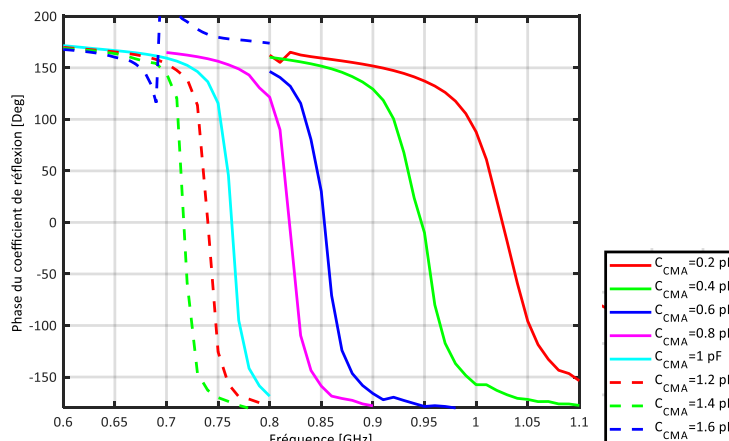


Figure IV. 30. Simulation de la phase du coefficient de réflexion du CMA en fonction  $C_{CMA}$  avec  $R_{CMA}=3 \Omega$

La Figure IV. 31 présente une comparaison du zéro de la phase du coefficient de réflexion de la structure finie et infinie lorsque les valeurs des capacités  $C_{CMA}$  introduites varient de 0.2 pF à 1.6 pF. On note que l'écart du zéro de phase entre la structure finie et celle considérée infinie est plus important lorsque la capacité augmente. Ceci se justifie par le fait que plus la valeur de la capacité augmente plus la structure devient petite devant la longueur d'onde et s'éloigne du modèle d'une structure infinie.

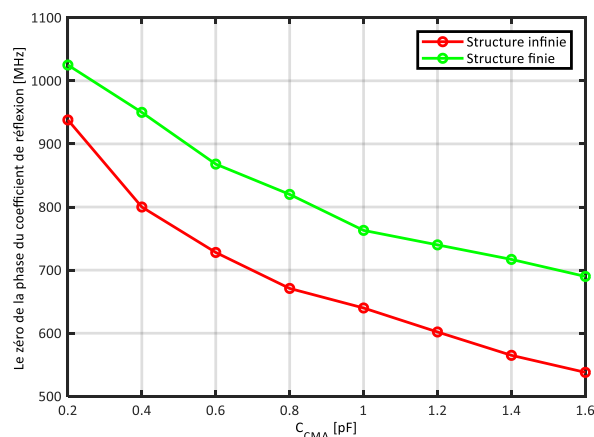


Figure IV. 31. Comparaison du zéro de la phase du coefficient de réflexion de la structure finie et infinie pour  $R_{CMA}=0.2 \Omega$

Deux nouveaux prototypes ont été réalisés pour viser un fonctionnement des CMA autour des 700 MHz (cf. Figure IV. 32). La première configuration associe une capacité maximale ( $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$ ) avec une résistance minimale ( $R_{CMA}=0 \Omega$ ) et la deuxième associe toujours la capacité maximale ( $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$ ) avec une résistance maximale ( $R_{CMA}=3 \Omega$ ). L'objectif à travers ces deux nouveaux prototypes est de montrer que la structure actuelle nous permet d'atteindre les bandes les plus basses du standard LTE, grâce au réseau homogène des charges capacitatives introduites sous le plan de masse. Il est important de rappeler que l'ensemble des vias ont été positionnés et soudés à la main sur les deux PCBs tout en respectant à la fois l'écart entre les deux PCBs et les distances entre les vias. Ce choix économique d'assemblage pourrait introduire éventuellement des écarts plus ou moins importants. Les références des composants utilisés et leurs fiches techniques sont dans l'annexe 2 du manuscrit.

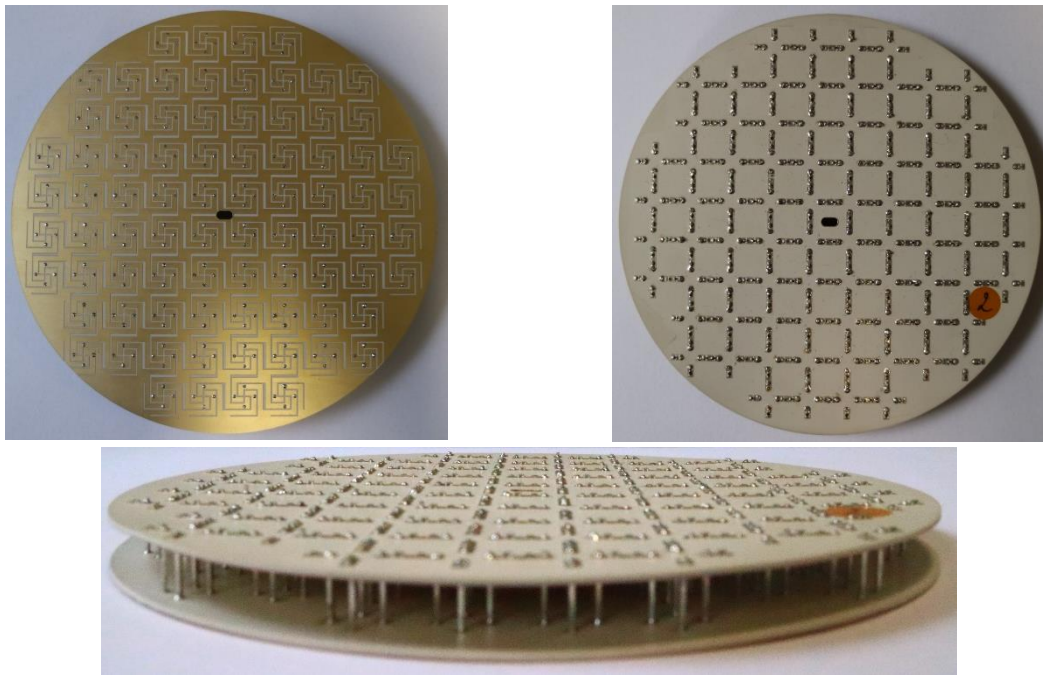


Figure IV. 32. Photos du CMA fabriqué et assemblé

La Figure IV. 33(a) montre la comparaison entre la mesure et la simulation (pour une surface finie) de la phase du coefficient de réflexion du CMA avec  $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=0 \Omega$ . Pour cette première configuration, la mesure quasi-SER n'a pas permis d'identifier clairement une phase de coefficient de réflexion passant par zéro, permettant d'identifier facilement la bande de fonctionnement du CMA. On peut néanmoins noter, des fluctuations fortes autour de la fréquence 700 MHz. En s'intéressant à la mesure brute du module du coefficient de réflexion sur la Figure IV. 33(b), un minimum à 710 MHz peut être observé. Bien entendu les valeurs au-dessus de zéro, du module du coefficient de réflexion, n'ont pas de sens physique et sont le fruit des différentes phases d'étalonnage et de post-traitement utilisées pour obtenir l'information pertinente.

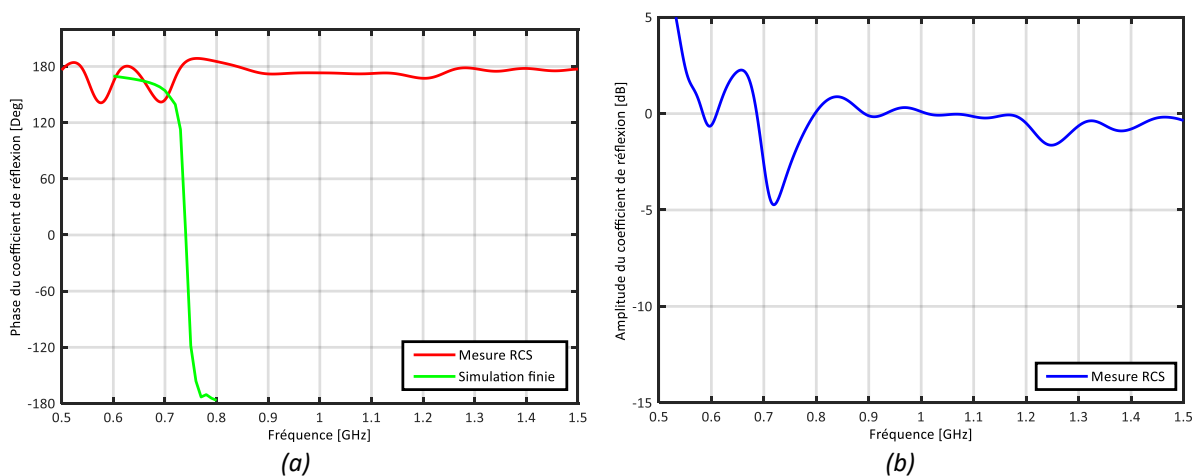


Figure IV. 33. Coefficient de réflexion du CMA de configuration ( $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=0 \Omega$ )

Les résultats de la comparaison mesure-simulation de la deuxième configuration ( $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$  et  $R_{CMA}=3 \Omega$ ) sont affichés sur la Figure IV. 34(a). De même que précédemment, la mesure quasi-SER

ne permet pas d'identifier clairement la bande de fonctionnement du CMA. Les simulations montrent que l'on peut s'attendre à un passage par zéro de la phase du coefficient de réflexion pour cette structure finie. Néanmoins, le caractère bande très étroite de la réponse ainsi que les incertitudes liées à la qualité du prototypage (fabrication et dispersion des composants) peut amener à ne pas constater cette réponse. Ce point a été mis en évidence sur la courbe bleue pointillée ( $C_{CMA}=1.6$  pF avec  $R_{CMA}=3$   $\Omega$ ) de la figure IV.30 où l'augmentation des pertes peut amener à cette observation. Comme cela a été observé dans le chapitre III, pour l'antenne dipôle sur le CMA moyen, le passage par zéro de la phase du coefficient de réflexion, n'est pas une condition nécessaire pour faire fonctionner la métasurface et son excitateur à très faible distance. La mesure brute du module du coefficient de réflexion est affichée sur la Figure IV. 34(b) avec un minimum à 710 MHz.

Dans la section suivante, on propose de se focaliser sur l'association antenne NFRP – CMA, les deux agiles en fréquence, à travers les simulations et les caractérisations de la structure complète, en utilisant une distribution homogène de charges capacitive et résistives fixes pour émuler au mieux les composants actifs commercialisés.

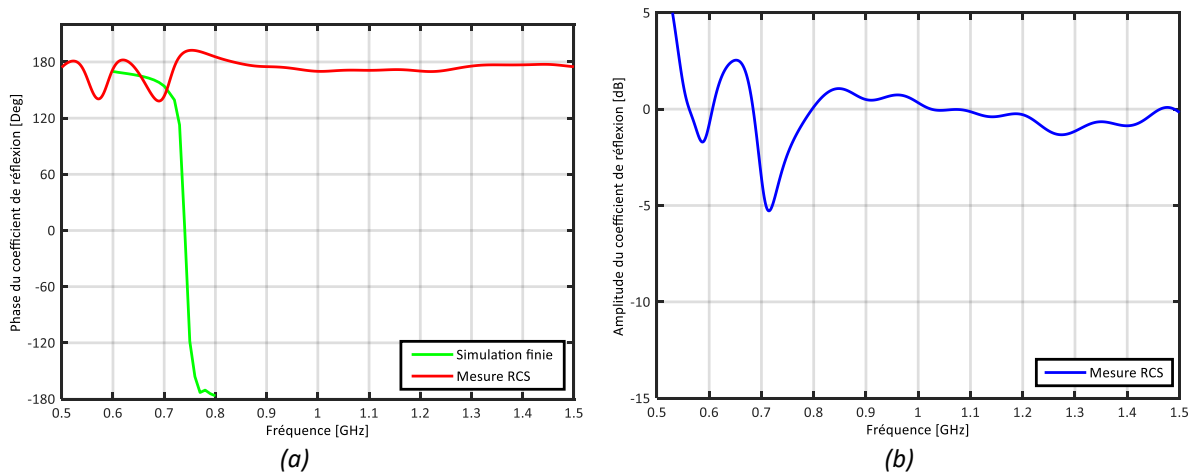


Figure IV. 34. Coefficient de réflexion du CMA de configuration ( $C_{CMA}=1.2$  pF et  $R_{CMA}= 3$   $\Omega$ )

## 5. ETUDE DE L'AGILITE FREQUENTIELLE DU SYSTEME NFRP – CMA

Dans cette section on s'intéresse à montrer la fonction d'agilité du système NFRP – CMA grâce à l'introduction d'une part de deux capacités variables au niveau de l'antenne NFRP et d'autre part d'un réseau de charges capacitives derrière le plan de masse du CMA. La validation de cette nouvelle fonctionnalité est faite en deux étapes. La première consiste en une co-simulation électromagnétique – circuit afin de déterminer les bonnes valeurs des différentes charges capacitives introduites pour pouvoir adresser toute la bande de 700 à 960 MHz. La deuxième étape consiste à valider expérimentalement le système antennaire à la fréquence la plus basse de la bande visée (soit à 700 MHz), étant donné que le système a déjà été validé (en mesure et simulation) à la fréquence la plus haute de la bande (soit à 960 MHz), à la fin du chapitre III.



### 5.1. CO-SIMULATION

Pour calculer l'impédance d'entrée de l'antenne NFRP chargée par les deux capacités variables et placée à une distance  $d=15\text{mm}$  de la métasurface, une co-simulation électromagnétique-circuit a été menée et le circuit final est montré sur la Figure IV. 35. Dans cette co-simulation, les résistances séries  $R_1$  et  $R_2$  associées aux capacités variables de l'antenne NFRP sont fixées à  $0.25\ \Omega$  et les résistances séries associées au réseau de capacités du CMA ( $R_{\text{CMA}}$ ) sont fixées à une valeur minimale de  $0.2\ \Omega$ .

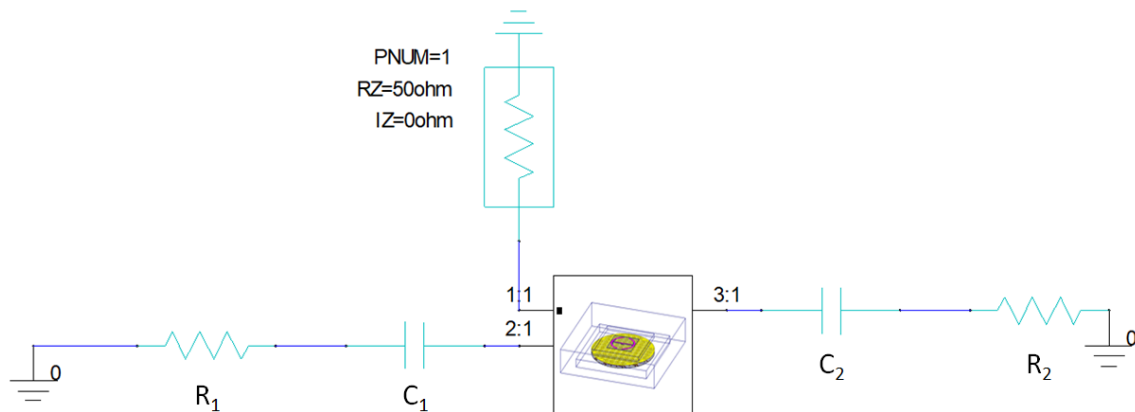


Figure IV. 35. Co-simulation HFSS/Designer de l'association NFRP – CMA

Afin de balayer toute la bande visée, le CMA ainsi que l'excitateur NFRP doivent être accordés ensemble sur tout le spectre. Ce qui revient à trouver le triplet ( $C_{\text{CMA}}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ) optimal pour chaque sous bande de fréquence. Dans un premier temps, les charges capacitives du réseau homogène du CMA sont fixées à  $0.2\ \text{pF}$  (valeur minimale, fréquence autour de  $960\ \text{MHz}$ ). La capacité  $C_1$  de l'antenne NFRP varie de  $2\ \text{pF}$  à  $4.6\ \text{pF}$ ,  $C_2$  étant fixée à  $0.2\ \text{pF}$  (ou n'importe quelle faible valeur). Comme nous pouvons le constater sur la Figure IV. 36, le lieu de l'impédance d'entrée de l'antenne est modifié avec la valeur de cette capacité. En effet, la fréquence de résonance diminue lorsque la valeur de la capacité augmente. On peut constater aussi une augmentation de l'amplitude de la partie réelle et imaginaire de l'impédance ce qui dégrade l'adaptation et limite la bande passante maximale pouvant être obtenue. La bande passante totale balayée successivement grâce à la variation de la charge capacitive  $C_1$  de  $2\ \text{pF}$  à  $4.6\ \text{pF}$  est de  $56\ \text{MHz}$ , de  $960$  à  $904\ \text{MHz}$  pour un niveau du module du coefficient de réflexion de  $-9\ \text{dB}$ , avec une bande instantanée entre  $3$  et  $9\ \text{MHz}$ . L'amélioration du niveau d'adaptation reste possible grâce au réglage de la deuxième capacité  $C_2$  de l'antenne NFRP positionnée au niveau de l'élément excitateur comme cela a déjà été montré dans la section précédente.

