



Antennes et métamatériaux textiles pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante

Amine Rami Djouadi

► To cite this version:

Amine Rami Djouadi. Antennes et métamatériaux textiles pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lille, 2022. Français. NNT : 2022ULILN009 . tel-03892780

HAL Id: tel-03892780

<https://theses.hal.science/tel-03892780>

Submitted on 10 Dec 2022

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.

THESE

UNIVERSITÉ DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

Spécialité : Électronique, Microélectronique, Nanotechnologie et Microondes

Présentée et soutenu publiquement par

Amine Rami DJOUADI

Antennes et métamatériaux textiles pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante

Ecole doctorale : Lille – ENGSYS-632

Préparée à l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN)

Soutenue le 28 Mars 2022 devant le jury composé de :

M. Tân-Phu VUONG	Professeur, IMEP LAHC, Université Grenoble Alpes	Président, Rapporteur
Mme Hélène ROUSSEL	Professeur, GeePs, Sorbonne Université	Rapporteur
M. Hervé AUBERT	Professeur, LAAS, INP Toulouse	Examineur
Mme Divitha SEETHARAMDOO	Chargée de recherche, Université Gustave Eiffel	Examinatrice
M. Eric LHEURETTE	Professeur, IEMN, Université de Lille	Directeur
M. Ludovic BURGNIES	MCF, IEMN, Université du Littoral-Côte d'Opale	Co-encadrant
M. Cédric COCHRANE	MCF, HDR, GEMTEX, ENSAIT	Invité

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une thèse contractuelle à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et Nanotechnologie de l'Université de Lille.

Je tiens à remercier M. Tân-Phu VUONG, Professeur à l'université Grenoble Alpes, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse, et d'avoir accepté de la rapporter. Je remercie Mme Hélène ROUSSEL, Professeur à Sorbonne Université, d'avoir accepté de rapporter ma thèse, M. Hervé AUBERT, Professeur à l'INP Toulouse, et Mme Divitha SEETHARAMDOO, chargée de recherche à l'université Gustave Eiffel, d'avoir accepté d'examiner ma thèse. Je remercie également M. Cédric COCHRANE, Maître de Conférences HDR à l'ENSAIT, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en acceptant d'être membre invité de ma thèse.

Je tiens également à remercier M. Lionel BUCHAILLOT et M. Thierry MELIN, directeurs successifs de l'IEMN, de m'avoir accueilli comme membre de l'IEMN. Je voudrais remercier la région Hauts-de-France et l'Université de Lille pour le financement de la thèse et pour m'avoir accepté pour mener à bien ma thèse en laboratoire.

Je tiens à remercier particulièrement M. Éric LHEURETTE, Professeur à l'Université de Lille, directeur de cette thèse pour toute son aide, ainsi que pour son soutien moral et sa gentillesse qui ont permis le bon déroulement de mon travail de thèse.

Je remercie fortement M. Ludovic BURGNIES, Maître de Conférences à l'Université du Littoral Côte d'Opale, co-encadrant de cette thèse, pour m'avoir encadré et orienté durant ces trois ans, pour sa disponibilité et surtout pour ses conseils qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de ces travaux.

Toute ma reconnaissance aussi à M. Kamal LMIMOUNI, Professeur à l'Université de Lille, pour son aide précieuse et ses conseils administratifs. Je le remercie également pour sa gentillesse, ses précieux renseignements et toutes ses qualités humaines. Grand Merci.

Je veux remercier l'équipe de la plateforme CEM « M. Pierre LALY, M. Lamine KONE et M. Gauthier DELBARRE », M. Dominique SZYMIK du département EEA de l'Université de Lille, l'équipe de l'ENSAIT « M. Baptiste GARNIER, M. François DASSONVILLE, M. Cédric COCHRANE et M. François RAULT », ainsi que M. Sorin MELINTE de l'ICTEAM Université Catholique de Louvain pour leur aide apportée à la fabrication et à la caractérisation des différentes structures étudiées durant ma thèse.

Je remercie l'équipe de la plateforme PCMP « Mme Vanessa AVRAMOVIC, M. Etienne OKADA et Mme Sophie ELIET BAROIS », ainsi que M. Guillaume DUCOURNAU pour leur aide précieuse lors de la caractérisation des cellules fabriquées.

Je remercie aussi tous les membres de notre équipe SUBLAMBDA, particulièrement mes chers collègues : Post doctorante Jianping HAO, doctorants Ali GHADDAR et Ali MOURAD.

Un immense Merci à l'ensemble du personnel administratif de l'IEMN. À Mme Nora BENBAHLOULI, M. Andy LEDENT, et Mme Hélène DELSARTE, pour le service des ressources humaines de l'IEMN et le secrétariat du groupe SUBLAMBDA, je tiens à vous exprimer toute ma reconnaissance pour votre dévouement sans faille et votre professionnalisme. J'ai particulièrement apprécié toutes vos qualités au cours de ces 3 années passées mais également vos qualités humaines. C'était un énorme plaisir de travailler avec vous.

Je remercie tous mes ami(e)s au sein de l'IEMN pour tout leur soutien moral et les bons moments passés au sein et en dehors du travail : Mohamed Taieb BAKOUCHE, Abdelghafour, Idris et Hafsa.

Je remercie tous mes ami(e)s que j'ai rencontrés ici à Lille : Hamza, Réda, Zakaria, Fériel, Meziane, Raouf, Mr Jilali, Loukman, Gher Chems, Yasmine, Lamine, ... C'est votre présence qui a facilité toutes ces années. Vous êtes une deuxième famille pour moi, je vous remercie énormément.

Je remercie aussi mes ami(e)s en Algérie qui m'ont apporté beaucoup de soutien et qui m'ont encouragé durant toutes ces années : Chemsou, Manel HAFSI, Abd Elwaheb, Mika et Selma.

Dédicaces

*A cœur vaillant rien d'impossible
A conscience tranquille tout est accessible
Quand il y a la soif d'apprendre
Tout vient à point à qui sait attendre*

Je dédie ce travail à ...

Ma très chère mère,

Qui a œuvré à ma réussite, par son amour, son soutien, tous ses précieux conseils, pour toute son aide, sa présence dans ma vie et surtout ces sacrifices et privations pour m'aider à avancer dans la vie.

Mon père,

Qui peut être fier et trouver ici le résultat de mes longues années de travail. Je le remercie d'être l'exemple d'encouragement pour surmonter les leçons de la vie.

Mes 3 sœurs chéries,

Qui n'ont cessé d'être présentes pour moi comme des exemples de persévérance, de courage et de générosité. Mes chères petites nièces MIRAL et TALINE.

Mon amour « Phoenix »,

Qui a rempli mes jours de bonheur et qui n'a pas cessé à croire en moi et d'être l'exemple de courage, d'amour et de confiance.

Toute ma famille qui doivent voir dans ce travail le fruit de 3 ans de travail et la fierté de partager ce moment.

Mes frères Hamza, Réda, Zakou, Chemsou, Qui m'ont vraiment aidé à surmonter la douleur de séparation par leur présence.

Et enfin à tous mes chers ami (e)s.

Table des matières

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Récupération d'énergie et métamatériaux

Introduction	5
---------------------------	----------

I. Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante

1. Transmission et récupération d'énergie électromagnétique	6
a) Historique	6
b) Synthèse de la transmission et réception d'énergie sans fil	7
2. Comparaison de différents systèmes de transmission de puissance	9
a) Systèmes en champ proche	9
b) Systèmes en champ lointain	10
c) Puissance transmise.....	11
3. Récolte de l'énergie électromagnétique	13
4. Conversion et principe de redressement RF/DC	14
5. Calcul de l'efficacité de la conversion RF/DC	14

II. Structure à base de métamatériaux et métasurfaces

1. Principe.....	16
2. Propriétés.....	18
3. Métamatériaux pour le transfert d'énergie.....	19

III. Principe des antennes métamatériaux à anneaux fendus.....

1. Le résonateur à anneaux fendus SRR (Split Ring Resonator)	21
2. Activité magnétique des résonateurs à anneaux fendus	22
a) Modèle circulaire.....	22
b) Modèle carré.....	23
3. Modèle électrique équivalent	25

4. Concept des antennes à base de SRRs	26
IV. Antennes sur textiles	27
1. Les antennes textiles pour applications médicales	28
2. Antenne intégrée aux vêtements	30
a) Projet ANR METAVEST 2009-2012	31
b) Projet GIANTE (Gilet Intégrant une ANTenne) 2010-2014.....	32
c) Textiles intelligents pour l'électrocardiographie portable	33
3. Broderie	34
a) Capteur textile bioénergie	34
b) Lignes de transmission métamatériaux avec des anneaux SRR brodés	35
c) NFC sur textile	36
d) Antenne à SRRs brodés	37
Conclusion.....	39
Chapitre II : Conception des antennes à anneaux fendus et des métasurfaces	
Introduction	47
I. Substrats et matériaux utilisés	48
1. Epoxy FR4.....	48
2. Kapton	48
3. Textile.....	49
II. Antenne à anneaux fendus sur substrat Kapton	50
1. Principe de fonctionnement.....	50
2. Etudes paramétriques	54
a) La longueur du dipôle L_x	55
b) Largeur du dipôle W_x et des anneaux SRRs W_s	59
c) Longueur L_s des anneaux SRRs	60

d)	Distance entre les anneaux d_s	62
e)	Orientation des anneaux par rapport au dipôle.....	62
III.	Antennes à anneaux fendus sur textile	65
1.	Antenne à double bande	66
a)	Contraintes de fabrication	66
b)	Principe de fonctionnement.....	67
c)	Etude paramétrique sur la longueur du dipôle	68
d)	Etude paramétrique sur la conductivité des anneaux SRRs	71
2.	Antenne dipôle à anneaux fendus en méandre	73
a)	Géométrie de l'antenne	73
b)	Analyse des résonances des SRRs en méandre	74
c)	Performances de l'antenne	79
IV.	Métasurface à dipôles croisés.....	84
1.	Principe de fonctionnement.....	84
2.	Conception et simulation : métasurface sur substrat Kapton	84
3.	Etudes paramétriques :	86
a)	Longueur L_x et largeur W_x des dipôles croisés	87
b)	Structure optimisée.....	89
4.	Conception et simulation : métasurface sur substrat Epoxy FR4.....	90
	Conclusion.....	91
Chapitre III : Antennes à anneaux fendus et métasurfaces à circuit de rectification intégré		
	Introduction	95
I.	Propriétés des diodes utilisées	96
1.	Choix des diodes Schottky	96
2.	Modèle de la diode Schottky SMS7630-079LF	96

3.	Détermination de l'impédance équivalente de la diode sur ADS	98
4.	Modélisation des diodes dans HFSS	99
a)	Représentation électrique équivalente de la diode dans les états ON/OFF	100
b)	Modélisation en Lumped Port	100
II.	Antennes à anneaux fendus intégrant des diodes.....	101
1.	Fonctionnement lorsque les diodes sont bloquées	101
2.	Etudes paramétriques avec diodes bloquées	104
a)	Longueur L_s des anneaux SRRs	105
b)	Variation des Longueurs L_{s1} des anneaux SRRs.....	106
c)	Variation de la largeur d_s entre les anneaux	108
3.	Conclusion sur l'étude paramétrique	109
III.	Métasurface à dipôles croisés avec diodes intégrées	110
1.	Principe de fonctionnement en RF et en DC.....	110
2.	Rendement de conversion	110
3.	Etude paramétrique sur la position des diodes	117
a)	Variation de la distance n (position des diodes).....	117
b)	Fonctionnement pour les diodes en état OFF	118
4.	Filtrage RF/DC par une simple inductance	120
5.	Filtrage RF/DC par un circuit LC parallèle.....	122
	Conclusion.....	126

Chapitre IV : Fabrication et validation expérimentale

Introduction	129
I. Caractérisation des diodes.....	130
1. Méthode de calibrage en bout de connecteur UFL	130
2. Caractéristiques de diodes données par les fabricants	132
3. Caractérisation électrique $I(V)$ et $Z(V)$	133

4. Comparaison des différentes diodes caractérisées	135
II. Antennes à anneaux fendus	136
1. Banc de mesure et calibrage	136
2. Caractérisation des antennes à anneaux fendus.....	138
a) Synthèse de fabrication à l’UCL	138
b) Résultats expérimentaux pour l’antenne à anneaux fendus rectiligne	139
3. Antennes sur textiles	145
a) Synthèse de fabrication par broderie	145
b) Technologie des fils	147
c) Résultats expérimentaux	148
III. Métasurface à dipôles croisés	153
1. Fabrication des circuits imprimés	153
a) Fabrication externalisée de la métasurface sur substrat de Kapton.....	153
b) Fabrication de la métasurface en interne sur substrat FR4.....	154
2. Intégration des composants CMS.....	155
a) Choix des composants	155
b) Méthode de soudage des composants.....	155
3. Protocole de mesure	159
a) Banc de mesure	159
b) Calibrage de la puissance du générateur	160
c) Installation du banc de mesure dans la chambre anéchoïque	163
d) Puissance DC collectée	164
4. Résultats expérimentaux	165
a) Métasurface sur substrat FR4.....	165
b) Métasurface sur substrat de Kapton	169
Conclusion.....	176
Conclusion générale	179

Table des illustrations :

Figure 1: (a) Principe de transfert d'énergie par couplage magnétique à résonance d'après l'article [7], (b) La tour sans fil de N. TESLA d'après [1], [8].	6
Figure 2: Synthèse du transfert de l'énergie sans fil d'après [9].	7
Figure 3: (a) Synthèse de la transmission et réception de l'énergie sans fil, (b) Système de récupération de l'énergie solaire spatiale (SPS) proposé en 1979 [10].	8
Figure 4: Transmission et réception de l'énergie en couplage inductif d'après [20] .	9
Figure 5: Transmission et réception de l'énergie par couplage capacitif.	10
Figure 6: Transmission et réception de l'énergie en champ lointain.	10
Figure 7: (a) Géométrie d'une antenne Yagi-Uda, (b) son diagramme de rayonnement [21].	12
Figure 8: Exemple d'une structure périodique pour la récupération d'énergie micro-ondes [28].	14
Figure 9: Schéma fonctionnel d'un système de récupération d'énergie micro-ondes.	15
Figure 10: (a) La première cape d'invisibilité démontrée expérimentalement construite avec le résonateur à anneau fendu illustré en insert [31], (b) Simulation et illustration de la distribution du champ électrique d'une onde incidente illuminant la structure métamatériau. Les lignes de flux de puissance (en gris) démontrent la déviation régulière de la puissance électromagnétique autour des éléments résonants [31], [32].	17
Figure 11: L'évolution des fréquences de fonctionnement des métamatériaux en fonction des années entre 2000 et 2012. (Orange) Des structures à base des résonateurs à double anneau fendu (SRR); (Vert) SRR en forme de U; (Bleu) Des paires de fils métalliques coupés; (Rouge) Des structures à indice négatif sous forme d'une maille fishnet [34].	18
Figure 12: (a) Cellule élémentaire d'un métamatériau à indice de réfraction négatif composée par un SRR de forme carré couplé à un ruban. Le résonateur à anneau fendu (SRR) répond magnétiquement et le ruban répond électriquement au champ électrique. [35]. (b) Géométrie d'une antenne patch chargée par CSRR [36].	19
Figure 13: Classification des matériaux selon leurs paramètres constitutifs (ϵ , μ).	20
Figure 14: (a) Antennes monopoles planaires multibandes électriquement petites à base de métamatériaux [42], (b) Géométrie d'un réseau d'antennes à base de métamatériau pour la réduction des lobes latéraux et contrôle du lobe principal [39], (c) Réduction des lobes secondaires d'une antenne cornet pyramidale standard à l'aide d'une lentille mince en métamatériau [38].	21
Figure 15: (a) Le schéma des cellules métasurfaces sous forme de vue éclatée, le substrat Rogers TMM10I comme premier substrat, le plan de masse (cuivre) [48], (b) Géométrie d'un réseau d'antennes à base de métamatériau pour la réduction des lobes latéraux [49], (c) Vue schématique d'une métasurface utilisée comme réflecteur parabolique et photographie du prototype réalisé [50].	21
Figure 16: (a) Vue dans le plan d'un résonateur à anneaux fendus définissant les dimensions géométriques [51]. (b) Illustration de l'empilement d'anneaux fendus. Chaque résonateur comprend deux fines feuilles de métal. Le résonateur illustré en (a) est une version agrandie de l'empilement en (b) et du réseau d'anneaux en (c). D'après [33].	22
Figure 17: Les géométries planaires d'un résonateur à anneaux fendus, (a) anneaux circulaires, (b) anneaux carrés.	23
Figure 18: Représentation et dimensions de la cellule élémentaire SRR circulaire [54].	23

Figure 19: (a) Coefficient de réflexion et de transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [54].	24
Figure 20: Représentation et géométrie d'une cellule élémentaire SRR carrée [55].	25
Figure 21: (a) Coefficients de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [55].	25
Figure 22: (a) SRR et (b) CSRR (SRR complémentaire), et leur modèle de circuit équivalent. Les zones grises représentent la métallisation [58].	26
Figure 23: La géométrie de l'antenne SRR est représentée, (a) sans charge et (b) avec une charge Non-Foster dans la fente de l'anneau extérieur.	27
Figure 24 : Paramètre S_{11} de l'antenne à SRR, (a) sans charge [40], (b) avec une charge non-Foster [53].	28
Figure 25 : Image au microscope (a) Carré d'encre à base d'argent, (b) Carré d'encre à base de cuivre, (c) Une partie de la structure FSS en cuivre sur un tissu en nylon [66]. (d) [1] Schéma structurel d'un métamatériau tissé, [2] synthèse de tissage utilisé en simulation et [3] vue en coupe verticale du tissage [69].	29
Figure 26 : (a) Schéma géométrique de la structure FSS périodique [70], (b) Illustration des faisceaux de fibres utilisés pour créer les structures métamatériaux tissés. Chaque fil est composé de milliers de fibres cylindriques [68].	30
Figure 27 : Synthèse de transmission et réflexion avec phénomènes de blindage [71].	30
Figure 28 : Structures textiles brodées, (a) matrice symétrique de patches conducteurs [67], (b) réseau d'anneaux SRR en fil de cuivre brodés dans un tissu en polyester [72].	31
Figure 29 : Electrode ECG (électrocardiogramme), (a) Electrode textile [1] face arrière diélectrique, [2] face avant cuivre conducteur [73]. (b) 3 électrodes connectés à un module électronique (factice) sur un support textile (brassière) [69], (c) Capteur de mouvement pour la rééducation [74], (d) une antenne patch intégrée entre les couches textiles d'une combinaison imperméable [75].	32
Figure 30 : (a) Antennes à métamatériaux (Structure émettrice), (b) Synthèse de communication [76].	33
Figure 31 : (a) Cellule de dipôles intégrés dans la structure GIANTE, (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 2 placée sur les deux épaules [65].	33
Figure 32 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique obtenue sur le plan transversal d'une seule cellule placée sur le bras gauche [65].	34
Figure 33 : (a) Electrodes sur textile intelligent pour l'ECG, (b) T-shirt intelligent portable d'Hexoskin [77].	35
Figure 34 : Technologie textile de nanogénérateurs triboélectriques (TENGs) [80], (a) Le tissu électronique à base de fibre optique pour le transfert de température (b) Photo d'une cellule récolteuse de la chaleur du corps humain sur un t-shirt, (d) Schéma équivalent du circuit de transfert d'énergie et redressement du signal.	36
Figure 35 : (a) Disposition de la ligne de transmission e-textile chargée avec un SRR. (b) Circuit électrique équivalent prenant en compte le couplage magnétique entre la ligne et le SRR [81].	36
Figure 36 : (a) Schéma d'une antenne NFC, (b) 3 antennes NFC spirales construites en PCB (à gauche), en polyester et coton (au milieu) et en flanelle (à droite), (c) Lecteur NFC textile intégré dans un bracelet en cuir. [82].	37
Figure 37 : (a) Une démonstration conceptuelle d'un lecteur NFC portable et de patches de capteurs distribués sur le corps humain. (b) Un exemple de textile conducteur double face. Un maillage conducteur est formé sur les deux côtés du tissu par des fils plaqués d'argent [83].	38

Figure 38: (a) Processus de fabrication d'antennes à métamatériaux par broderie, (b) Antennes monopole brodées, (c) Résonateurs à anneau fendu simple de forme carrée brodés [44].	39
Figure 39 : Coefficient de réflexion de l'antenne à résonateurs SRR homogènes et lorsque les SRRs sont définis par leur contour [44].	39
Figure 40: (a) Antenne à anneaux fendus simulée sur HFSS, (b) Définition des paramètres géométriques de l'antenne.	50
Figure 41: Modèle d'antenne à SRR montrant la condition de type « Open Radiation Boundary » appliquée sur toutes les faces extérieures de l'espace de simulation.	51
Figure 42: Paramètres S (a) et Z (b) simulés pour l'antenne sur Kapton	52
Figure 43: (a) paramètre S, (b) impédance d'entrée simulée pour l'antenne dipôle sur Kapton sans anneaux SRR	52
Figure 44: Impédance d'entrée de l'antenne simulée autour du premier dip de réflexion pour l'antenne dipôle à SRRs sur Kapton.	54
Figure 45: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton pour $L_x = 30.6$ mm.	55
Figure 46: Cartographie du champ électrique normalisé de l'antenne calculée aux dips de réflexion pour $L_x = 30.6$ mm ($2L_x = 61.2$ mm).	56
Figure 47: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton pour différentes longueur L_x .	56
Figure 48: Cartographie du courant et champ électrique normalisé de l'antenne calculée aux dips de réflexion pour $L_x = 12$ mm.	57
Figure 49: Diagramme de rayonnement de l'antenne à SRRs. Gain normalisé en dB pour L_x variable, à gauche pour la fréquence du 1er dip de réflexion et à droite pour la fréquence du second dip de réflexion. (a) et (b) : azimuth, (c) et (d): élévation.	58
Figure 50: Evolution du gain en dBi calculé aux fréquences des dips de réflexion pour différentes longueurs L_x du dipôle	59
Figure 51: Fréquences des deux dips de réflexion (a), gain au second dip (b) et impédance d'entrée Z_{in} au premier dip(c) simulés pour différentes largeur $W_x=W_s$.	60
Figure 52: Paramètres S et Z simulés pour l'antenne sur Kapton pour différentes longueurs des anneaux L_s .	61
Figure 53: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $L_s = 14$ mm.	61
Figure 54: Paramètres S et Z simulés pour l'antenne sur Kapton avec ds variable.	62
Figure 55: Définition de l'orientation des résonateurs.	63
Figure 56: (a) Paramètres S et (b) impédance Z simulés pour l'antenne sur Kapton avec ϕ variable.	63
Figure 57: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour les fréquences des différents angle de positionnement de la fente des anneaux.	64
Figure 58: Géométrie de l'antenne textile à SRRs.	66
Figure 59: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b).	68
Figure 60: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b) paramétré par la longueur du dipôle $\square = 0, 20, 30, 40$, et 60° correspond à un allongement de 3.7, 5.5, 7.3, et 11 mm respectivement.	69
Figure 61: Diagramme de rayonnement de l'antenne. Gain normalisé en dB pour $\theta = 0, 30$, et 60° calculé à gauche à la fréquence du 1er dip de réflexion et à droite pour la fréquence du second dip de réflexion. En haut : azimuth, en bas : élévation.	70

Figure 62: Evolution du gain de l'antenne en dBi calculé à la fréquence du premier et second dip de réflexion en fonction de l'allongement.	70
Figure 63: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b) pour différentes valeurs de la conductivité des SRRs	71
Figure 64: Diagramme de rayonnement (Azimut) calculé au premier dip de réflexion (a) et au second dip de réflexion (b) pour une conductivité des SRRs $\sigma = 1.44 \cdot 10^3$ et $1.44 \cdot 10^5$ S/m.....	72
Figure 65: Evolution du gain de l'antenne en dBi calculé à la fréquence du premier et second dip de réflexion en fonction de la conductivité des SRRs.....	73
Figure 66: L'antenne à résonateur SRR : A) antenne simulée sous la forme d'un dipôle en forme de S de diamètre 16,5 mm et des SRRs de type a7.6 et a8.0 (dimensions en mm); (B) Conditions de simulation des modes propres des résonateurs à anneaux fendus, (a) définition des dimensions géométriques du résonateur à anneaux fendus, (b) anneau simple en méandre, (c) SRR conventionnel à rubans conducteurs pleins.	74
Figure 67: (a) Cartographie du courant normalisé sur la surface des anneaux conducteurs, (b) Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan des anneaux conducteurs, pour les modes 1 à 5 de la structure a7.6, et pour le mode 1 de la structure c7.6.	78
Figure 68: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b).	80
Figure 69: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour les fréquences des différents dips de réflexion.....	81
Figure 70: Diagramme de rayonnement de l'antenne en azimut. Gain normalisé en dB calculé aux fréquences des différents dips de réflexion.....	82
Figure 71: Diagramme de rayonnement de l'antenne en élévation. Gain normalisé en dB calculé aux fréquences des différents dips de réflexion.	83
Figure 72: Vues schématiques de la cellule élémentaire de la métasurface proposée. (a) Vue de la couche diélectrique et représentation de l'angle d'incidence, (b) Vue de dessus montrant les détails géométriques.	85
Figure 73: (a) Orientation du champ électrique dans le port de Floquet pour $\varphi = 45^\circ$, (b) Orientation du champ électrique du Modes TE & TM dans le port de Floquet, (c) Conditions périodiques (Masters/Slaves) avec les ports d'excitation de type « Floquet.....	86
Figure 74: Coefficients de transmission/réflexion simulés, paramétrés par (a) la longueur des dipôles croisés L_x , (b) la largeur des dipôles W_x	87
Figure 75: Coefficients de transmission / réflexion pour différentes polarisations ($\varphi = 0^\circ/45^\circ/90^\circ$).....	88
Figure 76: Cartographie à la résonance à Freq = 2.41 GHz pour un angle de 45° . (a) Carte de courant normalisée sur le motif métallique du dipôle (b) Carte de champ électrique normalisée dans le plan du dipôle.	88
Figure 77: (a) Coefficients de réflexion et de transmission. (b) La nouvelle cellule élémentaire avec les pins de connexion.	89
Figure 78: Coefficients de transmission / réflexion sur Epoxy FR4	90
Figure 79: Illustration de la diode Schottky SMS7630-079LF de chez Skyworks : (a) Photo commerciale (b) Dimensions du boîtier.	96
Figure 80: (a) Circuit électrique équivalent de la diode Schottky et (b) symbole électrique d'une diode Schottky.	97

Figure 81: Schéma électrique utilisé pour simuler la caractéristique $I_D(V)$ de la diode sur ADS (b) Caractéristique électrique $I_D(V)$ simulée de la diode Schottky.	98
Figure 82: Simulation sur ADS de la diode Schottky avec le modèle fournisseur.	98
Figure 83: Impédance équivalente de la diode, (a) pour une puissance incidente $P_{in} = 0\text{dBm}$, (b) pour P_{in} variable pour $\text{freq} = 2.45\text{ GHz}$	99
Figure 84: Modèle électrique équivalent de la diode dans son (a) Etat ON et (b) Etat OFF, (c) Modèle HFSS. ...	100
Figure 85: Modélisation de la diode en Lumped Port sur HFSS.	101
Figure 86: (à gauche) L'antenne à SRR avec circuit équivalent de la diode (Lumped RLC), (à droite) les conditions aux limites radiatives sur toutes les surfaces extérieures de l'espace de simulation.	102
Figure 87: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton avec diode bloquée.	103
Figure 88: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour les fréquences 2.04 GHz (à gauche) et 4.43 GHz (à droite) pour l'état OFF de la diode.	104
Figure 89: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton pour des diodes bloquées et avec L_s variable.	105
Figure 90: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $L_s = 12\text{ mm}$ à l'état OFF de la diode.	106
Figure 91: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton avec les diodes bloquées et L_{s1} variable.	107
Figure 92: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $L_{s1} = 14\text{ mm}$ et des diodes à l'état OFF.	107
Figure 93: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton avec des diodes bloquées et d_s variable.	108
Figure 94: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $d_s = 0.2\text{ mm}$ à gauche et $d_s = 0.8\text{ mm}$ à droite pour des diodes à l'état OFF.	109
Figure 95: Géométrie de la cellule élémentaire DCK proposée. (a) Vue des ports de source (Lumped Port). (b) Vue de côté avec l'onde incidente (Floquet Port). (c) Polarisation du champ E à $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ et 90°	112
Figure 96: Paramètres S(a, b, c) pour différents angles de polarisation et Z_{in} (d) pour $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ et 90° simulés de la cellule DCK sur Kapton pour les dimensions géométriques optimales du Tableau 5.	114
Figure 97: Absorption totale de la cellule pour les différents angles de polarisation.	115
Figure 98: Cartographie de la structure DCK pour $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$, et 90° , (a) Champs E normalisé à la fréquence d'absorption maximale. (b) Courant surfacique avec des flèches rouges indiquant le sens du courant. (c) Cartographie des champs pour le seconde pic d'absorption à 3.4 GHz.	116
Figure 99: Paramètres S(a, b, c) et Z(d) simulés de la cellule DCK sur Kapton pour n variables avec les autres dimensions géométriques optimales.	118
Figure 100: Paramètres S_{33} et S_{43} simulés de la cellule DCK sur Kapton sans diodes pour les dimensions géométriques optimales.	119
Figure 101: Cartographie des champs de la structure DCK calculés à 3.02 GHz pour des diodes bloquées (Lumped Ports supprimées) et pour une polarisation de 45° . (a) Champs E normalisé, (b) Courant dans le dipôle croisé.	119

Figure 102: (a) Illustration de la condition aux limites de type Lumped RLC permettant d'introduire une inductance $L = 10 \text{ nH}$ dans les simulations HFSS. (b) Cellule élémentaire de la métasurface intégrant les diodes et les inductances.....	120
Figure 103: (a, b) Paramètres S, (c) Absorption totale au niveau des fentes à $\varphi = 45^\circ$ et (d) Impédance d'entrée Z_{in} de la cellule DCK sur Kapton pour différentes valeurs d'inductance LH	122
Figure 104: (a) Cellule élémentaire de la métasurface intégrant les diodes (Z_d) et les circuits de filtrage LC parallèles, (b) Conditions de simulation sur HFSS avec les conditions périodiques.....	123
Figure 105: (a) Paramètres S, (b) Impédance d'entrée Z_{in} simulées de la cellule DCK sur Kapton avec les dimensions géométriques optimales.....	124
Figure 106: (a) Absorption totale de la cellule pour les différents angles de polarisation. (b) Champ électrique à 2,46 GHz pour une polarisation de l'onde incidente de 45°	124
Figure 107: Plan de caractérisation (à droite), Kit de calibrage (à gauche).	130
Figure 108: Composants CMS du kit de calibrage et composants caractérisés pour déduire les paramètres L_0 et C_0 du calibrage (à gauche), adaptateur CMA-UFL (à droite).	131
Figure 109: Exemple de configuration du calibrage du VNA (pour la valeur L_0 du court-circuit) sur le logiciel WinCal.	132
Figure 110: (a) Caractéristique $I(V)$ et (b) partie réelle de l'impédance petit signal de la diode en fonction de V_{DC}	133
Figure 111: (a) Capacité et (b) inductance petit signal équivalentes de la diode en fonction de V_{DC}	134
Figure 112: (a) Caractéristique $I(V)$ des trois diodes illustrées en (b).	135
Figure 113: (a) capacité et (b) partie réelle de l'impédance mesurées de chaque diode en fonction de V_{DC}	135
Figure 114: Banc de mesure, (a) partie 1, (b) partie 2.....	136
Figure 115: (a) Schéma de mesure de l'antenne à anneaux fendus, (b) Zone de rayonnement d'une antenne.	137
Figure 116: L'antenne cornet SAS-571 de chez A. H. Systems, inc. utilisée en caractérisation.	138
Figure 117: Antenne dipôle à SRR fabriquée sur Kapton (a.1 « avec diode », a.2 « sans diode »), sur FR4 (b), et brodée (c).	139
Figure 118: Coefficient de réflexion simulé / mesuré.	140
Figure 119: (a) Coefficient de réflexion et (b) impédance d'entrée mesurés pour différentes puissances RF injectées à l'entrée de l'antenne à anneaux fendus avec et sans diodes sur un substrat FR4.	141
Figure 120: (a) Coefficient de réflexion et (b) impédance d'entrée, (simulés / mesurés) pour l'antenne à anneaux fendus sur un substrat Kapton	142
Figure 121: Diagramme de rayonnement en élévation mesuré (gain normalisé) de l'antenne à anneaux fendus sans diode sur un substrat de Kapton.	143
Figure 122: (a) Coefficient de réflexion et (b) impédance d'entrée mesurés pour l'antenne à anneaux fendus sur un substrat de Kapton.....	144
Figure 123: Diagramme de rayonnement en élévation (gain normalisé) pour l'antenne à anneaux fendus avec diodes intégrées sur un substrat de Kapton.	145
Figure 124: Machine de broderie.	146
Figure 125: Principe de la broderie sur un textile.	146
Figure 126: Photographie au microscope d'un fil conducteur Shieldex (a) et du fil Datatrans (b), d'après [15].	147