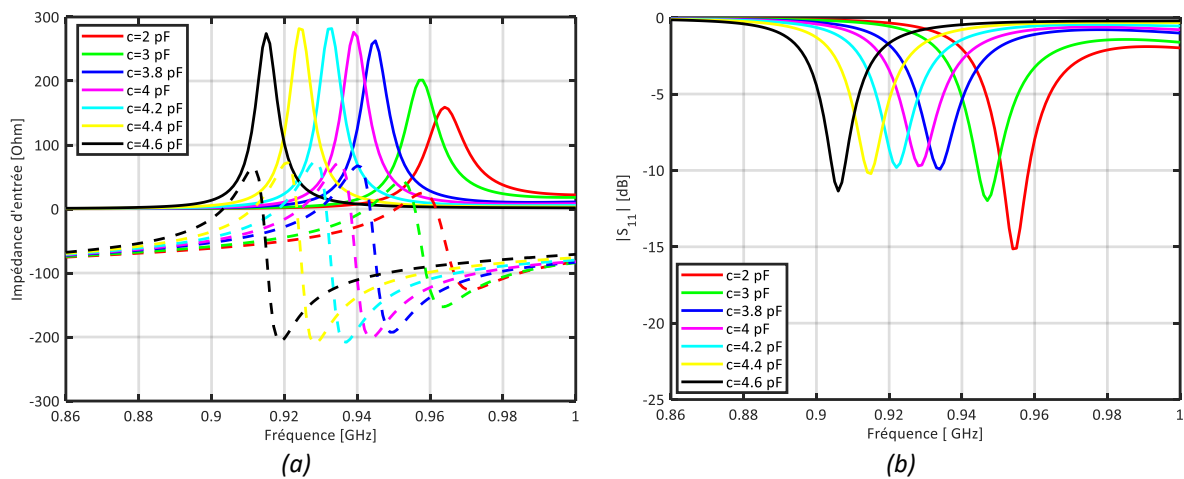


Figure IV. 36. Évolution de l'impédance et du  $|S_{11}|$  du système en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $C_1$  (Co-simulation),  $C_2=0.2$  pF et  $C_{CMA}=0.2$  pF

Pour des capacités  $C_{CMA}$  fixées à 0.4 pF, la bande passante totale balayée successivement grâce à la variation de  $C_1$  de 4.8 pF à 5.6 pF est de 47 MHz à -9 dB, de 894 à 847 MHz avec une bande instantanée entre 5 et 7 MHz (cf. Figure IV. 37).

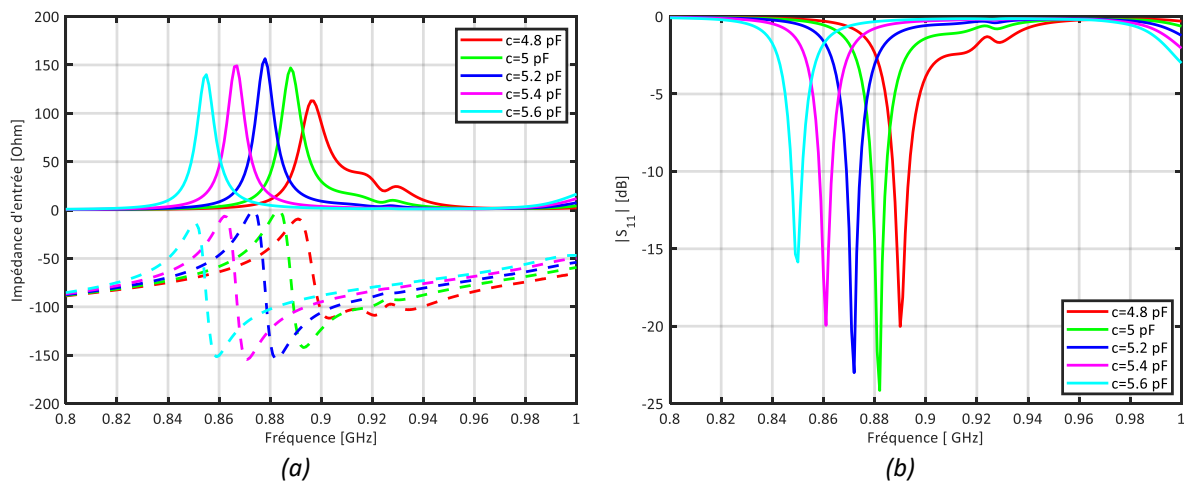


Figure IV. 37. Évolution de l'impédance et du  $|S_{11}|$  du système en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $C_1$  (Co-simulation),  $C_2=0.2$  pF et  $C_{CMA}=0.4$  pF

Lorsque les capacités  $C_{CMA}$  sont fixées à 0.8 pF, la bande passante totale balayée successivement grâce à la variation de  $C_1$  de 5.4 pF à 7 pF est de 85 MHz à -9 dB, de 832 à 747 MHz avec une bande instantanée de 6 MHz. On note ici que la valeur de la capacité  $C_2$  de l'antenne NFRP a été réglée à 2.5 pF pour garantir ce niveau d'adaptation d'impédance (cf. Figure IV. 38).

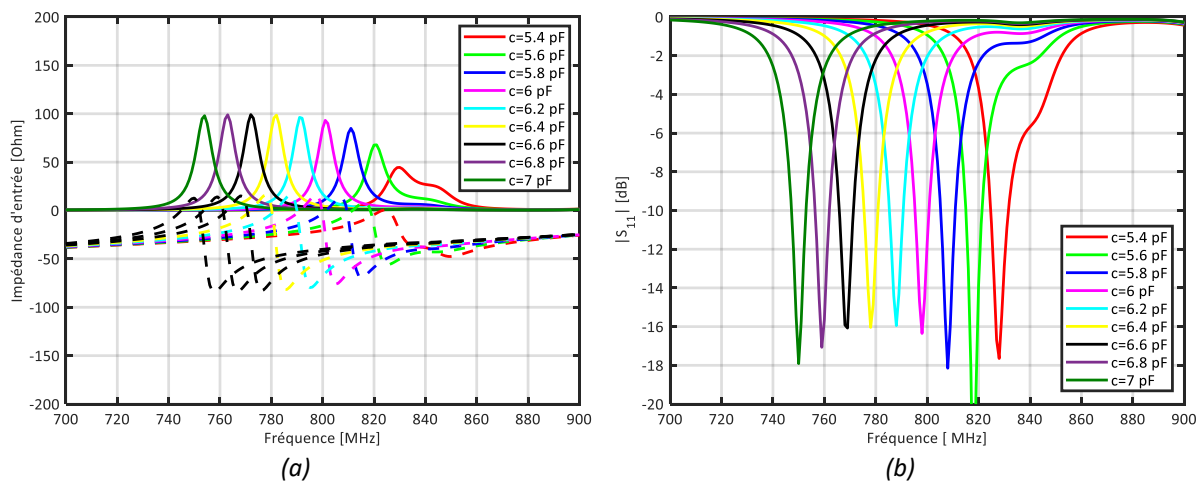


Figure IV. 38. Évolution de l'impédance et du  $|S_{11}|$  du système en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $C_1$  (Co-simulation),  $C_2=2.5$  pF et  $C_{CMA}=0.8$  pF

Finalement, lorsque les capacités  $C_{CMA}$  sont fixées à 1.2 pF et en faisant varier la capacité  $C_1$  de 7 pF à 8.2 pF la bande passante totale balayée est de 57 MHz à -9 dB, de 752 à 695 MHz avec une bande instantanée moyenne de 7 MHz (cf. Figure IV. 39).

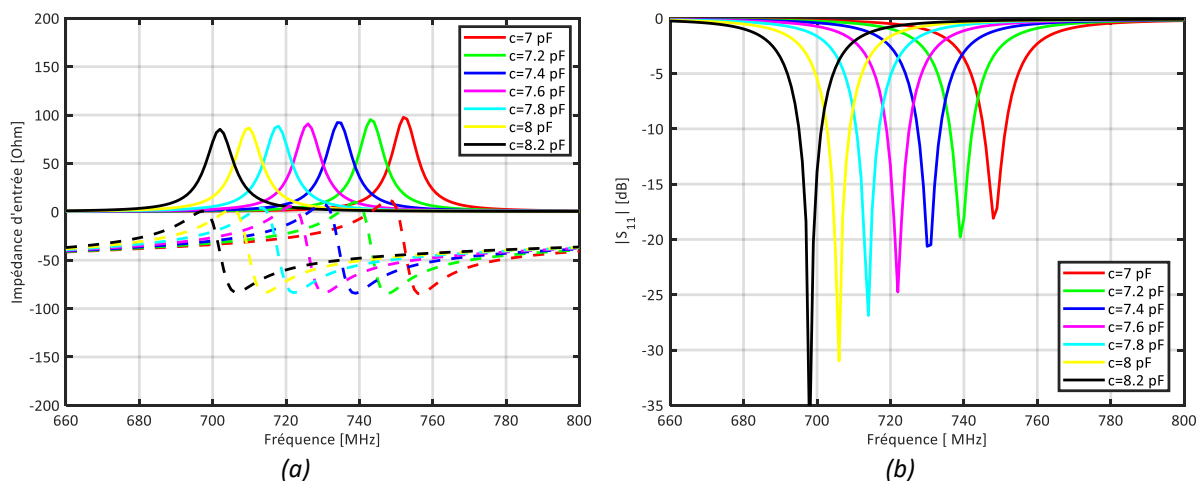


Figure IV. 39. Évolution de l'impédance et du  $|S_{11}|$  du système en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $C_1$  (Co-simulation),  $C_2=2.5$  pF et  $C_{CMA}=1.2$  pF

La variation de la capacité  $C_1$  introduite sur l'antenne NFRP ainsi que l'ensemble des capacités  $C_{CMA}$  du réseau d'interconnexion du CMA permet d'ajouter la fonction d'agilité au système NFRP – CMA. La bande passante recouvre successivement les fréquences de 700 à 960 MHz, soit un total de 260 MHz avec une bande passante instantanée minimale de 5MHz. Par conséquent, on recouvre de manière successive une bande totale 43 fois supérieure à la bande passante de l'antenne sans les charges capacitives.

Ces différentes performances peuvent être résumées sur la figure suivante :

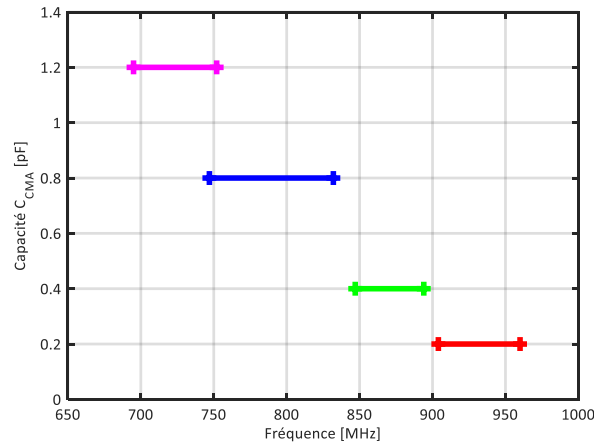


Figure IV. 40. Résumé des bandes couvertes par le système NFRP – CMA en fonction de la capacité  $C_{CMA}$

Dans le paragraphe suivant, on s'intéresse à la simulation du système NFRP – CMA à la fréquence la plus basse de la bande visée, c'est-à-dire à 700 MHz.

## 5.2. SIMULATION DU SYSTEME NFRP – CMA A 700 MHz

### 5.2.1. CAS OU LA RESISTANCE $R_{CMA}$ EST DE FAIBLE VALEUR ( $R_{CMA} = 0.2 \Omega$ )

Dans cette section, l'antenne NFRP à double réglage est associée au CMA cylindrique et son réseau d'interconnexion de capacités localisées. Sur la Figure IV. 41, l'élément rayonnant ( $ka_1 = 0.33$ ) est placé à une distance de 15 mm ( $\lambda_0/28$ ) de la surface conductrice du CMA ( $ka_2 = 0.95$ ) et alimenté par deux câbles coaxiaux qui traversent le centre de la structure. La hauteur totale du système complet est de 23.5 mm ( $\sim \lambda_0/18$ ).

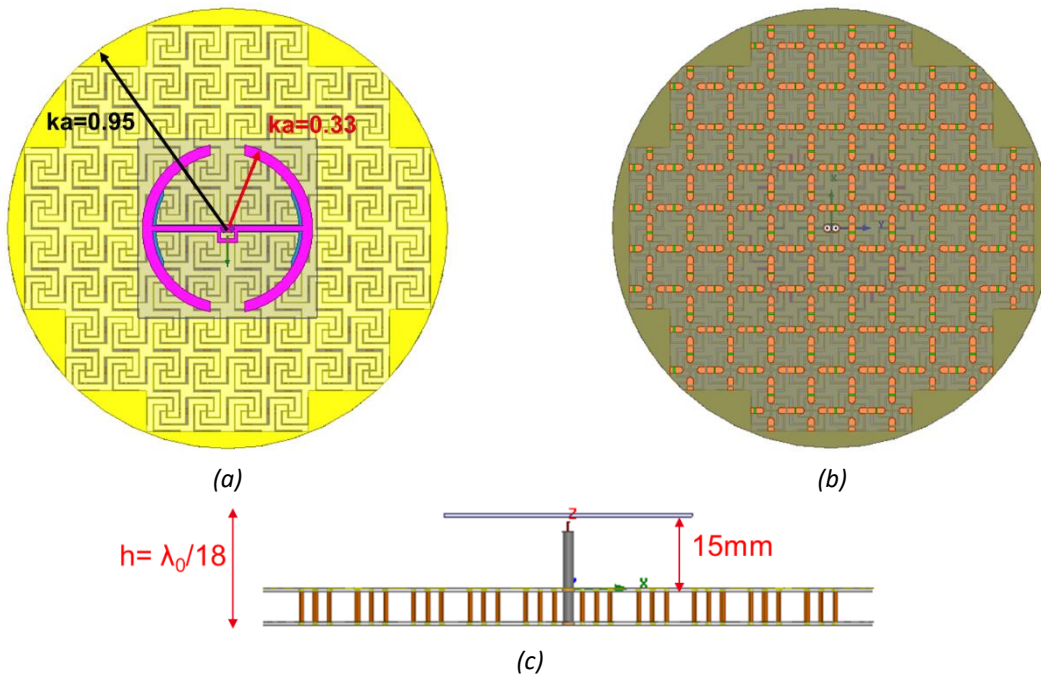


Figure IV. 41. Conception de l'antenne NFRP sur CMA: (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous et (c) Vue de côté

Pour des charges capacitives dont les valeurs de capacités et de résistances séries sont résumées dans le Tableau IV- 5, l'impédance d'entrée ainsi que l'évolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'association NFRP – CMA sont montrées sur la Figure IV. 42. En présence du CMA, l'antenne présente un minimum de  $|S_{11}|$  de -18.6 dB à 706 MHz et une largeur de bande à -10 dB de 9 MHz (1.28 %) entre 700 MHz et 709 MHz.

Tableau IV- 4. Valeurs des charges capacitives et résistives introduites

Paramètres	Symboles	Valeur
Capacité de l'élément parasite	$C_1$	8 pF
ESR de l'élément parasite	$R_1$	0.25 $\Omega$
Capacité de l'élément excité	$C_2$	2.5 pF
ESR de l'élément excité	$R_2$	0.25 $\Omega$
Capacité du réseau CMA	$C_{CMA}$	1.2 pF
ESR de la capacité CMA	$R_{CMA}$	0.2 $\Omega$