Figure 127: Face avant (a) et face arrière (b) de l'antenne à SRRs fabriquée par broderie d'un fil Shieldex [16]. Le dipole de forme circulaire est un fil de cuivre fixé par une broderie de fils diélectriques.....	148
Figure 128: (a) Coefficient de réflexion mesuré et (b) impédance expérimentale de l'antenne à anneaux fendus fabriquée par broderie [16].....	149
Figure 129: Diagramme de rayonnement en élévation (gain normalisé) mesuré à 1.8 GHz (a) et 2.2 GHz (b) [16].	150
Figure 130: (a) Face avant et (b) face arrière de l'antenne brodée à SRRs en méandre, d'après [5].	151
Figure 131: (a) Coefficient de réflexion mesuré, (b) Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne à SRRs en méandre simulée (trait noir) et mesurée (trait rouge avec cercles) [5].	151
Figure 132: Diagramme de rayonnement (gain normalisé) mesuré aux fréquences 2.5, 2.66, 3.38 et 3.63 GHz pour l'antenne à SRRs en méandre brodés.	152
Figure 133: Image de la métasurface issue du fichier de fabrication Gerber (a), (b) Métasurface fabriquée comprenant 4×4 des dipôles croisés sur le substrat de Kapton de type II.	154
Figure 134: Film photographique réalisé pour la fabrication d'une métasurface sur FR4 (a). Métasurface de 4×4 dipôles croisés fabriquée sur le substrat FR4 (b).	154
Figure 135: Modèle et dimension du boîtier pour la diode de chez SKYWORKS (a), Modèles des composants L et C utilisés avec les dimensions des pistes recommandées par les fabricants (b).	155
Figure 136: Table de manipulation pour le dépôt de pâte à braser et de la colle (a), Four de brasage tendre par refusion ProtoFlow S (b).	156
Figure 137: Pâte à braser (a), adhésif de collage Loctite 3609 (b) et aiguilles de précision (c).	156
Figure 138: Adhésif (rouge) déposé entre les pistes de cuivre avant polymérisation thermique (a), et circuit LC parallèle collé sur le substrat (b).	157
Figure 139: Photos sous microscope illustrant les soudures : (a) Circuit LC parallèle fixé avec l'adhésif Loctite 3609, (b) défaut de soudure d'un circuit LC parallèle sans utiliser l'adhésif, et (c) diode soudée sans adhésif.	157
Figure 140: Métasurface rectifiée sur substrat de Kapton (a), et sur substrat FR4 (b). En (c) et (d) position des fils de connexion de la métasurface à 16 et 9 cellules sur substrat FR4.	158
Figure 141: Schéma du banc de mesure électromagnétique de la métasurface chargée par une boîte à décade de résistances.	159
Figure 142: Organigramme de la caractérisation électromagnétique de la métasurface.	160
Figure 143: Sonde de mesure du champ électrique utilisée pour le calibrage de la puissance incidente.	160
Figure 144: Courbes de calibrage de la puissance P_g délivrée par le générateur nécessaire pour obtenir une puissance incidente P_{in} constante comprise entre -10 dB et 10 dB pour la métasurface sur substrat de Kapton.	162
Figure 145: Banc de mesure en chambre anéchoïque (a) et zoom sur la métasurface (b).	163
Figure 146: Schéma et dimensions du support fabriqué pour maintenir la métasurface lors des mesures. Support de forme circulaire (a), tige d'attachement et pattes de fixation sur le trépied (b).	164
Figure 147 : Puissance P_{DC} collectée par la métasurface sur substrat FR4 à (4×4) cellules (a), et à (3×3) cellules (b), pour différentes polarisations de l'onde en incidence normale (ϕ = angle azimutal).	166
Figure 148: Puissance P_{DC} collectée par les métasurfaces sur substrat FR4 à (4×4) et (3×3) cellules pour un angle azimutal de 45° (a). Absorption simulée pour une métasurface de taille infinie sur substrat FR4 pour $\phi = 45^\circ$ (b).	166

Figure 149: Puissance P_{DC} collectée par la métasurface sur substrat FR4 à (4×4) cellules en fonction de la résistance de charge R_v pour une puissance incidente de 0 dBm et un angle azimutal de 45°(a). Puissance P_{DC} collectée à 2.45 GHz par chaque métasurface sur substrat FR4 en fonction de R_v pour différentes puissances incidentes P_{in} (b).....	167
Figure 150: (a) Puissance P_{Out} (1Cellule) collectée par cellule élémentaire de la métasurface sur substrat FR4, (b) Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente.....	168
Figure 151: Illustration synthétique de la métasurface rectifiée comportant 4x4 cellules sur substrat de Kapton dans l'environnement expérimental.	169
Figure 152: Puissance P_{DC} collectée par la métasurface sur substrat de Kapton en fonction de la fréquence pour $P_{in} = 0$ dBm (a) et $P_{in} = 10$ dBm (b) et pour les différentes polarisations 0°, 45° et 90°.	170
Figure 153: Puissance P_{DC} collectée à 2.45, 2.5, et 2.55 GHz par la métasurface rectifiée sur Kapton en fonction de la résistance de charge (a). Comparaison de la puissance collectée à 2.45 GHz en fonction de la résistance de charge pour différentes valeurs de la puissance incidente P_{in} (b).....	171
Figure 154: Puissance P_{DC} collectée à 2.45 GHz par la métasurface rectifiée sur Kapton chargée par $R_v = 400 \Omega$ (a) et par $R_v = 50 \Omega$ (b) en fonction de la puissance incidente et pour les différentes polarisations.	172
Figure 155: (a) Puissance P_{DC} collectée à 2.45 GHz par une seule cellule de la métasurface sur Kapton chargée par $R_v = 400 \Omega$, (b) Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente.	172
Figure 156: (A) Tension V_{DC} mesurée en chambre anéchoïque en sortie la métasurface rectifiée chargée par $R_v = 400 \Omega$, (a) et $R_v = 50 \Omega$ (b) en fonction de la puissance incidente d'une onde à 2.45 GHz. En (B), comparaison entre la tension moyenne V_{avg} (c) en sortie de la métasurface mesurée à l'oscilloscope selon le banc de mesure illustré et la tension V_{DC} (d) pour $R_v = 50 \Omega$ mesurée en chambre anéchoïque.	173
Figure 157: Banc de mesure à l'oscilloscope de la tension en sortie de la métasurface rectifiée : (a) vue face, (b) vue latérale.	174

Tableaux :

Tableau 1: Puissances caractéristiques du transfert d'énergie en champ lointain.	11
Tableau 2: Paramètres de la structure optimale.	52
Tableau 3: Valeurs des fréquences de résonances en GHz calculées pour les différentes géométries représentées Figure 65. Le coefficient de qualité est indiqué entre parenthèses.	75
Tableau 4: Correspondance des dips avec les résonances des SRRs et valeur du gain en dBi.	82
Tableau 5: Dimensions géométriques optimales pour la structure DCK.	113
Tableau 6: Quelques valeurs d'inductance et leur SRF de la gamme MLK1005-CMS de chez TDK.	121
Tableau 7: Caractéristiques fournies par le fabricant des différentes diodes caractérisées.	133
Tableau 8: Comparaison des paramètres électriques de la diode Schottky entre fabricant et caractérisation.	134
Tableau 9: Paramètres électriques « Caractérisation des différentes diodes »	136
Tableau 10: Comparaison des valeurs du premier dip de réflexion et de l'impédance d'entrée et du gain de l'antenne correspondants.	140
Tableau 11: Comparaison des valeurs caractéristiques (fréquence, réflexion, impédance et gain) de l'antenne mesurées et simulées au premier dip de réflexion.	142
Tableau 12: Comparaison des valeurs caractéristiques à la fréquence du premier dip de réflexion de l'antenne avec et sans diodes sur substrat de Kapton.	144
Tableau 13: Correspondance entre le champ électrique mesuré et la puissance incidente illuminant une métasurface.	161

Index

CIBEL	Kapton
Circuits Imprimés de Bellême	Polymère à base d'imide, 91
DC	NFC
Direct Current	Near Field Communication
EEA	PCB
Électronique électrotechnique automatique	Printed Circuit Board
ENSAIT	PMC
Ecole Nationale Supérieure Des Arts Et Industries Textiles	Perfect Magnetic Conductor
FR4	RF
Flame Resistant 4	Radio-Frequency
HFSS	SRR
High Frequency Structure Simulator	Split Ring Resonator
ICTEAM	UCL
Institute of Information and Communication Technologies,	Université Catholique de Louvain, 132
Electronics and Applied Mathematics	UFL
ISM	RF connector
Industrielle, Scientifiques, Médicales	Yagi-Uda
Industrielles, Scientifiques, Médicales	Inventeurs, Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda

Introduction générale

« Il n'y a pas une structure meilleure mais différentes structures qui sont meilleures dans différentes conditions »

[Ryan J Woodward]

Introduction générale

Ces dernières années, l'énergie est devenue un enjeu majeur de notre société, que ce soit pour la transmission des informations ou pour la récupération et le transfert de l'énergie vers l'utilisateur final. Plusieurs axes de recherche sont liés à l'optimisation de la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante, et on constate aujourd'hui qu'avec l'avènement des appareils sans fil, et le développement continu des technologies de communication, l'un des principaux axes est d'améliorer l'autonomie énergétique des appareils communicants (capteurs, réseaux de capteurs, etc.). Nous voulons nous affranchir de l'utilisation de sources électriques standards dans les opérations de recharge avec l'utilisation des structures électriquement petites qui sont non seulement moins énergivores, mais aussi mieux adaptées à la miniaturisation de la technologie actuelle. En fait, les principales exigences des systèmes de transmission et réception de puissance modernes sont la taille de la cellule collective, l'efficacité de conversion entre les sources et la puissance de conversion continue qui alimentera l'appareil. Les nouvelles technologies de communication concernent aussi bien les applications militaires ou civiles, et elles sont devenues essentielles pour des applications telles que la navigation réelle et virtuelle (GPS, WiFi), la sécurité, et les communications sans fil (3G ~ 5G).

Parmi les techniques de miniaturisation, on trouve les antennes à base de métamatériaux qui seront envisagées dans le cadre de cette thèse. Les métamatériaux sont des matériaux généralement conçus par un agencement de motifs diélectriques et/ou métalliques permettant de produire des propriétés électromagnétiques inhabituelles ou difficiles à obtenir dans la nature. De telles propriétés ont été évoquées pour la première fois en 1968 par V. Veselago. Puis en 1999, J. Pendry a démontré l'existence d'un milieu de permittivité négative en utilisant un réseau de fils métalliques placés dans l'air et l'existence d'un milieu à perméabilité négative produit par un réseau de résonateurs à anneaux fendus (SRRs), l'ensemble fonctionnant en microondes. Actuellement, les métamatériaux sont utilisés dans diverses structures de guidage et de rayonnement fonctionnant à différentes fréquences allant des microondes à l'optique.

Par ailleurs, les objets connectés se sont immiscés dans la vie quotidienne, et des textiles connectés commencent à être proposés sur le marché. D'autres produits, dits textiles intelligents, comportant des capteurs et modules d'électroniques embarquées se sont aussi développés en s'orientant vers le marché professionnel et vers les domaines de la santé et du sport. La miniaturisation des circuits électroniques a permis d'intégrer des composants électroniques au cœur des vêtements, ce qui apporte de nouvelles capacités aux textiles intelligents, permettant une autonomie électrique complète sans avoir besoin d'une source d'alimentation externe. Grâce à l'amélioration des procédés

de fabrication, certains textiles sont aujourd'hui devenus des systèmes électroniques complets, ce qui ouvre la porte à l'intégration de matériaux conducteurs et de composants électroniques dans les textiles à l'échelle microscopique. Pour récupérer et transmettre l'énergie électromagnétique ambiante. Pour l'alimentation de cette électronique embarquée, une des possibilités est la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante traitée dans le cadre de cette thèse. Pour réaliser cette fonction, il est nécessaire de développer des circuits microondes permettant de capter les ondes électromagnétiques avant de redresser le signal capté. L'objectif de la thèse est donc de développer des antennes et des structures métamatériaux en technologie textile afin de capturer l'énergie des ondes WiFi.

Dans cette thèse, nous présenterons une technologie d'antenne à base de métamatériaux dont le principe repose sur une antenne dipôle couplée à des cellules à anneaux fendus ainsi qu'une métasurface à base de dipôle croisés. Les antennes à métamatériaux seront fabriquées par la technologie de circuit imprimé (PCB) ainsi que sur textile par broderie, alors que la métasurface sera fabriquée uniquement par PCB sur un substrat flexible de Kapton. Les structures étudiées seront dimensionnées pour un fonctionnement en bande ISM-2.4 GHz. Elles seront plus particulièrement optimisées à 2.45 GHz en visant une collecte de l'énergie électromagnétique ambiante des ondes WiFi. Bien que les niveaux de puissance accessibles soient faibles en raison des normes en vigueur sur les rayonnements électromagnétiques, la multitude des sources permet d'envisager la possibilité d'une récupération de l'énergie électromagnétique en quantité suffisante en complément à d'autres sources d'énergie (mécanique, thermique, solaire...) pour augmenter l'autonomie d'objets connectés de faible consommation.

Après un chapitre d'introduction, nous présenterons dans le chapitre 2 le principe de fonctionnement d'une antenne dipôle couplée à des résonateurs à anneaux fendus en visant la miniaturisation de l'antenne et un fonctionnement multibande. Différentes études paramétriques seront présentées avant de définir les dimensions géométriques des antennes à SRRs qui seront fabriquées sur substrat de Kapton par PCB ou sur textile par broderie. Dans ce même chapitre, une métasurface constituées de dipôles croisés sera étudiée et dimensionnée pour une fabrication sur Kapton.

Dans une troisième partie, nous présenterons les performances électriques des diodes de redressement qui seront utilisées pour la conversion RF/DC, puis leur intégration dans les antennes et la métasurface. Le comportement d'une antenne intégrant des diodes dans les anneaux extérieurs des SRRs sera étudié et la métasurface (rectifiée) sera redimensionnée afin de prendre en compte l'influence des diodes sur sa réponse fréquentielle. Pour cette dernière, un circuit de filtrage de type circuit LC parallèle sera aussi intégré dans la métasurface pour délivrer un signal DC à une charge.

La quatrième partie est dédiée à la fabrication et aux résultats expérimentaux. Deux méthodes de fabrication PCB (sur substrat FR4 par gravure sèche à Polytech Lille et sur substrat de Kapton à l'Université Catholique de Louvain) ont été envisagées, ainsi que la fabrication par broderie d'antennes sur un tissu de coton à l'ENSAIT de Roubaix. Pour cette dernière, le principe de fabrication sera détaillé dans ce dernier chapitre. D'un point de vue expérimental, un calibrage en bout de connecteur UFL développé durant la thèse sera détaillé, puis les caractérisations électriques et fréquentielles des diodes de redressement. Les performances des antennes à SRRs intégrant ou non les diodes en termes de réponse fréquentielle et de rayonnement et les réponses de la métasurface rectifiée seront présentées. Ces dernières ont été mesurées pour différents angles azimutaux de polarisation de l'onde incidente et elles porteront sur sa réponse fréquentielle, l'adaptation d'impédance d'une charge résistive à la métasurface, et son rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente.

Chapitre I : Récupération d'énergie et métamatériaux

« Les prouesses réalisées par des individus exceptionnels, grâce à leur art et à leur intelligence, tôt ou tard la technologie les rend possibles à tout le monde »

[Roland Topor]

Introduction

Aux premiers jours de l'électromagnétisme, avant le déploiement du réseau de fils électriques, un intérêt et des efforts sérieux ont été consacrés (notamment par l'ingénieur N. Tesla [1]) au développement de structures pour le transfert de l'énergie électromagnétique sur de longues distances sans aucun contact filaire. La transmission et la récupération d'énergie électromagnétique et micro-onde (MPT – microwave power transmission) correspondent au transfert sans fil d'une puissance à des fréquences micro-ondes d'une antenne émettrice à une antenne réceptrice, et à la conversion d'un signal alternatif (RF) en un signal continu (DC). La recherche dans le domaine de la récupération d'énergie et la MPT a été motivée principalement ces derniers temps par le désir de collecter l'énergie électromagnétique ambiante générée par les différentes antennes des réseaux Wifi, GSM...etc.

Le développement de manière exponentielle de l'électronique autonome (par exemple, les téléphones portables à charge inductive, les robots et avions autonomes) justifie l'évolution rapide des techniques de fabrication et l'utilisation de différents designs issus des matériaux composites artificiels pour améliorer les performances électromagnétiques des systèmes de communication.

Dans ce travail, nous nous intéressons aux métamatériaux et métasurfaces formés par des réseaux périodiques pour des applications basées sur des antennes dans le domaine des micro-ondes. Cependant, il faut garder à l'esprit que les métamatériaux aujourd'hui ne sont pas seulement limités à des fabrications sur des substrats rigides pour la transmission et la réception des signaux micro-ondes mais aussi conçus sur des substrats très souples et d'autres sur textiles et pour des dispositifs de récupération d'énergie électromagnétique ambiante avec une amélioration de l'efficacité de conversion RF/DC.

Ce premier chapitre fournit un état de l'art sur les métamatériaux et leur utilisation dans le domaine des télécommunications, améliorant les performances et la miniaturisation par le couplage d'antennes à des structures métamatériaux. Ensuite on présente une version planaire des métamatériaux appelés métasurfaces avec quelques applications modernes industrielles et médicales sur des substrats textiles.

I. Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante

Dans cette partie, l'étude se concentre principalement sur le transfert et la récupération de l'énergie ambiante à longue distance et à des niveaux de puissance de l'ordre du mW. Elle débute par une présentation du principe du transfert d'énergie électromagnétique et se termine par le fonctionnement du système de conversion RF/DC.

1. Transmission et récupération d'énergie électromagnétique

a) Historique

À la fin du XIX^e siècle, N. Tesla a démontré avec succès le transfert d'énergie sans fil (WPT – Wireless Power Transmission) (Figure 1.a). Il a conçu un type de transformateur résonant appelé Tesla Coil [2], en transmettant 100 millions de volts d'énergie électrique sans fil sur une distance de 26 miles pour alimenter une centaine d'ampoules et faire fonctionner un moteur électrique. N. Tesla a prétendu avoir atteint un maximum de rendement de transfert d'énergie, mais la technologie a dû être abandonnée car les effets de la transmission de tensions aussi élevées aurait été désastreuse pour les humains et les équipements électriques à proximité. Soixante ans plus tard, le premier système WPT fonctionnant en haute fréquence a été démontré par W. C. Brown [3], [4]. Les recherches sur la transmission d'énergie sans fil ont commencé à se développer à la fin du 19^{ème} siècle lorsque H. R. Hertz et G. Marconi ont remarqué que l'énergie pouvait être transportée d'un point à un autre sans support conducteur [5], [6]. Les bases théoriques de ce phénomène ont été établies par J. C. Maxwell à travers des équations établies en 1862.

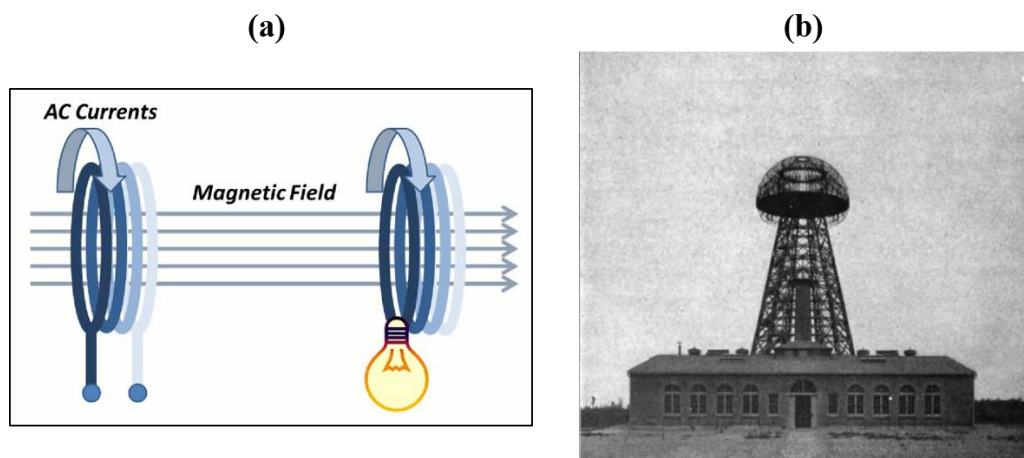


Figure 1: (a) Principe de transfert d'énergie par couplage magnétique à résonance d'après l'article [7], (b) La tour sans fil de N. TESLA d'après [1], [8].

Au début du 20^{ème} siècle, N. Tesla (Figure 1.b) a finalisé ses travaux sur la « Wireless Tower »[1], [8], un prototype d'émetteur électromagnétique appelé « World Wireless System 1 » qui était capable de fournir de l'électricité sans fil vers un récepteur à distance.

Après N. Tesla, les recherches dans le domaine des ondes radios se sont concentrées sur la transmission d'information sans fil (télécommunication) plutôt que sur la transmission d'énergie. Pendant la première moitié du 20^{ème} siècle, à cause du manque de moyens techniques, l'intérêt pour la récolte de l'énergie micro-onde et le transfert des puissances RF à longue distance a été faible. A la fin du 20^{ème} siècle, la transmission d'énergie par micro-ondes a suscité un nouvel intérêt avec des applications pratiques réalisées en utilisant le développement des technologies de télécommunications et en se basant sur de multiples structures (Figure 2).

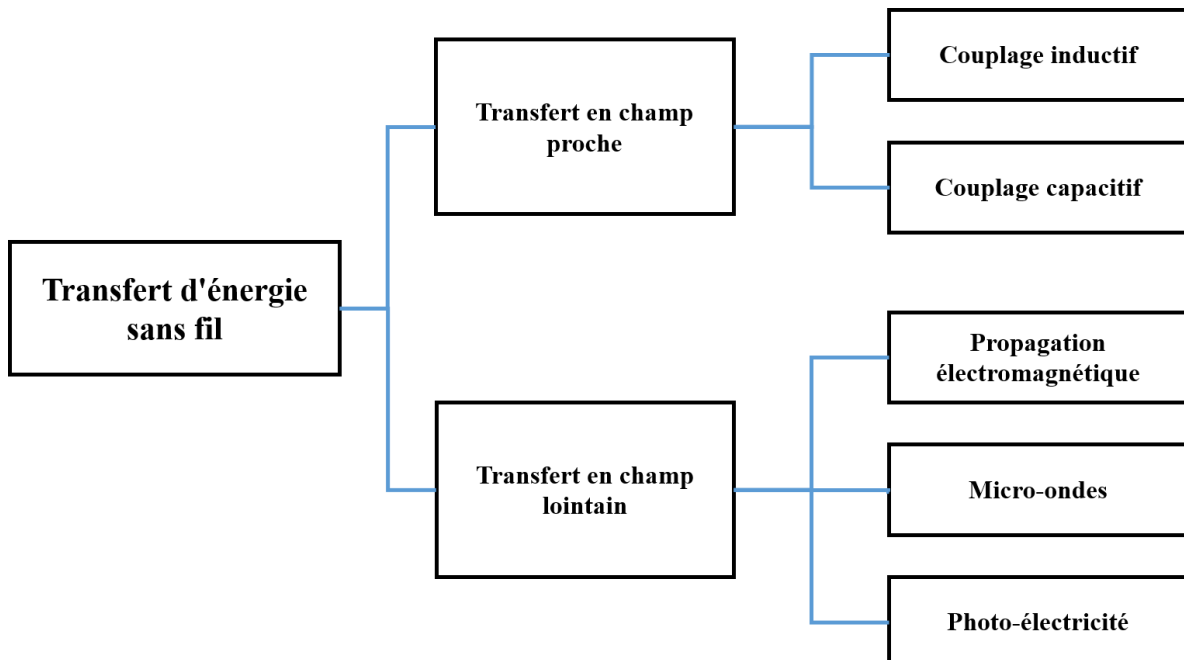


Figure 2: Synthèse du transfert de l'énergie sans fil d'après [9].

b) Synthèse de la transmission et réception d'énergie sans fil

Dans un système de transmission et de récupération d'énergie électromagnétique, le signal de courant continu est fourni au circuit de transmission, et le circuit de transmission le convertit en un signal de courant alternatif AC. Le signal AC alimente une antenne qui transmet l'énergie microonde RF à un système de réception distant (rectenna) à travers l'espace environnant. La rectenna collecte l'énergie RF et la convertit en un signal DC utilisable dissipé dans une charge (Figure 3.a).

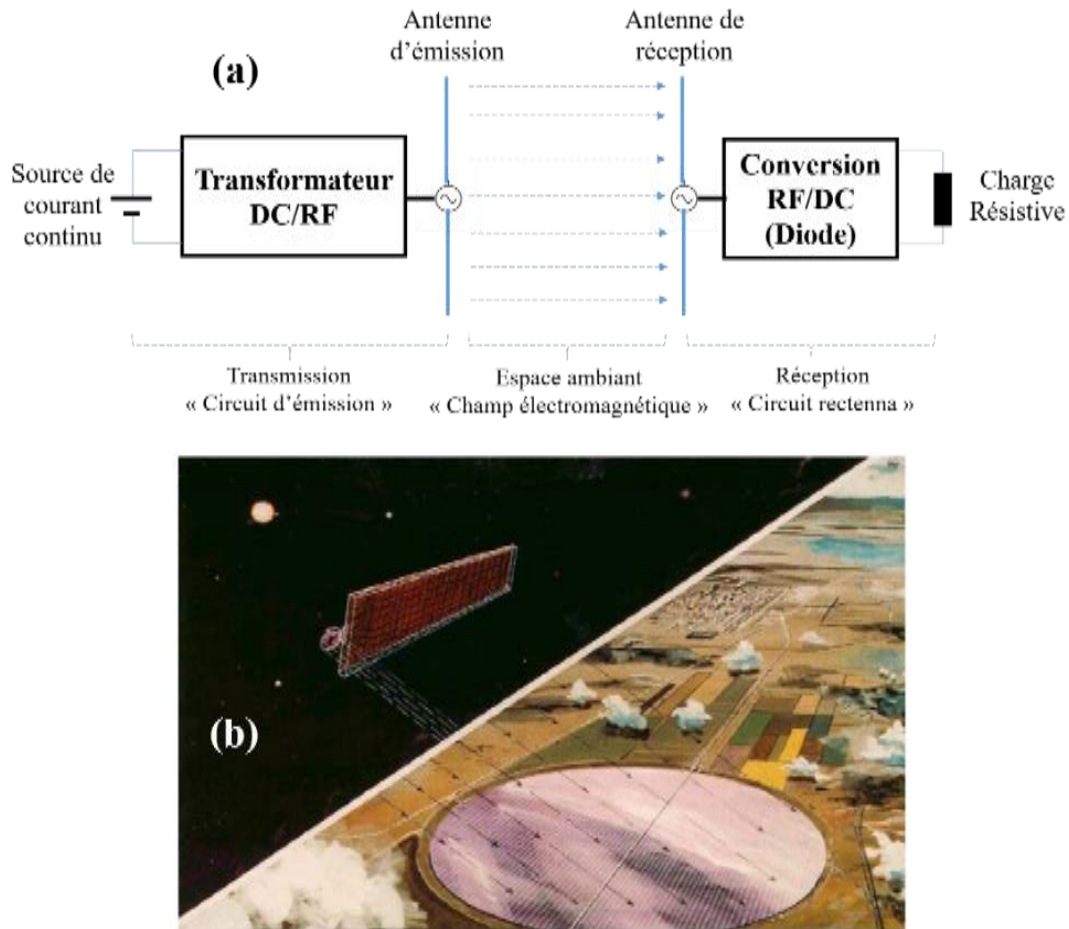


Figure 3: (a) Synthèse de la transmission et réception de l'énergie sans fil, (b) Système de récupération de l'énergie solaire spatiale (SPS) proposé en 1979 [10].

La rectenna constitue le récepteur d'un système de récupération d'énergie. En général, elle se compose d'une antenne, d'une ou plusieurs diodes, d'un filtre RF et d'un filtre DC pour lisser le signal redressé [11], [12]. Les rectennas sont utilisées dans un certain nombre d'applications telles que la détection, les étiquettes RFID et la récupération d'énergie.

A titre d'illustration, on peut mentionner la récupération de l'énergie solaire spatiale (SBSP) préconisée par P. E. Glaser de la Arthur D. Little Company en 1968 [13]. P. E. Glaser a proposé le Solar Power Satellite (SPS) (Figure 3.b) pour générer de l'énergie électrique à partir de la lumière du soleil et la transmettre sans fil par microondes en utilisant un satellite qui se déplace dans le même sens que la Terre et dont la période orbitale est égale à la période de rotation de la Terre, ce qui est appelée une orbite géocentrique ou orbite géosynchrone. Cette énergie microonde est alors collectée sur terre par l'intermédiaire d'un réseau d'antennes terrestres réparties de 3 kilomètres de diamètre pour un faisceau microonde d'une densité de puissance inférieure à 1 W/cm^2 [10], [14], [15]. Des scientifiques auraient prévu de lancer plusieurs centrales électriques spatiales de petite et moyenne taille entre 2021 et 2025 [16].

2. Comparaison de différents systèmes de transmission de puissance

L'utilisation d'une rectenna pour exploiter l'énergie de l'espace dans les systèmes WPT a suscité beaucoup d'intérêt, en particulier en visant l'amélioration de la réception, de l'efficacité de conversion RF/DC et de la flexibilité des substrats [17]–[19]. Étant donné que l'efficacité de conversion RF/DC dépend principalement du système de réception (collecteurs), des recherches approfondies ont été menées pour améliorer la transmission et la réception de l'énergie électromagnétique ainsi que sur l'adaptation de ces structures avec l'évolution des composants électroniques miniatures pour la télécommunication.

a) Systèmes en champ proche

Le système de récupération d'énergie en champ proche transmet l'énergie sur une petite distance de quelques millimètres à plusieurs centimètres. La transmission s'effectue par couplage inductif, par résonance magnétique ou par couplage capacitif. Le couplage inductif est similaire en principe au fonctionnement d'un transformateur avec deux bobines isolées électriquement (une primaire N_1 et une secondaire N_2). La bobine primaire agit comme un émetteur de champ magnétique et la bobine secondaire agit comme un récepteur. La transmission s'effectue par couplage inductif (couplage magnétique) à l'aide d'un noyau magnétique commun (Figure 4). Ce mode de transfert d'énergie en champ proche utilise la loi d'Ampère et la loi de Faraday.

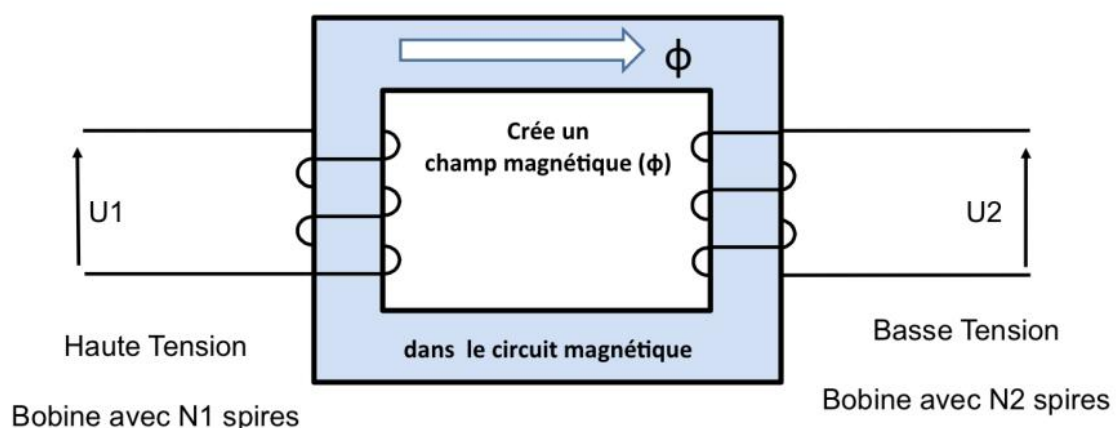


Figure 4: Transmission et réception de l'énergie en couplage inductif d'après [20] .

Le couplage capacitif consiste à coupler la source d'alimentation et la charge avec deux plaques métalliques parallèles, ces plaques agissent comme l'anode et la cathode d'un condensateur plan. L'énergie est transmise par le champ électrique généré entre les deux électrodes (Figure 5).

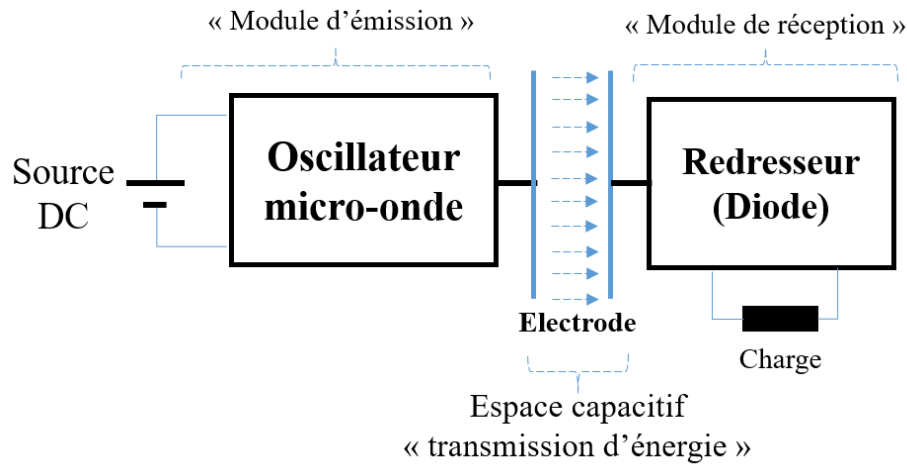


Figure 5: Transmission et réception de l'énergie par couplage capacitif.

b) Systèmes en champ lointain

Les systèmes en champ lointain permettent le transfert d'énergie sur une plus grande distance (Figure 6). L'énergie est transmise par radiation et propagation d'une onde électromagnétique haute fréquence (en général supérieure à 1 GHz). L'efficacité du transfert d'énergie en champ lointain pourra être évaluée à partir des différentes puissances listées dans le Tableau 1.