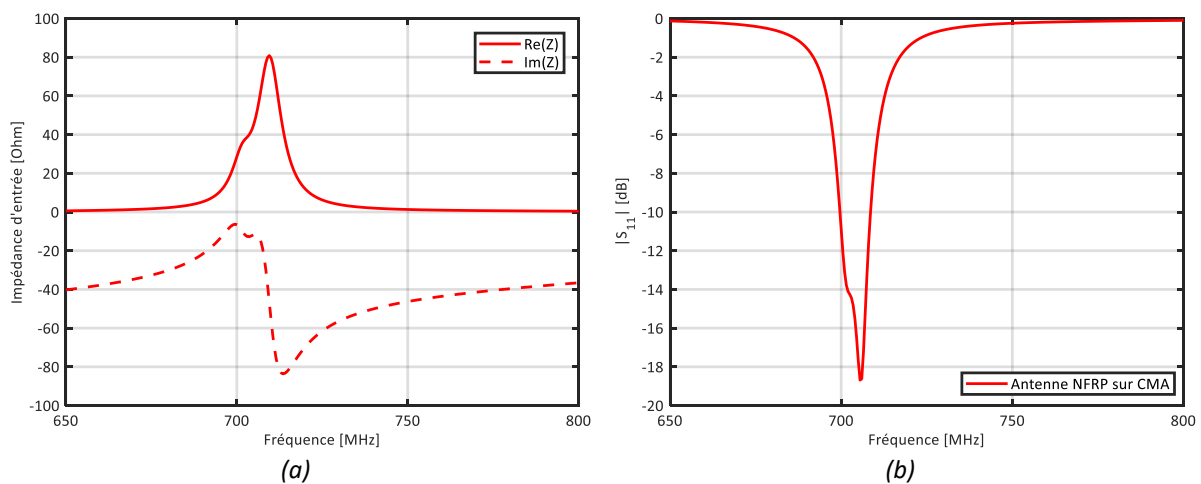
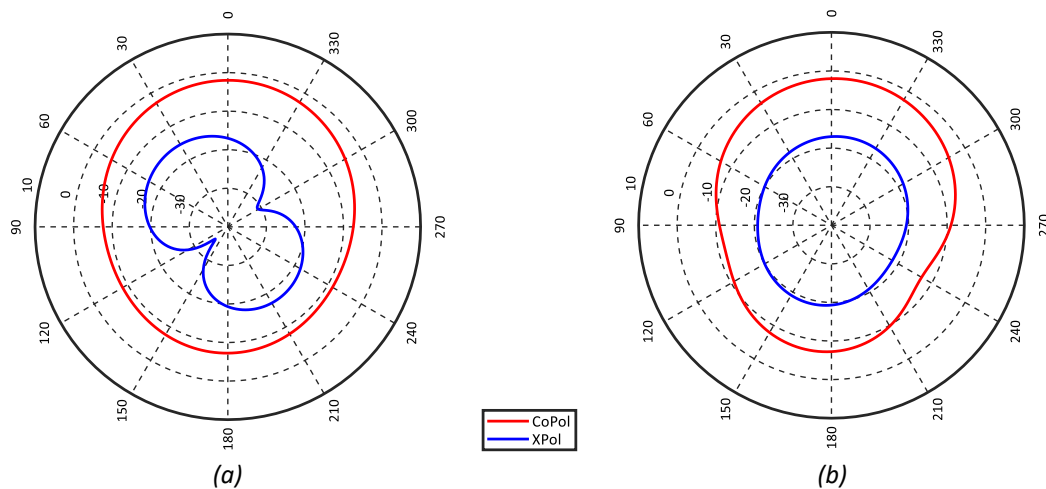
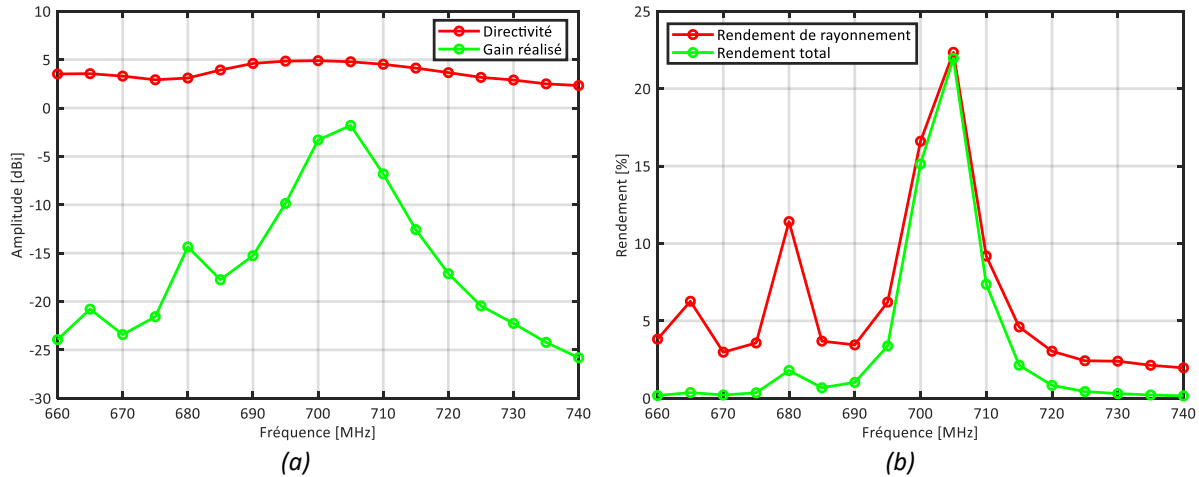


Figure IV. 42. Résultats de simulations (a) Impédance d'entrée et (b) Niveau d'adaptation.

L'évolution du gain réalisé et de la directivité dans l'axe ( $\varphi=\theta=0^\circ$ ) en fonction de la fréquence sont tracées sur la Figure IV. 43(a). Le gain réalisé de l'antenne en présence du CMA atteint un maximum de -1.8 dBi à 705 MHz pour une directivité de 4.9 dBi. On estime que le placement de l'antenne NFRP au-dessus du CMA permet d'améliorer la directivité de 3 dB et le gain réalisé de 7 dB par rapport à la NFRP toute seule. Les diagrammes du gain réalisé simulés à 705 MHz sont affichés sur la Figure IV. 44. Compte tenu de la taille électrique très petite de l'élément rayonnant et de sa géométrie surfacique (brins horizontaux et doubles arcs aux extrémités), l'ensemble des parties métalliques contribuent fortement au rayonnement et peuvent de ce fait être générateur de polarisation croisée. Le niveau de polarisation croisée dans l'axe reste toutefois acceptable avec un niveau de l'ordre de 15 dB.

En observant la courbe de rendement (Figure IV. 43(b)), nous concluons que la présence de CMA dans le champ proche de l'antenne permet également d'améliorer le rendement de l'ensemble sur la

bande d'intérêt (par rapport à la NFRP toute seule). Dans notre cas l'association NFRP – CMA affiche un maximum de rendement de rayonnement de 22 % à 705 MHz. On peut noter également la présence d'un deuxième maximum à 680 MHz.



### 5.2.2. CAS OU LA RESISTANCE $R_{CMA}$ EST DE FORTE VALEUR ( $R_{CMA} = 3 \Omega$ )

Dans ce cas, la valeur des résistances séries (parasites) associées aux charges capacitives du réseau d'interconnexion du CMA est fixée à  $3 \Omega$ . C'est la valeur maximale que peut avoir une résistance parasite d'une DTC par exemple [7]. L'idée est de simuler les performances du système à la fréquence la plus basse de la bande d'intérêt dans le cas le moins idéal ( $R_{CMA} = 3 \Omega$ ) après avoir simulé les performances du système dans le cas idéal dans le paragraphe précédent ( $R_{CMA} = 0.2 \Omega$ ).

Sur Figure IV. 45, l'impédance d'entrée ainsi que l'évolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du système sont affichées. L'association NFRP – CMA présente une excellente adaptation à la fréquence visée, avec un minimum de  $|S_{11}|$  de -23 dB à 704 MHz et une bande passante de 8 MHz (1.14 %) à -10 dB entre 700 MHz et 708 MHz.

La Figure IV. 46 présente les performances en rayonnement de la structure en fonction de la fréquence autour de la fréquence d'intérêt. La directivité dans l'axe dépasse les 5 dBi entre 695 et 705 MHz. Le gain réalisé affiche un maximum de -5.8 dBi à la fréquence 705 MHz soit une diminution de 4 dB qui peut être expliquée par la dégradation de la valeur du rendement de rayonnement ( $\eta_{\text{ray}} = 8\%$ ) à la même fréquence à cause de la valeur importante ( $3 \Omega$ ) des résistances séries introduites dans le réseau d'interconnexion.

La Figure IV. 47 affiche les diagrammes du gain réalisé à 705 MHz pour les deux plans E et H. A cette fréquence, le niveau de la polarisation croisée atteint les 15 dB et le rapport avant /arrière est proche de 7 dB. Ceci peut être justifié encore une fois par la taille électrique petite de la structure ( $ka_1 = 0.33$  et  $ka_2 = 0.95$ ) et la géométrie surfacique de l'antenne NFRP (brins horizontaux et doubles arcs aux extrémités).

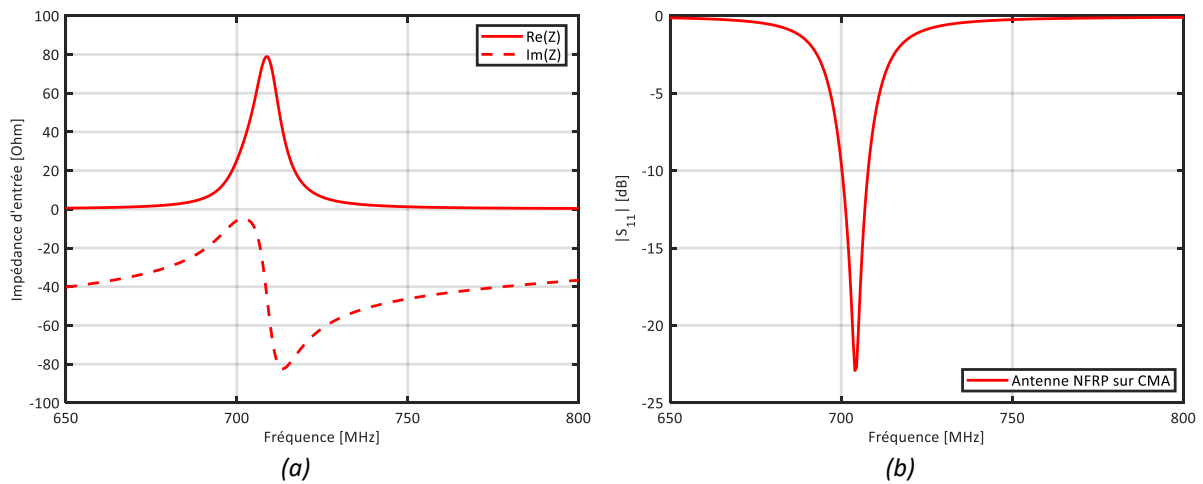


Figure IV. 45. Résultats de simulations (a) Impédance d'entrée et (b) Niveau d'adaptation.

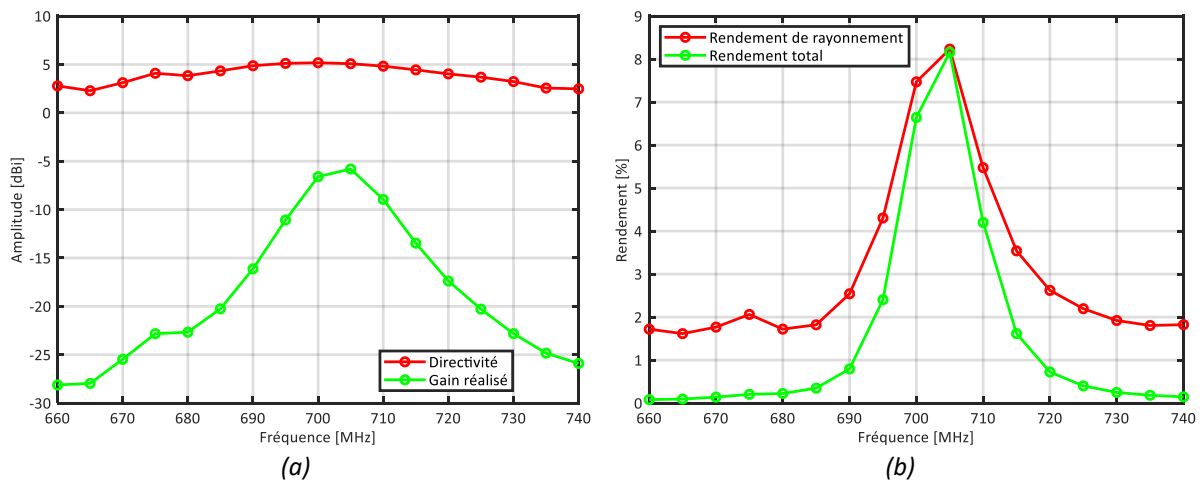


Figure IV. 46. Performance en rayonnement : (a) Directivité et gain réalisé, (b) rendements

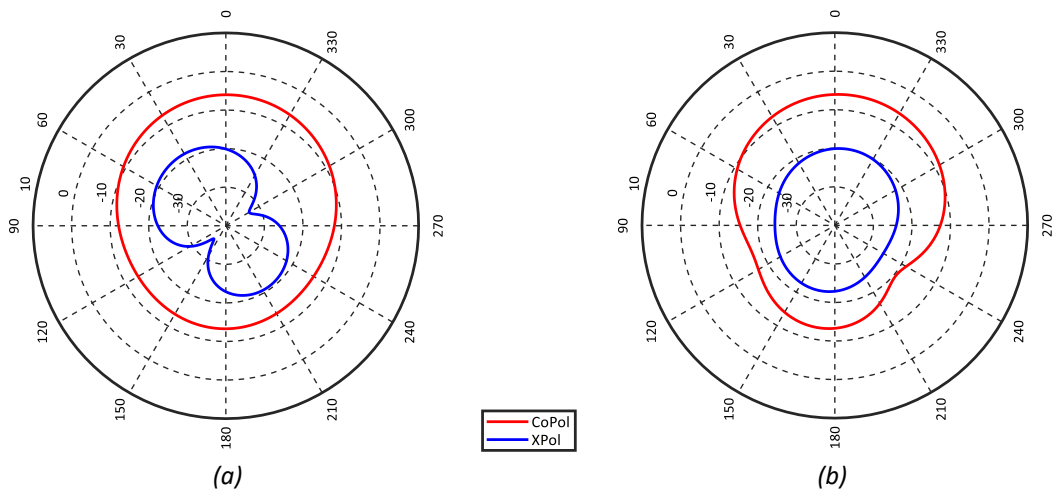


Figure IV. 47. Diagrammes du gain réalisé à 705 MHz : (a) plan E, (b) plan H.

Pour évaluer le niveau de directivité de l'association NFRP – CMA des deux systèmes proposés pour  $R_{CMA} = 0.2 \Omega$  et  $R_{CMA} = 3 \Omega$ . Leurs directivités en fonction de la taille électrique sont comparées avec la limite proposée par HARRINGTON [Ref 14, Chapitre III]. Dans les deux cas, la directivité du système proposé est au-dessus de cette limite pour plusieurs valeurs de rayon électrique entre 0.95 et 0.92.

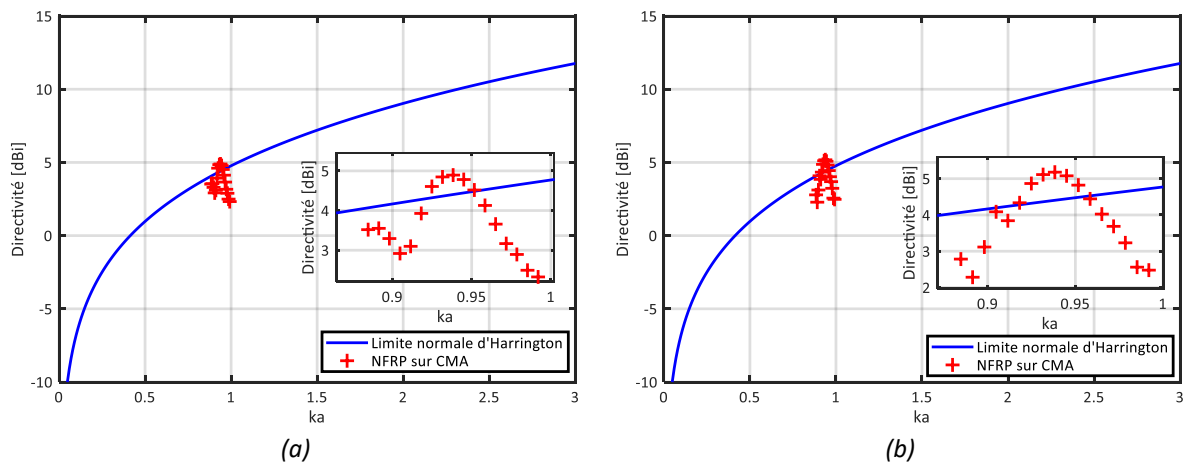


Figure IV. 48. Directivité des deux systèmes proposés par rapport à la limite de la directivité selon Harrington: (a)  $R_{CMA} = 0.2 \Omega$  et (b)  $R_{CMA} = 3 \Omega$

### 5.3. CARACTERISATION EXPERIMENTALE

#### 5.3.1. SYSTEME A 700 MHz

Les études de simulations précédentes ont montré que le réglage du triplet  $C_{CMA}$ ,  $C_1$  et  $C_2$  peut être délicat. Compte tenu de la dispersion naturelle des composants et des tolérances de fabrication des prototypes, les capacités fixes,  $C_1$  et  $C_2$ , de l'antenne NFRP sont remplacées par deux capacités passives ajustables [18] [Annexe 2] (cf. Figure IV. 49(a)). Elles sont reportées sur les deux brins (excitateur et parasite) de l'antenne NFRP comme le montre la Figure IV. 49(b). La première capacité (référence : TZC3Z030A,  $3 \text{ pF} \leq C_{var} \leq 10 \text{ pF}$ ) est soudée sur l'élément parasite et fixée autour de 8 pF.



La deuxième capacité (référence : TZC3R100A,  $1.4 \text{ pF} \leq C_{\text{var}} \leq 3 \text{ pF}$ ) est soudée sur l'élément excitateur et fixée autour de 2.5 pF. On note que ces capacités variables présentent une résistance série estimée à  $0.25 \Omega$  à 700 MHz. La nouvelle antenne est placée à une distance de 15 mm du CMA dont le réseau d'interconnexion présente la configuration suivante :  $C_{\text{CMA}} = 1.2 \text{ pF}$  et  $R_{\text{CMA}} = 0.2 \Omega$ . Une photographie du couple NFRP – CMA est visible sur la Figure IV. 50.



Figure IV. 49. Photos (a) de la capacité ajustable et (b) de l'antenne NFRP assemblée

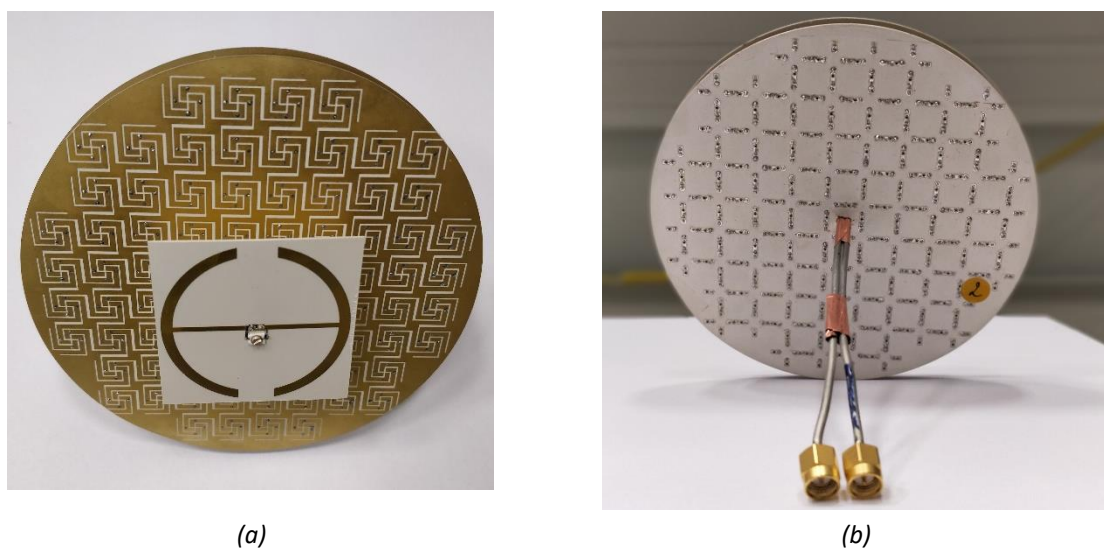
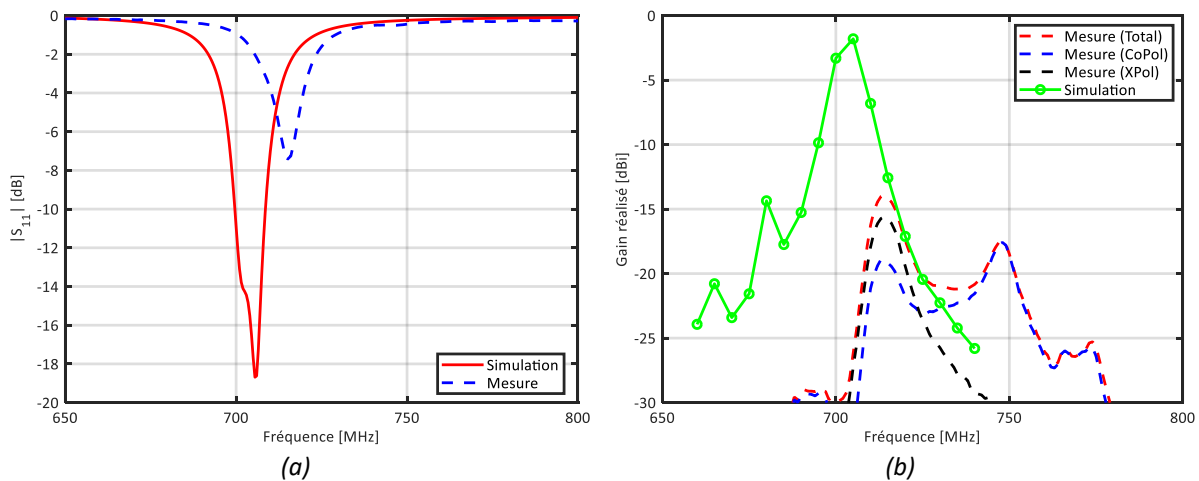


Figure IV. 50. Illustration du prototype d'antenne NFRP sur CMA : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous

Dans le cadre de cette expérimentation, on a profité du fait que les capacités soient montées sur les deux faces de l'antenne NFRP pour ajuster leurs valeurs au plus juste et coller au mieux aux résultats de simulation. Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont présentés sur la Figure IV. 51(a). Pour des raisons pratiques, il fut extrêmement difficile d'ajuster la capacité en regard de la surface CMA (capacité comprise entre la face supérieure du CMA et la face inférieure de la NFRP). Le mieux que nous ayons obtenu (en cela un dispositif actif est mieux adapté) ne permet pas de retrouver exactement les performances simulées. Un décalage fréquentiel de l'ordre de 10 MHz, soit 1.4 % et une différence importante de niveau peuvent être observés.

Les évolutions des gains réalisés mesuré et simulé dans la direction normale à l'antenne sont illustrées sur la Figure IV. 51(b). Comme pour le module du coefficient de réflexion et pour les mêmes raisons, on observe le même décalage en fréquence. Cependant, la différence des niveaux entre le gain maximum mesuré et simulé ne peut pas être justifiée seulement par la différence des niveaux des coefficients de réflexion mesuré et simulé. Les deux composantes du gain réalisé mesuré sont tracées sur la même courbe et montrent deux pics bien visibles à 715 MHz et autour de 750 MHz. Une analyse plus fine des composantes de champs indique qu'à 715 MHz la polarisation croisée est plus forte que la polarisation principale. Ce phénomène n'a pas été constaté en simulation (Polarisation croisée de l'ordre de 15 dB dans l'axe sur la Figure IV. 47) et l'on peut suspecter ici que le CMA ne fonctionne pas à 715 MHz comme attendu mais plutôt autour de 747 MHz. D'autre part les mesures de la CMA finie avec une capacité maximale n'a pas permis d'identifier avec certitude la fréquence de fonctionnement de celle-ci. Enfin jusqu'ici, nous avons fait l'hypothèse que le prototype était réalisé avec des capacités de 1.2 pF, sans considérer les effets dispersifs des composants sur la CMA ainsi que les problèmes de tolérance de fabrication (dimensions des pistes qui impactent le niveau couplage et les effets capacitifs).

D'un point de vue expérimental, cela montre qu'il est possible d'adapter le système complet à une fréquence différente de l'optimum de rayonnement. Ce critère de réglage n'est donc malheureusement pas suffisant pour correctement régler cette antenne. Fort de ces observations, dans le paragraphe suivant, on propose la retro-simulation et la caractérisation de l'association NFRP – CMA autour de 747 MHz.



### 5.3.2. SYSTEME A 747 MHz

Grâce à la capacité variable montée sur l'élément parasite de l'antenne NFRP, la fréquence d'adaptation du système est ajustée à la fréquence 747 MHz qui correspond au maximum du gain mesuré (cf Figure IV 51(b), courbe bleue pointillée). Bien que nous disposions de deux capacités réglables ( $C_1$  et  $C_2$ ) sur l'excitateur, l'une est facilement accessible (celle au-dessus de la NFRP), l'autre est beaucoup moins réglable (capacité située entre la NFRP et le CMA). Cette complication expérimentale ne nous a pas permis d'obtenir le niveau optimal en termes d'adaptation. Néanmoins

un niveau acceptable, pour cette phase de validation, a été obtenu, avec un niveau minimum de -6.7 dBi pour le système avec des résistance parasite minimales ( $R_{CMA} = 0.2 \Omega$ ) et -8.2 dB pour le système avec des résistance parasite maximales ( $R_{CMA} = 3 \Omega$ ).

Afin de comparer au mieux les résultats de mesure avec les simulations, une action de rétro-simulation est menée. Le processus d'optimisation du système rétro-simulé se décompose en deux étapes. La première consiste à trouver la valeur  $C_{CMA}$  permettant d'obtenir le maximum de gain IEEE, qui peut aussi se traduire par trouver le maximum de rendement de rayonnement. Dans un second temps, il est possible de chercher le couple  $C_1, C_2$  permettant de trouver la meilleure adaptation d'impédance possible à proximité du maximum de rayonnement. On rappelle ici, que les simulations conduites du système complet prennent trois à quatre jours de calculs sur des machines dédiées (Cluster de calcul, multicoeurs). Ceci justifie le nombre limité de tests effectués et la perspective de rendre le dispositif totalement accordable en mesure, à terme.

Dans ce cadre, la valeur des capacités du réseau d'interconnexion ( $C_{CMA}$ ) est fixée à 1.05 pF pour un fonctionnement du CMA autour de 747 MHz. La capacité introduite sur l'élément parasite de l'antenne NFRP ( $C_1$ ) est fixée à 7 pF. Toutes les valeurs considérées pour cette rétro-simulation sont résumées dans le Tableau IV- 5.

Tableau IV- 5. Valeurs des charges capacitatives et résistives introduites

<b>Paramètres</b>	<b>Symboles</b>	<b>Valeur</b>
Capacité de l'élément parasite	$C_1$	7 pF
ESR de l'élément parasite	$R_1$	0.25 $\Omega$
Capacité de l'élément excité	$C_2$	2.5 pF
ESR de l'élément excité	$R_1$	0.25 $\Omega$
Capacité du réseau CMA	$C_{CMA}$	1.05 pF
ESR de la capacité CMA	$R_{CMA}$	0.2 $\Omega$ ou 3 $\Omega$

Dans le cas où la valeur des résistances séries (parasites) du réseau d'interconnexion du CMA est fixée à 0.2  $\Omega$  (valeur minimale), les évolutions des modules du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du système mesuré et simulé sont illustrées sur la Figure IV. 52(a). L'analyse de la courbe simulée montre que le niveau minimum d'adaptation est obtenu à 747 MHz avec un niveau de -26.6 dB, ce qui ne correspond pas au maximum de gain réalisé simulé. A contrario, on constate à 740 MHz un minimum local (niveau de même grandeur que celui mesuré) qui correspond au maximum de rayonnement. Les courbes présentées sur la Figure IV. 53 sur la sensibilité du système antennaire, montrent en effet qu'il est extrêmement délicat, en simulation, pour cette configuration de centrer le maximum de performances à 747 MHz. Néanmoins les niveaux de gain réalisés mesurés et simulés sont cohérents (cf. Figure IV. 52(b)).

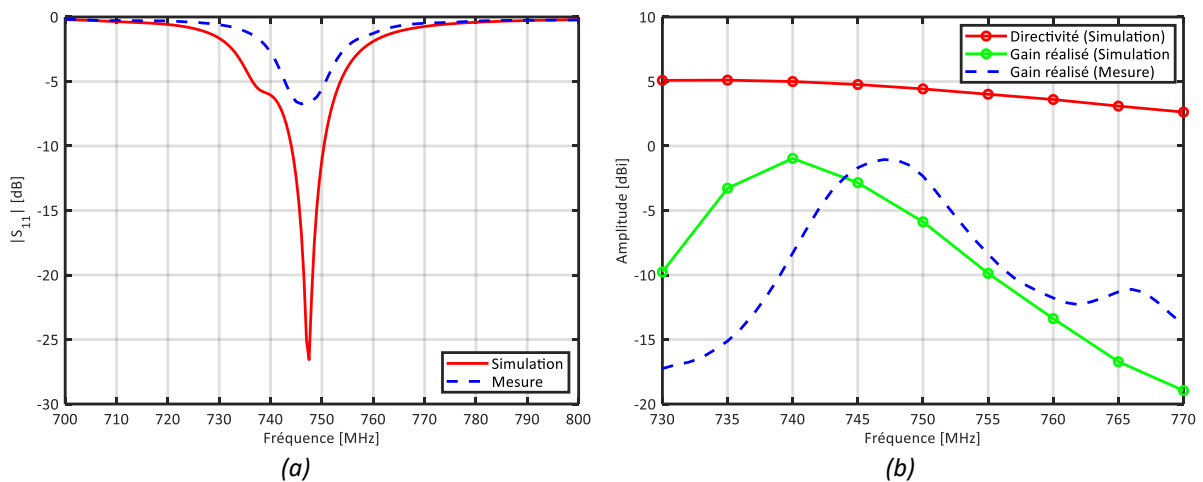


Figure IV. 52. Comparaison mesure/simulation : (a) Module du coefficient de réflexion, (b) directivité et gain réalisé

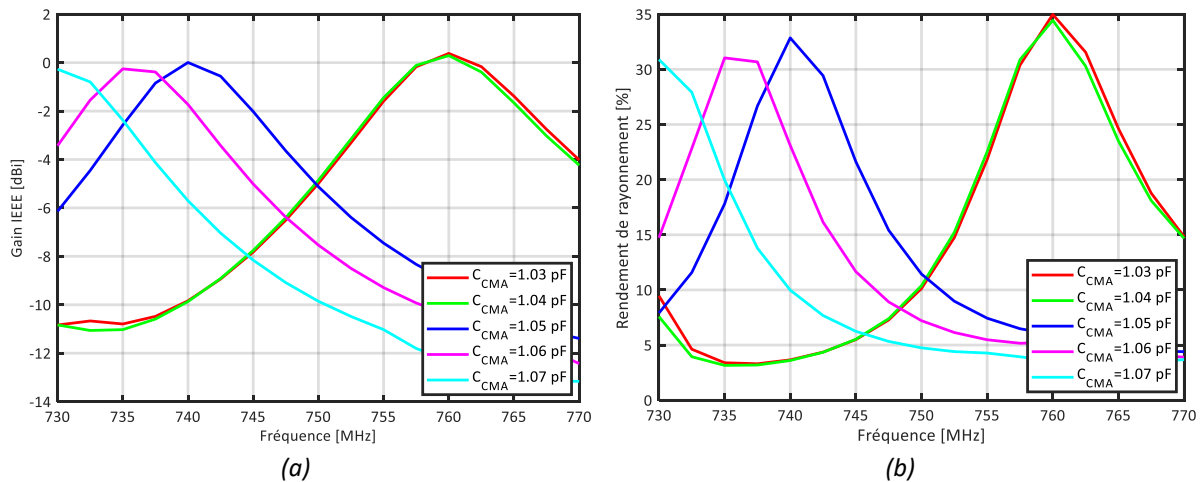


Figure IV. 53. Etude de la sensibilité » du système antennaire : (a) Gain IEEE, (b) Rendement de rayonnement

La Figure IV. 54 présente une comparaison des résultats de mesure et de simulation de l'association NFRP – CMA Dans le cas où la valeur des résistances séries du réseau d'interconnexion est fixée à  $3 \Omega$  (valeur maximale). Comme précédemment et pour les mêmes raisons, les courbes des coefficients de réflexion montrent une bonne concordance fréquentielle avec un décalage du niveau d'adaptation. En simulation, la courbe du coefficient de réflexion affiche un minimum de -23.5 dB à 746 MHz, contre -8.2 dB en mesure à la même fréquence.

Comme dans le cas d'une résistance parasite de  $0.2 \Omega$ , les courbes des gains réalisé et mesuré dans l'axe de l'antenne sont de même niveau avec une légère déviation fréquentielle de l'ordre de 5 MHz (0.7%). Cependant, le gain réalisé affiche un maximum de -6.7 dBi à la fréquence 747 MHz soit une diminution de 5.7 dB par rapport à la première configuration à cause de la grande valeur ( $3 \Omega$ ) des résistances séries introduites dans le réseau d'interconnexion.

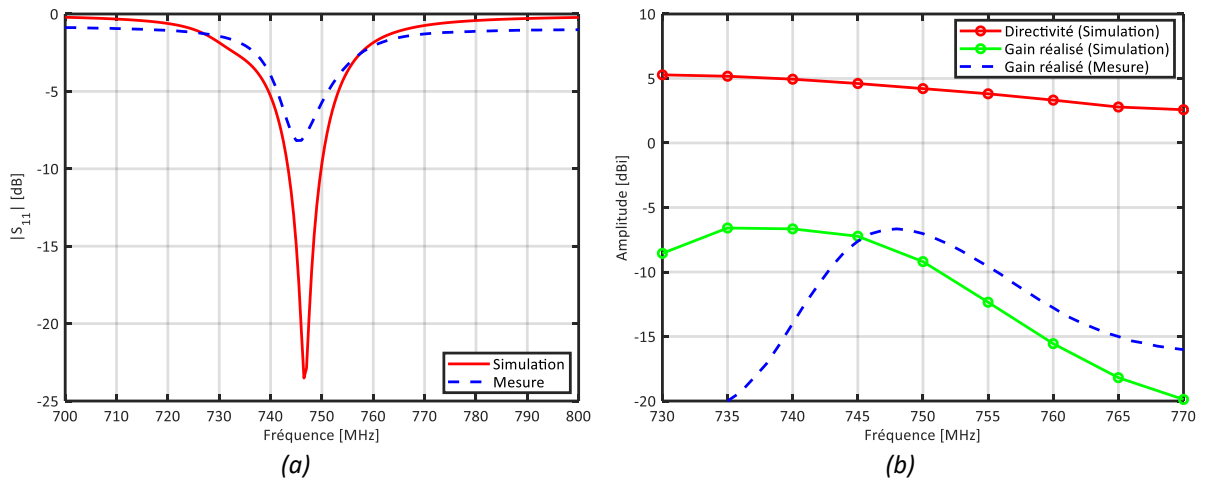


Figure IV. 54. Comparaison mesure/simulation : (a) Module du coefficient de réflexion, (b) directivité et gain réalisé

## 6. CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre, nous avons proposé d'ajouter la fonction de reconfigurabilité fréquentielle au système NFRP – CMA, développé dans le chapitre III, pour palier à la problématique de la bande réduite liée à la miniaturisation du système

Tout d'abord, nous avons défini l'agilité fréquentielle et introduit les solutions les plus répandues pour intégrer cette fonction aux antennes et métasurfaces, à travers quelques exemples de l'état de l'art. Une nouvelle antenne NFRP est proposée intégrant deux capacités variables ( $3 \text{ pF} \leq C_1 \leq 10 \text{ pF}$ ) et ( $0 \text{ pF} \leq C_2 \leq 2.5 \text{ pF}$ ). L'antenne est accordable sur une large bande qui s'étend de moins de 700 MHz jusqu'à 960 MHz avec une bande passante instantanée à -10 dB située entre 6 MHz et 17 MHz couvrant ainsi toutes les bandes basses du standard NB-IoT dans la bande LTE dans un volume très réduit ( $ka_1 = 0.49$  à 960 MHz et  $ka_1=0.33$  à 700 MHz pour l'excitateur). Lorsque la valeur de la capacité introduite sur l'élément parasite est modifiée, le rendement de rayonnement décroît de 94.1% à 6.2% pour une capacité idéale. L'introduction des pertes (résistance parasites série) implique une nouvelle diminution des performances de l'antenne (le rendement de rayonnement décroît de 88.8% à 1.1% pour une capacité avec une ESR de 1.5  $\Omega$ ). Pour une implémentation future, l'utilisation de composants actifs avec une variation continue et un facteur de qualité élevé sera privilégiée (Exemple la diode varactor SMV2205-040LF de Skywork [19]).