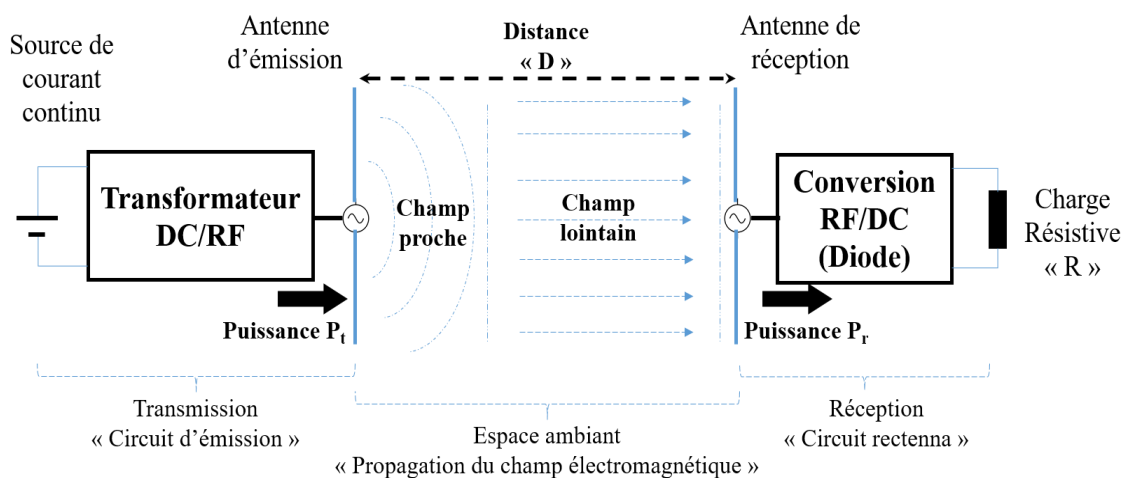


Figure 6: Transmission et réception de l'énergie en champ lointain.

Tableau 1: Puissances caractéristiques du transfert d'énergie en champ lointain.

Nomination	Paramètres de transmission en champ lointain
P_t (W)	Puissance électrique délivrée à l'antenne d'émission sans pertes d'adaptation.
P_r (W)	Puissance électrique délivrée par l'antenne de réception sans pertes d'adaptation
G_t	Gain linéaire de l'antenne d'émission.
G_r	Gain linéaire de l'antenne de réception.
D (m)	Distance entre les deux antennes.

c) Puissance transmise

Parmi les antennes à forte directivité on trouve les antennes Yagi -Uda (Figure 7.a), qui peuvent transmettre une puissance en champ lointain par rayonnement dans la direction des éléments directeurs. Si les antennes ou les réseaux d'antennes directionnelles fonctionnent à des fréquences élevées, elles peuvent être très petites et la distance de transmission peut être dix ou cent fois plus grande que la taille de l'antenne, et avoir une efficacité de transmission optimale. La Figure 7.b représente le diagramme de rayonnement d'une antenne directive. L'angle d'ouverture représenté par le lobe avant principal de l'antenne est la différence angulaire entre les directions où la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable.

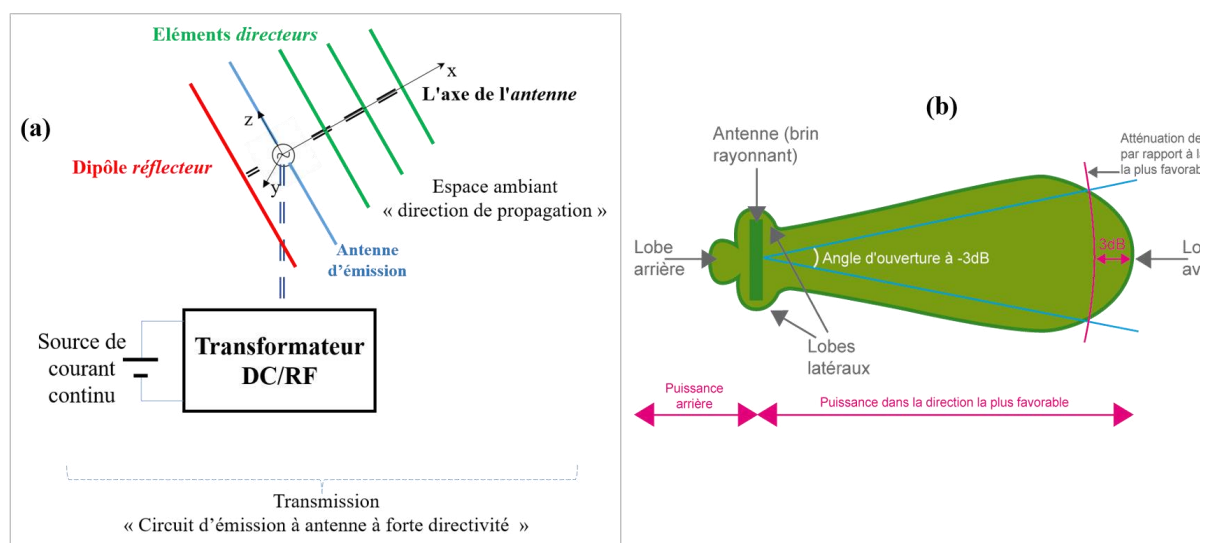


Figure 7: (a) Géométrie d'une antenne Yagi-Uda, (b) son diagramme de rayonnement [21]

Dans le cas de la transmission de puissance par rayonnement en champ lointain, à partir de la formule de Friis (équation I.1), l'efficacité d'une transmission réelle (équation I.2) de puissance peut être calculée par le rapport de la puissance RF délivrée par l'antenne de réception sur la puissance RF alimentant l'antenne d'émission :

$$P_r = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi D)^2} P_t \quad (I.1)$$

Cette équation I.1 convient à une transmission idéale directe sans réflexion multiple. Afin de considérer les pertes dans les antennes, l'équation de Friis prend la forme de l'équation I.2. Cette équation prend en compte des paramètres supplémentaires tels que les coefficients de réflexion à l'entrée des deux antennes (S_{11} et S_{22}), le terme $|\vec{u} \cdot \vec{v}|^2$ qui modélise la désadaptation de polarisation de l'onde incidente, généralement causée par une polarisation différente de l'antenne émettrice et de l'antenne de réception, ou par des antennes avec la même polarisation mais avec un mauvais alignement.

$$\frac{P_r}{P_t} = \alpha G_t G_r (1 - S_{11})(1 - S_{22}) |\vec{u} \cdot \vec{v}|^2 \quad (I.2)$$

Le terme α est utilisé pour considérer les pertes en espace libre liées aux multiples chemins que peut parcourir l'onde émise avant d'atteindre l'antenne de réception. Ce terme peut être exprimé à partir du coefficient de réflexion Γ_n sur chaque obstacle réfléchissant qui est situé à une distance D_n de l'antenne émettrice, d'où :

$$\alpha = \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \left| 1 + \sum_{n=1}^N \Gamma_n \frac{D}{D_n} e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}(D_n - D)} \right|^2 \quad (I.3)$$

L'équation I.3 peut être simplifiée (équation I.4), en considérant la mesure du champ en chambre anéchoïque recouverte d'absorbants et avec des antennes cornets qui ont l'avantage de réduire les pertes de directivité et de polarisation de l'onde incidente dans un espace en champ lointain :

$$\alpha = \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (I.4)$$

3. Récolte de l'énergie électromagnétique

Le système de récupération d'énergie (rectenna-Figure 6) se compose d'une antenne ou d'un réseau d'antennes qui capture l'onde électromagnétique et la convertit en un signal électrique alternatif. Ce dernier est converti par un circuit redresseur (diode) en un signal continu DC.

Ces dernières années, afin d'améliorer la récupération de l'énergie électromagnétique, diverses conceptions et configurations de systèmes de réception d'ondes électromagnétiques ont été étudiées. Généralement, les applications de collecte d'énergie sans fil utilisent des antennes traditionnelles, telles que des antennes monopôles, dipôles ou patchs, et des circuits redresseurs pour la conversion RF/DC [12], [17]–[19], [22]. D'autres antennes et réseaux d'antennes moins conventionnels (métasurfaces et métamatériaux à réseau périodique) sont également considérés comme des récupérateurs d'énergie [23]–[27].

Pour améliorer et maximiser la quantité d'énergie récupérée par le récepteur, les antennes ou les structures métalliques sont utilisées sous forme d'un réseau périodique (Figure 8). Cependant, l'optimisation du rendement impose une contrainte sur les dimensions, la taille et le nombre total d'antennes ou de résonateurs qui peuvent être regroupés et couplés entre eux.

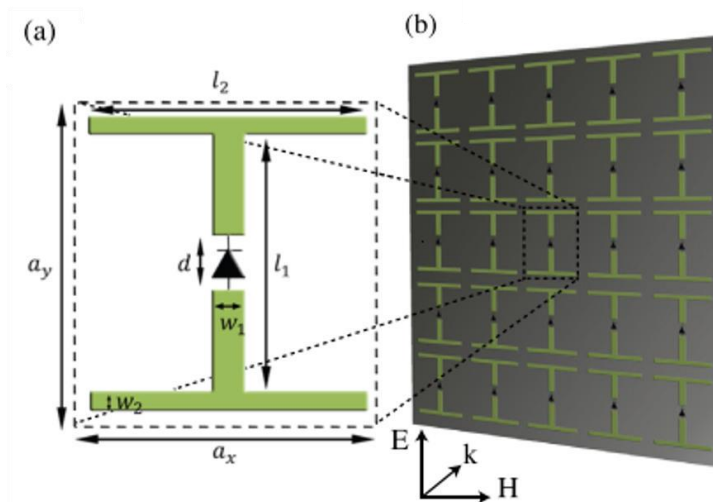


Figure 8: Exemple d'une structure périodique pour la récupération d'énergie micro-ondes [28].

On précisera que l'une des dimensions géométriques d'une antenne conventionnelle est généralement comparable à une demi-longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement, tandis que les structures non conventionnelles issues des métamatériaux ont une taille très inférieure à la longueur d'onde. La mise en réseau périodique demande une étude détaillée portant sur l'efficacité d'absorption de l'onde, l'adaptation d'impédance et le couplage entre les éléments du réseau qui sera contrôlé par la distance entre éléments résonnants voisins.

4. Conversion et principe de redressement RF/DC

➤ Synthèse de la conversion RF/DC

La conversion RF/DC est la troisième phase du processus de récupération d'énergie électromagnétique après la récupération de l'onde électromagnétique et le filtrage RF (Figure 9).

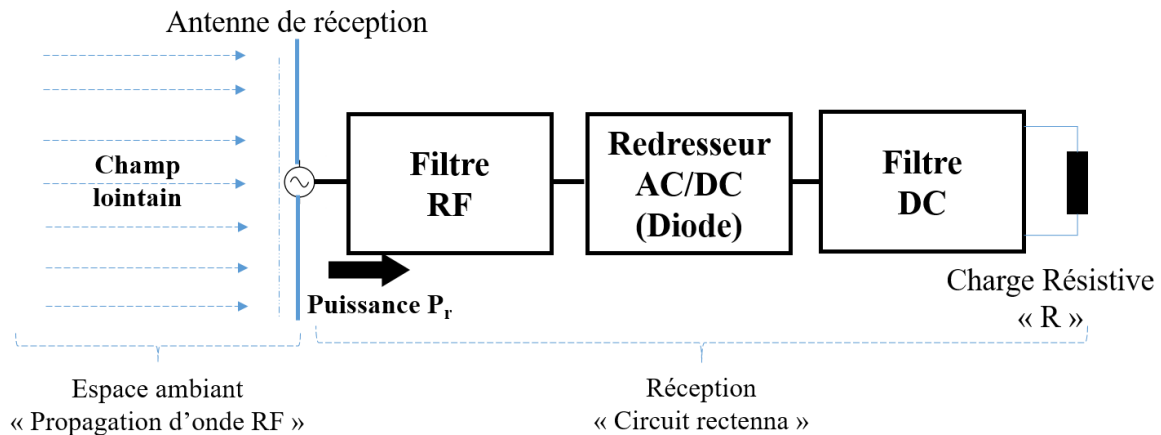


Figure 9: Schéma fonctionnel d'un système de récupération d'énergie micro-ondes.

Tout d'abord, l'antenne réceptrice capte l'énergie microonde propagée dans l'espace ambiant et la transmet au circuit redresseur (généralement composé d'une ou plusieurs diodes). Le filtre RF d'entrée joue le rôle d'adaptation d'impédance de l'antenne à l'étage de conversion AC/DC, empêchant en particulier les fréquences harmoniques générées par le circuit de redressement d'être réémises par l'antenne. Le filtre de sortie (généralement un filtre passe-bas) bloque la composante fondamentale et les harmoniques en sortie du circuit redresseur, permettant uniquement à la composante continue d'être récupérée sur la charge R. Le système de mesure en sortie est généralement modélisé par une résistance R en parallèle avec un voltmètre pour indiquer la tension collectée. La résistance R doit alors être adaptée à la structure pour une récolte d'énergie maximale.

5. Calcul de l'efficacité de la conversion RF/DC

L'efficacité du système de récupération d'énergie est évaluée par le rendement de conversion du rayonnement électromagnétique en une puissance du signal continu. Pour améliorer l'efficacité, la conception du système doit minimiser les pertes introduites dans

chaque étage (antenne ou métasurface, filtres, et circuit redresseur) et introduire des circuits d'adaptations entre les étages [29], [30].

Au niveau de l'antenne ou de la métasurface de réception, le rapport de la puissance DC totale redressée fournie à la charge R (P_{DC}) sur la puissance RF (P_r) que l'antenne ou la métasurface de réception peut injecter dans le circuit redresseur adapté à l'impédance de l'antenne (Figure 9) est donné par l'équation I.5 :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_r} \quad (I.5)$$

Avec :

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad (I.6)$$

Où :

- V_{DC} : Tension DC du signal sur la charge R.
- I_{DC} : Courant traversant R.
- R : La charge résistive.

Si on considère une métasurface composée par d'un réseau de cellules élémentaires, la puissance fournie par chaque cellule élémentaire (P_r) est proportionnelle à la puissance (P_t) de l'onde incidente. Cette puissance P_t peut être reliée à l'amplitude du champ électrique et à la densité de puissance D (en W/m^2) comme illustrée par les formules (I.7 et I.8) :

$$D (W/m^2) = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{P_t}{S} \quad (I.7)$$

$$E (V/m) = \frac{\sqrt{(Z_0 \times P_t)}}{\sqrt{S}} \quad (I.8)$$

Avec :

- E : Amplitude du champ électrique de l'onde incidente,
- Z_0 : Impédance d'onde de l'air ; $Z_0 = 120\pi \approx 377 \Omega$,
- P_t : La puissance de l'onde incidente que l'on cherche à récupérer,
- S : la surface de la cellule élémentaire.

On peut aussi exprimer la puissance récoltée par une antenne, directement en fonction de l'amplitude du champ électrique, du gain de l'antenne et de la longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement. Celle-ci est donnée par l'équation I.9 :

$$P_r = \frac{|E|^2 G_r \lambda^2}{4\pi Z_0} \quad (I.9)$$

L'expression du rendement de la conversion RF/DC devient alors (équation I.9) :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_r} = \frac{V_{DC}^2}{R} = \frac{4\pi Z_0}{|E|^2 G_r \lambda^2} \quad (I.10)$$

Les équations I.9 et I.10 sont souvent utilisées pour calculer la puissance DC récupérée sans pertes et sans désadaptation du système de conversion.

II. Structure à base de métamatériaux et métasurfaces

1. Principe

Ces dernières années, le développement des métamatériaux a permis d'envisager le phénomène d'invisibilité. En 2006, J. Pendry de l'Imperial Collège de Londres, D. Schurig et D. Smith de l'Université Duke aux États-Unis ont fait la démonstration d'un dispositif capable de protéger un objet en cuivre en le rendant invisible aux ondes radios (Figure 10) [31], [32]. Le dispositif est composé de cylindres concentriques avec des propriétés magnétiques produites par des anneaux fendus imprimés. Par interférence entre l'onde incidente et l'onde réémise par les anneaux, l'onde incidente arrivant sur le dispositif est détournée, rendant l'objet en cuivre invisible.

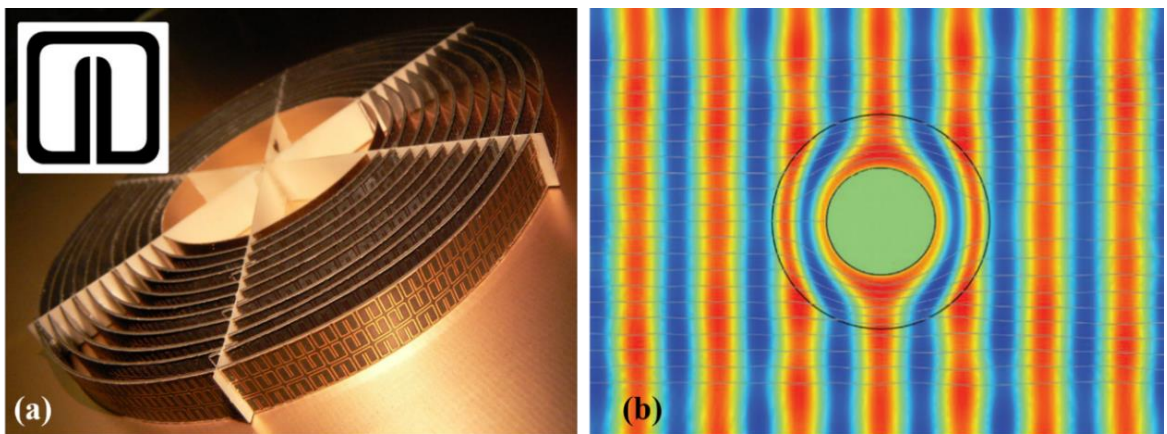


Figure 10: (a) La première cape d'invisibilité démontrée expérimentalement construite avec le résonateur à anneau fendu illustré en insert [31], (b) Simulation et illustration de la distribution du champ électrique d'une onde incidente illuminant la structure métamatériau. Les lignes de flux de puissance (en gris) démontrent la déviation régulière de la puissance électromagnétique autour des éléments résonants [31], [32].

Le résonateur à anneau fendu (SRR, à l'origine du magnétisme artificiel a souvent été un élément clef des métamatériaux (Figure 11) [33], [34]. Il peut être considéré comme une antenne demi-onde, enroulée sous la forme d'un cercle presque fermé, qui interagit au rayonnement microonde avec le champ électromagnétique. Il peut être couplé à une antenne (dipôle, patch, ...etc.) pour améliorer ses performances électromagnétiques (dimension, fréquence de résonance et rayonnement...) (Figure 12).

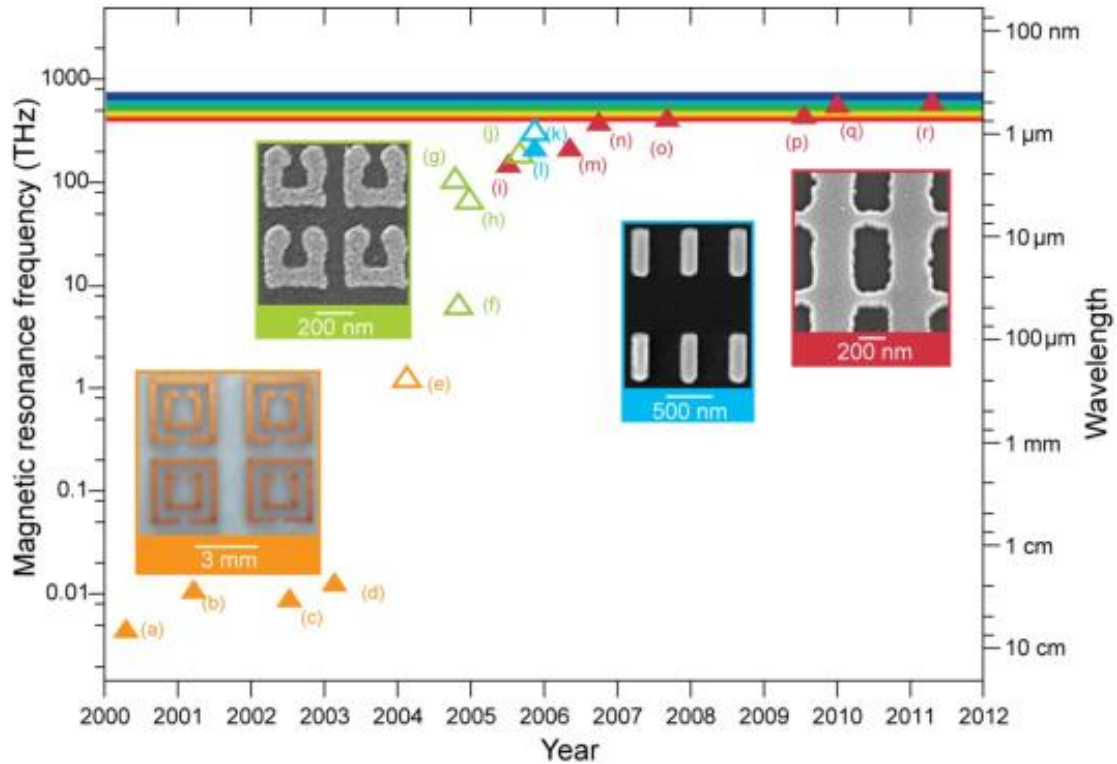


Figure 11: L'évolution des fréquences de fonctionnement des métamatériaux en fonction des années entre 2000 et 2012. (Orange) Des structures à base des résonateurs à double anneau fendu (SRR); (Vert) SRR en forme de U; (Bleu) Des paires de fils métalliques coupés; (Rouge) Des structures à indice négatif sous forme d'une maille fishnet [34].

La Figure 11 tirée de l'article [34] représente les différentes études dimensionnelles sur les structures à métamatériaux résonnant à une longueur d'onde comprise entre 10 cm à moins de 1 μm . La réduction de l'épaisseur du substrat en utilisant un substrat diélectrique à haute permittivité a souvent été considérée pour réduire la taille globale d'une antenne (Figure 12.a) [35]. Cependant, de telles structures présentent l'inconvénient de piéger l'énergie dans le substrat de permittivité élevée, ce qui réduit finalement la bande passante de l'antenne.

Pour augmenter la bande passante de ce type d'antennes (par exemple pour une antenne patch représentée Figure 12.b), une nouvelle méthode de fabrication utilisant un plan de masse

chargé de résonateurs à anneaux fendus complémentaires (CSRR) a été présentée dans l'article [36], [37]. Pour être précis, chaque CSRR se comporte comme un dipôle électrique excité par un champ électrique axial, et présente une forte dispersion près de la fréquence de résonance de l'antenne.

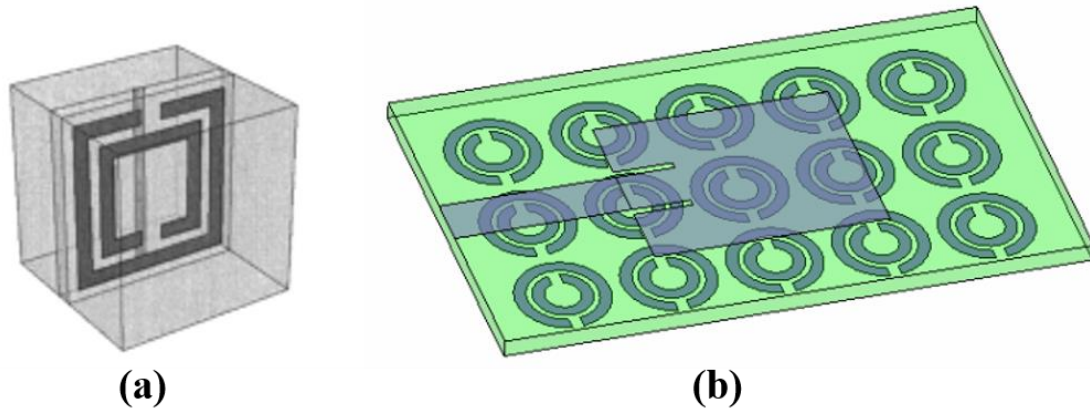


Figure 12: (a) Cellule élémentaire d'un métamatériau à indice de réfraction négatif composée par un SRR de forme carré couplé à un ruban. Le résonateur à anneau fendu (SRR) répond magnétiquement et le ruban répond électriquement au champ électrique. [35]. (b) Géométrie d'une antenne patch chargée par CSRR [36].

2. Propriétés

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus sont ceux qui présentent une permittivité et une perméabilité effectives négatives. Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques dans un matériau sont généralement déterminées par la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ). Les quatre combinaisons de valeurs positives et négatives de la permittivité et de la perméabilité possibles sont représentées (Figure 13), et elles définissent différents types de matériaux.

Les matériaux disponibles dans la nature (par exemple les diélectriques) ont généralement des paramètres constitutifs positifs ($\epsilon > 0$ et $\mu > 0$). Pour cette raison, ils sont appelés matériaux doublement positif (DPS). Les matériaux à Epsilon-négatif (ENG) sont les matériaux à permittivité négative et à perméabilité positive ($\epsilon < 0$ et $\mu > 0$), et les matériaux à permittivité positive et à perméabilité négative ($\epsilon > 0$ et $\mu < 0$) sont appelés matériaux à Mu-négatif (MNG). En dernier, les matériaux avec les deux paramètres constitutifs négatifs ($\epsilon < 0$ et $\mu < 0$) sont appelés matériaux doublement négatifs (DNG).

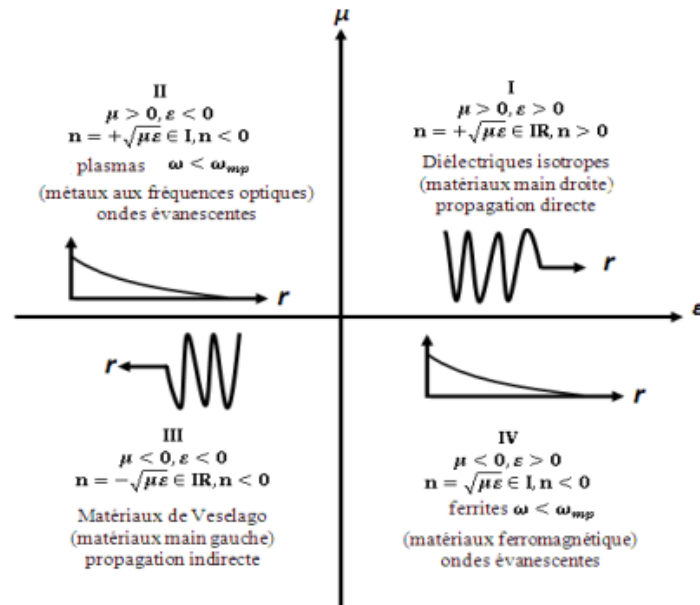


Figure 13: Classification des matériaux selon leurs paramètres constitutifs (ϵ, μ).

3. Métamatériaux pour le transfert d'énergie

Les cellules métamatériaux peuvent être intégrées dans les antennes pour réduire la taille ou obtenir des propriétés nouvelles. Les métasurfaces intégrant un circuit de rectification ont aussi été proposées. Dans la métasurface, la cellule élémentaire est conçue pour obtenir une adaptation d'impédance de la métasurface au circuit de rectification. Dans ce cas, la récupération de l'énergie ambiante est optimisée et le rendement de conversion RF/DC peut être maximisé.

➤ Antennes couplées à des cellules métamatériaux

La Figure 14 représente différentes structures visant une amélioration des performances d'antennes : taille, résonance, contrôle de la directivité et du rayonnement de l'antenne (Figure 14.c)[38], et de la polarisation de l'onde émise (Figure 14.b)[39] ; qui sont actuellement recherchées dans le domaine des télécommunications. Dans ce but, les métamatériaux sont envisagés car ils permettent une réduction de la taille de l'antenne grâce à leur comportement résonant [40]–[42]. Une antenne électriquement petite (ESA - Electrically Small Antenna) peut être réalisée par l'introduction de résonateurs à métamatériaux fortement couplés à un élément radiatif (dipôle ou monopôle électrique par exemple – Figure 14.a). Dans une telle structure, le résonateur métamatériau doit être choisi afin d'assurer un couplage efficace avec l'antenne.

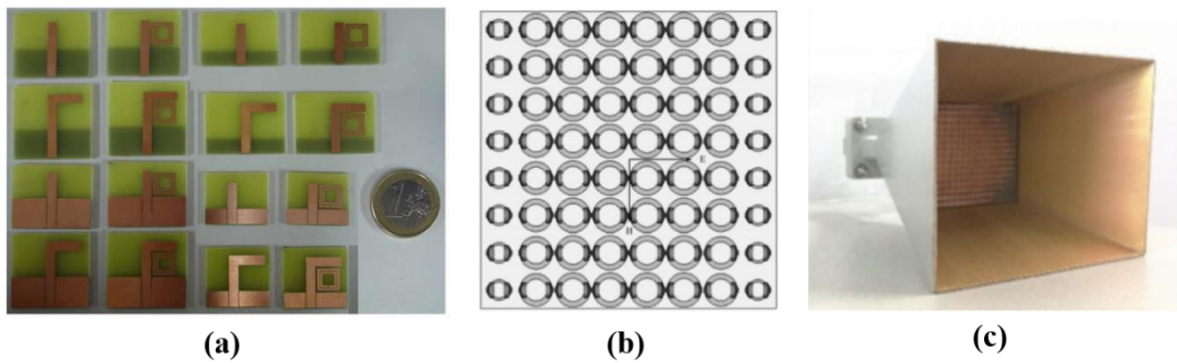


Figure 14: (a) Antennes monopoles planaires multibandes électriquement petites à base de métamatériaux [42], (b) Géométrie d'un réseau d'antennes à base de métamatériau pour la réduction des lobes latéraux et contrôle du lobe principal [39], (c) Réduction des lobes secondaires d'une antenne cornet pyramidale standard à l'aide d'une lentille mince en métamatériau [38].

Généralement, le résonateur à anneaux fendus (SRR) couplé magnétiquement à un dipôle électrique est envisagé pour améliorer les performances de l'antenne, pour augmenter sa bande passante et son gain [43], [44], pour réduire ses lobes secondaires (Figure 14.b/c) [38], [39], [45], ou encore pour obtenir un fonctionnement multi-bandes [42].

➤ Antennes basées sur les métasurfaces

Une métasurface est une version bidimensionnelle des métamatériaux. Elle est constituée par un réseau périodique de cellules sub-longueur d'onde et d'épaisseur très petite devant la longueur d'onde λ (Figure 15) [46], [47].

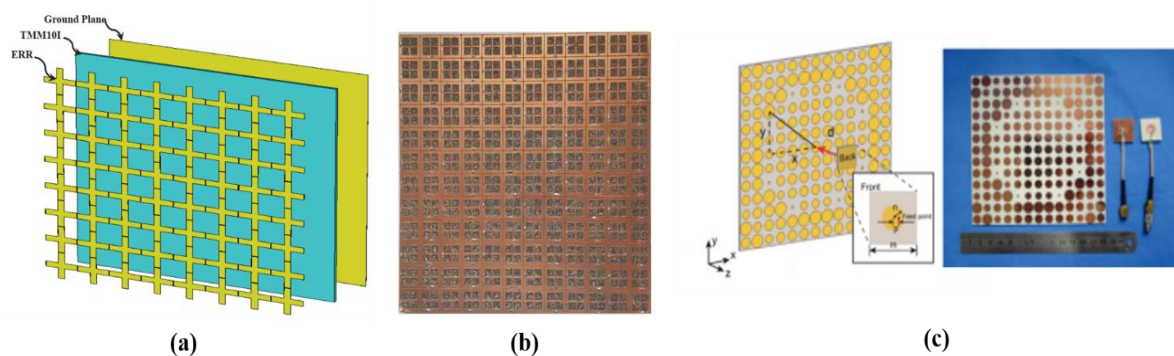


Figure 15: (a) Le schéma des cellules métasurfaces sous forme de vue éclatée, le substrat Rogers TMM10I comme premier substrat, le plan de masse (cuivre) [48], (b) Géométrie d'un réseau d'antennes à base de métamatériau pour la réduction des lobes latéraux [49], (c) Vue schématique d'une métasurface utilisée comme réflecteur parabolique et photographie du prototype réalisé [50].

En pratique, comparativement aux métamatériaux, les principaux avantages d'une métasurface sont une épaisseur plus faible et une fabrication plus facile qui consiste à une structuration en surface. Comme les métamatériaux, la métasurface présente des propriétés particulières en transmission et en réflexion [48]. Il est important de noter que les notions de permittivité, de perméabilité et d'indice de réfraction ne peuvent plus être définies pour les métasurfaces, car il n'y a plus de volume mais plutôt une interface qui sépare deux milieux [49].

De ce fait, les propriétés des métasurfaces sont analysées par l'intermédiaire de l'amplitude et de la phase des coefficients de transmission et de réflexion, ainsi que par leurs comportements en fonction de la polarisation de l'onde incidente [27], [48]. Une métasurface peut être gravée directement sur un substrat PCB. En d'autres termes, les métasurfaces permettent de s'affranchir de certaines contraintes rencontrées dans les métamatériaux. Par ailleurs, pour certaines applications, les réponses fréquentielles de la réflexion et de la transmission peuvent être contrôlées à l'aide de diodes par exemple.

III. Principe des antennes métamatériaux à anneaux fendus

1. Le résonateur à anneaux fendus SRR (Split Ring Resonator)

De nombreuses études ont été exposées pour exploiter les propriétés des métamatériaux à indice de réfraction négatif. Le résonateur à anneaux fendus SRR (Split Ring Resonator) a été proposé par J. Pendry, D Smith et ses collaborateurs l'ont utilisé pour réaliser un milieu doublement négatif. La Figure 16.a montre le premier prototype expérimental de cellule élémentaire SRR. La Figure 16.b et 17.c représentent un réseau de résonateur SRR [51].