A travers des études par simulations, l'agilité du CMA fini et infini dans la bande visée, a été démontrée en faisant varier les valeurs des capacités  $C_{CMA}$  du réseau d'interconnexion de façon homogène entre 0.2 pF et 1.6 pF. Deux prototypes ont été fabriqués et assemblés avec des charges capacitatives fixes pour deux configurations différentes. La première configuration associe une capacité maximale ( $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$ ) avec une résistance minimale ( $R_{CMA}=0 \Omega$ ) et la deuxième configuration associe toujours la capacité maximale ( $C_{CMA}=1.2 \text{ pF}$ ) avec une résistance maximale ( $R_{CMA}=3 \Omega$ ). Malheureusement, la caractérisation expérimentale ne nous a pas permis de déterminer avec précision la fréquence de fonctionnement des deux démonstrateurs.

Finalement, des co-simulations électromagnétique-circuit de l'association NFRP – CMA ont été effectuées et ont montré que la variation des deux capacités ( $0.2 \text{ pF} \leq C_1 \leq 8.2 \text{ pF}$ ) et ( $0 \text{ pF} \leq C_2 \leq 2.5 \text{ pF}$ ) introduites sur l'antenne NFRP ainsi que l'ensemble des capacités ( $0.2 \text{ pF} \leq C_{CMA} \leq 1.2 \text{ pF}$ ) du réseau d'interconnexion du CMA permet d'ajouter la fonction d'agilité au système NFRP – CMA. La bande passante recouvre successivement les fréquences de 700 à 960 MHz, soit un total de 260 MHz comparé aux 6 ou 7 MHz de la bande passante instantanée. Pour la validation expérimentale, l'antenne NFRP a été chargée par deux capacités ajustables et associée aux deux démonstrateurs CMA à capacités fixes pour viser une fréquence de fonctionnement autour de 700 MHz. Plusieurs difficultés ont été affrontées pendant cette dernière phase de caractérisation (adaptation de l'antenne, décalage fréquentiel, ...). Le système NFRP – CMA a été réglé pour fonctionner autour de 747 MHz avec des performances encourageantes : dans le cas où  $R_{CMA}=0.2 \Omega$ , le gain réalisé maximum dans l'axe est égal à -1 dBi, et chute à -6.7 dBi pour  $R_{CMA}=3 \Omega$ . Ces performances sont en lignes avec celles obtenues par simulations électromagnétiques. Néanmoins cette dernière phase a mis en évidence à la fois de

grandes difficultés expérimentales et des limitations des outils numériques pour des systèmes complexes à base de métamatériaux.

## REFERENCES DU CHAPITRE IV

- [1] Grant, Svetlana, "3GPP Low Power Wide Area Technologies - GSMA White Paper". [Online]. Available : <https://www.gsma.com/iot/wp-content/uploads/2016/10/3GPP-Low-Power-Wide-Area-Technologies-GSMA-White-Paper.pdf>. [Accessed: 14-Mar-2018].
- [2] G. H. Huff and J.T. Bernhard. (2008). Reconfigurable Antennas. In BALANIS. Modern Antenna Handbook.
- [3] T. Li, H. Zhai, X. Wang, L. Li and C. Liang, "Frequency-Reconfigurable Bow-Tie Antenna for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 171-174, 2015.
- [4] "Miniature Varactor Diodes For VCO, Phase Noise, And Voltage Tuned Filter Applications." [Online]. Available: <https://www.rfglobalnet.com/doc/miniature-varactor-diodes-for-vco-phase-0001> [Accessed: 15-Mar-2018].
- [5] « Application note Varactor diodes » [Online]. Available : <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200824A.pdf>. [Accessed: 20-Feb-2018].
- [6] L. Ge, M. Li, J. Wang and H. Gu, "Unidirectional Dual-Band Stacked Patch Antenna With Independent Frequency Reconfiguration," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 113-116, 2017.
- [7] "Digitally Tunable Capacitors (DTC) - Peregrine Semiconductor." [Online]. Available: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>. [Accessed: 20-Feb-2018].
- [8] Essia BEN ABDALLAH, « Conception conjointe d'antenne active pour futurs modules de transmission RF miniatures et faibles pertes », Manuscrit de thèse, 2016.
- [9] Ghassen Chaabane , « Etude de dispositifs hyperfréquences passifs accordables en technologie MEMS RF et SOI », Manuscrit de thèse, 2017.
- [10] S. Caporal del Barrio, E. Foroozanfard, A. Morris and G. F. Pedersen, "Tunable Handset Antenna: Enhancing Efficiency on TV White Spaces," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 4, pp. 2106-2111, April 2017.
- [11] B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, et R. A. York, « A new high performance phase shifter using Ba/sub x/Sr/sub 1-x/TiO3 thin films », IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 12, no 7, p. 237-239, juill. 2002.
- [12] R. York, A. Nagra, E. Erker, T. Taylor, P. Periaswamy, J. Speck, S. Streiffer, et O. Auciello, « Microwave integrated circuits using thin-film BST », in Proceedings of the 2000 12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, 2000. ISAF 2000, 2000, vol. 1, p. 195-200 vol. 1.



- [13]Mohamad RAMMAL, « Développement d’antennes agiles en fréquence intégrant un condensateur ferroélectrique », Manuscrit de thèse, 2017.
- [14]M. G. Bray and D. H. Werner, “A broadband open-sleeve dipole antenna mounted above a tunable EBG AMC ground plane,” Proc. IEEE APS Intern. Symposium, vol. 2, pp. 1147-1150, 2004.
- [15]D. Cure, T. M. Weller, T. Price, F. A. Miranda and F. W. Van Keuls, "Low-Profile Tunable Dipole Antenna Using Barium Strontium Titanate Varactors," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 3, pp. 1185-1193, March 2014.
- [16]F. Costa, A. Monorchio, S. Talarico and F. M. Valeri, “An active high impedance surface for low-profile tunable and steerable antennas,” IEEE Antenas and Wireless Propag. Lettters, vol. 7, pp. 676-680, 2008.
- [17]C. P. Scarborough, D. H. Werner and D. E. Wolfe, "Compact Low-Profile Tunable Metasurface-Enabled Antenna With Near-Arbitrary Polarization," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 7, pp. 2775-2783, July 2016.
- [18]TZC3 Series, Murata Manufacturing Co., Ltd. [Online]. Available: <https://www.murata.com/products/capacitor/trimmer/tzc3>. [Accessed: 30-Mar-2018].
- [19]SMV2201-SMV2205 Series: Surface Mount, 0402 Silicon Hyperabrupt Tuning Varactor Diodes. [Online]. Available: <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/201953A.pdf>

# CONCLUSION GENERALE

---

## RAPPEL DE L'OBJECTIF DE LA THESE

Cette thèse a pour objectif de proposer et de concevoir un nouveau système antenne à faible profil composé d'une antenne miniature associée à une métasurface compacte afin de ne pas dégrader les performances de l'antenne et réduire sa sensibilité à son environnement. Ajouter la reconfigurabilité fréquentielle permet de palier le problème de la bande passante réduite dans le cas des antennes et des CMA miniaturisés et de rendre l'association antenne – CMA compatible avec les applications large bande.

## BILAN DES TRAVAUX

Le premier chapitre a permis de dresser un état de l'art sur les antennes électriquement petites. En premier lieu, le sujet de la miniaturisation des antennes a été traité, en abordant, à travers la limite de Chu, les différentes techniques de miniaturisation. En second lieu, les progrès les plus récents dans le développement des antennes miniatures inspirées des métamatériaux ont été illustrés par des exemples de l'état de l'art.

A l'issue de cette étude bibliographique, l'antenne NFRP a été sélectionnée pour la suite de notre étude. Le choix de cette antenne spécifique se justifie par un excellent compromis entre la taille ( $ka < 0.5$ ) et les performances ( $\eta_{ray} > 90\%$ ) d'une part et la possibilité d'utiliser de nombreux paramètres de réglages d'autre part. L'étude détaillée de l'antenne NFRP a permis de dégager les règles de conception à la fréquence de fonctionnement désirée en optimisant sa taille et ses performances. Cette antenne miniature a fait l'objet d'un développement spécifique avec la possibilité de l'ajout de capacités de réglages qui seront utilisées dans la suite des études. Les performances mesurées (paramètres  $S$ , gain réalisé) sont parfaitement corrélées aux simulations avec un léger décalage fréquentiel pouvant s'expliquer principalement par les imprécisions des réalisations.

L'étude des métasurfaces et leur miniaturisation a été l'objet du deuxième chapitre. Une technique alternative pour la miniaturisation des CMA a été proposée grâce à l'introduction d'un réseau d'interconnexion derrière le plan de masse. Plusieurs topologies de réseaux d'interconnexions ont été testées et le réseau connectant toutes les cellules adjacentes a été sélectionné. Ce réseau est celui permettant de couvrir un large spectre de fréquence avec une plage de variation de phase la moins importante. Dans un premier temps, des lignes méandrées assimilables à un déphasage ( $\Delta\varphi$ ) constituent le réseau connectant les cellules entre elles et permettant une miniaturisation forte (jusqu'à 68% sur un motif carré) sans modifier la géométrie du motif métallique. Cette nouvelle structure a fait l'objet d'un dépôt de brevet n°FR3047845(A1) [Ref. 42, Chapitre II]. Deux CMA, composés de  $5 \times 5$  cellules élémentaires, ont été développés et caractérisés en utilisant deux techniques différentes (quasi SER et quasi TEM) afin de valider les résultats des simulations. Les dimensions sont  $190 \times 190 \text{ mm}^2$  pour le CMA moyen et  $155 \times 155 \text{ mm}^2$  pour le CMA petit, soit une réduction 60% et 73% de surface par rapport à une structure conventionnelle avec le même nombre

de cellules. Cette réduction de taille s'est accompagnée d'une dégradation des performances (faible bande passante et niveau d'absorption élevé). Ceci s'est traduit par l'absence de la phase nulle dans la bande d'intérêt.

Afin d'augmenter le niveau d'intégration et de réduire les pertes de la métasurface, une cellule basée sur un motif en spirales carrées sur un substrat diélectrique et un espace d'air a été proposée. Ce motif et son empilage ont été associés à un réseau de lignes microruban avec des capacités localisées, permettant d'anticiper le besoin d'agilité de la structure. La périodicité de la nouvelle cellule unitaire est de 11,8 mm ( $\lambda_0/27$ ), soit une réduction finale de 96% par rapport à la taille de la cellule conventionnelle. Le CMA final développé est de forme cylindrique avec un rayon  $a=64$  mm ( $\lambda_0/5$ ) et une épaisseur de 7.75 mm ( $\lambda_0/40$ ).

Le troisième chapitre propose de se focaliser sur l'association antenne – CMA à travers les simulations et les caractérisations de la structure complète, en utilisant les CMA développés dans le deuxième chapitre. Une première validation expérimentale a été proposée avec le couple antenne dipôle demi-onde et un CMA conventionnel (pastille carrée avec un via central). Plusieurs critères d'analyses ont été utilisés afin de montrer l'intérêt d'utiliser les CMA dans un contexte d'un système antennaire à faible profil, à travers les simulations/mesures d'impédance (adaptation, bande passante, facteur de qualité) et de rayonnement (rendement de rayonnement, directivité).

La même antenne (excitateur) a été associée à un CMA moyen puis à un CMA petit basé sur un réseau d'interconnexion constitué de lignes microruban méandrées. Les dimensions totales sont  $0.57 \times 0.57 \times 0.069 \lambda_0^3$  (soit un  $ka=2.53$ ) pour le système dipôle – CMA moyen et  $0.48 \times 0.48 \times 0.1 \lambda_0^3$  (soit un  $ka=2.12$ ) pour le système dipôle – CMA petit, soit une réduction de surface de 60% et 74% respectivement, par rapport au système avec le CMA conventionnel. On a montré tant d'un point de vue expérimental qu'en simulation que l'usage d'une métasurface à proximité ( $<\lambda_0/10$ ) d'une antenne est possible, même si la phase du coefficient de réflexion, obtenue sous incidence normale d'une onde plane, est non nulle (un point d'inflexion semble suffisant). Les résultats expérimentaux montrent qu'avec le maintien du faible profil ( $h \approx \lambda_0/10$ ) et une taille compacte ( $ka \leq 2.53$ ) l'antenne permet un gain réalisé maximum autour de 5 dBi pour les deux systèmes proposés. Un bon accord est obtenu, entre les résultats de mesures et de simulations.

Finalement, l'antenne NFRP a été optimisée pour être couplée avec un CMA basé sur des cellules spirales carrées connectées entre elles à travers un réseau d'interconnexion à capacités localisées. Le système a été développé pour fonctionner à 960 MHz et caractérisé pour confronter les résultats de simulations aux mesures. Le système obtenu est efficace (83.7 % de rendement de rayonnement), à faible profil ( $\lambda_0/14$ ) et compact ( $ka_2=1.29$ ) avec une antenne (excitateur) miniature ( $ka_1 < 0,5$ ). De plus un comportement super-directif au sens de Harrington (6.52 dBi) a pu être identifié. Néanmoins, la bande passante obtenue ne dépasse pas les 1% (soit quelques MHz), qui ne sont pas suffisant pour adresser des standards plus larges bandes (LTE par exemple).

Dans le dernier chapitre, nous avons proposé d'ajouter la fonction de reconfigurabilité fréquentielle au système NFRP – CMA pour palier à la problématique de la bande réduite liée à la miniaturisation du système. Une nouvelle antenne NFRP est proposée intégrant deux capacités

variables ( $3 \text{ pF} \leq C_1 \leq 10 \text{ pF}$ ) et ( $0 \text{ pF} \leq C_2 \leq 2.5 \text{ pF}$ ). L'antenne est accordable sur une large bande qui s'étend de moins de 700 MHz jusqu'à 960 MHz avec une bande passante instantanée à -10 dB située entre 6 MHz et 17 MHz couvrant ainsi toutes les bandes basses du standard NB-IoT dans la bande LTE dans un volume très réduit ( $ka_1 = 0.49$  à 960 MHz et  $ka_1=0.33$  à 700 MHz pour l'excitateur).

A travers des études par simulations, l'agilité du CMA, avec un nombre fini et infini de cellules, dans la bande visée, a été démontrée en faisant varier les valeurs des capacités  $C_{\text{CMA}}$  du réseau d'interconnexion de façon homogène entre 0.2 pF et 1.6 pF. Deux prototypes ont été fabriqués et assemblés avec des charges capacitatives fixes pour deux configurations différentes. La première configuration associe une capacité maximale ( $C_{\text{CMA}}=1.2 \text{ pF}$ ) avec une résistance minimale ( $R_{\text{CMA}}=0 \text{ } \Omega$ ) et la deuxième configuration associe toujours la capacité maximale ( $C_{\text{CMA}}=1.2 \text{ pF}$ ) avec une résistance maximale ( $R_{\text{CMA}}=3 \text{ } \Omega$ ). Malheureusement, la caractérisation expérimentale ne nous a pas permis de déterminer avec précision la fréquence de fonctionnement des deux démonstrateurs.

Finalement, des co-simulations électromagnétique-circuit de l'association NFRP – CMA ont été effectuées et ont montré que la variation des deux capacités ( $0.2 \text{ pF} \leq C_1 \leq 8.2 \text{ pF}$ ) et ( $0 \text{ pF} \leq C_2 \leq 2.5 \text{ pF}$ ) introduites sur l'antenne NFRP ainsi que l'ensemble des capacités ( $0.2 \text{ pF} \leq C_{\text{CMA}} \leq 1.2 \text{ pF}$ ) du réseau d'interconnexion du CMA permet d'ajouter la fonction d'agilité au système. La bande passante couvre le spectre de 700 à 960 MHz, compatible avec le standard NB-IoT dans la bande LTE. Pour la validation expérimentale, l'antenne NFRP a été chargée par deux capacités ajustables et associée aux deux démonstrateurs CMA à capacités fixes pour viser une fréquence de fonctionnement autour de 700 MHz. Bien que cette fréquence ait été l'objectif de ces derniers démonstrateurs, force a été de constater que le système présentait un fonctionnement optimal autour de 747MHz. Les outils de simulations ont pu montrer la sensibilité du dispositif, ce qui explique en partie les difficultés expérimentales. Le système NFRP – CMA a finalement été réglé pour fonctionner autour de 747 MHz avec des performances encourageantes. Dans le cas où  $R_{\text{CMA}}=0.2 \text{ } \Omega$ , le gain réalisé maximum dans l'axe est égal à -1 dBi, et chute à -6.7 dBi pour  $R_{\text{CMA}}=3 \text{ } \Omega$ . Ces performances sont en lignes avec celles obtenues par simulations électromagnétiques. Cette dernière phase a mis en évidence à la fois de grandes difficultés expérimentales et les limitations des outils numériques pour des systèmes complexes à base de métamatériaux.

## PERSPECTIVES ET TRAVAUX FUTURS

Ces travaux ouvrent donc la voie à diverses perspectives d'amélioration de conception. Tout d'abord il serait intéressant de proposer un modèle analytique de la nouvelle cellule unitaire associée au réseau d'interconnexion afin de s'affranchir des temps de calculs dus aux simulations paramétriques nécessaires pour déterminer les paramètres de la cellule unitaire.

L'utilisation de composants actifs, aussi bien sur le CMA que sur l'excitateur, permettrait d'avoir un système reconfigurable et commandable numériquement. Il est important de signaler que la conception de cette version a déjà été engagée et l'ensemble comporte près de 120 capacités variables de type DTC. L'utilisation de composants actifs avec une large excursion capacitive et un facteur de qualité élevé (une ESR faible) serait privilégiée vue la sensibilité du système antennaire.

Enfin, il serait intéressant de creuser la piste des antennes super-directives sur des larges bandes de fréquences associées à des niveaux de gain élevés ouvrant elle-même des perspectives intéressantes en termes d'applications de sélectivité spatiale ou de radar.

## Sommaire

A. Etude de la SER du Support.....	180
B. Fiches techniques des composants utilisés.....	183

## A. ETUDE DE LA SER DU SUPPORT

Le support de mesure, permettant le maintien, l'alignement et l'orientation du CMA, a fait l'objet d'une étude spécifique afin de réduire sa SER. Une première version (structure pleine), conçu sur HFSS est proposée (cf. Figure A1. 1). Les diagrammes polaires 3D et 2D de la SER sont présentés sur la Figure A1. 2.

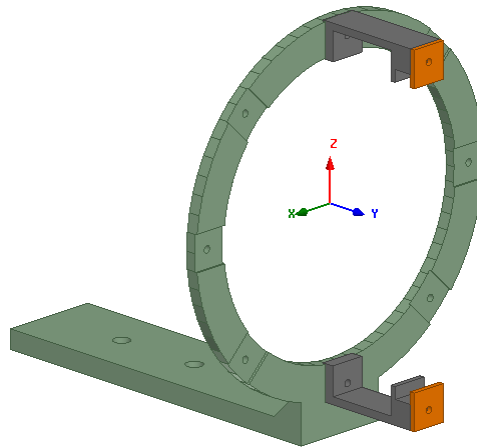


Figure A1. 1. Structure pleine en ABS PLASTIC

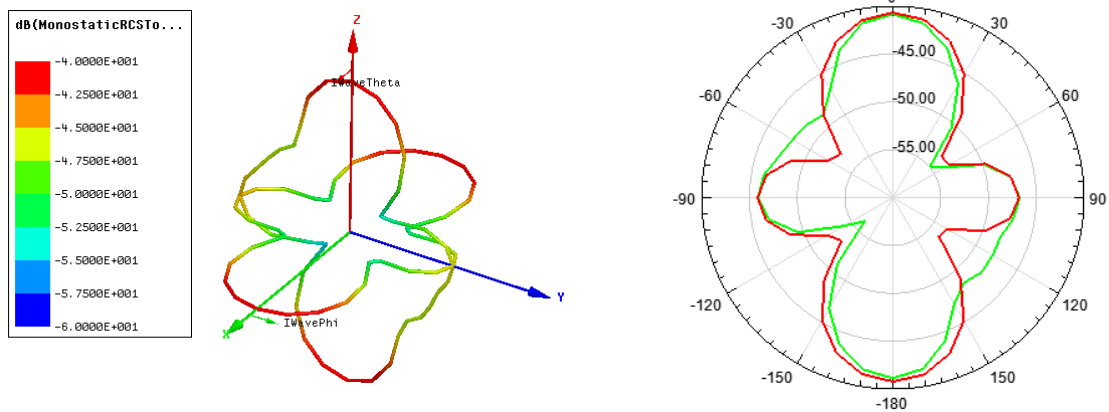


Figure A1. 2. Diagrammes polaires 3D/2D de la SER de la structure pleine

Une deuxième version (allégée) est proposée afin de réduire sa SER. La structure est visible sur la Figure A1. 3 et les diagrammes polaires 3D et 2D de la SER sont présentés sur la Figure A1. 4. Les résultats des simulations montrent que la structure allégée permet de réduire la SER par rapport à la structure pleine de 5 dB dans la direction (Oy).

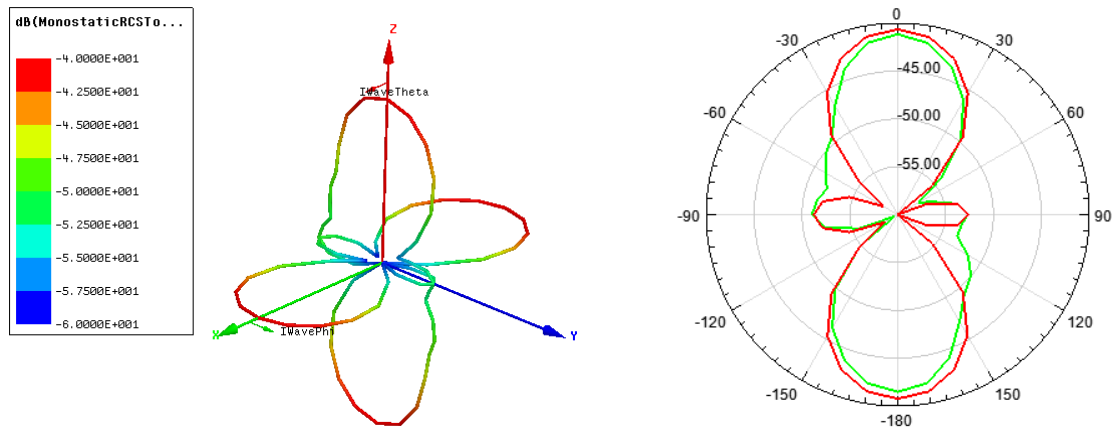


Figure A1. 3. Diagramme polaire 3D/2D de la SER de la structure allégée

La version allégée du support est associée à une structure conductrice (cf. Figure A1. 5). La SER l'ensemble est simulée et les résultats sont affichés sur les Figure A1. 6 ET Figure A1. 7.

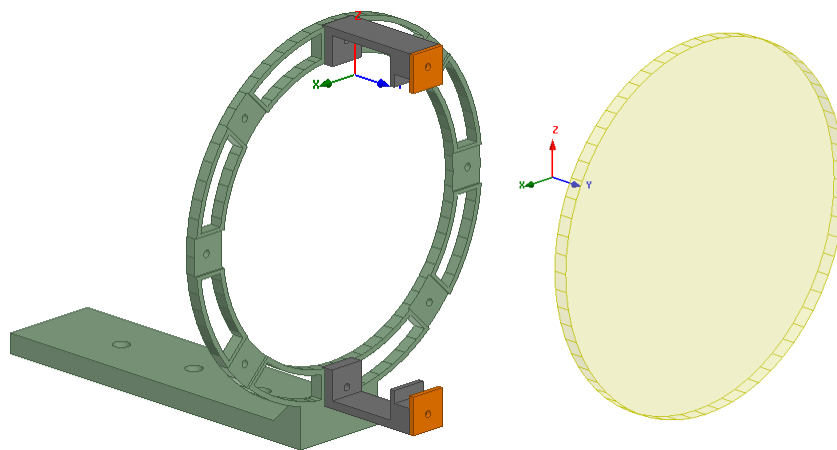


Figure A1. 4. Support en structure allégé + surface conductrice



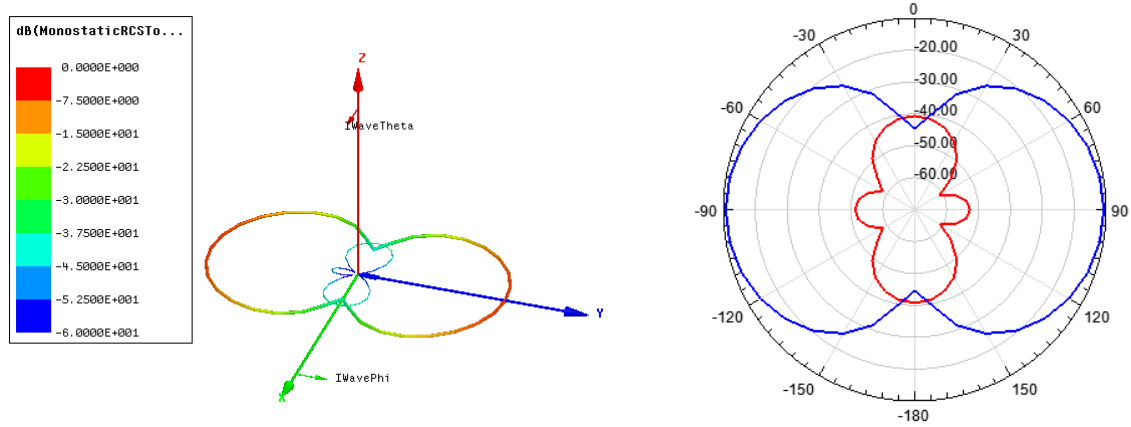


Figure A1. 5. Diagrammes polaires 3D/2D de la SER du support en structure allégé + surface conductrice (Iwave phi : 0 → 360° Iwave theta = 90°)

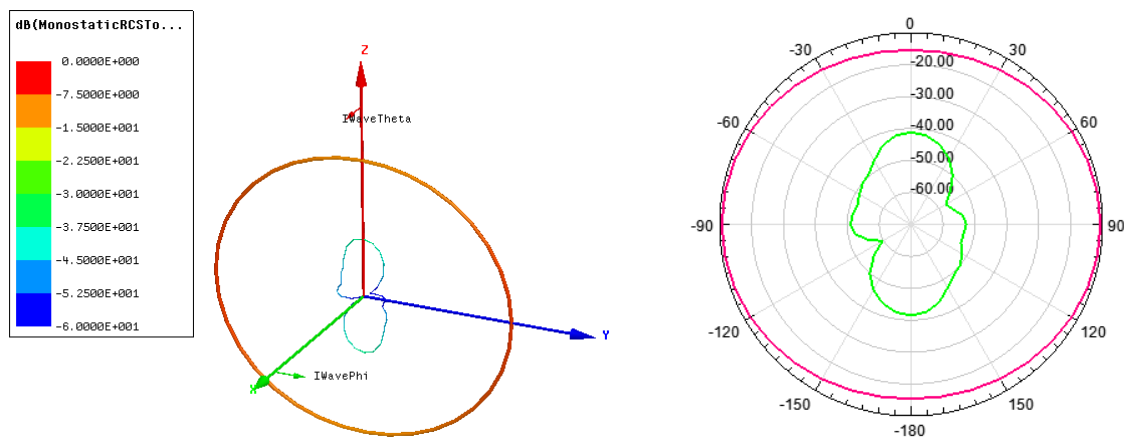


Figure A1. 6. Diagrammes polaires 3D/2D de la SER du support en structure allégé + surface conductrice (Iwave theta : 0 → 360° Iwave phi = 90°)

## B. FICHES TECHNIQUES DES COMPOSANTS UTILISES

### MULTI-LAYER HIGH-Q CAPACITORS



These lines of multilayer capacitors have been developed for High-Q and microwave applications.

- The **S-Series** (R07S, R14S, R15S) capacitors give an ultra-high Q performance, and exhibit NPO temperature characteristics.
- The **L-Series** (R05L) capacitors give mid-high Q performance, and exhibit NPO temperature characteristics.
- The **E-Series** (S42E, S48E, S58E) capacitors give excellent high-Q performance from HF to Microwave frequencies. Typical uses are high voltage, high current applications. They are offered in chip (Ni barrier or Non-Magnetic Pt.-Ag) or in Non-Magnetic leaded form.
- RoHS compliance is standard for all unleaded parts (see termination options box).

#### HOW TO ORDER

<b>252</b>	<b>S48</b>	<b>E</b>	<b>470</b>	<b>K</b>	<b>V</b>	<b>4</b>	<b>E</b>
<b>WVDC<sup>2</sup></b> 250 = 25 V 201 = 200 V 251 = 250 V 501 = 500 V 102 = 1000 V 152 = 1500 V 252 = 2500 V 362 = 3600 V 722 = 7200 V	<b>CASE SIZE</b> R05 (0201) R07 (0402) R14 (0803) R15 (0805) S42 (1111) S48 (2525) S58 (3838)	<b>CAPACITANCE (pF)</b> 1st two digits are significant; third digit denotes number of zeros, R = decimal. 100 = 10 pF 101 = 100 pF	<b>TOLERANCE</b> A = ± 0.05 pF B = ± 0.10 pF C = ± 0.25 pF D = ± 0.50 pF F = ± 1 % G = ± 2 % J = ± 5 % K = ± 10 %  For tolerance availability, see chart.	<b>TERMINATION</b> <b>Nickel Barrier</b> V = Ni/Sn (Green) T = Ni/SnPb G = Ni/Au (Green) <b>Non-Mag<sup>1</sup></b> U = Cu/Sn (Green) C = Cu/SnPb <b>Leaded (All Non-Mag)<sup>1</sup></b> 1 = Microstrip 2 = Axial Ribbon 3 = Axial Wire 4 = Radial Ribbon 5 = Radial Wire	<b>PACKAGING</b> S = Bulk W = Waffle Pack 0201 - 0603 Y = Paper 5" Reel T = Paper 7" Reel R <sup>1</sup> = Paper 13" Reel J <sup>1</sup> = Paper 5" Reel - Horizontally Oriented Electrodes N <sup>1</sup> = Paper 5" Reel - Vertically Oriented Electrodes L <sup>1</sup> = Paper 7" Reel - Horizontally Oriented Electrodes V <sup>1</sup> = Paper 7" Reel - Vertically Oriented Electrodes 0805 - 3838 Z = Embossed 5" Reel E = Embossed 7" Reel U <sup>1</sup> = Embossed 13" Reel M <sup>1</sup> = Embossed 5" Reel - Horizontally Oriented Electrodes Q <sup>1</sup> = Embossed 5" Reel - Vertically Oriented Electrodes G <sup>1</sup> = Embossed 7" Reel - Horizontally Oriented Electrodes P <sup>1</sup> = Embossed 7" Reel - Vertically Oriented Electrodes Tape specifications conform to EIA RS481		
Part Number written: <b>252S48E470KV4E</b>							
				<b>MARKING</b> 3 = Cap Code & Tolerance 4 = No Marking 6 = EIA Code (Marking option is only available on 0805 and larger case sizes)			



<sup>1</sup> - Not available for all MLCC - Call factory for info.  
<sup>2</sup> - WVDC - Working Voltage DC.

**DIELECTRIC CHARACTERISTICS****NPO**

<b>TEMPERATURE COEFFICIENT:</b>	0 ± 30ppm /°C, -55 to 125°C
<b>QUALITY FACTOR / DF:</b>	Q > 1,000 @ 1KHz (C > 1,000pF), Typical 10,000 (C < 1,000 pF)
<b>INSULATION RESISTANCE:</b>	> 100 GΩ @ 25°C, WVDC <sup>1</sup> ; 125°C IR is 10% of 25°C rating
<b>DIELECTRIC STRENGTH:</b>	500 V ≤ 2.5 X WVDC <sup>1</sup> Min., 25°C, 50 mA max 1000 V ≤ 1.5 X WVDC <sup>1</sup> Min., 25°C, 50 mA max > 1500 = 1 X WVDC <sup>1</sup> Min., 25°C, 50 mA max
<b>TEST PARAMETERS:</b>	1MHz ±50kHz, 1.0±0.2 VRMS, 25°C
<b>AVAILABLE CAPACITANCE:</b>	
Size 0201:	0.2 - 100 pF
Size 0402:	0.2 - 33 pF
Size 0603:	0.2 - 100 pF
Size 0805:	0.3 - 220 pF
Size 1111:	0.2 - 1000 pF
Size 2525:	1.0 - 2700 pF
Size 3838:	1.0 - 5100 pF

**MECHANICAL & ENVIRONMENTAL CHARACTERISTICS**

	<b>SPECIFICATION</b>	<b>TEST PARAMETERS</b>
<b>SOLDERABILITY:</b>	Solder coverage ≥ 90% of metalized areas No termination degradation	Preheat chip to 120°-150°C for 60 sec., dip terminals in rosin flux then dip in Sn62 solder @ 240°±5°C for 5±1 sec
<b>RESISTANCE TO SOLDERING HEAT:</b>	No mechanical damage Capacitance change: ±2.5% or 0.25pF Q > 500 I.R. > 10 G Ohms DWW <sup>2</sup> : 2.5 x WVDC <sup>1</sup>	Preheat device to 80°-100°C for 60 sec. followed by 150°-180°C for 60 sec. Dip in 260°±5°C solder for 10±1 sec. Measure after 24±2 hour cooling period
<b>TERMINAL ADHESION:</b>	Termination should not pull off. Ceramic should remain undamaged.	Linear pull force <sup>3</sup> exerted on axial leads soldered to each terminal.
<b>PCB DEFLECTION:</b>	No mechanical damage. Capacitance change: 2% or 0.5pF Max	Glass epoxy PCB: 0.5 mm deflection
<b>LIFE TEST:</b>	MIL-STD-202, Method 108I No mechanical damage Capacitance change: ±3.0% or 0.3 pF Q > 500 I.R. > 1 G Ohms DWW <sup>2</sup> : 2.5 x WVDC <sup>1</sup>	Applied voltage: 200% of WVDC <sup>1</sup> for capacitors rated at 500 volts DC or less. 100% of WVDC <sup>1</sup> for capacitors rated at 1250 volts DC or less. Temperature: 125°±3°C Test time: 1000+48-0 hours
<b>THERMAL CYCLE:</b>	No mechanical damage. Capacitance change: ±2.5% or 0.25pF Q > 2000 I.R. > 10 G Ohms DWW <sup>2</sup> : 2.5 x WVDC <sup>1</sup>	5 cycles of: 30±3 minutes @ -55°+0/-3°C, 2-3 min. @ 25°C, 30±3 min. @ +125°+3/-0°C, 2-3 min. @ 25°C Measure after 24±2 hour cooling period
<b>HUMIDITY, STEADY STATE:</b>	No mechanical damage. Capacitance change: ±5.0% or 0.50pF max. Q > 300 I.R. ≥ 1 G-Ohm DWW <sup>2</sup> : 2.5 x WVDC <sup>1</sup>	Relative humidity: 90-95% Temperature: 40°±2°C Test time: 500 +12/-0 Hours Measure after 24±2 hour cooling period
<b>HUMIDITY, LOW VOLTAGE:</b>	No mechanical damage. Capacitance change: ±5.0% or 0.50pF max. Q > 300 I.R. = 1 G-Ohm min. DWW <sup>2</sup> : 2.5 x WVDC <sup>1</sup>	Applied voltage: 1.5 VDC, 50 mA max. Relative humidity: 85±2% Temperature: 40°±2°C Test time: 240 +12/-0 Hours Measure after 24±2 hour cooling period
<b>VIBRATION:</b>	No mechanical damage. Capacitance change: ±2.5% or 0.25pF Q > 1000 I.R. ≥ 10 G-Ohm DWW <sup>2</sup> : 2.5 x WVDC <sup>1</sup>	Cycle performed for 2 hours in each of three perpendicular directions Frequency range 10Hz to 55 Hz to 10 Hz traversed in 1 minute. Harmonic motion amplitude: 1.5mm

<sup>1</sup> - WVDC - Working Voltage DC.