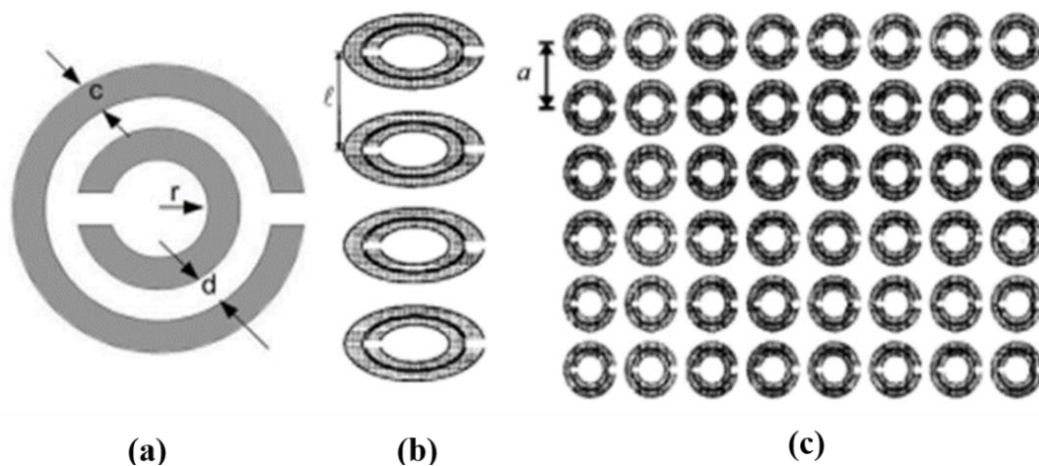


Figure 16: (a) Vue dans le plan d'un résonateur à anneaux fendus définissant les dimensions géométriques [51]. (b) Illustration de l'empilement d'anneaux fendus. Chaque résonateur comprend deux fines feuilles de métal. Le résonateur illustré en (a) est une version agrandie de l'empilement en (b) et du réseau d'anneaux en (c). D'après [33].

Pour obtenir une miniaturisation, des résonateurs à anneaux fendus de forme circulaire (Figure 17.a) ou carrée (Figure 17.b) ont été intégrés aux antennes dans le but de conserver l'efficacité du rayonnement et le gain des antennes [52], [53].

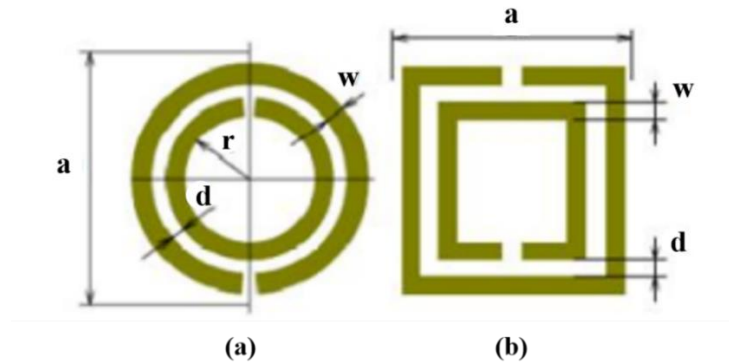


Figure 17: Les géométries planaires d'un résonateur à anneaux fendus, (a) anneaux circulaires, (b) anneaux carrés.

2. Activité magnétique des résonateurs à anneaux fendus

a) Modèle circulaire

Pour illustrer le comportement fréquentiel des résonateurs à anneaux fendus, nous reprenons les résultats de la thèse de S. Burokur [54]. Un réseau de SRRs a été étudié en utilisant des conditions de périodicité appliquées à la maille élémentaire présentée sur la Figure 18. Le rayon de l'anneau extérieur est de 3 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,33 mm, la largeur de la fente de chaque anneau est de 0,33 mm et la distance entre les deux anneaux est de 0,33 mm (Figure 18).

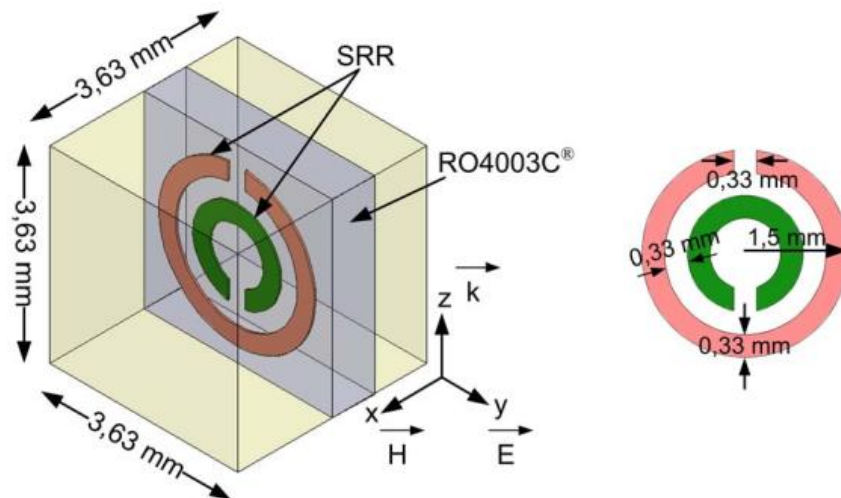


Figure 18: Représentation et dimensions de la cellule élémentaire SRR circulaire [54].

La structure a été étudiée en considérant des conditions de parois électriques et magnétiques parfaites appliquées sur les plans x-z et y-z respectivement avec une propagation incidente le long de l'axe z avec un champ magnétique parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer l'activité magnétique dans le résonateur. Sur la Figure 19.a, les coefficients de réflexion et de transmission en dB montrent la présence d'une résonance à 11.55 GHz avec un dip $S_{21} < -40$ dB qui est dû au couplage de l'onde incidente avec le résonateur. La fréquence de résonance dépend des anneaux extérieurs et intérieurs (inductance) et aussi de la capacité créée par la distance entre les deux anneaux et de la capacité liée à la fente de chaque anneau. La Figure 19.b illustre l'évaluation des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculées à partir des coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence. On observe qu'à la résonance (Freq = 11.55 GHz), la partie réelle $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est négative et elle est égale à -0.12. En dessous de la résonance, la partie réelle tend vers 1.2 [54]. Ces résultats montrent que la résonance observée sur les coefficients de réflexion et de transmission est liée à l'activité magnétique des SRRs.

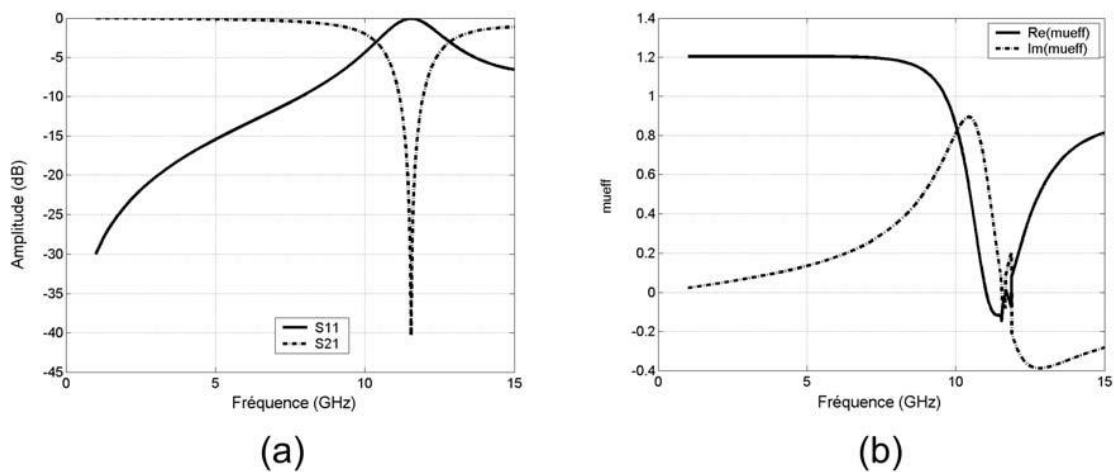


Figure 19: (a) Coefficient de réflexion et de transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [54].

b) Modèle carré

Dans cette partie, une structure SRR de forme carrée optimisée pour un fonctionnement dans la bande 2 à 8 GHz avec $a = 4.4$ mm, $c = 0.5$ mm, $d = 0.5$ mm et $g = 1$ mm est considérée. Elle est présentée en Figure 20 et elle a été étudiée avec les mêmes conditions de parois électriques et magnétiques parfaites appliquées sur les plans y-z et x-y, et pour une propagation de l'onde incidente selon l'axe y.

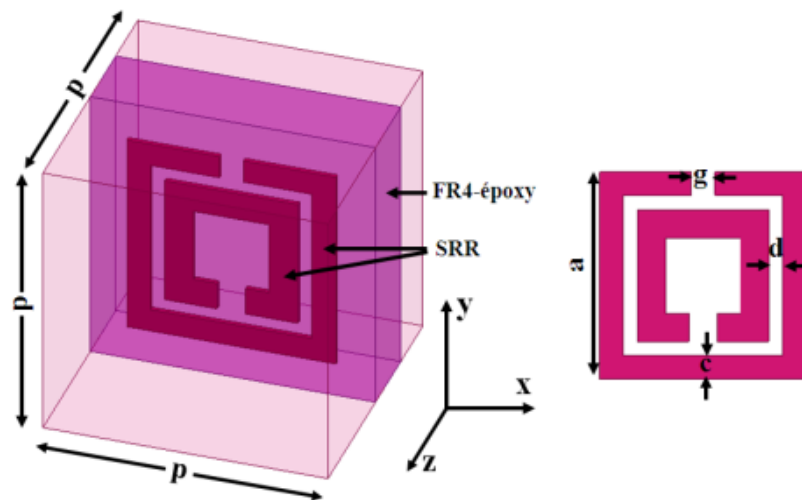


Figure 20: Représentation et géométrie d'une cellule élémentaire SRR carrée [55].

La Figure 21 représente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective. Une résonance est observée à 4.44 GHz avec une transmission de l'ordre de -16.75 dB. La partie réelle de la perméabilité effective $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est négative (-4.55) à la résonance et pour une fréquence inférieure à 4.44 GHz, la partie réelle tend vers 5. De la même manière, le résonateur à anneaux fendus de forme carré présente aussi une activité magnétique qui peut être mise en évidence sur les coefficients de réflexion et de transmission.

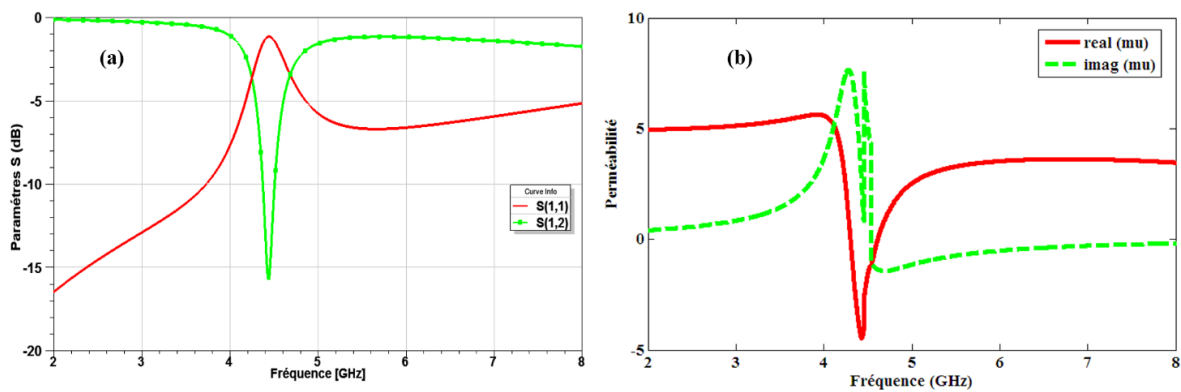


Figure 21: (a) Coefficients de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [55].

3. Modèle électrique équivalent

Les propriétés électromagnétiques des SRRs ont déjà été présentées ci-dessus et analysées dans les références [56], [57]. Ces analyses montrent que les SRR peuvent être excités par un champ magnétique externe. Les SRRs présentent également des effets de polarisation croisée (couplage magnétoélectrique)[57], c'est à dire qu'ils peuvent être excités par le champ électrique.

La Figure 22 représente le schéma équivalent d'un résonateur à anneaux fendus et de la structure complémentaire. Dans cette figure, la capacité totale C_0 entre les anneaux peut être approximée par :

$$C_0 = 2\pi r_0 C_{pul} \quad (I.11)$$

Où, C_{pul} est la capacité par unité de longueur entre les anneaux.

La fréquence de résonance du SRR est donnée par :

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

$C_s = C_0 / 4$ correspond à la capacité des moitiés supérieure et inférieure du SRR mises en série et L_s est l'inductance associée aux anneaux.

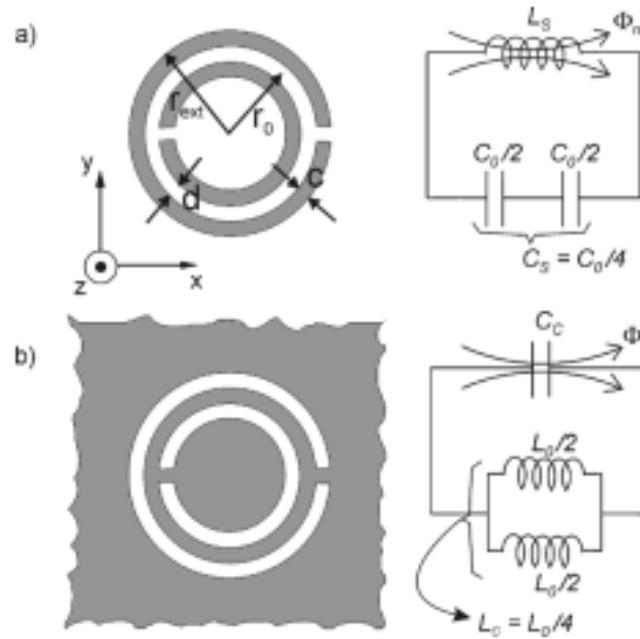


Figure 22: (a) SRR et (b) CSRR (SRR complémentaire), et leur modèle de circuit équivalent. Les zones grises représentent la métallisation [58].

4. Concept des antennes à base de SRRs

Deux caractéristiques principales des résonateurs SRR les rendent utiles pour la conception de structures artificielles. La première est qu'il s'agit de résonateurs à facteur de qualité très élevé qui présentent des valeurs de perméabilité effective négatives [51], [56]. La seconde est que la première résonance SRR est quasi-statique [57], [59], donc la taille géométrique du SRR est suffisamment petite pour permettre un fonctionnement optimal avec les matériaux composites. Le SRR peut également être utilisé pour les applications de récupération d'énergie micro-onde.

Afin d'augmenter la bande passante des antennes électriquement petites (ou ESA, Electrically Small Antenna), l'utilisation de résonateurs à anneaux fendus a été proposée [44], [60]. Le concept de l'antenne proposé par K. Alici et al. repose sur un monopole couplé à un SRR (Figure 23.a) [40]. Dans cet article, le résonateur a été fabriqué sur un substrat FR4 standard de permittivité relative $\epsilon_r = 3.5$, d'épaisseur 1.6 mm et d'épaisseur de cuivre de 35 μm . La structure présentée sur la Figure 23.b est basée sur le même principe mais le SRR inclut un circuit Non-Foster dans la fente d'un des anneaux [53]. Les éléments Non-Foster sont des circuits actifs qui peuvent présenter un comportement de capacité ou d'inductances négatives afin d'élargir la bande passante autour de la résonance.

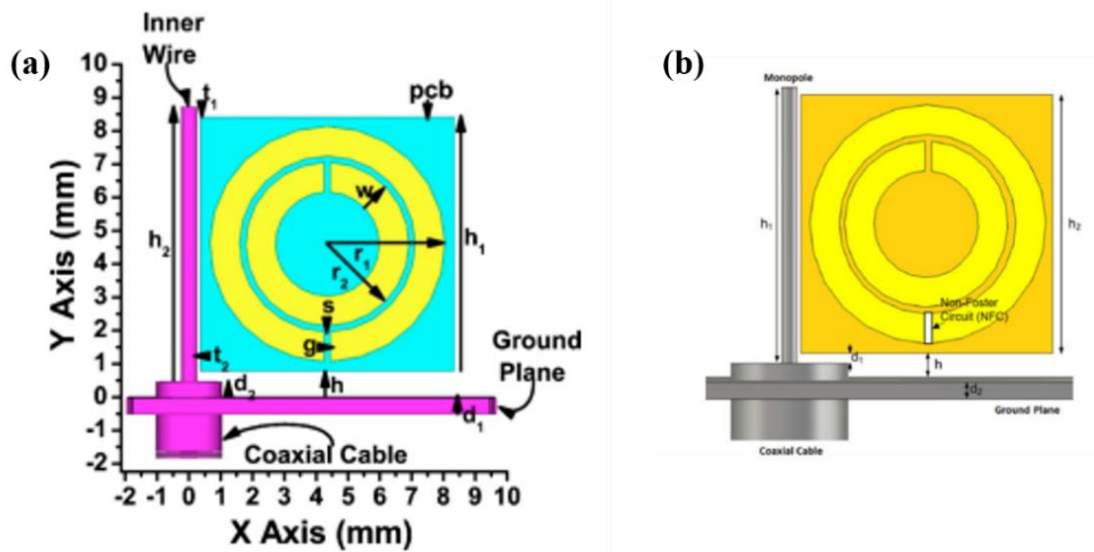


Figure 23: La géométrie de l'antenne SRR est représentée, (a) sans charge et (b) avec une charge Non-Foster dans la fente de l'anneau extérieur.

La Figure 24 illustre le coefficient de réflexion à l'entrée du monopole simulé et expérimental. Pour la structure (a), le dip de réflexion à 3.62 GHz peut être attribué à la résonance du SRR. A cette fréquence, un minimum de réflexion $S_{11} = -32$ dB est obtenu expérimentalement (Figure 24.a). Pour la structure (b), la largeur de bande passante de l'antenne est multipliée d'un facteur supérieur à 10 en chargeant le SRR avec un circuit Non-Foster comme le montre la Figure 24.b. Pour cette structure, la bande passante définie à -10 dB est élargie et vaut 25%.

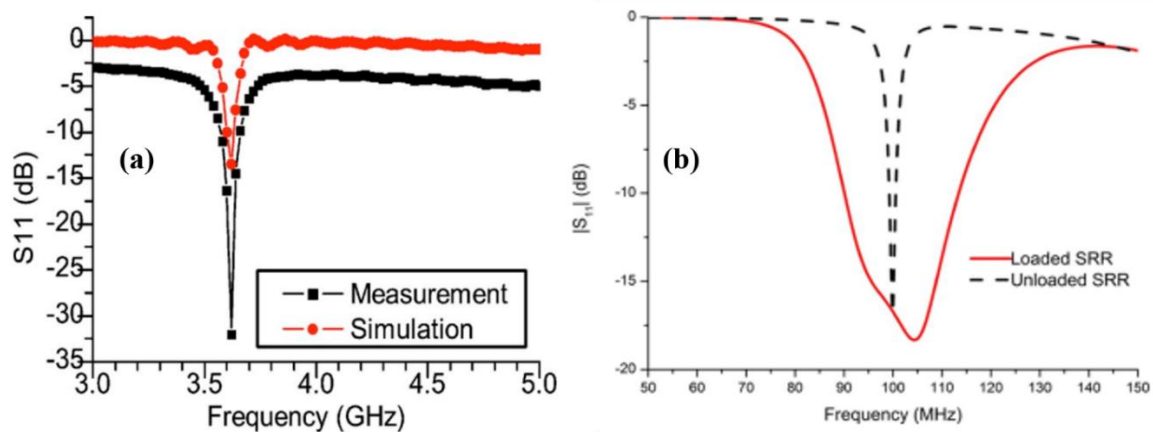


Figure 24 : Paramètre S_{11} de l'antenne à SRR, (a) sans charge [40], (b) avec une charge non-Foster [53].

IV. Antennes sur textiles

L'émergence de nouveaux concepts d'antennes, de nouveaux matériaux de substrat et de méthodes de fabrication innovantes a conduit au développement d'antennes flexibles particulièrement adaptées à une utilisation dans des applications portables [61]. Plus particulièrement, les antennes intégrées ou reportées sur des textiles sont étudiées. Ces nouvelles technologies textiles présentent des enjeux économiques importants au vu des applications potentielles [62].

On peut citer l'assistance médicale de personnes à domicile [63], le monitoring de patients et des sportifs avec des capteurs et émetteurs cardiaques textiles [64], ou, dans le domaine spatial, le contrôle à distance des astronautes [65], etc... Beaucoup d'antennes textiles ont donc été développées pour ces applications.

1. Les antennes textiles pour applications médicales

Les métamatériaux sont des matériaux structurés qui permettent d'obtenir des réponses électromagnétiques particulières et peuvent produire des phénomènes microondes intéressants, comme par exemple des surfaces sélectives en fréquence pour une transmission de rayonnement millimétrique dans une bande étroite (Figure 25) [66]. Les textiles offrent une plateforme de métamatériaux de plus en plus explorée ces dernières années. Ils peuvent être fabriqués par broderie, tricot, ou tissage (Figure 25) [67], [68].

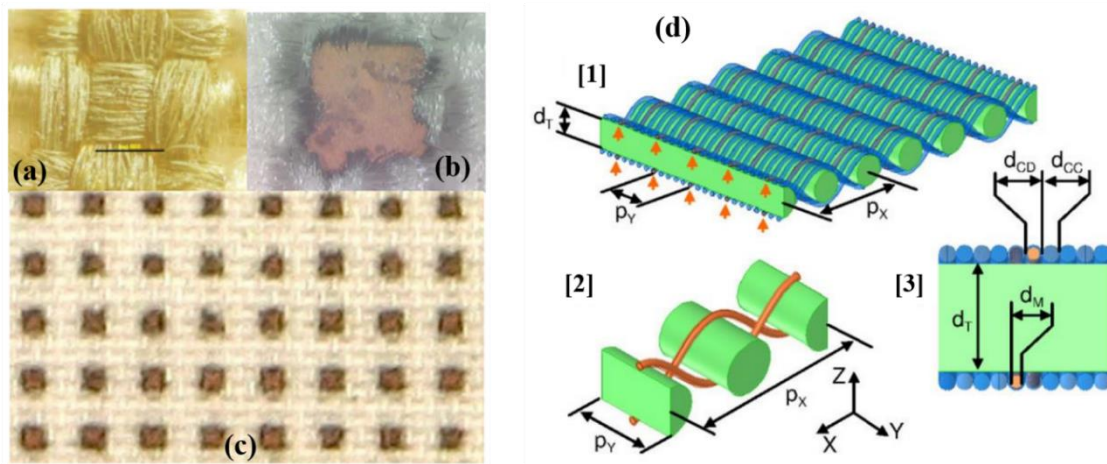


Figure 25 : Image au microscope (a) Carré d'encre à base d'argent, (b) Carré d'encre à base de cuivre, (c) Une partie de la structure FSS en cuivre sur un tissu en nylon [66]. (d) [1] Schéma structurel d'un métamatériau tissé, [2] synthèse de tissage utilisé en simulation et [3] vue en coupe verticale du tissage [69].

La Figure 25.c représente une surface sélective en fréquence (FSS) fabriquée par impression à jet d'encre conductrice. Symétriques sur un substrat textile, les cellules peuvent supprimer le rayonnement des ondes millimétriques dans des bandes étroites tout en conservant des propriétés textiles telles que la flexibilité et la respirabilité. La technique étudiée Figure 25.d utilise un procédé de tissage intégrant des fils conducteurs qui permet de filtrer les ondes électromagnétiques.

Une autre approche de fabrication de textiles à base de conducteurs pour un fonctionnement à des fréquences micro-ondes très sélective (passe-bande) est montrée Figure 26. Cette surface est différente de la FSS présentée dans l'article [66].

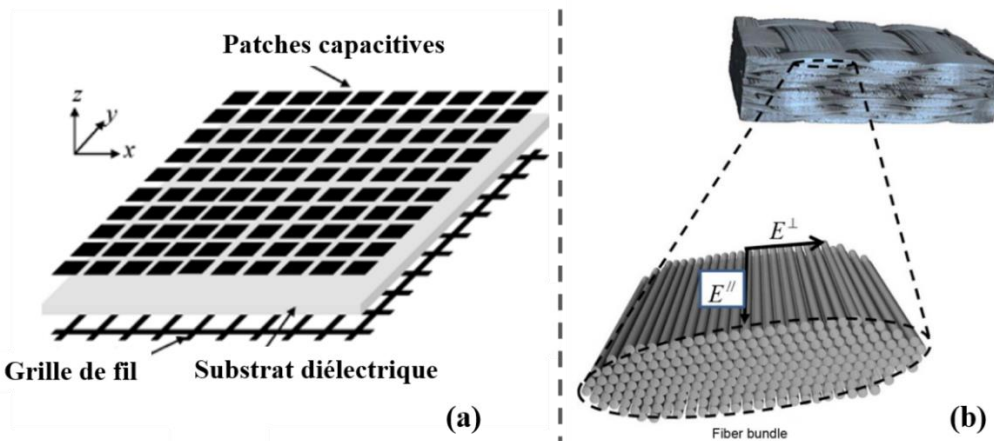


Figure 26 : (a) Schéma géométrique de la structure FSS périodique [70], (b) Illustration des faisceaux de fibres utilisés pour créer les structures métamatériaux tissés. Chaque fil est composé de milliers de fibres cylindriques [68].

La FSS proposée consiste en un réseau périodique de plaques surfaciques métalliques séparées par de minces couches diélectriques formées aux intersections entre les fils conducteurs tissés. L'ensemble des plaques métalliques correspond à un réseau de cellules capacitatives et le treillis métallique forme un réseau d'inductances couplées. L'ensemble produit une structure résonante sélective pour une onde plane incidente.

D'autres applications des métamatériaux ont été étudiées, par exemple pour protéger les humains des rayonnements électromagnétiques micro-ondes (Figure 27) [71]. Ces structures protectrices représentées en Figure 28 [72], sont constituées de tissus en polyester et en lin, avec des éléments conducteurs brodés pour stopper la transmission des ondes.

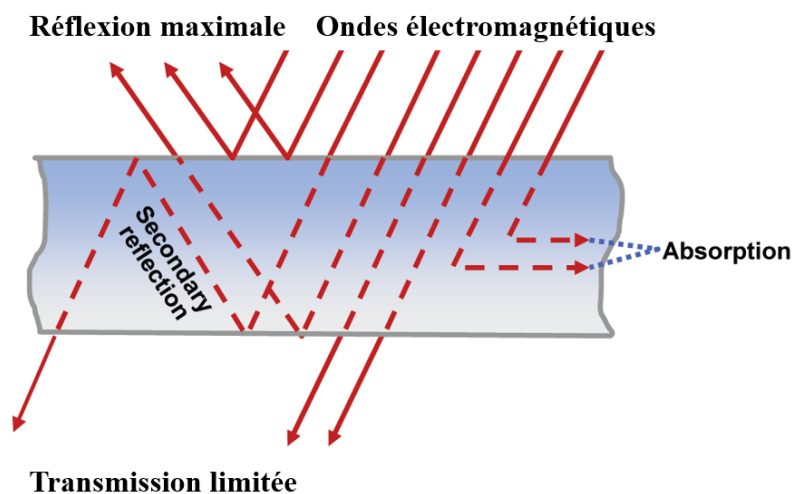


Figure 27 : Synthèse de transmission et réflexion avec phénomènes de blindage [71].

La forme et les dimensions géométriques, les propriétés des matériaux constitutifs et la distribution uniforme des cellules unitaires sont sélectionnées en tenant compte des bandes de fréquences de fonctionnement ainsi que du rayonnement électromagnétique de chaque cellule.

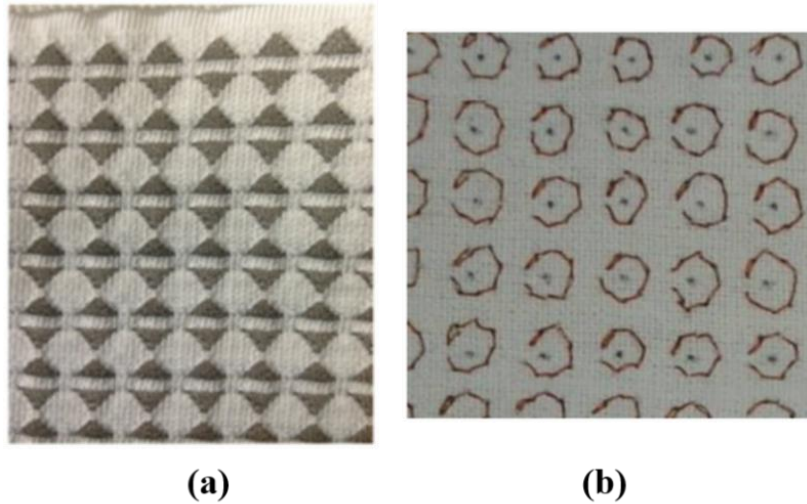


Figure 28 : Structures textiles brodées, (a) matrice symétrique de patches conducteurs [67], (b) réseau d'anneaux SRR en fil de cuivre brodés dans un tissu en polyester [72].

2. Antenne intégrée aux vêtements

Les applications des textiles électroniques couvrent de nombreux domaines afin d'améliorer la qualité de vie de l'utilisateur. Ces applications peuvent être classées principalement selon la fréquence de fonctionnement et selon leur bande passante, sont utilisés dans le domaine médical ou dans le domaine non médical. Les applications médicales incluent la protection du corps humain contre les rayonnements électromagnétiques (Figure 27) ainsi que la détection des signaux cardiaques (Figure 29.a et Figure 29.b) et des mouvements corporels (Figure 29.c) pour l'évaluation des conditions physiques de la personne. Les applications non médicales concernent la transmission et la réception d'informations (Figure 29.d) et le transfert d'énergie.

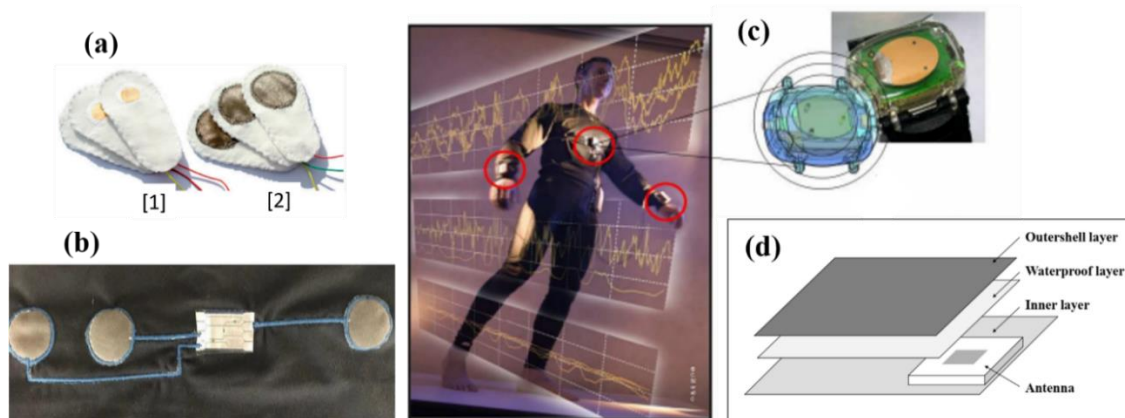


Figure 29 : Electrode ECG (électrocardiogramme), (a) Electrode textile [1] face arrière diélectrique, [2] face avant cuivre conducteur [73]. (b) 3 électrodes connectés à un module électronique (factice) sur un support textile (brassière) [69], (c) Capteur de mouvement pour la rééducation [74], (d) une antenne patch intégrée entre les couches textiles d'une combinaison imperméable [75].

Généralement, les antennes intégrées aux vêtements sont petites, compactes et discrètes, ce qui permet une intégration optimale dans les vêtements de tous les jours ou dans d'autres appareils portables. L'intégration d'antennes dans les vêtements a été étudiée dans différents projets de recherche. Trois projets sont présentés ci-dessous.

a) Projet ANR METAVEST 2009-2012

Le projet METAVEST (partenaires : IETR, IEF, LEAT, Advanten et Orange Labs) proposait l'étude des performances de différents types d'antennes métamatériaux sur support textile qui peuvent être intégrées dans les vêtements [76]. Ces antennes devaient couvrir les bandes GSM GPS et WiFi, en bénéficiant des propriétés des métamatériaux (amélioration des diagrammes de rayonnement, de l'efficacité, de la bande passante, voire réduction de la taille de l'antenne). Cependant, pour une utilisation corporelle, les structures portées doivent être les plus discrètes possible, et avoir un coût de fabrication réduit afin d'être économiquement rentables. A titre d'illustration, les activités de l'IETR (porteur du projet) portaient plus particulièrement sur la conception et l'optimisation d'antennes dans la bande GSM [790-862 MHz et 1.71-2.17 GHz] (Figure 30).