<sup>2</sup> - DWW - Dielectric Withstanding Voltage.

<sup>3</sup> - 0402 ≥ 2.0lbs, 0603 ≥ 4.0lbs (min).

<sup>4</sup> - Whichever is less.

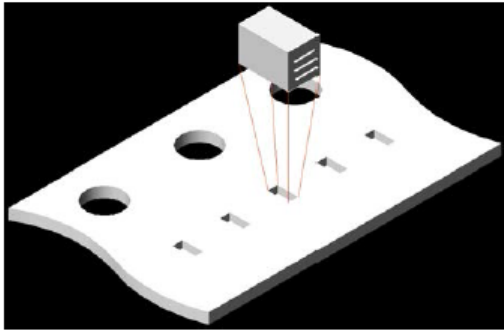


## MECHANICAL CHARACTERISTICS

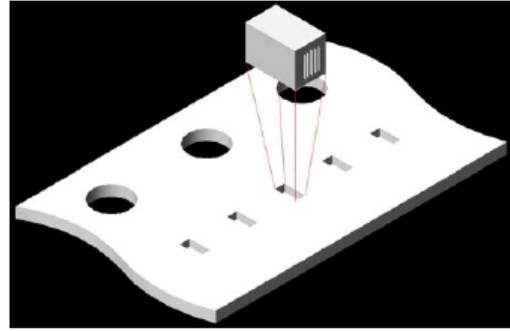
Size	Units	Length	Width	Thickness	End Band
EIA 0201	In	.024 ±.001	.012 ±.001	.012 ±.001	.008 Max.
Metric (0603)	mm	(0.60 ±0.03)	(0.30 ±0.03)	(0.30 ±0.03)	(0.20 Max.)
EIA 0402	In	.040 ±.004	.020 ±.004	.020 ±.004	.010 ±.006
Metric (1005)	mm	(1.02 ±0.1)	(0.51 ±0.1)	(0.51 ±0.1)	(0.25 ±.15)
EIA 0603	In	.062 ±.006	.032 ±.006	.030 +.005/- .003	.014 ±.006
Metric (1608)	mm	(1.57 ±0.15)	(0.81 ±0.15)	(0.76 +.13-.08)	(0.35 ±.15)
EIA 0805	In	.080 ±.008	.050 ±.008	.040 ±.006	.020 ±.010
Metric (2012)	mm	(2.03 ±0.20)	(1.27 ±0.20)	(1.02 ±.15)	(0.50 ±.25)

## HORIZONTAL AND VERTICAL ORIENTED CAPACITORS

### Horizontal Electrode Orientation



### Vertical Electrode Orientation



## APPLICATIONS & FEATURES

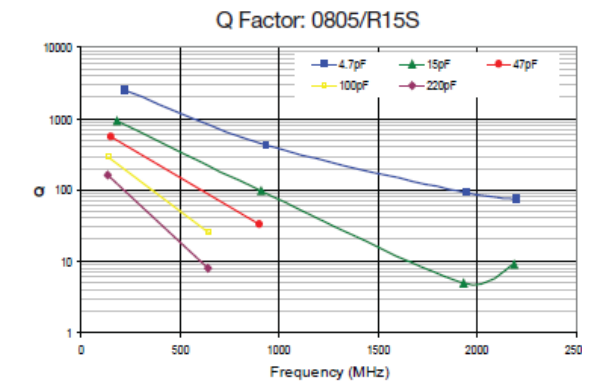
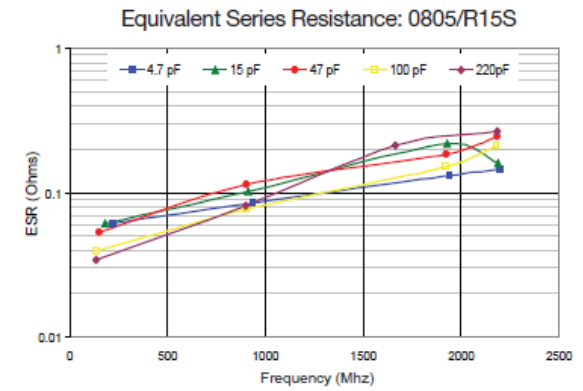
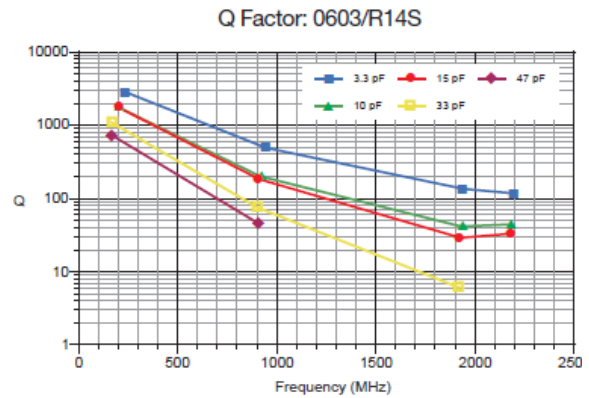
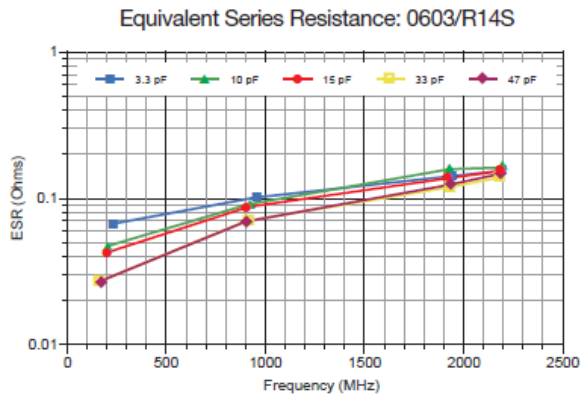
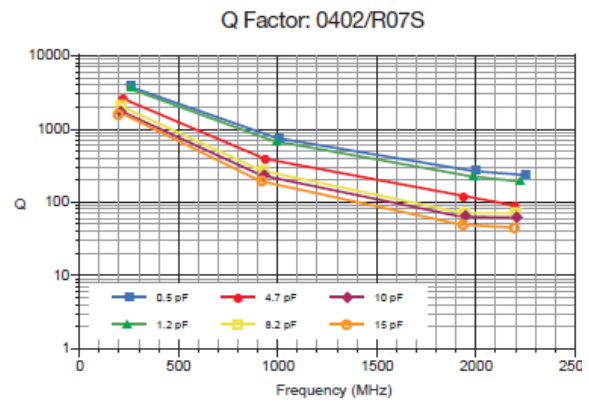
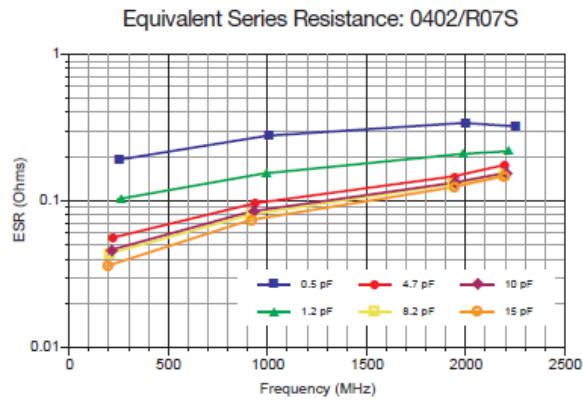
Size:	EIA 0201, 0402
Performance:	SRF's up to 20 GHz, Ultra High Q, Tight tolerance, Ultralow ESR
Termination:	Ni/Au, Ni/Sn, Ni/SnPb
Applications:	High Frequency Wireless Communications, Portable Wireless Products, Battery Powered Products
RoHS Compliant	

## BENEFITS OF USING ORIENTED CAPACITORS

- Consistent Orientation - Improved repeatability of production circuits.
- Consistent Orientation - More consistent filter performance.
- Vertical Orientation - The elimination of parallel frequencies.
- Vertical Orientation - Lower inductance for a given capacitor.
- Horizontal Orientation - Lower coupling between adjacent capacitors.

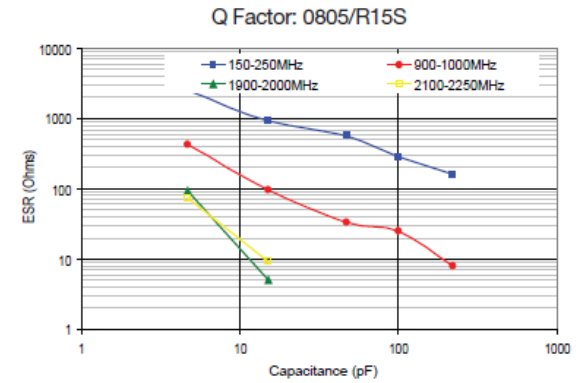
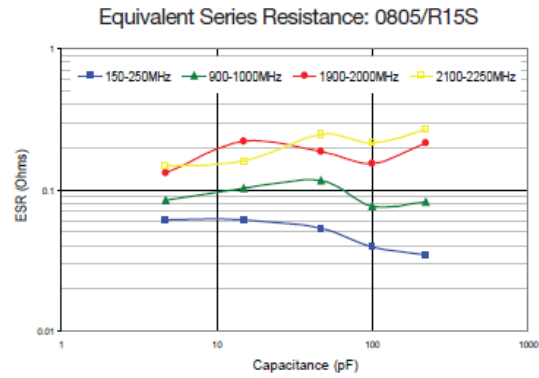
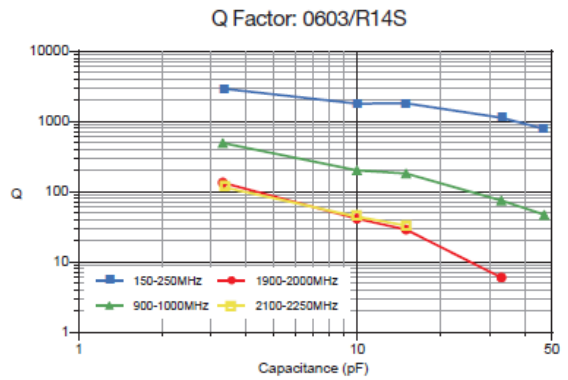
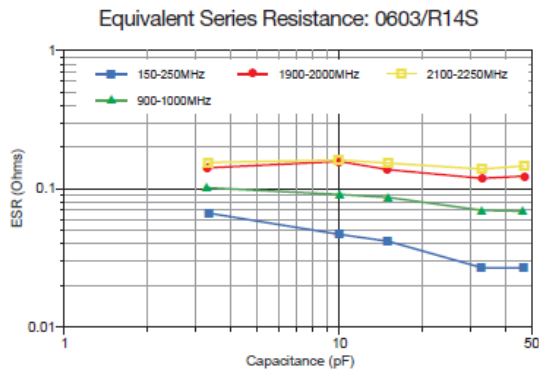
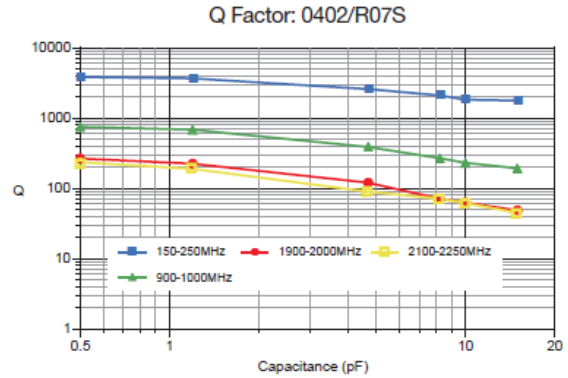
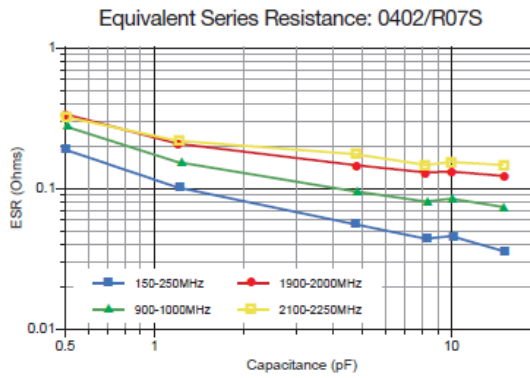


**S-SERIES RF CHARACTERISTICS VERSUS FREQUENCY**



Measurements performed on a Boonton 34A Resonant Coaxial Line and represent typical capacitor performance.

### S-SERIES RF CHARACTERISTICS VERSUS CAPACITANCE



Measurements performed on a Boonton 34A Resonant Coaxial Line and represent typical capacitor performance.

# Panasonic

## Thick Film Chip Resistors

### Thick Film Chip Resistors

Type: **ERJ XG, 1G, 2G, 3G, 6G, 8G, 14, 12, 12Z, 1T**



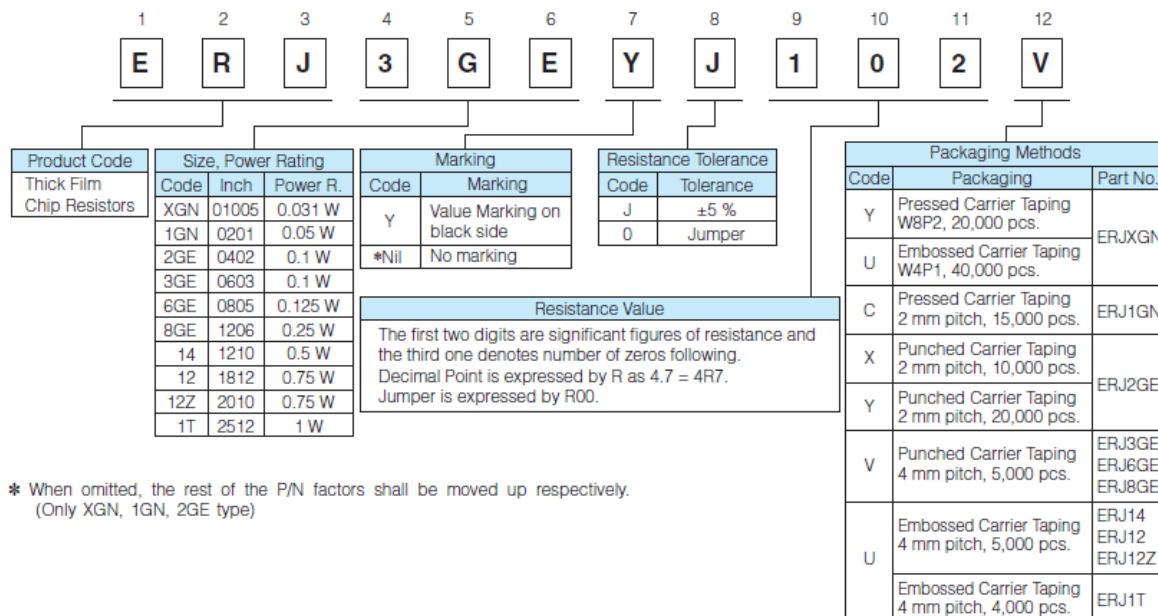
#### Features

- Small size and lightweight
- High reliability  
Metal glaze thick film resistive element and three layers of electrodes
- Compatible with placement machines  
Taping packaging available
- Suitable for both reflow and flow soldering
- Reference Standards  
IEC 60115-8, JIS C 5201-8, EIAJ RC-2134B
- AEC-Q200 qualified (Exemption ERJXG)
- RoHS compliant

■ **As for Packaging Methods, Land Pattern, Soldering Conditions and Safety Precautions,**  
Please see Data Files

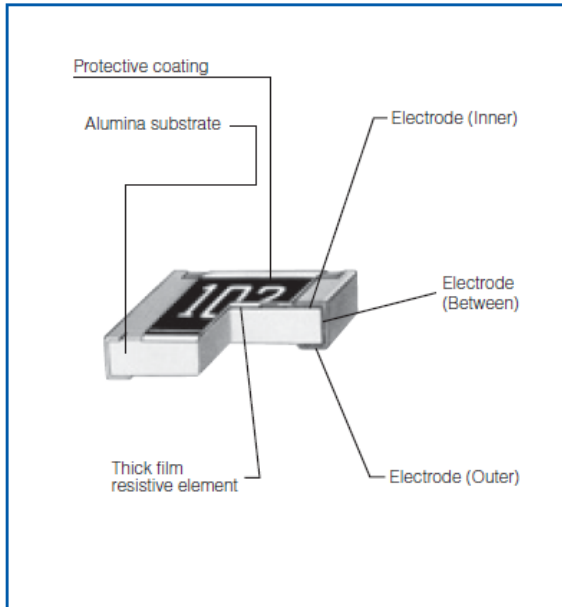
#### Explanation of Part Numbers

- ERJXGN, 1GN, 2GE, 3GE, 6GE, 8GE, 14, 12, 12Z, 1T Type,  $\pm 5\%$

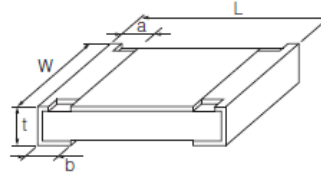


\* When omitted, the rest of the P/N factors shall be moved up respectively.  
(Only XGN, 1GN, 2GE type)