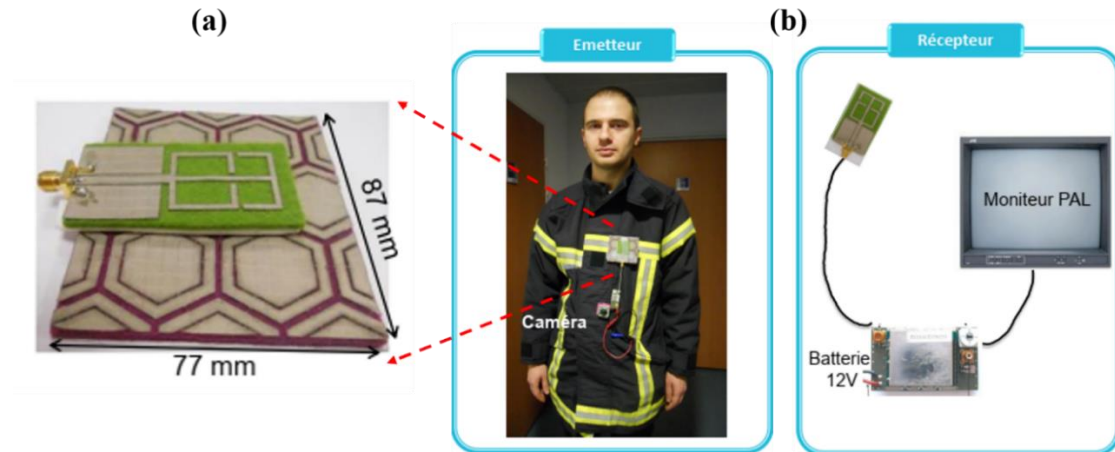


Figure 30 : (a) Antennes à métamatériaux (Structure émettrice), (b) Synthèse de communication [76].

b) Projet GIANTE (Gilet Intégrant une ANTEenne) 2010-2014

Le projet GIANTE financé par la DGA a été présenté par une équipe de recherche de l'INP de Grenoble [65]. Il visait le développement d'antennes intégrées sur un gilet militaire et potentiellement imprimables directement sur le gilet par impression à jet d'encre. Une antenne distribuée a été développée et validée expérimentalement dans le cadre du projet. Elle est présentée en Figure 31.

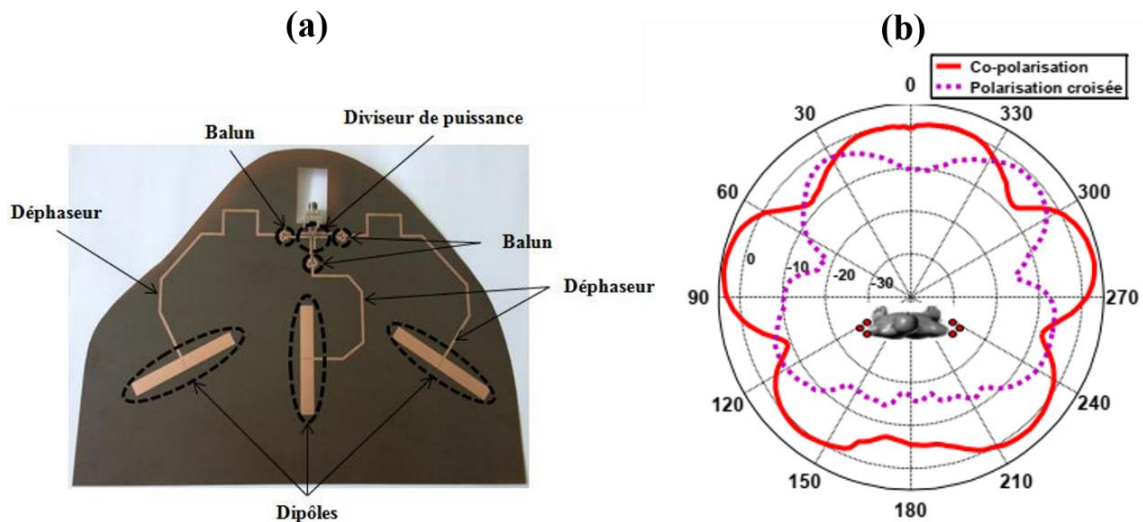


Figure 31 : (a) Cellule de dipôles intégrés dans la structure GIANTE, (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 2 placée sur les deux épaules [65].

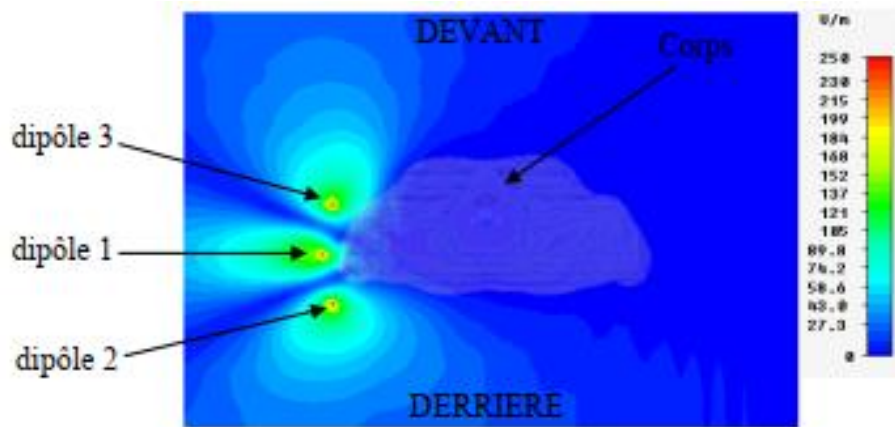


Figure 32 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique obtenue sur le plan transversal d'une seule cellule placée sur le bras gauche [65].

Lors de l'utilisation, l'antenne est placée près du corps. Le projet a proposé des solutions pour protéger le corps humain du rayonnement de l'antenne. L'étude a été basée sur un type de réflecteur plan qui protège le corps humain du rayonnement de l'antenne tout en restant compatible avec les performances recherchées par le projet GIANTE. La Figure 32 représente le rayonnement des dipôles intégrés au gilet. On observe l'amplitude très faible du champ électrique qui traverse le corps humain qui est donc protégé.

c) Textiles intelligents pour l'électrocardiographie portable

De manière générale, les systèmes de capteurs textiles utilisés pour la surveillance de la santé humaine doivent exécuter des fonctions spécifiques conformément à des normes médicales strictes et aux limitations importantes des ressources matérielles. Le textile intelligent portable a donc envahi le marché technologique mondial avec des capteurs ECG textiles intégrés dans les vêtements (Figure 33.a) qui peuvent mesurer les données cardiaques de manière pratique et conviviale, en particulier pour l'acquisition de données ECG continue et à longs termes en dehors du laboratoire et de l'environnement clinique.

Un des projets prometteurs de vêtement intelligent utilisé pour l'électrocardiographie est développé par la société Hexoskin. Cependant, le défi avec le textile intelligent ECG portable d'Hexoskin [77], [78] (Figure 33.b) est la qualité et la fiabilité des données, notamment lorsque l'utilisateur est en mouvement ou lorsqu'il change de posture. Une étude a conclu que les textiles intelligents portables conviennent à la biométrie ECG pour un utilisateur en mouvement même s'ils sont fabriqués dans différents matériaux et si différents types d'électrodes textiles sont utilisées [73], [77], [78].

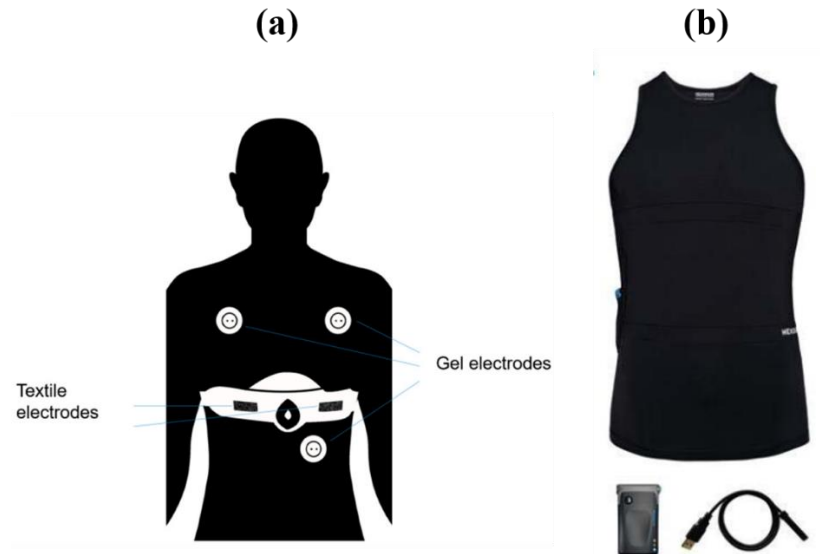


Figure 33 : (a) Electrodes sur textile intelligent pour l'ECG, (b) T-shirt intelligent portable d'Hexoskin [77].

3. Broderie

Dans le cadre de la thèse la fabrication d'antennes par broderie a été considérée. Différents exemples d'application de structures brodées sont listés ci-dessous.

a) Capteur textile bioénergie

La capacité d'intégrer plusieurs matériaux dans des fibres permet la réalisation de nouveaux dispositifs textiles portables avec des fonctionnalités dédiées à la récupération d'énergie. Afin de répondre aux besoins croissants en énergie des appareils électroniques portables et d'éliminer le besoin de recharges fréquentes et de transfert d'énergie filaire encombrante, les systèmes portables peuvent intégrer des récupérateurs d'énergie tels que des cellules à détection de température corporelle (Figure 34.a), des générateurs triboélectriques (TEG) (Figure 34.b). A titre d'illustration, L. Yin et al. [79] ont présenté des textiles intégrant des fibres multi-matériaux capables de récupérer l'énergie à partir de l'activité du corps humain. Les éléments conducteurs des textiles sont noyés dans les fibres elles-mêmes, assurant une protection électrique et chimique du corps humain, tout en préservant les propriétés mécaniques et cosmétiques des vêtements (Figure 34.a).

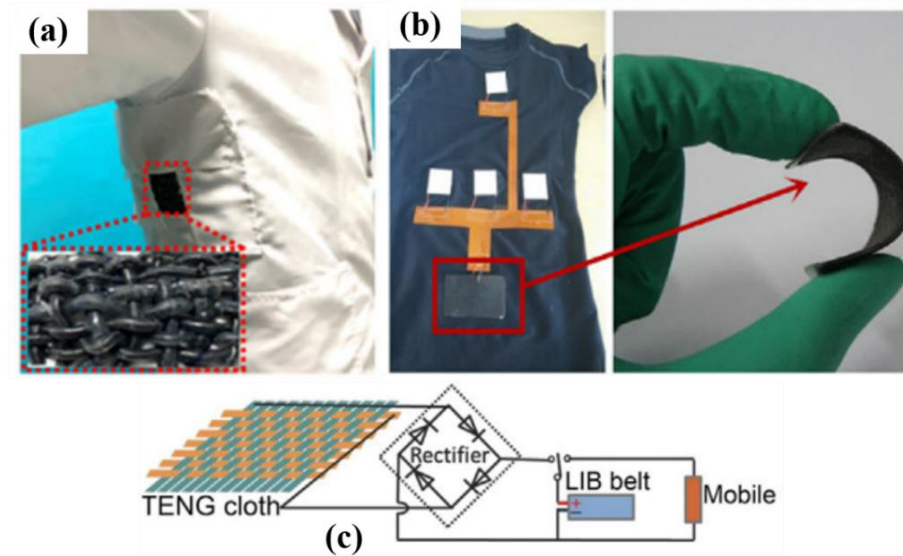


Figure 34 : Technologie textile de nanogénérateurs triboélectriques (TENGs) [80], (a) Le tissu électronique à base de fibre optique pour le transfert de température (b) Photo d'une cellule récolteuse de la chaleur du corps humain sur un t-shirt, (d) Schéma équivalent du circuit de transfert d'énergie et redressement du signal. .

b) Lignes de transmission métamatériaux avec des anneaux SRR brodés

Dans l'article [81], un métamatériau portable basé sur une ligne de transmission brodée chargée par un résonateur à anneaux fendus est présenté et ses performances sont analysées en termes de réponse fréquentielle. La géométrie de la structure et son circuit électrique équivalent sont représentés sur la Figure 35.

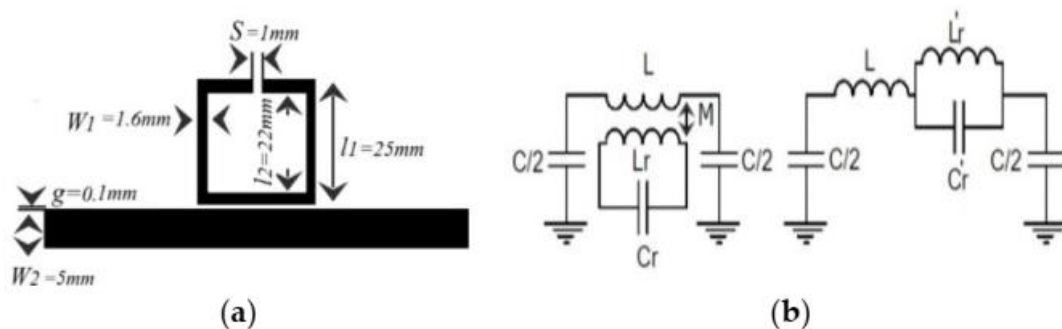


Figure 35 : (a) Disposition de la ligne de transmission e-textile chargée avec un SRR. (b) Circuit électrique équivalent prenant en compte le couplage magnétique entre la ligne et le SRR [81].

Par rapport à la technologie PCB standard qui permet une fabrication simple de structures conductrices de taille assez petite, la broderie des motifs conducteurs introduit des limites de conception liées à la taille, à la conductivité, à la permittivité du substrat, et à l'épaisseur des prototypes.

c) NFC sur textile

Un système de capteurs portables basé sur la communication en champ proche (NFC - Near Field Communication) a été étudié en se basant sur le principe d'approche corporelle pour une communication sans fil à courte portée permettant l'échange d'informations entre les périphériques à une distance très courte (Figure 36). Ces étiquettes sont conçues en utilisant des fils métalliques spirales purement textiles avec des propriétés flexibles et robustes pour les communications en champ proche (NFC) placées sur la peau humaine (Figure 36.c).

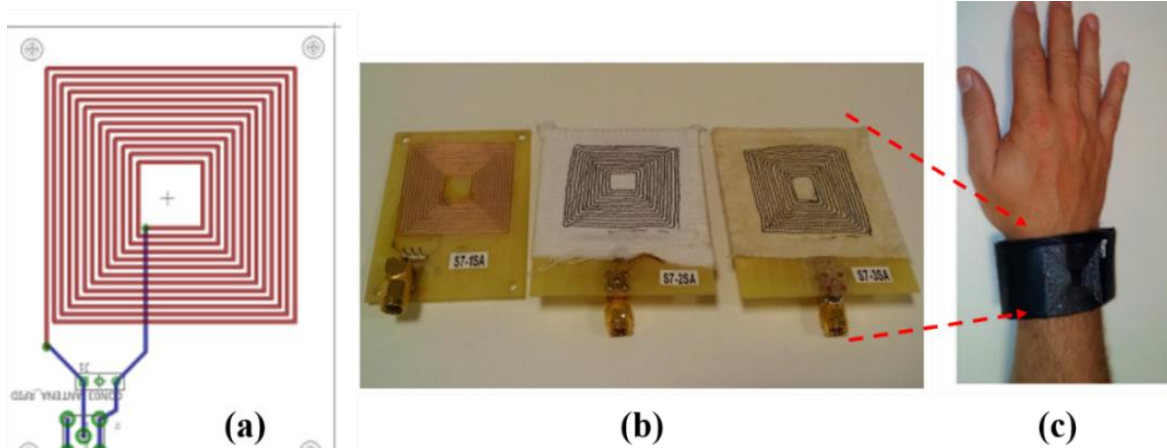


Figure 36 : (a) Schéma d'une antenne NFC, (b) 3 antennes NFC spirales construites en PCB (à gauche), en polyester et coton (au milieu) et en flanelle (à droite), (c) Lecteur NFC textile intégré dans un bracelet en cuir. [82].

Une transmission directe des signaux récupérés vers un lecteur NFC portable a été spécialement conçue pour analyser et envoyer les données récupérées vers un système de décryptage et d'affichage (Figure 36.c) [82], [83]. Une combinaison de lecture de patches NFC posés sur la peau a été envisagée en utilisant un textile conducteur double face (Figure 37.a) [83]. Plusieurs antennes NFC flexibles sont intégrées dans la combinaison et réparties sur la totalité de la surface du textile. Le textile est utilisé comme ligne de transmission et permet de transmettre les signaux entre les différents patches via les antennes NFC réparties autour du corps humain (Figure 37.b) [83].

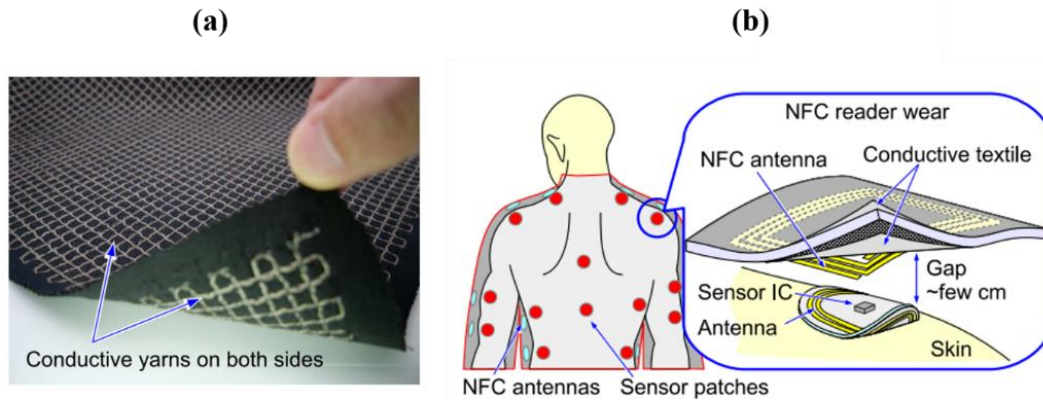


Figure 37 : (a) Une démonstration conceptuelle d'un lecteur NFC portable et de patches de capteurs distribués sur le corps humain. (b) Un exemple de textile conducteur double face. Un maillage conducteur est formé sur les deux côtés du tissu par des fils plaqués d'argent [83].

Enfin, on peut citer des travaux développés dans le cadre du projet ANR CONTEXT portant sur la fabrication d'antennes boucles et de lignes de transmission brodées pour le transfert de données et d'énergie fonctionnant en NFC à 13.56MHz dans les communications autour du corps humain [84].

d) Antenne à SRRs brodés

La Figure 38 illustre la fabrication par broderie d'une antenne comprenant un monopole couplé à quatre anneaux simples fendus. L'antenne comprend trois couches : une couche intégrant le monopole, une couche intégrant les quatre anneaux et le plan de masse de la ligne d'accès microruban, et une couche de feutrine insérée entre le monopole et les anneaux.

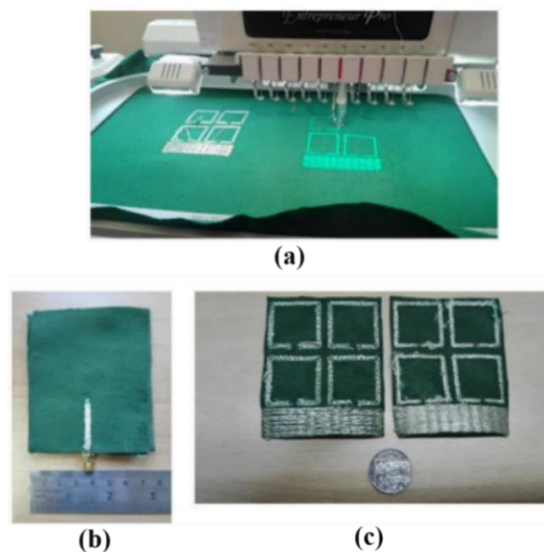


Figure 38: (a) Processus de fabrication d'antennes à métamatériaux par broderie, (b) Antennes monopole brodées, (c) Résonateurs à anneau fendu simple de forme carrée brodés [44].

Dans cette étude, les auteurs ont cherché à limiter la quantité de fil brodé et ils ont étudié la réponse de l'antenne en considérant deux cas extrêmes. Le premier cas correspond à des anneaux conducteurs homogènes (anneaux pleins, homogeneous embroidery). Pour le second cas, ils ont considéré que les anneaux étaient brodés par un simple fil définissant le contour de chaque anneau (profile embroidery).

La Figure 39 représente la réponse de l'antenne pour les deux cas extrêmes considérés. Les deux topologies montrent des résultats similaires avec un coefficient de réflexion $|S_{11}| < -25$ dB à la fréquence de résonance. La fréquence de résonance pour les anneaux définis par leur contour est légèrement décalée d'environ 1% vers les basses fréquences par rapport à la fréquence de fonctionnement pour les anneaux homogènes (2.45 GHz) [44].

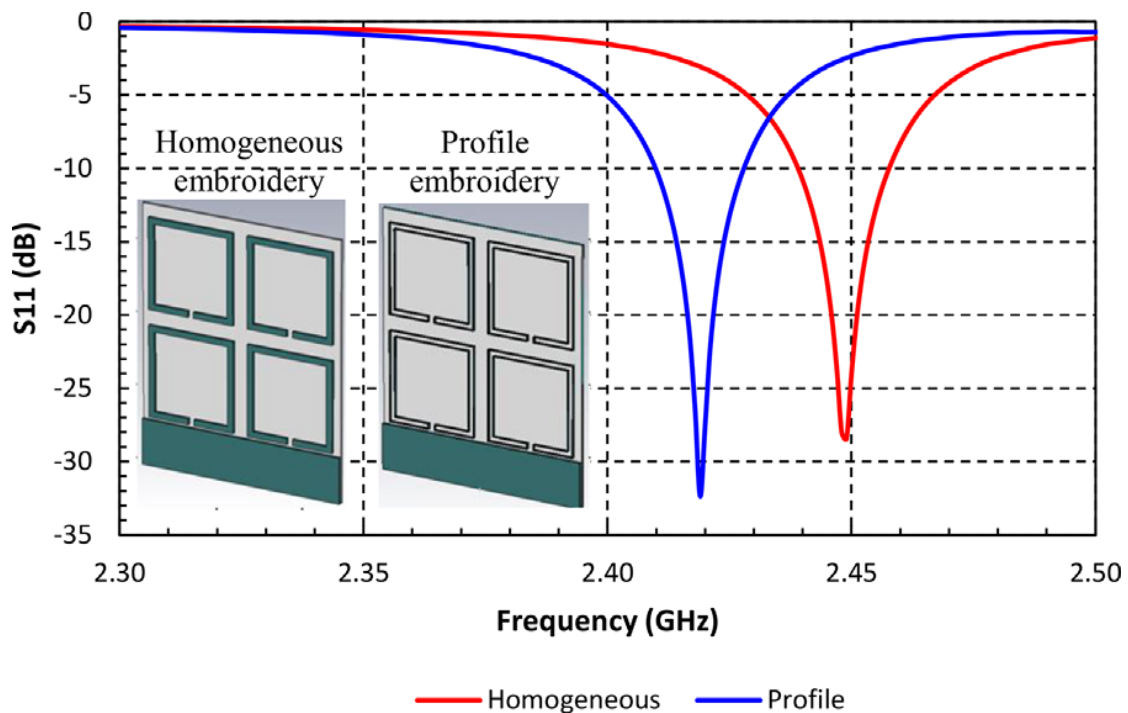


Figure 39 : Coefficient de réflexion de l'antenne à résonateurs SRR homogènes et lorsque les SRRs sont définis par leur contour [44].

Conclusion

Ce premier chapitre présente un état de l'art sur la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante, la transmission des données par l'utilisation d'antennes miniatures couplées à des métamatériaux, des structures à base de métamatériaux SRR et de métasurfaces. Nous avons d'abord exposé une synthèse de la transmission et de la réflexion des rayonnements électromagnétiques et le principe de conversion des ondes radiofréquences en un signal continu par des circuits convertisseurs, redresseurs et des filtres radiofréquences/continus.

La deuxième partie présente des structures métamatériaux et leurs différentes utilisations dans le domaine des télécommunications, ainsi que leurs intérêts pour la miniaturisation des antennes en introduisant leurs propriétés fondamentales. L'introduction de métamatériaux dans les différentes technologies de miniaturisation et de fabrication d'antenne, incluant principalement la modification de la géométrie de l'antenne (forme, taille, ajout de fentes, et le type de fil utilisé, etc.), a été également présentée.

A travers des exemples de projets de recherche, les fabrications sur textile de métamatériaux et métasurfaces capables d'améliorer les performances d'une antenne et contrôler sa bande passante ont été introduites.

Enfin, l'utilisation de matériaux spéciaux (tissus à fils conducteurs, tissus diélectriques purs, résonateurs de forme circulaire ou carrée, métasurfaces à réseau périodique) permet de s'adapter aux évolutions technologiques et aux progrès les plus récents pour le développement des antennes miniatures inspirées des métamatériaux. Ce qui ouvre la perspective vers la présentation de nos études dans le chapitre 2 dédiées à l'intégration dans le textile de résonateurs à anneaux fendus et d'antennes dipôles dans le but d'étudier et d'améliorer leurs performances.

Bibliographie

- [1] N. Tesla, « Apparatus for transmitting electrical energy », US1119732A, 1 décembre 1914
- [2] R. Bhutkar et S. Sapre, « Wireless Energy Transfer Using Magnetic Resonance », in Second International Conference on Computer and Electrical Engineering, déc. 2009, vol. 1, p. 512-515. doi: 10.1109/ICCEE.2009.194.
- [3] W. C. Brown, « The history of the development of the rectenna », in Solar Power Satellite Microwave Power Transmission and Reception, Texas, janv. 1980, vol. 2141, p. 271. doi: 1980NASCP2141..271B.
- [4] W. Brown, « Experiments in the transportation of energy by microwave beam », in 1958 IRE International Convention Record, mars 1964, vol. 12, p. 8-17. doi: 10.1109/IRECON.1964.1147324.
- [5] J. Cazenobe, « De Maxwell à Marconi : les difficultés du passage de la théorie scientifique à la réalisation technique », Bull. Hist. L'électricité, vol. 5, n° 1, p. 19-36, 1985, doi: 10.3406/helec.1985.936.
- [6] G. R. M. Garratt, T. B. A. Senior, et J. L. Volakis, The Early History of Radio: From Faraday to Marconi. IET, 1994.
- [7] L. Dutta et F. Sumi, « Future with Wireless Power Transfer Technology », J. Electr. Electron. Syst., vol. 8, p. 279, nov. 2018, doi: 10.4172/2332-0796.1000279.
- [8] W. W. Massie et C. R. Underhill, Wireless Telegraphy and Telephony Popularly Explained. New York, NY: D. Van Nostrand Company, 1908. [En ligne]. Disponible sur: <http://nvhrbiblio.nl>
- [9] T. Sun, X. Xie, et Z. Wang, Wireless Power Transfer for Medical Microsystems, Library of Congress Control. New York, NY: Springer New York, 2013.
- [10] J. C. Mankins, « New directions for space solar power », Acta Astronaut., vol. 65, n° 1-2, p. 146-156, 2009.
- [11] H. Takhedmit, « Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz », PhD Thesis, Ecully, Ecole centrale de Lyon, Lyon, 2010.
- [12] J. Rivière, « Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance », PhD Thesis, Université de la Réunion, Saint-Denis, 2016. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01481349>
- [13] P. E. Glaser, « Power from the sun: Its future », Science, vol. 162, n° 3856, p. 857-861, 1968.
- [14] P. E. Glaser, « An overview of the solar power satellite option », IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, n° 6, p. 1230-1238, juin 1992, doi: 10.1109/22.141356.

- [15] A. J. Sangster, « Solar Power Satellites (SPS) », in *Electromagnetic Foundations of Solar Radiation Collection: A Technology for Sustainability*, A. J. Sangster, Éd. Cham: Springer International Publishing, 2014, p. 207-240. doi: 10.1007/978-3-319-08512-8_9.
- [16] K. Needham, « Plans for first Chinese solar power station in space revealed », *The Sydney Morning Herald*, 15 février 2019. <https://www.smh.com.au/world/asia/plans-for-first-chinese-solar-power-station-in-space-revealed-20190214-p50xtg.html>
- [17] H. Sun, Y. Guo, M. He, et Z. Zhong, « Design of a High-Efficiency 2.45-GHz Rectenna for Low-Input-Power Energy Harvesting », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 929-932, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2212232.
- [18] Y.-H. Suh et K. Chang, « A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 7, p. 1784-1789, juill. 2002, doi: 10.1109/TMTT.2002.800430.
- [19] J. O. McSpadden, L. Fan, et K. Chang, « Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 12, p. 2053-2060, déc. 1998.
- [20] J. Sanchez, « Aide au diagnostic de défauts des transformateurs de puissance », PhD Thesis, Université de Grenoble, Grenoble, 2011. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01017179>
- [21] RADIOSCOPE, « Puissance, décibels, gammes d'onde et antennes », *LeRadioscope*. <https://www.leradioscope.fr/2016-05-20-18-41-37/licence/cours-reglementation/chapitre-5?showall=1>
- [22] H. Kanaya, S. Tsukamaoto, T. Hirabaru, D. Kanemoto, R. K. Pokharel, et K. Yoshida, « Energy Harvesting Circuit on a One-Sided Directional Flexible Antenna », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 23, n° 3, p. 164-166, mars 2013, doi: 10.1109/LMWC.2013.2246779.
- [23] J. A. Hagerty, F. B. Helmbrecht, W. H. McCalpin, R. Zane, et Z. B. Popovic, « Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 3, p. 1014-1024, mars 2004, doi: 10.1109/TMTT.2004.823585.
- [24] T.-U. Hong et al., « Novel broadband rectenna using printed monopole antenna and harmonic-suppressed stub filter », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, n° 5, p. 1194-1197, 2010, doi: 10.1002/mop.25130.
- [25] B. Alavikia, T. S. Almoneef, et O. M. Ramahi, « Complementary split ring resonator arrays for electromagnetic energy harvesting », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 107, n° 3, p. 033902, juill. 2015, doi: 10.1063/1.4927238.

- [26] B. Alavikia, T. S. Almoneef, et O. M. Ramahi, « Wideband resonator arrays for electromagnetic energy harvesting and wireless power transfer », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 107, n° 24, p. 243902, déc. 2015, doi: 10.1063/1.4937591.
- [27] A. Z. Ashoor, « Electromagnetic Energy Harvesting Surfaces », Theses, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2018. [En ligne]. Disponible sur: uwspace.uwaterloo.ca
- [28] G. T. Oumbé Tékam, V. Ginis, J. Danckaert, et P. Tassin, « Designing an efficient rectifying cut-wire metasurface for electromagnetic energy harvesting », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 110, n° 8, p. 083901, févr. 2017.
- [29] E. B. Tchikaya, « Modélisation électromagnétique des surfaces sélectives en fréquence finies uniformes et non-uniformes par la technique de changement d'échelle (SCT) », p. 156.
- [30] O. Lafond et M. Himdi, « Antennes millimétriques et applications », n° E3290 V1, p. 18, 2017, [En ligne]. Disponible sur: <https://www-techniques-ingenieur-fr>
- [31] D. Schurig et al., « Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies », *Science*, vol. 314, n° 5801, p. 977-980, nov. 2006, doi: 10.1126/science.1133628.
- [32] S. A. Cummer, B.-I. Popa, D. Schurig, D. R. Smith, et J. Pendry, « Full-wave simulations of electromagnetic cloaking structures », *Phys. Rev. E*, vol. 74, n° 3, p. 036621, sept. 2006, doi: 10.1103/PhysRevE.74.036621.
- [33] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, « Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 11, p. 2075-2084, nov. 1999, doi: 10.1109/22.798002.
- [34] C. M. Soukoulis et M. Wegener, « Past achievements and future challenges in the development of three-dimensional photonic metamaterials », *Nat. Photonics*, vol. 5, n° 9, p. 523-530, sept. 2011, doi: 10.1038/nphoton.2011.154.
- [35] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, et C. M. Soukoulis, « Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials », *Phys. Rev. E*, vol. 71, n° 3, p. 036617, mars 2005, doi: 10.1103/PhysRevE.71.036617.
- [36] Y. Lee, S. Tse, Y. Hao, et C. G. Parini, « A compact microstrip antenna with improved bandwidth using Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) loading », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, juin 2007, p. 5431-5434. doi: 10.1109/APS.2007.4396776.
- [37] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marques, F. Martin, et M. Sorolla, « Effective negative-/spl epsiv/ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, n° 6, p. 280-282, juin 2004, doi: 10.1109/LMWC.2004.828029.

- [38] X. Chen, Y. Ge, et T. S. Bird, « Reduction of sidelobe radiations of the standard pyramidal horn using a thin metamaterial lens », *Electron. Lett.*, vol. 52, n° 24, p. 1973-1974, 2016, doi: 10.1049/el.2016.3336.
- [39] M. Wang et al., « Metamaterial assisted antenna array for reduction of sidelobe level », in *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, mai 2012, vol. 5, p. 1-3. doi: 10.1109/ICMMT.2012.6230428.
- [40] K. B. Alici et E. Ozbay, « Electrically small split ring resonator antennas », *J. Appl. Phys.*, vol. 101, n° 8, p. 083104, avr. 2007.
- [41] Y. Dong et T. Itoh, « Metamaterial-Based Antennas », *Proc. IEEE*, vol. 100, n° 7, p. 2271-2285, juill. 2012, doi: 10.1109/JPROC.2012.2187631.
- [42] D. K. Ntaikos, N. K. Bourgis, et T. V. Yioultsis, « Metamaterial-Based Electrically Small Multiband Planar Monopole Antennas », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 963-966, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2167309.
- [43] M. Kärkkäinen et P. Ikonen, « Patch antenna with stacked split-ring resonators as an artificial magneto-dielectric substrate », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 46, n° 6, p. 554-556, 2005, doi: 10.1002/mop.21048.
- [44] I. Gil, R. Seager, et R. Fernández-García, « Embroidered Metamaterial Antenna for Optimized Performance on Wearable Applications », *Phys. Status Solidi A*, vol. 215, n° 21, p. 1800377, 2018, doi: 10.1002/pssa.201800377.
- [45] M. Q. Qi et al., « Suppressing Side-Lobe Radiations of Horn Antenna by Loading Metamaterial Lens », *Sci. Rep.*, vol. 5, n° 1, p. 9113, mars 2015, doi: 10.1038/srep09113.
- [46] D. R. Smith, O. Yurduseven, L. P. Mancera, P. Bowen, et N. B. Kundtz, « Analysis of a Waveguide-Fed Metasurface Antenna », *Phys. Rev. Appl.*, vol. 8, n° 5, p. 054048, nov. 2017, doi: 10.1103/PhysRevApplied.8.054048.
- [47] T. Li et Z. N. Chen, « A Dual-Band Metasurface Antenna Using Characteristic Mode Analysis », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 10, p. 5620-5624, oct. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2860121.
- [48] M. E. Badawe et O. Ramahi, « Polarization independent metasurface energy harvester », in *2016 IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, avr. 2016, p. 1-3.
- [49] T. S. Almoneef, F. Erkmen, et O. M. Ramahi, « Harvesting the Energy of Multi-Polarized Electromagnetic Waves », *Sci. Rep.*, vol. 7, n° 1, p. 14656, nov. 2017.
- [50] B. E. Ratni, « Étude et conception d'antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques », PhD Thesis, Université Paris Saclay (COMUE), 2017.

- [51] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, et S. Schultz, « Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, n° 18, p. 4, 2000.
- [52] A. B. Numan et M. S. Sharawi, « Extraction of Material Parameters for Metamaterials Using a Full-Wave Simulator », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, n° 5, p. 202-211, oct. 2013, doi: 10.1109/MAP.2013.6735515.
- [53] M. Barbuto, A. Monti, F. Bilotti, et A. Toscano, « Design of a Non-Foster Actively Loaded SRR and Application in Metamaterial-Inspired Components », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 3, p. 1219-1227, mars 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2228621.
- [54] S. N. Burokur, « Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes », PhD Thesis, Université de Nantes, 2005.
- [55] A. NACER, « Etude et conception de structures à base de métamatériaux pour application aux circuits microondes et antennes », Tlemcen, 2018. [En ligne]. Disponible sur: <http://dspace.univ-tlemcen.dz> > Doc.Tel.Nacer
- [56] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, et F. Medina, « Comparative analysis of edge-and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design-theory and experiments », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, n° 10, p. 2572-2581, 2003.
- [57] R. Marqués, F. Medina, et R. Rafii-El-Idrissi, « Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials », *Phys. Rev. B*, vol. 65, n° 14, p. 144440, 2002.
- [58] J. D. Baena et al., « Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 4, p. 1451-1461, 2005.
- [59] J. D. Baena, R. Marqués, F. Medina, et J. Martel, « Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators », *Phys. Rev. B*, vol. 69, n° 1, p. 014402, janv. 2004, doi: 10.1103/PhysRevB.69.014402.
- [60] S. Dakhli, « Design of printed microstrip antennas inspired from metamaterials », University of RENNES 1, Rennes, 2015. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01212455>
- [61] J. M. Floc'H, « Déploiement de systèmes de communication sur les vêtements et les personnes », n° 25708-8763, p. 13, 2010, [En ligne]. Disponible sur: <https://www.researchgate.net/publication/257088763>
- [62] M. S. Pimenta, « Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation », Docteur en Sciences, Université de NICE-SOPHIA ANTIPOLIS, Nice, 2013. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00923200>

- [63] Y. Talbi, « Conception d'un patch transdermique intelligent pour le monitoring et l'aide à la prise de médicament », PhD Thesis, Université de TOULOUSE, TOULOUSE, 2018. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01829981v2>
- [64] V. Bélanger-Garnier et al., « Novel wireless-communicating textiles made from multi-material and minimally-invasive fibers », in 2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, août 2014, p. 6278-6281.
- [65] F. T. Andriamiharivolamena, « Contribution au développement d'antennes intégrables aux vêtements: application aux gilets militaires », PhD Thesis, Université de Grenoble, GrenobleMantash, 2006. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01208149>
- [66] M. Ghebrebrhan et al., « Textile Frequency Selective Surface », IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 27, n° 11, p. 989-991, nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750031.
- [67] A. Tennant, W. Hurley, et T. Dias, « Experimental knitted, textile frequency selective surfaces », Electron. Lett., vol. 48, n° 22, p. 1386-1388, oct. 2012, doi: 10.1049/el.2012.3005.
- [68] M. S. Mirotznik, S. Yarlagadda, R. McCauley, et P. Pa, « Broadband electromagnetic modeling of woven fabric composites », IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, n° 1, p. 158-169, 2011.
- [69] C. Cochrane, « Textiles intelligents – Approche système », mars 2020, doi: 10/18841.
- [70] K. Sarabandi et N. Behdad, « A Frequency Selective Surface With Miniaturized Elements », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, n° 5, p. 1239-1245, mai 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.895567.
- [71] S. Maity, K. Singha, P. Debnath, et M. Singha, « Textiles in electromagnetic radiation protection », J. Saf. Eng., vol. 2, n° 2, p. 11-19, 2013.
- [72] S. Dudzińska, I. Krucińska, et R. Brazis, « Textiles embroidered with split-rings as barriers against microwave radiation », Fibres Text. East. Eur., vol. 17, n° 1, p. 72, 2009.
- [73] Z. Zhu, T. Liu, G. Li, T. Li, et Y. Inoue, « Wearable Sensor Systems for Infants », Sensors, vol. 15, p. 3721-3749, févr. 2015, doi: 10.3390/s150203721.
- [74] J.-M. Laheurte, « Le projet BANET. Aspects antennes et propagation des réseaux de capteurs placés sur le corps », Paris-Est, octobre 2009. [En ligne]. Disponible sur: <https://docplayer.fr/76200423>
- [75] C. Hertleer, L. Van Langenhove, H. Rogier, et L. Vallozzi, « Off-body Communication for Protective Clothing », in 2009 Sixth International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks, juin 2009, p. 301-304. doi: 10.1109/BSN.2009.37.

- [76] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, et K. Mahdjoubi, « Conception et caractérisation d'antennes à métamatériaux sur textiles », Univ. Rennes Rennes Mém. Thèse MMA12, 2012.
- [77] D. Y. W. Tan et T. H. Yong, « Suitability of smartshirt by Hexoskin to monitor heart rate for racket sports », in 2017 International Conference on Robotics, Automation and Sciences (ICORAS), nov. 2017, p. 1-4. doi: 10.1109/ICORAS.2017.8308057.
- [78] Muhammad Muizz Mohd Nawawi, « Comparative Study of Electrocardiogram Signals Acquired from Different Smart Textile Shirts », vol. 6, p. 6, 2021, doi: DOI: 10.1109/ICCCE50029.2021.9467251.
- [79] L. Yin et al., « A self-sustainable wearable multi-modular E-textile bioenergy microgrid system », Nat. Commun., vol. 12, n° 1, p. 1542, mars 2021, doi: 10.1038/s41467-021-21701-7.
- [80] J. Lv, J. Chen, et P. S. Lee, « Sustainable wearable energy storage devices self-charged by human-body bioenergy », SusMat, vol. 1, n° 2, p. 285-302, 2021, doi: 10.1002/sus2.14.
- [81] B. Moradi, R. Fernández-García, et I. Gil, « E-Textile Embroidered Metamaterial Transmission Line for Signal Propagation Control », Materials, vol. 11, n° 6, p. 955, juin 2018, doi: 10.3390/ma11060955.
- [82] R. Del-Rio-Ruiz, J.-M. Lopez-Garde, J. L. Macon, et H. Rogier, « Design and performance analysis of a purely textile spiral antenna for on-body NFC applications », in 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), sept. 2017, p. 1-3. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247427.
- [83] A. Noda, « Wearable NFC Reader and Sensor Tag for Health Monitoring », in 2019 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), oct. 2019, p. 1-4. doi: 10.1109/BIOCAS.2019.8919200.
- [84] B. Garnier, « Développement de structures textiles communiquant en champs proches (NFC) pour le transfert d'énergie et de données autour du corps humain », These de doctorat, Lille, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2021LILUI036>

Chapitre II : Conception des antennes à anneaux fendus et des métasurfaces

« C'est la qualité de l'œuvre qui doit porter et légitimer la technologie et non l'inverse. »

[Jean Zeitoun]

Introduction

Dans son principe de base, un système de récupération d'énergie électromagnétique est composé de deux éléments. Un élément rayonnant permettant de capter le champ électromagnétique ambiant et un circuit de rectification permettant de convertir le signal RF en un signal continu (DC). L'élément rayonnant peut-être constitué par une antenne, un réseau d'antennes ou une métasurface. Dans le cadre de cette thèse, des antennes à base de métamatériaux et des métasurfaces ont été étudiées.

Ce chapitre est consacré à l'étude théorique de ces différents éléments rayonnants en vue de les utiliser par la suite pour la collecte d'énergie en y apportant des composants électroniques pour la rectification. La bande de fréquence d'utilisation visée est la bande ISM-2.4 GHz et plus particulièrement la bande des canaux WiFi qui s'étend en Europe de 2.41 à 2.47 GHz. Les structures étudiées seront optimisées plus particulièrement pour un fonctionnement à 2.45 GHz. L'ensemble des simulations électromagnétiques présentées dans cette thèse a été effectué avec le logiciel HFSS de Ansys.

Différentes technologies ont été utilisées pour fabriquer les éléments rayonnants : des technologies de circuits imprimés PCB (Printed Circuit Board) et une technologie textile (la broderie)[1], [2]. Les propriétés des matériaux diélectriques et conducteurs et les principales caractéristiques des substrats utilisés dans le cadre de la thèse sont rassemblées au début de ce chapitre. Ces valeurs ont été utilisées pour l'ensemble des simulations de ce chapitre et des chapitres suivants.

Ensuite, les antennes à base de métamatériaux sont présentées. Les antennes étudiées reposent sur le principe d'un dipôle couplé à des résonateurs à anneaux fendus (SRRs). Ce type de résonateur est habituellement considéré dans le domaine des métamatériaux pour obtenir un matériau à perméabilité effective. Dans le cas présent, il sera envisagé pour obtenir un fonctionnement multifréquence de l'antenne et plus particulièrement en visant une réduction de la taille de l'antenne.

Des antennes à métamatériaux ont été fabriquées par PCB sur un substrat flexible de Kapton ainsi que sur un textile par broderie. Les techniques de fabrication sur substrat flexible par PCB sont bien maîtrisées et une première géométrie d'antenne a été définie. La géométrie et le principe de fonctionnement de l'antenne sont présentés dans un premier temps. Ensuite, des études paramétriques portant sur les principales dimensions et distances géométriques sont synthétisées. Ces études aboutissent à la définition d'une antenne fonctionnant en bande ISM-

2.4 GHz. Les propriétés d'émission de cette antenne optimisée sont présentées au préalable afin de pouvoir analyser les études paramétriques.

La fabrication sur textile nécessite de prendre en compte des contraintes spécifiques liées à la broderie. Une seconde géométrie d'antenne a donc été considérée et deux types de fils conducteurs pour fabriquer les SRRs ont été envisagés. La géométrie et l'ensemble des résultats de simulation sont présentés.

Enfin, dans ce chapitre, nous présentons le comportement fréquentiel d'une métasurface (sans composant électronique) en termes de coefficient de réflexion et de transmission. Les conditions de simulation d'une métasurface de surface infinie sont présentées avant de procéder à une étude paramétrique portant sur les dimensions géométriques. Puis, une métasurface optimisée pour un fonctionnement en bande ISM-2.4 GHz est définie.

Le chapitre conclut par une synthèse des principaux résultats de simulation obtenus.

I. Substrats et matériaux utilisés

Différents substrats et matériaux ont été utilisés pour la fabrication de prototypes dans le cadre de la thèse. Nous résumons ici les principales propriétés et caractéristiques utilisées pour la simulation. Les différentes étapes de fabrication des structures par gravure de circuits imprimés (PCB) et par broderie seront développées dans le chapitre 4.

1. Epoxy FR4

Des métasurfaces ont été fabriquées sur substrat FR4 dans le service EEA Électronique Bât. P3 de l'Université de Lille. Les métasurfaces sur substrat FR4 ont été dimensionnées en considérant un substrat de 0.8 mm d'épaisseur et une épaisseur de cuivre de 35µm. Une permittivité complexe pour le FR4 $\epsilon_r = 4.4(1 - i 0.02)$ et une conductivité du Cuivre 58×10^6 S/m ont été utilisées pour l'ensemble des simulations.

2. Kapton

➤ Kapton de type I

Des antennes métamatériaux sur un substrat flexible de Kapton ont été fabriquées à l'ICTEAM (Institute for Information and Communication Technologies, Electronics and Applied Mathematics) de l'UCL (Université Catholique de Louvain, Belgique) dans le cadre d'une collaboration. La référence du substrat utilisé est Kapton HN- IM301560/5 de chez

DuPont. L'épaisseur du Kapton est 0.075mm et l'épaisseur du cuivre 0.07mm. Pour la simulation, une permittivité complexe du Kapton $\epsilon_r = 3.4 (1 - i0.01)$ ont été considérées et une conductivité du cuivre 58×10^6 S/m.

➤ *Kapton de type II*

Par contre, la surface nécessaire étant plus importante, la fabrication de la métasurface sur Kapton a été externalisée chez un industriel (CIBEL, Circuit Imprimé de BELlême, France). Dans ce cas, l'épaisseur du Kapton et du Cuivre sont 50µm et 35µm respectivement. La référence du substrat utilisé est AP9121R de chez DuPont. Pour la simulation, une permittivité complexe du Kapton $\epsilon_r = 3.2 (1 - i0.003)$ et une conductivité du cuivre 58×10^6 S/m ont été considérées.

3. Textile

Des antennes métamatériaux ont été fabriquées en brodant des fils conducteurs sur un tissu de coton. Le tissu en coton est caractérisé par une permittivité $\epsilon_r = 1.8$ et une épaisseur mesurée de 0.28mm. La valeur de permittivité a été estimée par ailleurs dans le groupe à partir de mesures capacitives en basse fréquence ($f < 100$ MHz). La valeur de la tangente de pertes diélectriques d'environ 0.0018, estimée négligeable, n'a pas été considérée dans les simulations.

Deux types de fils conducteurs ont été utilisés. Le premier est un fil conducteur à base d'argent "Shieldex® Twisted Yarns 117/17 dtex 2-Ply" de chez Statex. Il présente une conductivité $S = 1.44 \times 10^5$ S/m plus faible que le cuivre, et son diamètre vaut 0.2 mm. Les fils conducteurs ne sont pas isolés par une gaine extérieure. Pour obtenir un ruban plus large que le diamètre du fil, il suffit de broder des fils les uns à côté des autres comme indiqué dans le chapitre 4.

Le second fil utilisé est le fil Datatrans de chez Tibtech Innovation Technology. Composé de trois fils monofilament de cuivre torsadés avec des fils diélectriques, il présente une conductivité plus élevée proche de 5.8×10^7 S/m. Un diamètre équivalent du fil 0.2mm a été considérée dans les simulations. Les fils conducteurs sont isolés par des fils diélectriques extérieurs, il n'est donc pas possible de fabriquer des rubans conducteurs plus large que le diamètre du fil. En contrepartie, sa typologie permet de fabriquer des anneaux fendus constitués de rubans en méandre présentant de multiple résonances qui pourraient être mises à profit pour obtenir un fonctionnement multifréquence des antennes.

II. Antenne à anneaux fendus sur substrat Kapton

Dans un premier temps, nous présentons le principe de fonctionnement d'une antenne à anneaux fendus à partir de simulations menées avec le logiciel HFSS de Ansys. Par souci de clarté et de synthèse, le principe de fonctionnement est illustré en considérant une antenne à SRRs optimisée pour fonctionner dans la bande ISM-2.4GHz. Nous indiquons aussi les principales caractéristiques de rayonnement de cette antenne optimisée (diagramme de rayonnement et gain). Cette antenne optimisée correspond à l'antenne qui a été fabriquée et dont les résultats expérimentaux seront présentés dans le chapitre 4. Cette antenne a été définie au terme d'études paramétriques portant sur les différentes dimensions géométriques qui sont synthétisées dans un second temps.

1. Principe de fonctionnement

L'antenne étudiée est représentée sur la Figure 40. Elle est composée d'un dipôle rectiligne formé par deux rubans en cuivre. Le dipôle est alimenté en son centre par un port d'excitation de type Lumped Port. Le dipôle est couplé à deux résonateurs à anneaux fendus (SRRs) de forme carrée. Les motifs conducteurs sont déposés sur le substrat de Kapton de type I. Les études ont été menées en considérant les propriétés matériaux définies dans le paragraphe I.

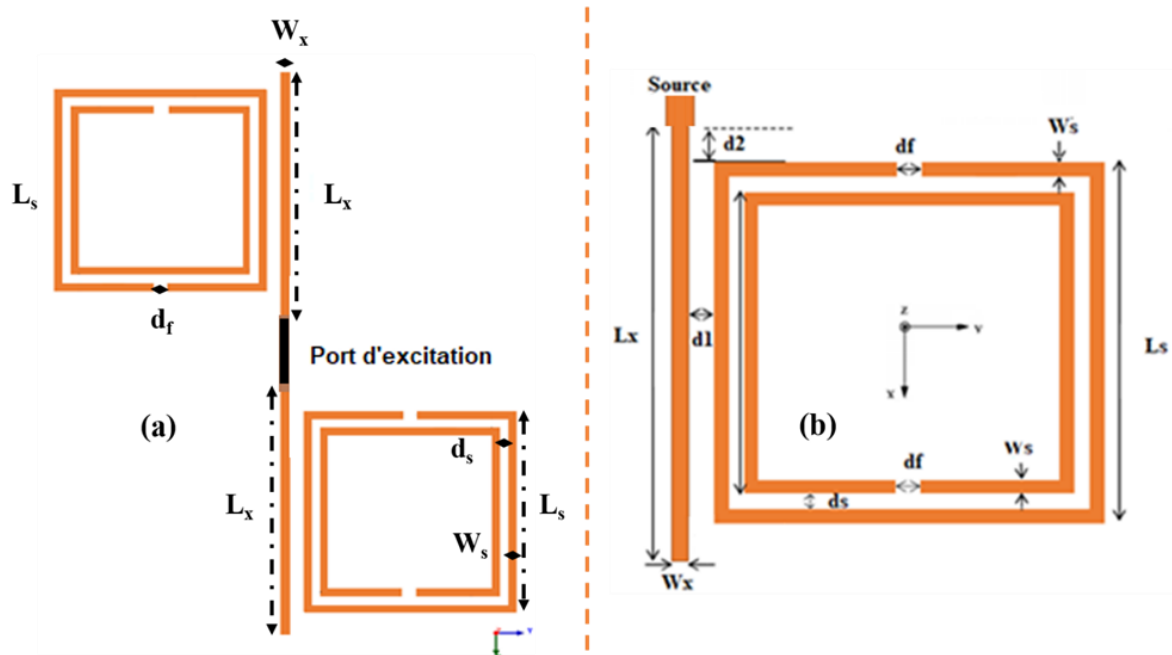


Figure 40: (a) Antenne à anneaux fendus simulée sur HFSS, (b) Définition des paramètres géométriques de l'antenne.

L'antenne est définie par les paramètres géométriques suivants (Figure 41) :

- Un dipôle de longueur totale $2L_x$ et de largeur W_x .
- Deux SRRs de forme carrée caractérisés par une longueur L_s de l'anneau externe et une distance d_s entre anneaux. Chaque anneau est formé par un ruban de largeur W_s et une fente d_f identique.

Enfin, la distance entre le dipôle et le résonateur est notée d_1 et la distance séparant la source du bord extérieur du SRR est d_2 . La longueur du port d'excitation fixée à 2.45 mm correspond à la dimension d'un connecteur UFL qui sera utilisé expérimentalement.

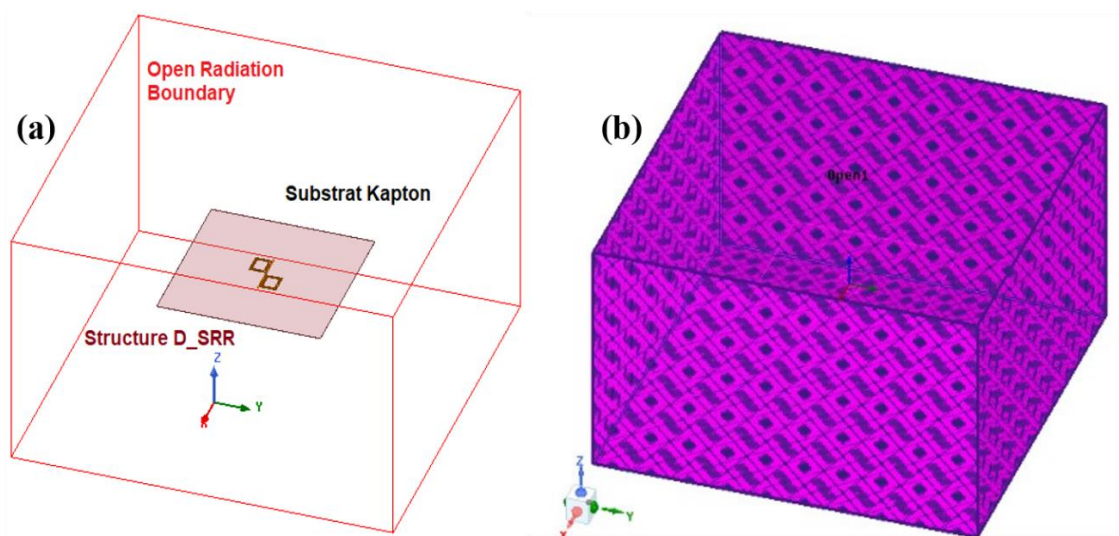


Figure 41: Modèle d'antenne à SRR montrant la condition de type « Open Radiation Boundary » appliquée sur toutes les faces extérieures de l'espace de simulation.

En simulation, une condition aux limites de type « Open Radiation Boundary » (Figure 41) est utilisée pour simuler un domaine ouvert. Cette condition permet aux ondes de sortir du domaine de simulation et modélise des ondes qui se propageraient infiniment loin dans l'espace. Cette condition doit être appliquée sur les faces externes du domaine de simulation éloignées d'au moins un quart de longueur d'onde à la fréquence d'utilisation soit 2.45 GHz.

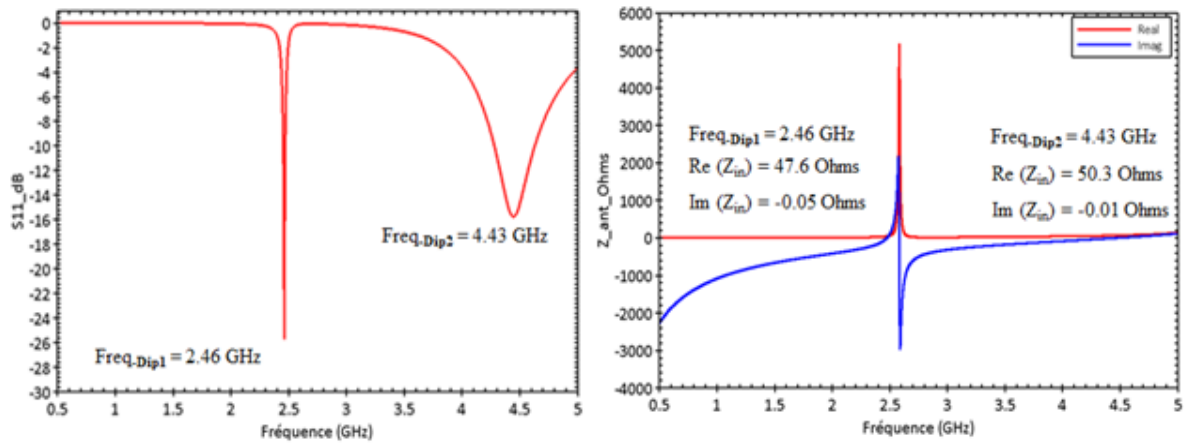


Figure 42: Paramètres S (a) et Z (b) simulés pour l'antenne sur Kapton

La Figure 42 représente le coefficient de réflexion dans le port d'entrée de l'antenne à SRRs simulée pour les dimensions nominales listées dans le Tableau 2.

Tableau 2: Paramètres de la structure optimale.

Paramètre	Source	L_x	W_x	L_s	W_s	ep_{Cu}	$d_1=d_2$	d_s	d_f
Dimension (mm)	2.54	12	0.5	10	W_x	0.07	0.5	0.4	0.4

On observe deux dips dans le coefficient de réflexion. Un premier très étroit à 2.46 GHz, et un second plus large à 4.43 GHz. En comparaison avec le coefficient de réflexion tracé Figure 43.a calculé pour un dipôle de même dimension mais sans SRRs, on peut attribuer le second dip à une adaptation de l'impédance d'entrée du dipôle à 50Ω .

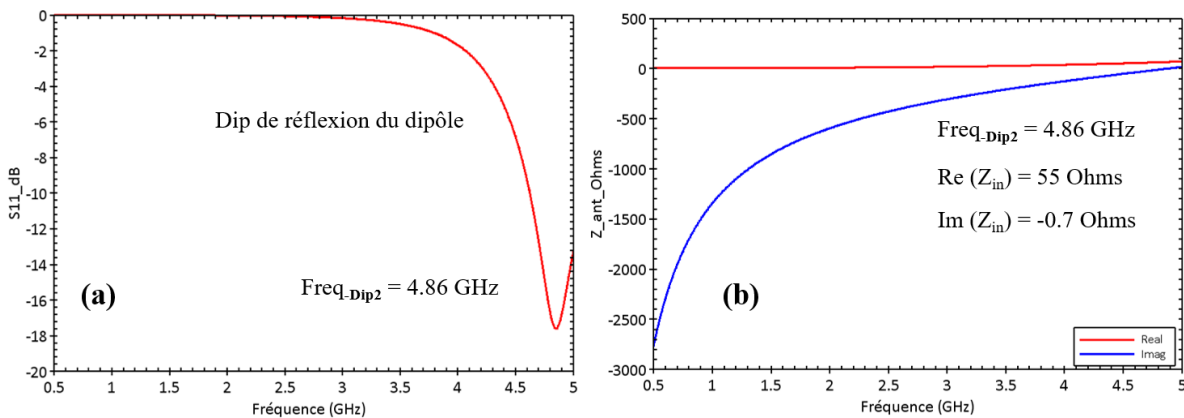


Figure 43: (a) paramètre S, (b) impédance d'entrée simulée pour l'antenne dipôle sur Kapton sans anneaux SRR

Cette analyse est confirmée par l'impédance d'entrée de l'antenne tracée sur la Figure 43.b . L'impédance d'entrée est calculée par la relation (II.1) :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \leftrightarrow Z_{in} = Z_0 \times \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{II. 1})$$

Où Z_0 représente l'impédance caractéristique et S_{11} le coefficient de réflexion complexe, ici $Z_0 = 50 \Omega$.

Pour le second dip à 4,43 GHz, l'impédance d'entrée de l'antenne à SRRs présente une partie imaginaire nulle et une partie réelle proche de 50Ω . On peut remarquer que cela correspond à une résonance série du dipôle en se référant au fonctionnement d'un circuit RLC. A l'inverse, le premier dip apparait à une fréquence 2.46 GHz juste inférieure à une résonance d'un circuit RLC parallèle qui peut être attribuée aux résonateurs à anneaux fendus. La fréquence de résonance des SRRs peut être estimée par la formule (II.2) :

$$f_{SRR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (\text{II. 2})$$

L'inductance L des SRRs est calculée en fonction de la longueur des anneaux L_{s2} et la perméabilité du vide $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$. La capacité des anneaux SRR peut être calculée en utilisant la permittivité du vide $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$, la largeur des anneaux W_s , l'épaisseur des anneaux ep_{Cu} , l'écart entre les anneaux d_s et la largeur des fentes d_f . La fréquence de résonance d'un SRR à deux anneaux peut être calculée à l'aide des équations (II.2.1) et (II.2.2) [3] :

$$L = \frac{\mu_0 L_{s2}}{\sqrt{\pi}} \left[\log \left(\frac{32 \times L_{s2}}{W_s \sqrt{\pi}} \right) - 2 \right] \quad (\text{II. 2.1})$$

$$C_s = \epsilon_0 \frac{W_s \times ep_{Cu}}{d_f \times d_s} \quad (\text{II. 2.2})$$

Pour les dimensions des SRRs considérées, la fréquence de résonance calculée par l'équation (II.2) est 3.12 GHz. Cette valeur proche de la fréquence de résonance observée sur Figure 42 à 2.6 GHz permet d'attribuer le premier dip de réflexion à la présence d'une résonance des SRRs.

Sur la Figure 42.b, on remarque que les anneaux fendus modifient l'impédance d'entrée en apportant une impédance supplémentaire (de type circuit RLC parallèle) à l'impédance du dipôle (de type RLC série). La résonance très étroite à 2.6 GHz traduit les faibles pertes des résonateurs SRRs en cuivre (donc très bon conducteur) sur un substrat de Kapton très fin et à

faibles pertes. La résonance étroite s'accompagne d'une forte augmentation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée. Un agrandissement de l'impédance autour du premier dip de réflexion est présenté Figure 44.

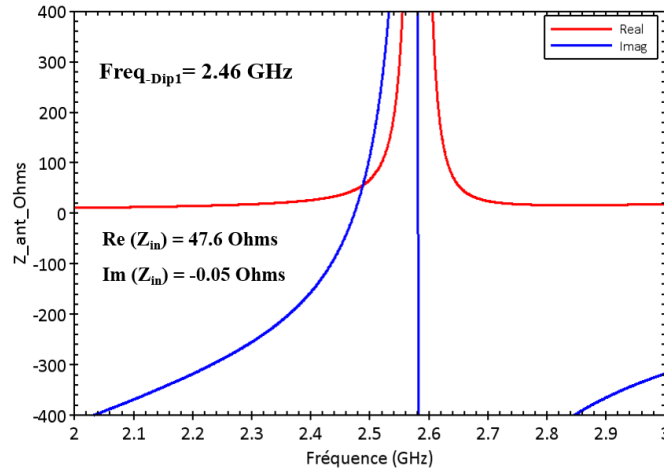


Figure 44: Impédance d'entrée de l'antenne simulée autour du premier dip de réflexion pour l'antenne dipôle à SRRs sur Kapton.

On observe que le premier dip de S_{11} à 2.46 GHz correspond principalement à la condition $\text{Im}(Z_{in}) \approx 0$. La valeur de S_{11} au premier dip dépend alors de la valeur de $\text{Re}(Z_{in})$ lorsque $\text{Im}(Z_{in}) \approx 0$. Ainsi, la fréquence du premier dip proche de la résonance des SRRs pourra être ajustée en modifiant principalement les dimensions géométriques des anneaux fendus. Par contre, l'amplitude du premier dip traduisant l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne à 50Ω sera plus difficilement ajustable.

2. Etudes paramétriques

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne à SRRs, des études paramétriques ont été menées en modifiant différentes dimensions géométriques. Plusieurs propriétés ont été étudiées. En premier lieu, on s'est intéressé à la fréquence et l'amplitude des dips de réflexion correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Ensuite, les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée ainsi que le gain ont été déterminés à ces fréquences de fonctionnement et leurs évolutions étudiées en fonction des dimensions géométriques. Les paragraphes suivant synthétisent les études paramétriques en fonction de la longueur du dipôle (L_x), de la largeur des rubans $W_x=W_s$, de la longueur des anneaux L_s , de la distance entre les anneaux (d_s), et de l'orientation des anneaux par rapport au dipôle.

a) La longueur du dipôle L_x

En théorie, une antenne dipôle résonne lorsque la longueur ($\sim 2L_x$) de l'antenne est égal à une demi-longueur d'onde. Nous présentons ici une antenne dipôle à SRR avec $L_x = 30.6$ mm ($2L_x = 61.2$ mm). Les autres dimensions géométriques sont fixées aux valeurs nominales du paragraphe précédent (Tableau 2).

La Figure 45 représente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion (a) et de l'impédance d'entrée de l'antenne (b). Deux dips de réflexion sont observés à 1.95 et 2.56 GHz avec $|S_{11}| < -35$ dB et -7 dB respectivement. Ces dips sont obtenus plus précisément pour une impédance d'entrée de l'antenne valant $Z_{in} = 51.2 - i 0.09$ et $119 + i 0.1 \Omega$ à 1.95 et 2.56 GHz respectivement traduisant une bonne adaptation de l'impédance d'entrée à 50Ω observée pour le premier dip.

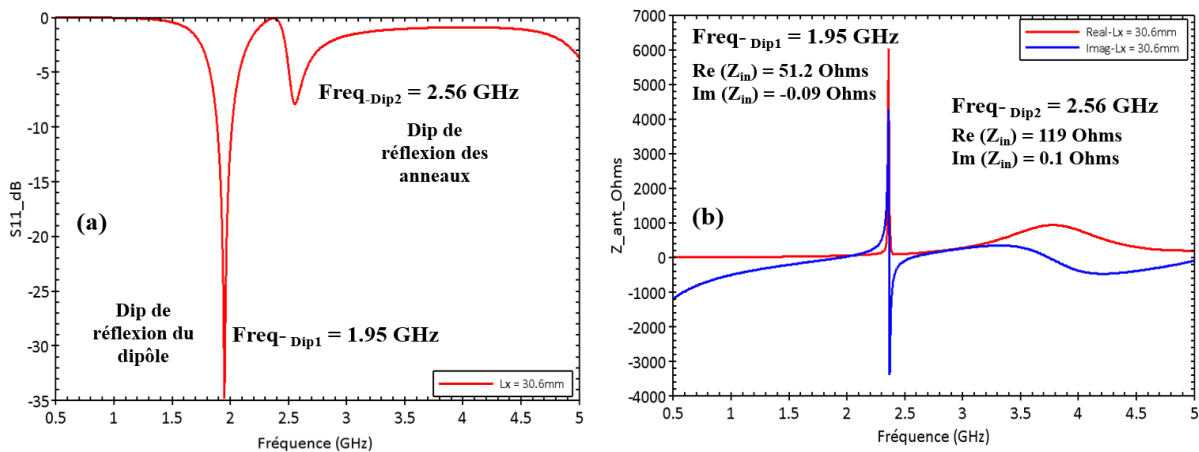


Figure 45: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton pour $L_x = 30.6$ mm.