### Construction



### Dimensions in mm (not to scale)



Part No. (inch size)	Dimensions (mm)					Mass (Weight) (g/1000 pcs.)
	L	W	a	b	t	
ERJXG (01005)	0.40 <sup>+0.02</sup>	0.20 <sup>+0.02</sup>	0.10 <sup>+0.03</sup>	0.10 <sup>+0.03</sup>	0.13 <sup>+0.02</sup>	0.04
ERJ1G (0201)	0.60 <sup>+0.03</sup>	0.30 <sup>+0.03</sup>	0.10 <sup>+0.05</sup>	0.15 <sup>+0.05</sup>	0.23 <sup>+0.03</sup>	0.15
ERJ2G (0402)	1.00 <sup>+0.05</sup>	0.50 <sup>+0.05</sup>	0.20 <sup>+0.10</sup>	0.25 <sup>+0.05</sup>	0.35 <sup>+0.05</sup>	0.8
ERJ3G (0603)	1.60 <sup>+0.15</sup>	0.80 <sup>+0.15</sup>	0.30 <sup>+0.20</sup>	0.30 <sup>+0.15</sup>	0.45 <sup>+0.10</sup>	2
ERJ6G (0805)	2.00 <sup>+0.20</sup>	1.25 <sup>+0.10</sup>	0.40 <sup>+0.20</sup>	0.40 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.10</sup>	4
ERJ8G (1206)	3.20 <sup>+0.25</sup>	1.60 <sup>+0.15</sup>	0.50 <sup>+0.20</sup>	0.50 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.10</sup>	10
ERJ14 (1210)	3.20 <sup>+0.20</sup>	2.50 <sup>+0.20</sup>	0.50 <sup>+0.20</sup>	0.50 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.10</sup>	16
ERJ12 (1812)	4.50 <sup>+0.20</sup>	3.20 <sup>+0.20</sup>	0.50 <sup>+0.20</sup>	0.50 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.10</sup>	27
ERJ12Z (2010)	5.00 <sup>+0.20</sup>	2.50 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.10</sup>	27
ERJ1T (2512)	6.40 <sup>+0.20</sup>	3.20 <sup>+0.20</sup>	0.65 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.20</sup>	0.60 <sup>+0.10</sup>	45

### Ratings

[For Resistor]

Part No. (inch size)	Power Rating at 70 °C (W)	Limiting Element Voltage <sup>(1)</sup> (V)	Maximum Overload Voltage <sup>(2)</sup> (V)	Resistance Tolerance (%)	Resistance Range (Ω)	T.C.R. (× 10 <sup>-6</sup> /°C)	Category Temperature Range (°C)
ERJXG (01005)	0.031	15	30	±5	4.7 to 1 M (E24)	<10 Ω: -100 to +600 10 Ω to 100 Ω: ±300 100 Ω <: ±200	-55 to +125
ERJ1G (0201)	0.05	25	50	±5	1 to 10 M (E24)	<10 Ω: -100 to +600	-55 to +125
ERJ2G (0402)	0.1	50	100	±5	1 to 10 M (E24)		-55 to +155
ERJ3G (0603)	0.1	75	150	±5	1 to 10 M (E24)	10 Ω to 1 MΩ: ±200	-55 to +155
ERJ6G (0805)	0.125	150	200	±5	1 to 10 M (E24)		-55 to +155
ERJ8G (1206)	0.25	200	400	±5	1 to 10 M (E24)		-55 to +155
ERJ14 (1210)	0.5	200	400	±5	1 to 10 M (E24)	1 MΩ <: -400 to +150	-55 to +155
ERJ12 (1812)	0.75	200	500	±5	1 to 10 M (E24)		-55 to +155
ERJ12Z (2010)	0.75	200	500	±5	1 to 10 M (E24)	1 MΩ <: -400 to +150	-55 to +155
ERJ1T (2512)	1	200	500	±5	1 to 1 M (E24)		-55 to +155

(1) Rated Continuous Working Voltage (RCWW) shall be determined from RCWW=√Power Rating × Resistance Values, or Limiting Element Voltage listed above, whichever less.

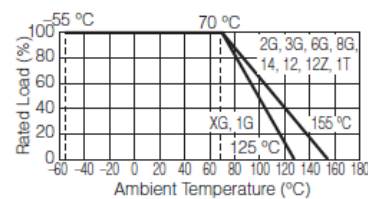
(2) Overload (Short-time Overload) Test Voltage (SOTV) shall be determined from SOTV=2.5 (Only ERJ2G=2.0) × RCWW or max. Overload Voltage listed above whichever less.

[For Jumper]

Part No. (inch size)	Rated Current (A)	Maximum Overload Current (A)
ERJXG (01005)	0.5	1
ERJ1G (0201)		
ERJ2G (0402)	1	2
ERJ3G (0603)		
ERJ6G (0805)	2	4
ERJ8G (1206)		
ERJ14 (1210)		
ERJ12 (1812)		
ERJ12Z (2010)		
ERJ1T (2512)		

### Power Derating Curve

For resistors operated in ambient temperatures above 70 °C, power rating shall be derated in accordance with the figure below.





△Note Please read rating and △CAUTION (for storage and operating, rating, soldering and mounting, handling) in this PDF catalog to prevent smoking and/or burning, etc.  
This catalog has only typical specifications. Therefore, you are requested to approve our product specification or to transact the approval sheet for product specification before ordering.

T13E8.pdf 02.9.2

# Ceramic Trimmer Capacitors



## TZC3 Series

### ■ Features

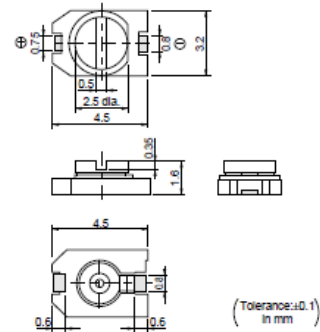
1. Small size with external dimension of 3.2(W)x4.5(L)x1.6(H)mm (Cross slot type : 1.7(H)mm)
2. Color coded stator permits easy identification of capacitance and reduces mounting errors.
3. Can be adjusted with conventional adjustment tools having a thickness of 0.5mm.
4. Available for cross slot type to provide better adjustability.
5. Providing mechanism to prevent air leak offers better mountability with automatic mounter. (Cross slot type)
6. Designed for automatic placement in surface mount applications.
7. Heat resistant resin withstands reflow soldering temperatures.

### ■ Applications

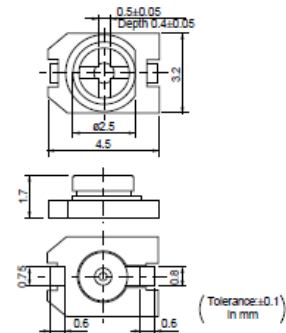
- Compact radios •Headphone stereos
- Pagers •Portable radio equipments
- Hybrid ICs •Cellular telephones
- Cordless telephones •Remote keyless entry systems



Standard Type



Cross Slot Type

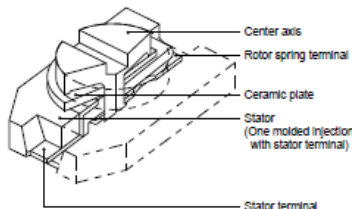


Part Number	Cmin. (pF)	Cmax. (pF)	TC	Q	Rated Voltage	Withstanding Voltage	Stator/Case Color
TZC3Z030A□□□	1.4 max.	3.0 +50/-0%	NP0±300ppm/°C	300min. at 1MHz, Cmax.	100Vdc	220Vdc	Brown
TZC3Z060A□□□	2.0 max.	6.0 +50/-0%	NP0±300ppm/°C	500min. at 1MHz, Cmax.	100Vdc	220Vdc	Blue
TZC3R100A□□□	3.0 max.	10.0 +50/-0%	N750±300ppm/°C	500min. at 1MHz, Cmax.	100Vdc	220Vdc	White
TZC3P200A□□□	5.0 max.	20.0 +50/-0%	N1200±500ppm/°C	300min. at 1MHz, Cmax.	100Vdc	220Vdc	Red
TZC3P300A□□□	6.5 max.	30.0 +50/-0%	N1200±500ppm/°C	300min. at 1MHz, Cmax.	100Vdc	220Vdc	Green

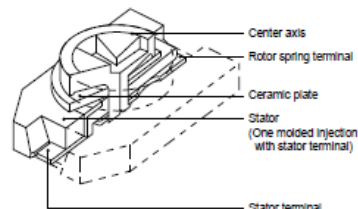
Insulation Resistance : 10000M ohm min. Torque : 1.5~10.0mNm Operating Temperature Range : -25~+85°C  
The last three digits show the slot type. 110:standard(minus) type, 310:plus type.

### ■ Construction

Standard Type



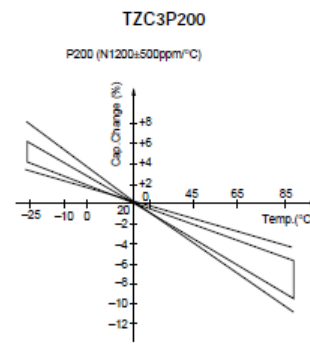
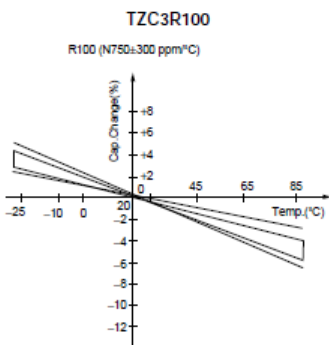
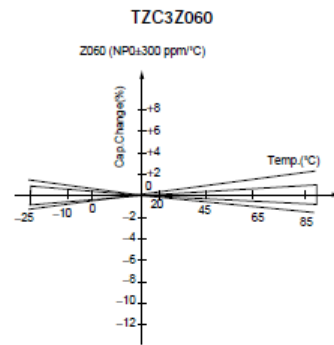
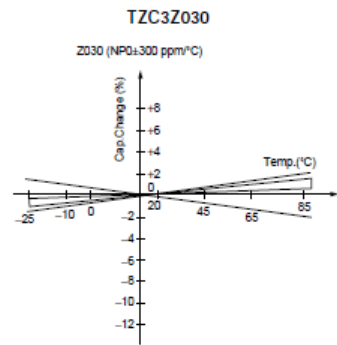
Cross Slot Type



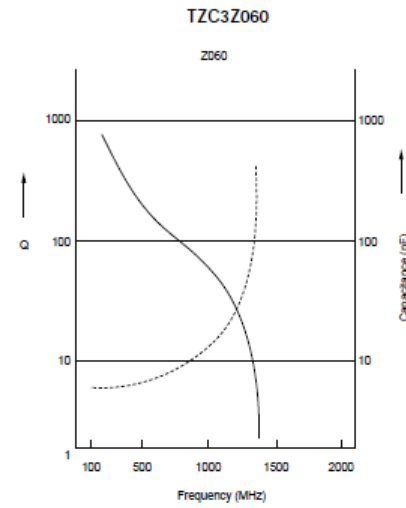
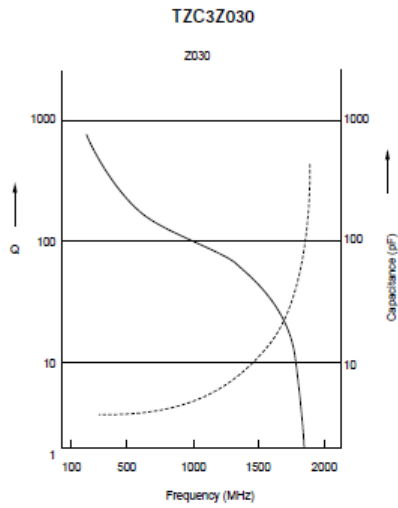
Continued on the following page. ↗

Continued from the preceding page.

Temperature Characteristics



Frequency Characteristics



Continued on the following page.



# BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

---

## BREVET

1. **N. Kristou**, J-F. Pintos, « Plaque de réflexion électromagnétique à structure de métamatériau et dispositif miniature d'antenne comportant une telle plaque », FR 3047845 (A1), publié le 18/08/2017.

## CONFERENCES INTERNATIONALES AVEC ACTES ET COMITES DE LECTURE

1. **N. Kristou**, J-F. Pintos, K. Mahdjoubi, "Miniaturized Tunable Artificial Magnetic Conductor for Low LTE Band", *IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation*, July, 2017, San Diego, California, USA.
2. **N. Kristou**, J-F. Pintos, K. Mahdjoubi, "Super-Directive, Efficient, Electrically Small, Low-Profile Antenna based on Compact Metamaterial", *IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation*, July, 2017, San Diego, California, USA.
3. **N. Kristou**, J. F. Pintos, S. Bories and K. Mahdjoubi, "Design and characterization of a compact Artificial Magnetic Conductor in the UHF band," *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, Athens, 2017, pp. 68-71.
4. **N. Kristou**, J. F. Pintos and K. Mahdjoubi, "Low profile dipole antenna over compact AMC surface," *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, Athens, 2017, pp. 64-67.
5. **N. Kristou**, J-F. Pintos, K. Mahjoubi, "New compact AMC structure for low profile antenna", *META'16, the 7th International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Torremolinos, Spain, 2016.
6. **N. Kristou**, J-F. Pintos, K. Mahjoubi, "Alternative Approach to Miniaturize an AMC Structure", *META'16, the 7th International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Torremolinos, Spain, 2016.

## CONFERENCES NATIONALES

1. **N. Kristou**, J-F. Pintos, K. Mahdjoubi, "Conception et caractérisation d'une antenne dipôle sur une métasurface compacte en bande UHF," *20èmes Conférences JNM*, Saint Malo, France, Mai 2017.
2. **J-F. Pintos**, N. Kristou, « Utilisation des métamatériaux pour la miniaturisation d'antennes », *Séminaire structures périodiques et métamatériaux*, CNES, Paris, Janvier 2017.
3. **N. Kristou**, J-F. Pintos, K. Mahjoubi, "Métamatériau Accordable", *Assemblée générale "Interférences d'Ondes"*, Lyon, Octobre 2015.





## Résumé

Les antennes présentes dans la plupart des systèmes communicants comme les véhicules automobiles, les avions et les trains se multiplient et sont soumises à une contrainte d'intégration de plus en plus sévère. De nombreuses techniques de miniaturisation d'antennes existent et passent toutes par un compromis entre la taille et les performances (bande passante et/ou rendement de rayonnement). Pour les systèmes cités ci-dessus, les antennes sont souvent placées devant ou à proximité d'un réflecteur métallique (toit de véhicule, carlingue d'aéronef). Dans ce cas, l'épaisseur de système antenne est une contrainte majeure et les métamatériaux de type Conducteur Magnétique Artificiel (CMA) ouvrent des perspectives intéressantes grâce à leurs propriétés électromagnétiques non conventionnelles. Cependant, pour les applications sub-GHz (RFID, LTE, PMR...), les CMA sont limités par les dimensions des cellules unitaires nécessaires à leur mise en œuvre ( $\lambda_g/4$ ) ainsi que leur bande réduite de fonctionnement. Réduire leurs dimensions permet de rendre leur utilisation compatible avec le contexte des antennes miniatures intégrées. Ajouter l'agilité fréquentielle permet de palier le problème de la bande passante réduite dans le cas des antennes et des CMA miniaturisés en ajustant le fonctionnement du système antenne sur une large bande passante. Cette thèse de doctorat propose d'étudier et de développer un nouveau système antenne à faible profil composé d'une antenne miniature associée à une métasurface compacte reconfigurable en fréquence et compatible avec le standard NB-IoT dans la bande basse LTE (700 MHz – 960 MHz).

**Mots clés :** Antenne électriquement petite (AEP), miniaturisation d'antenne, métamatériaux, Conducteur Magnétiques Artificiels (CMA), agilité fréquentielle, LTE, NB-IoT.

## Abstract

Antennas are now very integrated in several connected systems like cars, airplanes and trains. Many antenna miniaturization techniques exist and all go through a compromise between size and performance (bandwidth and/or radiation efficiency). For the systems mentioned above, the antennas are often placed near a metallic reflector (vehicle roof, aircraft cabin). Within this context, Artificial Magnetic Conductors (AMC) present an attractive reflector for low profile antennas which can take advantage of intrinsic zero reflection phase response to boost antenna performance without the need for thick quarter wave backplane. However, for sub-GHz applications (RFID, LTE, PMR ...), AMC are limited by the size of the unit cells necessary for their implementation ( $\lambda_g/4$ ) as well as their reduced operating bandwidth. AMC miniaturization makes their use compatible with small antennas. Adding tunability restores the possibility of adjusting the operating frequency over a large bandwidth. This PhD thesis proposes to study and develop a new electrically small, low-profile antenna based on miniaturized and tunable AMC for the NB-IoT standard in low LTE band (700 MHz – 960 MHz).

**Keywords:** Electrically Small Antenna (ESA), antenna miniaturization, metamaterials, Artificial Magnetic Conductor (AMC), frequency tunability, LTE, NB-IoT.