L'analyse de la cartographie du champ électrique normalisé par rapport à la valeur maximale du champ pour le mode considéré autour de l'antenne à ces deux fréquences permet d'attribuer le premier dip à la résonance du dipôle alors que la résonance des anneaux SRRs apporte une résonance RLC parallèle supplémentaire à l'origine de la présence du deuxième dip (Figure 46).

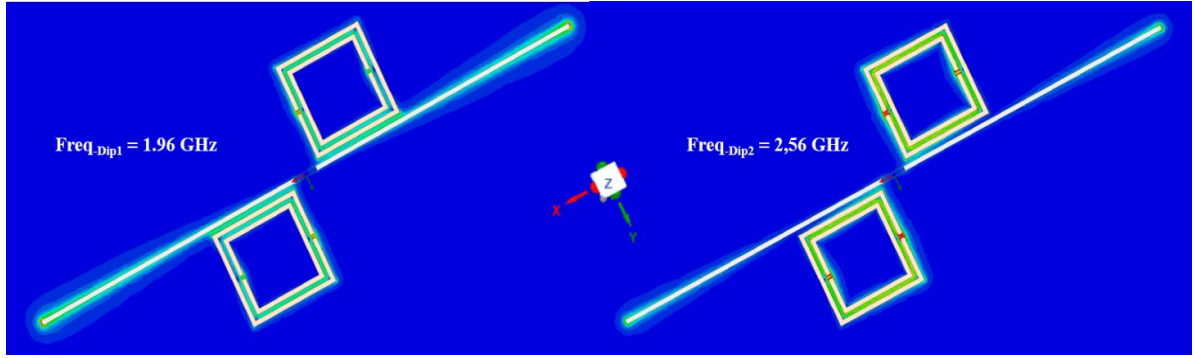


Figure 46: Cartographie du champ électrique normalisé de l'antenne calculée aux dips de réflexion pour $L_x = 30.6 \text{ mm}$ ($2L_x = 61.2 \text{ mm}$).

Les fréquences de fonctionnement peuvent être ajustées en réduisant la longueur du dipôle. En visant une réduction de la taille de l'antenne, l'étude paramétrique suivante présente l'influence de la longueur du dipôle sur les caractéristiques de l'antenne, en limitant la longueur du dipôle dans l'intervalle « $9 \text{ mm} < L_x < 15 \text{ mm}$ » ($18 \text{ mm} < 2L_x < 30 \text{ mm}$).

La Figure 47 représente le coefficient de réflexion et l'impédance à l'entrée de l'antenne calculés pour différentes longueurs L_x du dipôle.

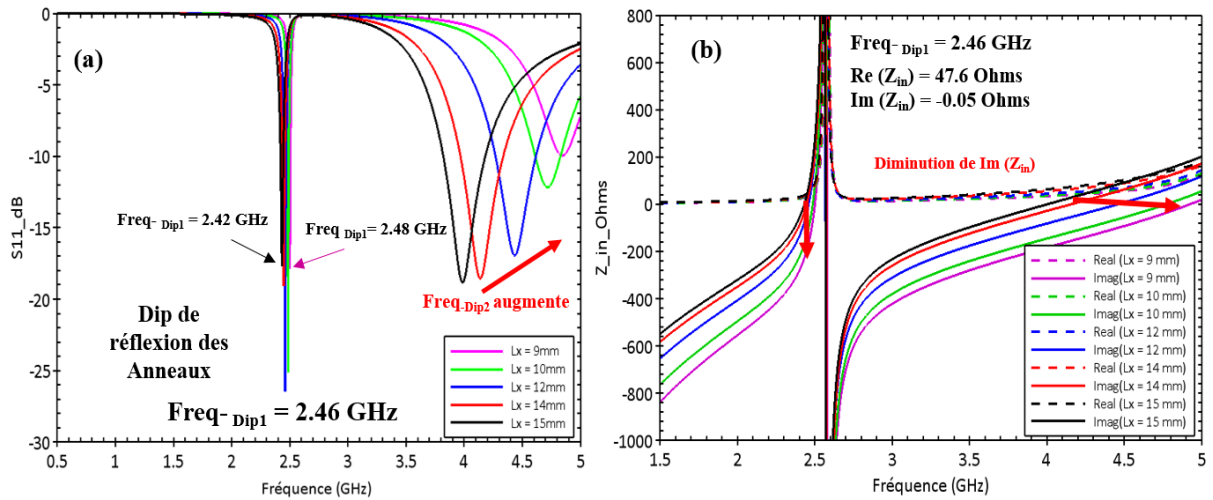


Figure 47: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton pour différentes longueur L_x

La Figure 47.a montre que la fréquence du dip de réflexion attribué au dipôle augmente de 4GHz à 5GHz lorsque la longueur du dipôle diminue $L_x = 15, 14, 12, 10$ et 9 mm . Par contre, la fréquence du dip attribué à la résonance des SRRs est quasiment inchangée (aux alentours de 2.45 GHz). La diminution de la partie imaginaire de l'impédance (Figure 47.b) autour de la résonance des SRRs est consécutive à l'augmentation de la fréquence de résonance du dipôle. En conséquence, la fréquence pour laquelle la condition d'adaptation d'impédance de l'antenne

($\text{Im}(Z_{\text{in}}) \approx 0$) est obtenue diminuée lors de l'allongement du dipôle. On note que pour $L_x = 12$ mm (soit pour la longueur du dipôle optimale) on obtient deux dips de réflexion équilibrés de niveau -26.8 et -16.9 dB à 2.46 et 4.43 GHz, respectivement.

Sur la Figure 47.a, on peut remarquer que le raccourcissement du dipôle a pour effet de changer principalement l'amplitude du premier dip $S_{11} = -17, -19, -27, -24$ et -18 dB sans modifier fortement les fréquences de fonctionnement 2.42, 2.43, 2.46, 2.47 et 2.48 GHz, respectivement. On observe aussi une variation de l'amplitude de S_{11} du second dip attribué à la résonance du dipôle. Contrairement aux résultats présentés précédemment sur la Figure 46, l'analyse de la cartographie du champ électrique normalisé par rapport à la valeur maximale du champ autour de l'antenne représentée sur la Figure 48 avec $L_x = 12$ mm permet d'attribuer le deuxième dip à la résonance du dipôle alors que la résonance des anneaux SRRs est mise en évidence pour le premier dip.

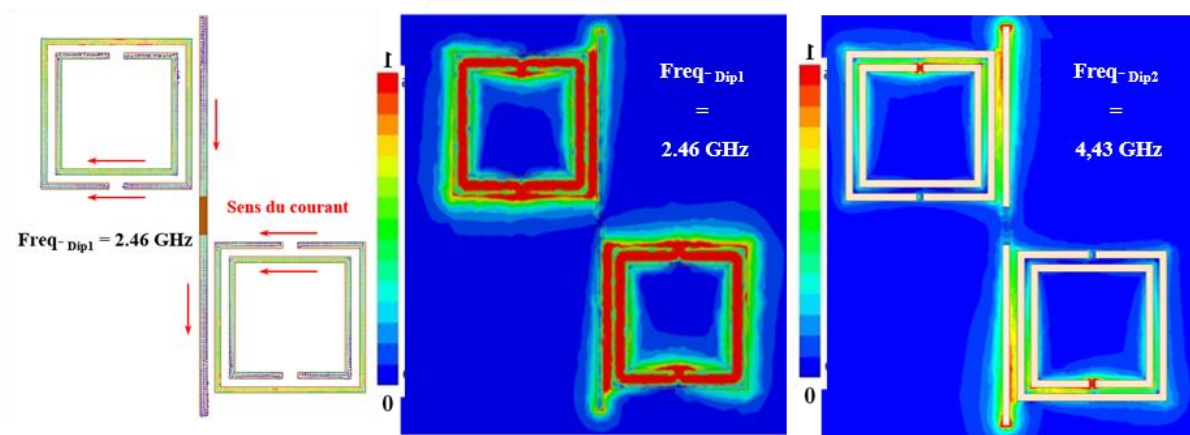


Figure 48: Cartographie du courant et champ électrique normalisé de l'antenne calculée aux dips de réflexion pour $L_x = 12$ mm.

Le champ électrique normalisé et le courant sur les anneaux conducteurs calculé pour $L_x = 12$ mm à la fréquence du premier dip de réflexion attribué à la résonance des SRRs à 2.46 GHz sont représentés sur la Figure 48. Le sens du courant est représenté par des flèches sur chaque anneau. On observe que le courant dans les deux anneaux circule dans le même sens avec un niveau d'intensité plus élevé en s'éloignant du gap de chaque anneau. En revanche, le champ électrique est maximal dans les fentes des anneaux et il est faible sur l'autre extrémité à l'opposé de la fente. On remarque aussi pour la fréquence 4.43 GHz, que le champ électrique est très faible dans les deux anneaux avec une légère concentration au niveau du dipôle. Cela confirme l'origine de la capacité dans le schéma équivalent du SRR qui est produit par l'espace entre les anneaux.

La Figure 49 montre l'influence du raccourcissement du dipôle sur les propriétés de rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement du gain normalisé calculé à la fréquence du premier dip de réflexion (2.42, 2.43, 2.46, 2.47 et 2.48 GHz lorsque $L_x = 15, 14, 12, 10$ et 9 mm, respectivement) est représenté sur la partie gauche de la Figure 49, le diagramme de rayonnement à la fréquence du second dip correspondant au rayonnement du dipôle est représenté sur la partie droite de la Figure 49.

Le diagramme de rayonnement en azimut représenté en haut à la Figure 49.a et Figure 49.b est équivalent au rayonnement d'un dipôle seul (Figure 49.a, Dipôle 12 mm) mais réorienté de $\Delta\phi = 30^\circ$. Lorsque le dipôle est raccourci, le diagramme de rayonnement pour la fréquence du 2nd dip est inchangé. Comparativement au rayonnement d'un dipôle, le rayonnement à la fréquence du 1^{er} dip est aussi modifié avec principalement une réorientation de $\Delta\phi = 30^\circ$, ce qui indique que les SRRs en résonance modifient le rayonnement du dipôle.

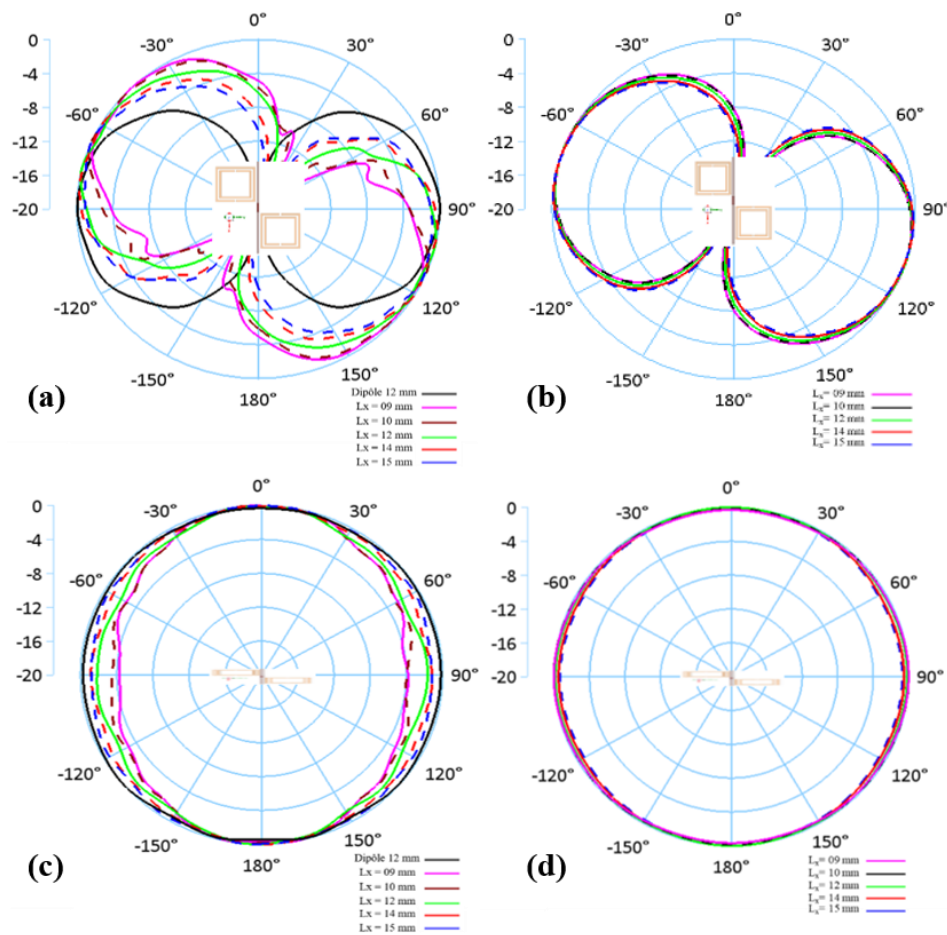


Figure 49: Diagramme de rayonnement de l'antenne à SRRs. Gain normalisé en dB pour L_x variable, à gauche pour la fréquence du 1^{er} dip de réflexion et à droite pour la fréquence du second dip de réflexion. (a) et (b) : azimut, (c) et (d) : élévation.

La Figure 50 représente l'évolution du gain calculé aux fréquences des deux dips de réflexion en fonction de la longueur du dipôle. Comme le montre la Figure 50, le gain pour le premier dip est fortement affecté par la longueur du dipôle alors que le gain pour le second dip varie peu. Pour une longueur $L_x = 12$ mm, le gain du premier et du second dip est -4.95 et -0.37 dBi, respectivement.

En conclusion, le raccourcissement du dipôle a pour conséquence de modifier les conditions d'adaptation d'impédance de l'antenne qui se traduit principalement par une augmentation de la fréquence du deuxième dip et un changement de la valeur de S_{11} du premier dip de réflexion. Par contre, le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne à la fréquence du second dip relié au dipôle sont peu sensibles au raccourcissement de la longueur du dipôle. Pour le premier dip lié à la résonance des SRRs, le raccourcissement a pour effet de modifier légèrement la direction principale du rayonnement et de réduire fortement le gain.

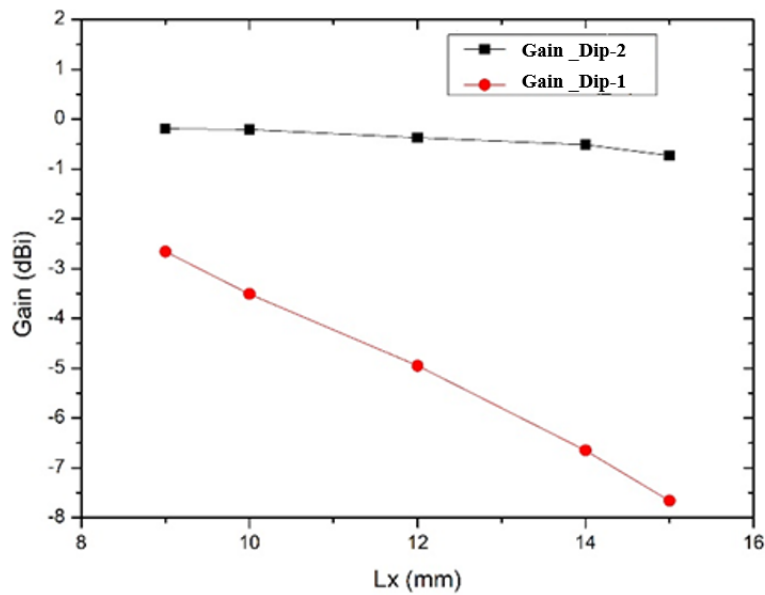


Figure 50: Evolution du gain en dBi calculé aux fréquences des dips de réflexion pour différentes longueurs L_x du dipôle

b) Largeur du dipôle W_x et des anneaux SRRs W_s

La Figure 51 représente les évolutions de la fréquence des deux dips de réflexion, du gain en dBi et de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la largeur des rubans $W_x = W_s$. Les autres dimensions géométriques correspondent aux valeurs nominales pour un fonctionnement autour de 2.45 GHz (Tableau 2).

La Figure 51.a montre que la fréquence du premier dip de réflexion augmente de 2.42 à 2.51 GHz et de 4.4 GHz à 4.47 GHz pour le second lorsque $W_x = W_s = 0.3, 0.4, 0.5, 0.6$ et 0.7 mm. Pour ces mêmes largeurs de ruban, le gain augmente de -0.7 à -0.1 dBi (Figure 51.b). Enfin, la diminution de la partie réelle et l'augmentation de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée autour de la résonance des SRRs sont consécutives à l'augmentation de la fréquence de résonance du dipôle lorsque $W_x = W_s$ augmente. Finalement, pour $W_x = W_s = 0.5$ mm on obtient un bon compromis entre adaptation d'impédance et gain avec un coefficient de réflexion $S_{11} = -26.8$ dB à 2.46 GHz, et un gain de -0.38 dBi.

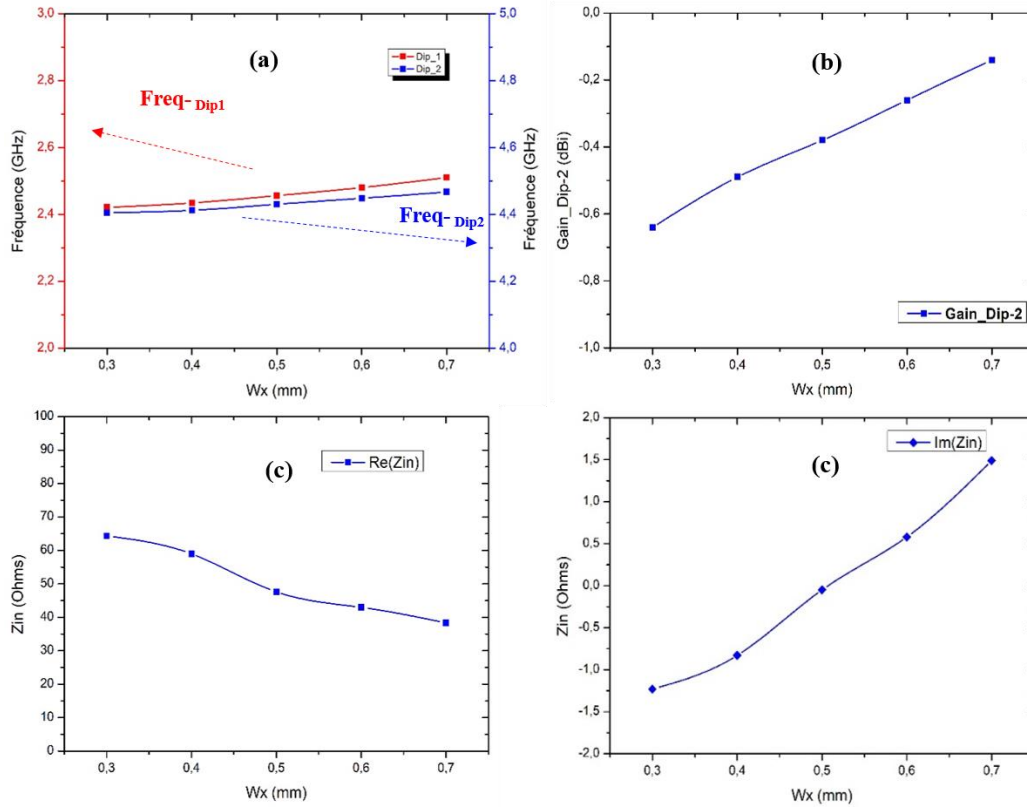


Figure 51: Fréquences des deux dips de réflexion (a), gain au second dip (b) et impédance d'entrée Z_{in} au premier dip(c) simulés pour différentes largeur $W_x = W_s$.

c) Longueur L_s des anneaux SRRs

L'étude paramétrique a été menée en utilisant les dimensions géométriques nominales (Tableau 2). En particulier, la largeur des rubans W_s et la distance entre anneaux d_s ont été conservées constantes ainsi que $L_x = 12$ mm. En variant la longueur de l'anneau extérieur L_s , la longueur $L_{s2} = L_s - 2W_s - 2d_s$ de l'anneau intérieur est donc modifiée aussi. Enfin, pour $L_s = 14$ et 16 mm, la longueur de l'anneau extérieur est supérieure à la longueur L_x et les SRRs sont partiellement couplés au dipôle.

La Figure 52 représente les évolutions du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de l'antenne calculés pour des longueurs L_s variant de 4 mm à 16 mm. Pour $L_s = 4$ et 6 mm, la fréquence de résonances des SRRs est supérieure à 5 GHz, et les anneaux de petites tailles sont faiblement couplés au dipôle. En augmentant la longueur des anneaux de 4 mm à 16 mm, la fréquence de résonance des SRRs diminue et on observe que le premier dip de réflexion diminue de 4.8 GHz à 1.3 GHz. Pour la valeur $L_s = 4$ mm et 6 mm, le dip de réflexion des SRRs disparaît quasiment avec un décalage fréquentiel du second dip, dû au très faible couplage entre les résonateurs et le dipôle causé par la petite taille des anneaux.

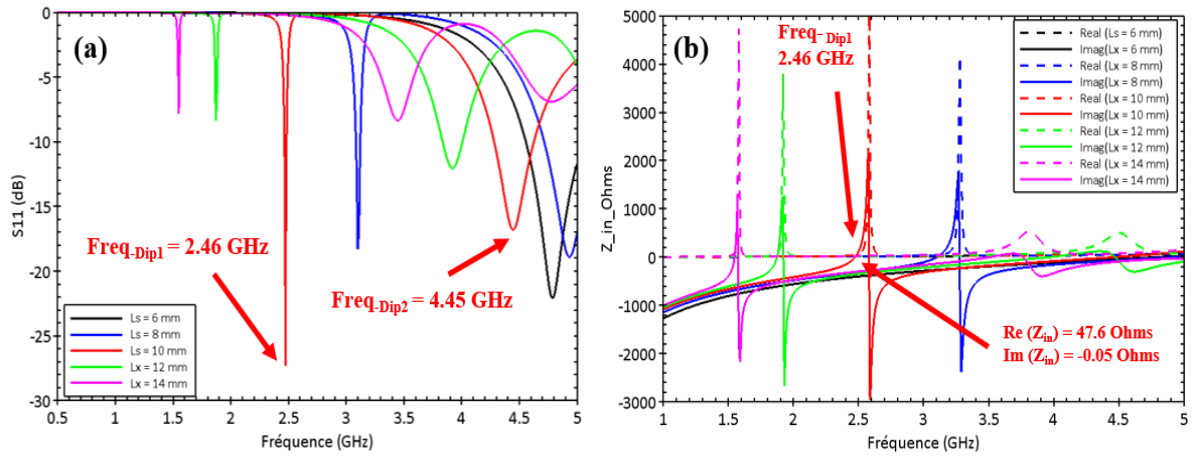


Figure 52: Paramètres S et Z simulés pour l'antenne sur Kapton pour différentes longueurs des anneaux L_s .

Pour la valeur $L_s = 14$ mm, on remarque l'apparition de trois dips de réflexion à 1.56, 3.452 et 4.8 GHz qui sont attribués aux résonance des SRRs, un fort couplage entre dipôle et les anneaux et au rayonnement du dipôle avec un faible couplage avec les anneaux (dernier dip) (Figure 53).

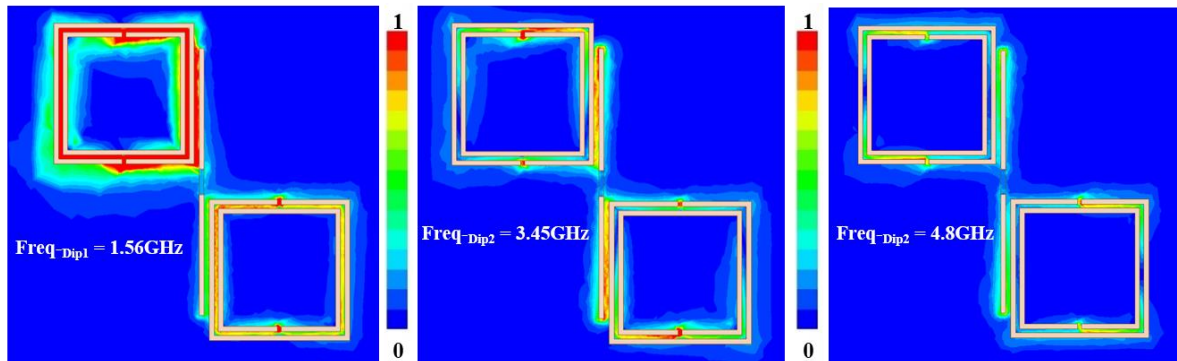


Figure 53: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $L_s = 14$ mm.

d) Distance entre les anneaux d_s

La Figure 54 présente l'influence de la distance d_s sur la fréquence de résonance des SRRs. On constate que la fréquence de résonance des SRRs visible sur la Figure 54.b augmente lorsque la distance d_s augmente. Ce comportement est cohérent avec le schéma équivalent d'un SRR pour lequel la valeur de la capacité équivalente (équation 3) est inversement proportionnelle à d_s . Lorsque d_s augmente, la capacité du schéma équivalent diminue et la fréquence de résonance des SRRs augmente. Par contre la fréquence et le niveau S_{11} du second dip de réflexion relié au dipôle est peu sensible à d_s .

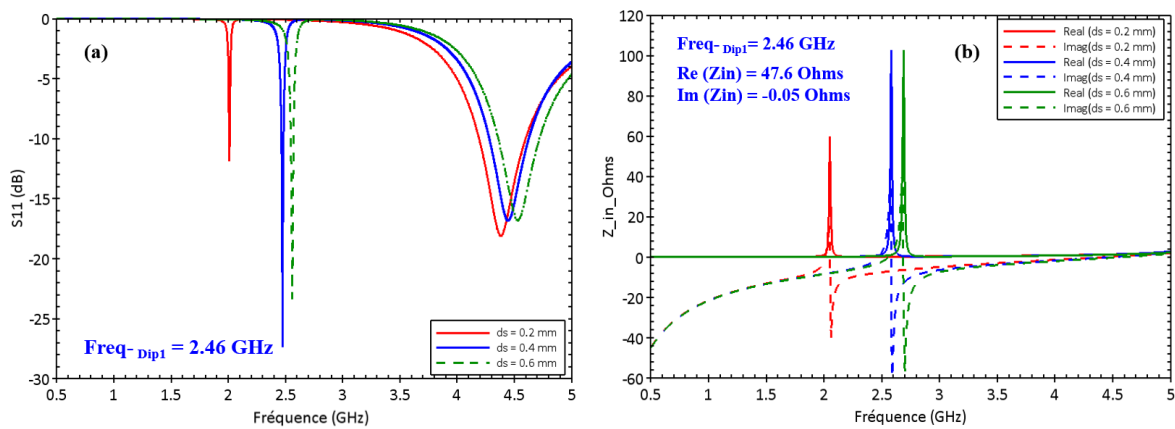


Figure 54: Paramètres S et Z simulés pour l'antenne sur Kapton avec d_s variable.

e) Orientation des anneaux par rapport au dipôle

Une étude a été menée afin de déterminer l'orientation des anneaux permettant d'obtenir le meilleur couplage avec le dipôle. Les quatre orientations des SRRs étudiées sont illustrées sur la Figure 55 et elles sont définies par l'angle de rotation $\varphi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ et 270° . L'angle $\varphi = 0^\circ$ correspond à la configuration de l'antenne étudiée jusqu'à présent.

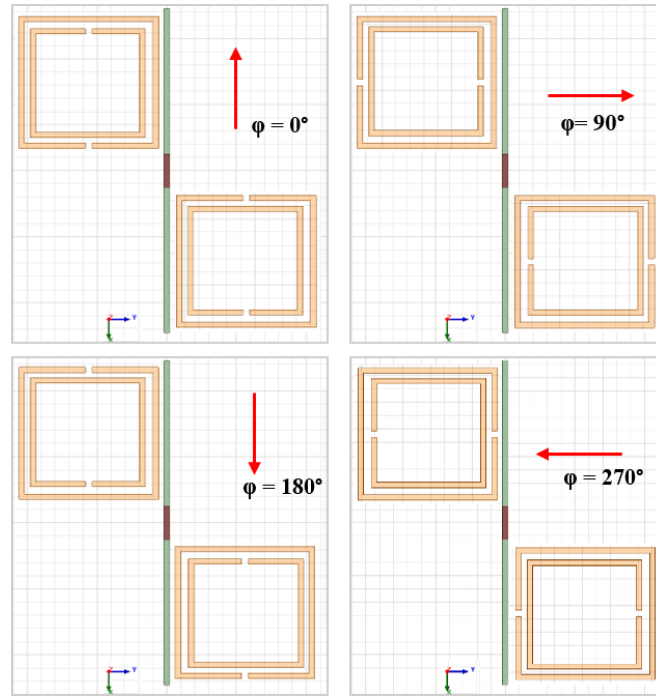
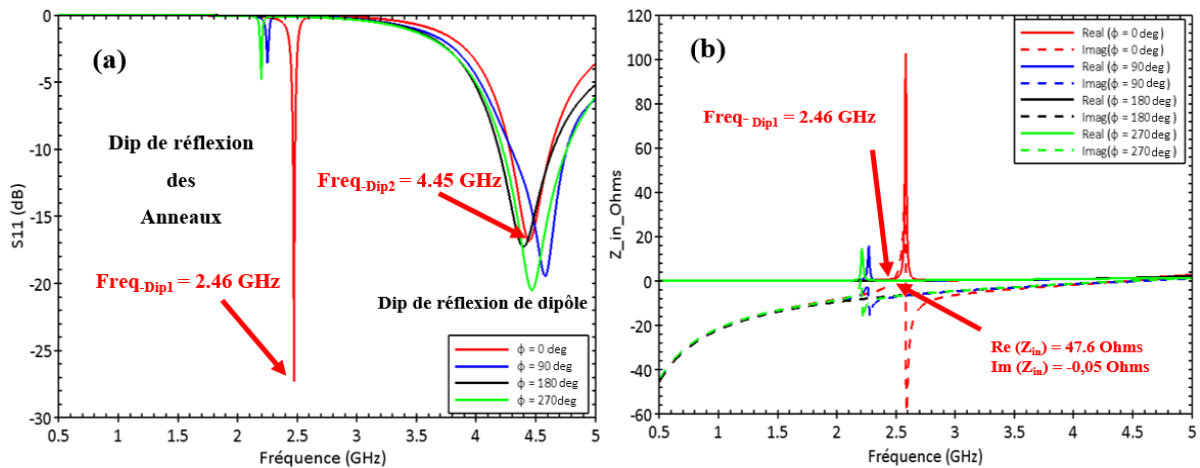


Figure 55: Définition de l'orientation des résonateurs.

Les autres configurations sont obtenues en tournant successivement les deux anneaux fendus de 90° dans le sens des aiguilles d'une montre, en conservant les paramètres optimaux du Tableau 2. La Figure 56.a et Figure 56.b représentent respectivement le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence pour les quatre orientations.


 Figure 56: (a) Paramètres S et (b) impédance Z simulés pour l'antenne sur Kapton avec ϕ variable.

À $\phi = 0^\circ$, la fente de l'anneau extérieur de chaque SRR est située à proximité du port d'excitation du dipôle. On remarque que pour cette orientation on obtient une très bonne

adaptation d'impédance avec un coefficient de réflexion $S_{11} = -27.7$ dB à 2.46 GHz. En modifiant l'orientation des SRRs, la résonance apparaît moins marquée sur l'impédance d'entrée de l'antenne pour $\varphi = 90$ et 270° , et elle disparaît quasiment pour $\varphi = 180^\circ$. Pour ces trois orientations, la contribution des SRRs sur l'impédance d'entrée de l'antenne est trop faible pour compenser la partie imaginaire négative de l'impédance liée au dipôle. En conséquence, autour de la résonance des SRRs on s'éloigne de la condition d'adaptation stricte $Z_{in} \approx 0$ et le premier dip de réflexion est bien plus faible pour $\varphi = 90$ et 270° que pour $\varphi = 0^\circ$, et il disparaît complètement pour $\varphi = 180^\circ$. La géométrie des anneaux étant inchangée pour les quatre configurations, ce changement de comportement peut être attribué à une modification du couplage entre les SRRs et le dipôle et il peut être analysé par une cartographie du champ électrique et du courant.

La Figure 57 représente le champ électrique dans le plan du dipôle et des SRRs (plan x-y de la structure) et le courant sur le dipôle et les SRRs simulés à la fréquence du premier dip de réflexion et pour les différentes orientations. Pour analyser ces résultats, on notera que le courant dans le dipôle est plus élevé à proximité du port d'excitation qu'à ses extrémités. Le couplage avec les SRRs est donc principalement obtenu à proximité de l'entrée du dipôle et le couplage est moindre aux extrémités.

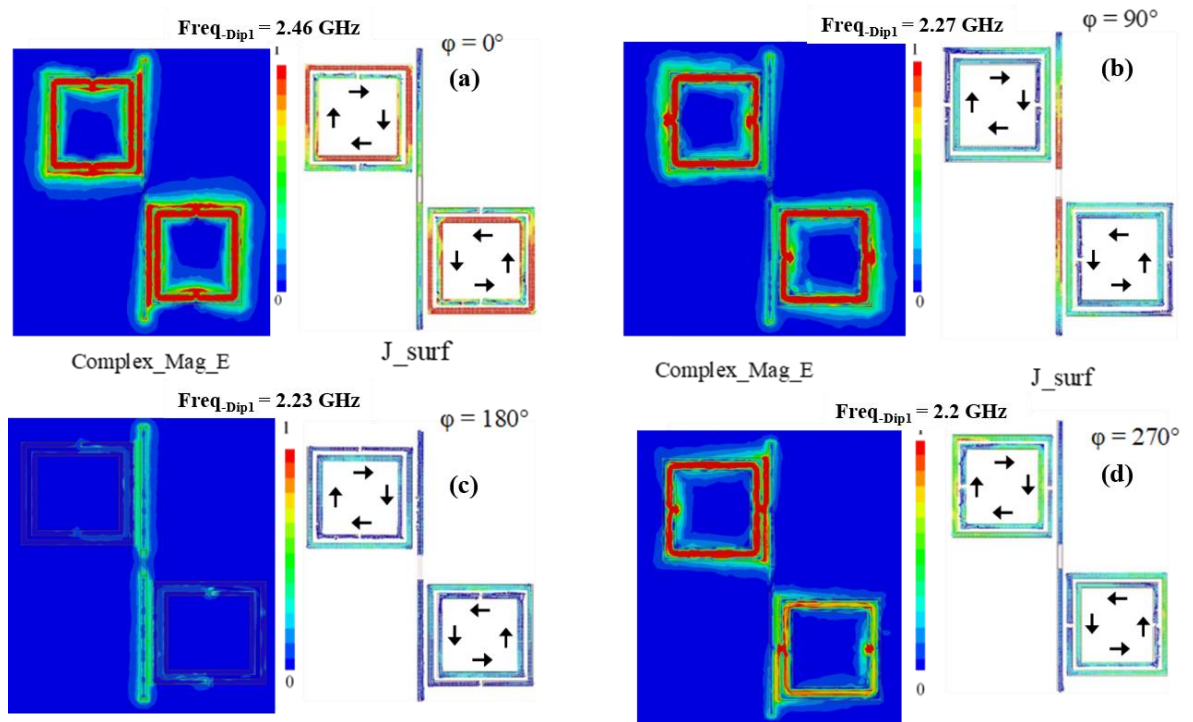


Figure 57: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour les fréquences des différents angle de positionnement de la fente des anneaux.

Pour $\varphi = 0^\circ$, les SRRs sont fortement couplés au dipôle comme l'illustrent le champ électrique et le courant présentés Figure 57.a. En particulier, on remarque un fort champ électrique entre le dipôle et l'anneau extérieur de chaque SRR. Pour cette orientation, les deux anneaux de chaque SRR peuvent être couplés simultanément au dipôle. Le champ magnétique produit par le dipôle génère alors un courant dans les deux anneaux du SRR, principalement sur les segments les plus proches du dipôle et de son port d'excitation. Par contre, pour $\varphi = 90^\circ$ et 270° (Figure 57.b et Figure 57.d), la fente d'un des anneaux de chaque SRR est orientée vers le dipôle. Le courant ne peut donc pas être généré localement par couplage magnétique sur cet anneau, et les SRRs ne sont couplés au dipôle que par un seul des anneaux : l'anneau extérieur pour $\varphi = 90^\circ$ et l'anneau intérieur pour $\varphi = 270^\circ$. Par conséquent, la présence des anneaux pour ces deux orientations modifie moins l'impédance d'entrée de l'antenne qui se comporte quasiment comme un simple dipôle. Pour $\varphi = 180^\circ$, aucune résonance n'apparaît sur la réponse spectrale de l'impédance d'entrée de l'antenne. Néanmoins pour comparaison, le champ électrique et le courant ont été représentés sur la Figure 57.c à une fréquence 2.23 GHz. Il apparaît sur la Figure 57.c que les SRRs ne sont pas couplés au dipôle. Cela peut s'expliquer par la présence de la fente de l'anneau intérieur à proximité du port d'entrée du dipôle qui limite la génération du courant dans l'anneau intérieur. Il en résulte que cette orientation particulière des SRRs ne permet pas d'obtenir un couplage satisfaisant avec le dipôle.

Ces études ont permis de définir la géométrie de l'antenne représentée Figure 40 et les dimensions listées dans le Tableau 2. Cette antenne a été fabriquée et caractérisée. Les résultats expérimentaux seront présentés dans le Chapitre 4.

III. Antennes à anneaux fendus sur textile

Deux types d'antennes sur textile ont été fabriquées à l'ENSAIT par broderie. Une première antenne intégrée sur textile a été dimensionnée, en début de thèse, par une chercheuse post-doctorante dans le groupe. Cette antenne a été caractérisée dans le cadre de la thèse. C'est pourquoi, les principaux résultats théoriques préliminaires sont rappelés en début de ce paragraphe bien qu'ils aient été obtenus parallèlement à la thèse. Une seconde antenne a été fabriquée dans le cadre de cette thèse et sera plus précisément présentée en fin de paragraphe.

1. Antenne à double bande

a) Contraintes de fabrication

La géométrie de l'antenne est représentée sur la Figure 58. Elle comporte 2 résonateurs à anneaux fendus et un dipôle, tous de forme circulaire. Pour la fabrication, les anneaux fendus ont été obtenus par broderie d'un fil conducteur à base d'argent "Shieldex® Twisted Yarns 117/17 dtex 2-Ply" de chez Statex alors que le dipôle était constitué de 2 brins de fil monofilament de cuivre. La forme circulaire a été sélectionnée pour faciliter la broderie en supprimant la présence d'angles droits des anneaux de forme carrée.

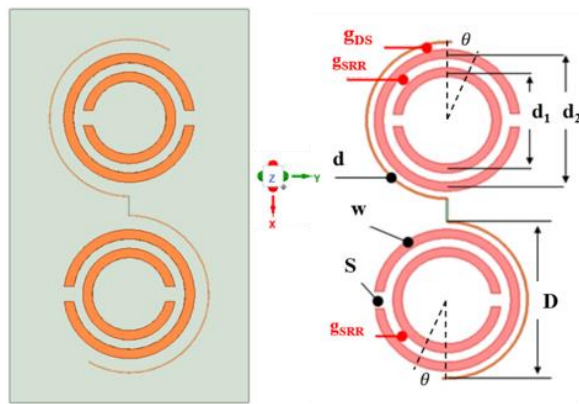


Figure 58: Géométrie de l'antenne textile à SRRs.

Des études préliminaires menées par les chercheurs de l'ENSAIT portant sur la broderie du fil conducteur de chez Statex ont montré différentes limitations technologiques. La première concerne la pilosité du fil après broderie. Le fil est constitué de multifilaments qui se cassent lors de la broderie, ce qui produit une pilosité. Cette pilosité risque de court-circuiter les anneaux concentriques et en conséquence de détruire la résonance. La broderie des anneaux a donc été étudiée de manière à définir la valeur minimale du gap g_{SRR} qui peut être atteinte sans risque de court-circuit entre les anneaux concentriques.

Cette étude a permis de fixer la valeur minimale $g_{SRR}=1$ mm, et un gap de 1.25 mm a été utilisé dans la pratique. La seconde contrainte concerne la connexion du dipôle. Chaque filament du fil Statex est constitué par un cœur diélectrique recouvert d'un fil d'argent. La soudure traditionnelle à l'étain d'un connecteur sur ce type de fil est donc inadaptée. Il a donc été préféré d'utiliser un fil de cuivre de diamètre 0.2 mm pour le dipôle. Ce fil a été fixé sur le textile par broderie de fils diélectriques.

A partir de ces contraintes, nous présentons ici différentes études paramétriques et les principales caractéristiques de l'antenne obtenues en simulation. Ces études ont été menées par une post-doctorante du groupe et elles sont synthétisées ci-dessous, d'une part afin de comprendre l'origine de la seconde antenne à SRR brodée étudiée, et d'autre part pour analyser les résultats expérimentaux obtenus sur cette antenne dans le cadre de cette thèse. Dans ces études les dimensions nominales sont : $d = 21$ mm, $d_1 = 11$ mm, $d_2 = 16$ mm, $g_{DS} = 1.775$ mm, $g_{SRR} = 1.25$ mm (> 1 mm), $s = 2$ mm. Pour la simulation, une section droite des anneaux SRRs de forme rectangulaire a été considérée avec une largeur $w = 1.25$ mm et une hauteur 0.4 mm. La section droite du dipôle était de forme circulaire et de diamètre 0.2 mm. Ces dimensions nominales correspondent aux dimensions de l'antenne fabriquée et présentée dans le chapitre 4, et les propriétés des matériaux utilisées ont été précisées en début de chapitre.

b) Principe de fonctionnement

La Figure 59 représente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion (a) et de l'impédance d'entrée de l'antenne (b) pour les dimensions géométriques nominales. Deux dips de réflexion traduisant l'adaptation de l'impédance à 50Ω sont observés à 1.90 et 2.45 GHz avec $|S_{11}| < -11.0$ dB. Ces dips sont obtenus plus précisément pour une impédance d'entrée de l'antenne valant $Z_{in} = 50.3 - i 0.883$ et $Z_{in} = 28.2 + i 4.0 \Omega$ à 1.90 et 2.45 GHz respectivement. L'analyse de la cartographie du champ électrique autour de l'antenne à ces deux fréquences (non montrée ici) permet d'attribuer le premier dip à la résonance du dipôle alors que la résonance des anneaux SRRs apporte une résonance parallèle supplémentaire à l'origine de la présence du second dip.

Contrairement à l'antenne sur Kapton pour laquelle une réduction de la taille de l'antenne était visée par la résonance des SRRs, cette antenne sur textile a été dimensionnée pour un fonctionnement double bande à 1.8 GHz et 2.45 GHz. L'utilisation d'un fil en cuivre fixé par broderie pour réaliser le dipôle a permis d'envisager l'ajustement des fréquences de fonctionnement en allongeant plus ou moins le dipôle. Dans la pratique, la longueur du fil en cuivre fixée par broderie était beaucoup plus grande (de plusieurs centimètres) que la longueur du dipôle visée. L'ajustement des fréquences a été obtenu en coupant l'extrémité des deux fils en cuivre. L'étude paramétrique suivante présente l'influence de la longueur du dipôle sur les caractéristiques de l'antenne.

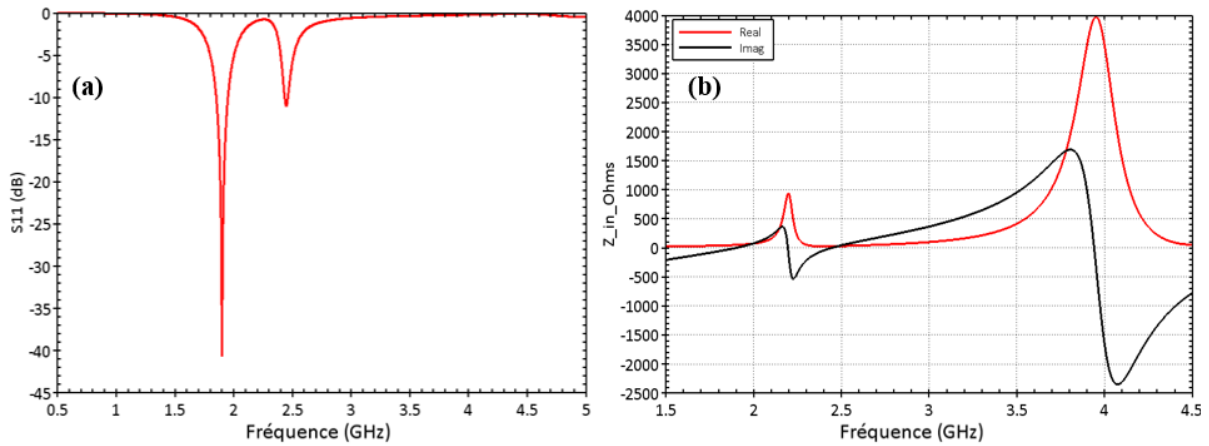


Figure 59: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b).

c) Etude paramétrique sur la longueur du dipôle

L'allongement du dipôle est étudié en augmentant l'angle θ défini dans l'insert de la Figure 60. Lorsque $\theta = 0$, on obtient l'antenne étudiée dans le paragraphe précédent, et $\theta = 20, 30, 40, 60^\circ$ correspond à un allongement de 3.7, 5.5, 7.3, et 11 mm respectivement. La Figure 60.b montre que la fréquence de résonance parallèle du dipôle diminue de 4GHz à 3GHz lorsque l'allongement augmente de 0 à 11 mm. Par contre, la fréquence de résonance des SRRs est inchangée.

La diminution de la fréquence de résonance du dipôle s'accompagne d'une augmentation de la partie imaginaire de l'impédance autour de la résonance des SRRs. En conséquence les fréquences pour lesquelles la condition d'adaptation d'impédance de l'antenne ($\text{Im}(Z_{in}) \approx 0$) est obtenue diminuent comme observé sur la Figure 60.a. On peut remarquer que l'allongement du dipôle a pour effet de décaler principalement la première fréquence de fonctionnement de l'antenne et modifie peu la seconde.

On observe aussi une variation de la valeur de S_{11} aux fréquences d'adaptation suivant l'allongement. On notera que pour $\theta = 30^\circ$ (soit un allongement de 5.5 mm) on obtient deux dips de réflexion de niveaux équivalents -19.8 et -17.6 dB à 1.73 et 2.37 GHz, respectivement. Cette condition dite d'équilibre sera recherchée expérimentalement.

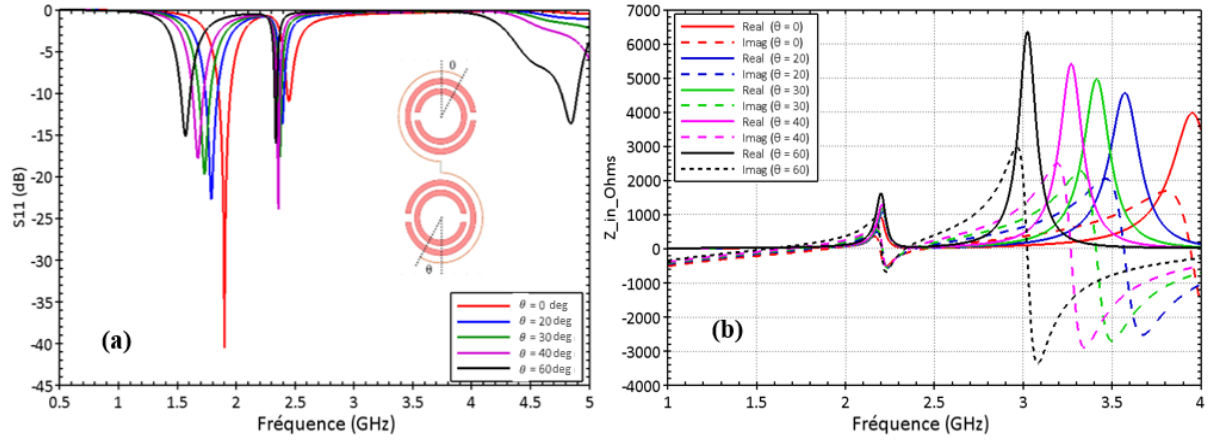


Figure 60: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b) paramétré par la longueur du dipôle $\theta = 0, 20, 30, 40$, et 60° correspond à un allongement de 3.7, 5.5, 7.3, et 11 mm respectivement.

La Figure 61 et la Figure 62 montrent l'influence de l'allongement du dipôle sur les propriétés de rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement du gain normalisé calculé à la fréquence du premier dip de réflexion est représenté sur la gauche de la Figure 61, et sur la droite de la Figure 61 pour le second dip. Pour $\theta = 0$ (pas d'allongement), le rayonnement est équivalent au rayonnement d'un dipôle rectiligne. Lorsque le dipôle circulaire est allongé, le diagramme de rayonnement pour la fréquence du 1er dip est inchangé et correspond au rayonnement du dipôle. Par contre, le rayonnement pour le second dip est modifié avec une réorientation de l'émission principale de $+105^\circ$ ($\theta = 0^\circ$) à $+20^\circ$ ($\theta = 60^\circ$). Le second dip est attribué à la résonance des SRRs et l'allongement modifie la configuration du courant dans le dipôle. En augmentant θ , le courant s'étend davantage en s'éloignant du port d'excitation ce qui produit une modification du couplage du dipôle avec les SRRs et une modification de la direction d'émission.

Comme le montre la Figure 62, le gain pour le second dip est fortement affecté par l'allongement alors que le gain pour le premier dip varie peu. Un allongement de 11 mm ($\theta = 60^\circ$) diminue le gain du premier et du second dip de 0.63 et 6.1 dB respectivement. En conclusion, l'allongement du dipôle a pour conséquence une modification des conditions d'adaptation de l'antenne qui se traduit principalement par une diminution de la fréquence et de la valeur de S_{11} du premier dip de réflexion. Par contre, le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne calculés à la fréquence du premier dip sont insensibles à l'allongement. Pour le second dip relié à la résonance des SRRs, l'allongement du dipôle a pour effet de modifier le diagramme de rayonnement et de réduire fortement le gain.

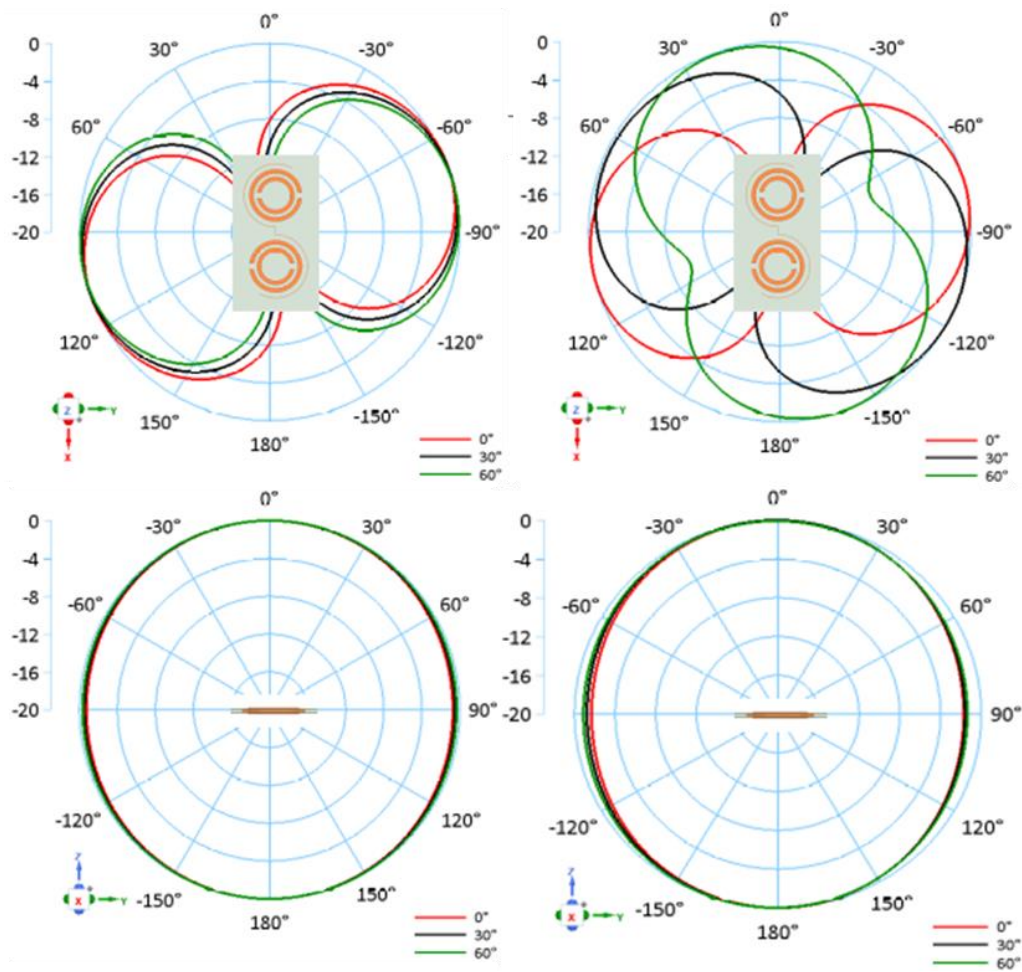


Figure 61: Diagramme de rayonnement de l'antenne. Gain normalisé en dB pour $\theta = 0, 30$, et 60° calculé à gauche à la fréquence du 1er dip de réflexion et à droite pour la fréquence du second dip de réflexion. En haut : azimut, en bas : élévation.

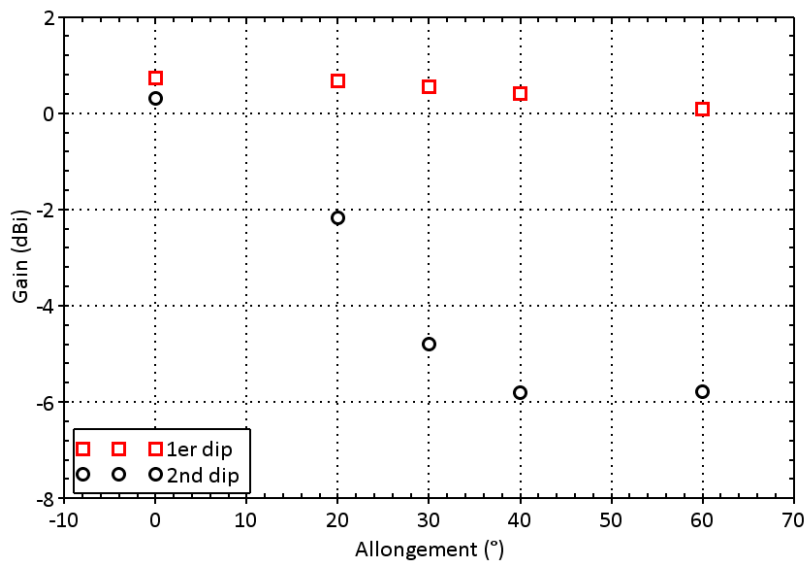


Figure 62: Evolution du gain de l'antenne en dBi calculé à la fréquence du premier et second dip de réflexion en fonction de l'allongement.

d) Etude paramétrique sur la conductivité des anneaux SRRs

Comme indiqué dans le premier paragraphe consacré aux matériaux utilisés, le fil conducteur de chez Statex utilisé pour fabriquer les anneaux SRRs de l'antenne présente une conductivité estimée en continu à $1.44 \cdot 10^5$ S/m. Cette valeur faible de la conductivité est un paramètre limitant les performances de l'antenne, et une étude paramétrique sur la conductivité des SRRs a été menée. Pour cette étude, on considère l'antenne à SRRs illustrée sur la Figure 58 avec un allongement $\theta = 30^\circ$ (correspondant à l'antenne qui sera caractérisée dans le chapitre 4).

La Figure 63 représente les évolutions du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de l'antenne calculées pour une conductivité des SRRs variant de $1.44 \cdot 10^3$ à $1.44 \cdot 10^6$ S/m. La Figure 63.b montre que la résonance des SRRs est moins marquée lorsque la conductivité diminue. En particulier, la résonance s'élargit et le maximum de la partie réelle de l'impédance d'entrée diminue. Cela traduit une diminution du coefficient de qualité des SRRs lorsque la conductivité diminue. Par contre les fréquences de résonance des SRRs et du dipôle sont peu sensibles à la conductivité des SRRs.

Enfin, on notera sur la Figure 63.a que la conductivité modifie principalement la valeur de S_{11} au dip de réflexion autour de 2.45 GHz relié aux SRRs. Le dip de réflexion disparaît quasiment pour $\sigma = 1.44 \cdot 10^3$ S/m. Le dip relié au dipôle à 1.73 GHz conserve un niveau $S_{11} < -18$ dB pour toutes les valeurs de conductivité.

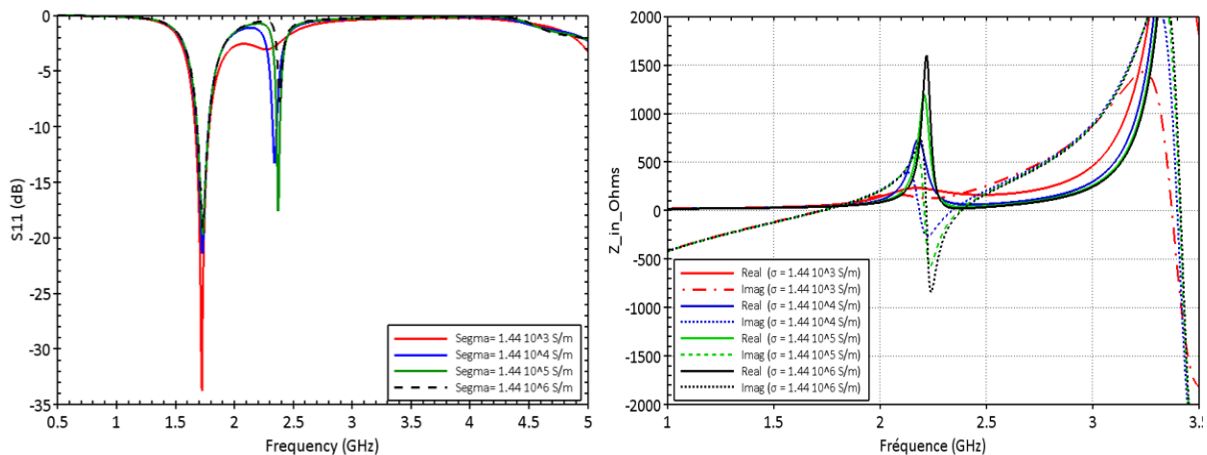


Figure 63: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b) pour différentes valeurs de la conductivité des SRRs

La Figure 64 représente les diagrammes de rayonnement en azimut calculés aux deux dips de réflexion pour $\sigma = 1.44 \cdot 10^3$ et $1.44 \cdot 10^5$ S/m. On remarque que le rayonnement n'est pas modifié au premier dip, alors que l'on observe une rotation du rayonnement pour le second dip lorsque σ varie modifiant la capacité à faire circuler le courant dans les anneaux. On observe que le diagramme de rayonnement en azimut représenté en à droite de la Figure 64.b lorsque $\sigma = 1.44 \cdot 10^3$ S/m est équivalent au rayonnement d'un dipôle seul (Figure 64.a), mais réorienté de $\Delta\varphi \approx 40^\circ$ lorsque la conductivité est $\sigma = 1.44 \cdot 10^5$ S/m. Le diagramme de rayonnement pour la fréquence du 1er dip est inchangé.

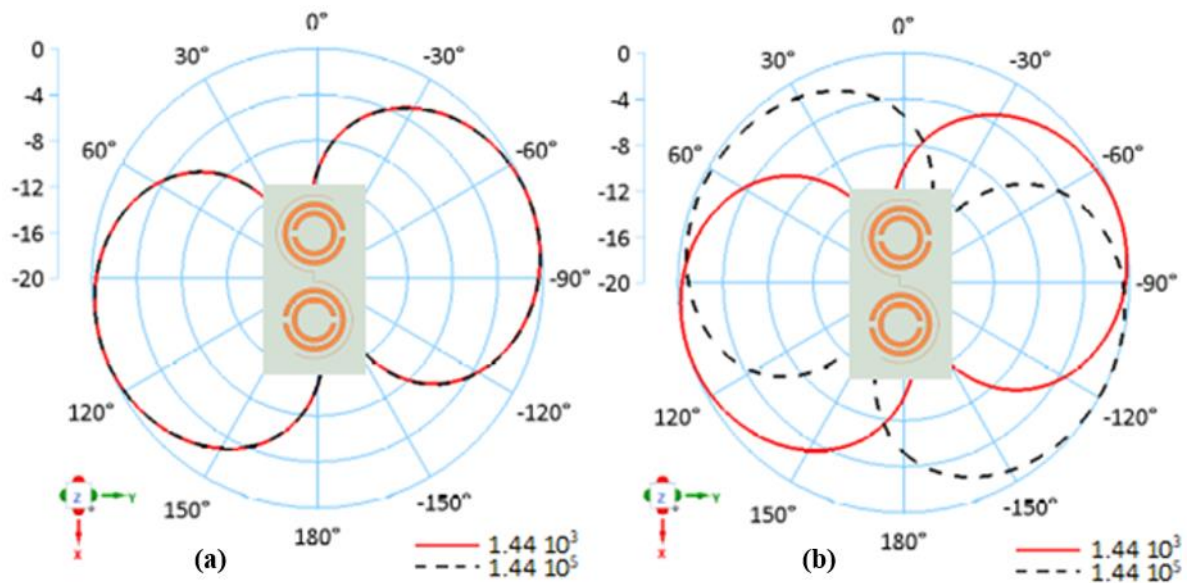


Figure 64: Diagramme de rayonnement (Azimut) calculé au premier dip de réflexion (a) et au second dip de réflexion (b) pour une conductivité des SRRs $\sigma = 1.44 \cdot 10^3$ et $1.44 \cdot 10^5$ S/m.

Le gain de l'antenne calculé aux deux dips de réflexion en fonction de la conductivité est représenté en Figure 65. Le gain au premier dip d'environ 0.5 dBi varie peu lorsque $\sigma \geq 1.44 \cdot 10^4$ S/m et augmente avec la conductivité. Par contre, le comportement du gain au second dip est différent. Pour $\sigma \geq 1.44 \cdot 10^4$ S/m, le gain est inférieur à -6.5 dBi et augmente avec la conductivité pour atteindre -2 dBi pour $\sigma = 1.44 \cdot 10^6$ S/m. Ces résultats confirment qu'il est préférable d'utiliser un bon conducteur pour fabriquer les SRRs, et la conductivité du fil utilisé peut être un facteur limitant les performances de rayonnement de l'antenne.

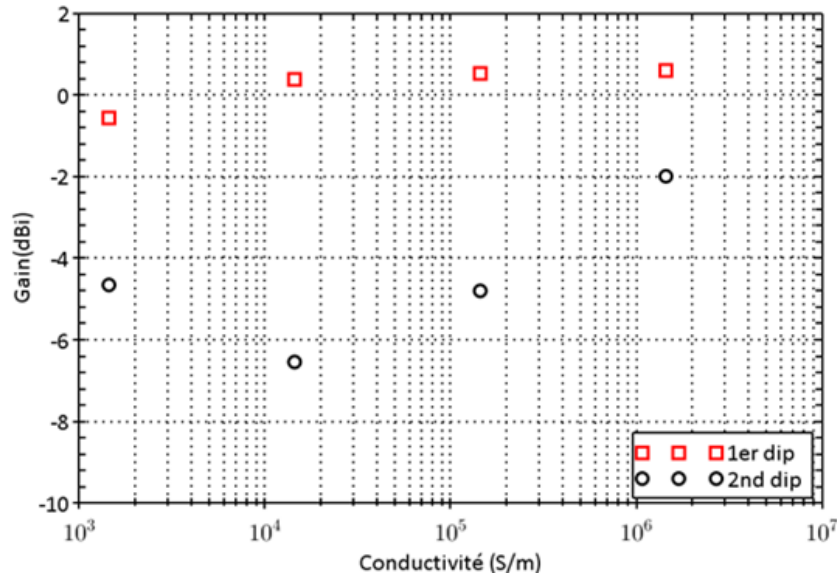


Figure 65: Evolution du gain de l'antenne en dBi calculé à la fréquence du premier et second dip de réflexion en fonction de la conductivité des SRRs.

2. Antenne dipôle à anneaux fendus en méandre

Suite aux résultats précédents, la réduction des pertes par l'utilisation d'un fil plus conducteur (de chez Tibtech technologie) a été envisagée dans le cadre de cette thèse pour fabriquer les anneaux fendus de l'antenne textile. Cependant, le fil étant plus rigide que le fil de chez Statex, une modification importante de la géométrie a été révélée par les résultats expérimentaux présentés dans le chapitre 4, avec l'apparition de multiples résonances au sein de la structure. Nous avons donc cherché à analyser l'origine des multiples résonances observées expérimentalement. Nous présentons dans ce paragraphe la géométrie et l'analyse du comportement électromagnétique de cette nouvelle géométrie d'antenne.

a) Géométrie de l'antenne

Pour améliorer les performances, une antenne à SRRs [4] a été produite par broderie en utilisant un fil plus conducteur mais en contrepartie plus rigide. Ce type de fil a par ailleurs permis d'obtenir de bonnes performances pour d'autres antennes de type antenne boucle dédiées à la récupération d'énergie électromagnétique en champ proche utilisant la technologie NFC disponible dans les smartphones[5], [6]. Dans les études sur ces antennes boucles[7], trois fils conducteurs ont été brodés en parallèle lors de la fabrication de manière à réduire les pertes par conduction. Le même principe a été utilisé pour fabriquer les anneaux fendus. Les fils conducteurs étant isolés par une gaine extérieure, il en résulte une géométrie en méandre pour

chaque anneau qu'il faut prendre en compte pour analyser le comportement électromagnétique de la nouvelle antenne à SRRs.

L'antenne à SRRs obtenue en forme de S est illustrée sur la Figure 66. Elle se compose d'un dipôle de forme circulaire constitué d'un fil de cuivre de diamètre 0,5 mm et de deux SRRs de tailles différentes [8]. Les différents diamètres des SRRs indiqués sur la Figure 66(A) correspondent aux diamètres moyens qui ont été mesurés sur l'antenne fabriquée (chapitre 4).

Pour la simulation, chaque SRR est formé par un ruban métallique en méandre de section droite carrée de 0,2 mm d'épaisseur et de largeur $w_1 = 0,2$ mm. La distance entre chaque ruban est $g_1 = 0,15$ mm et la fente des anneaux est $s = 4$ mm. Les deux anneaux sont séparés par une distance g_2 qui dépend de la largeur totale de chaque anneau $w_2 = 0,9$ mm et du diamètre moyen d_{in} et d_{out} de l'anneau intérieur et extérieur, respectivement. La conductivité du cuivre a été considérée pour l'ensemble des parties conductrices (dipôle et SRRs) soit $\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ S/m.

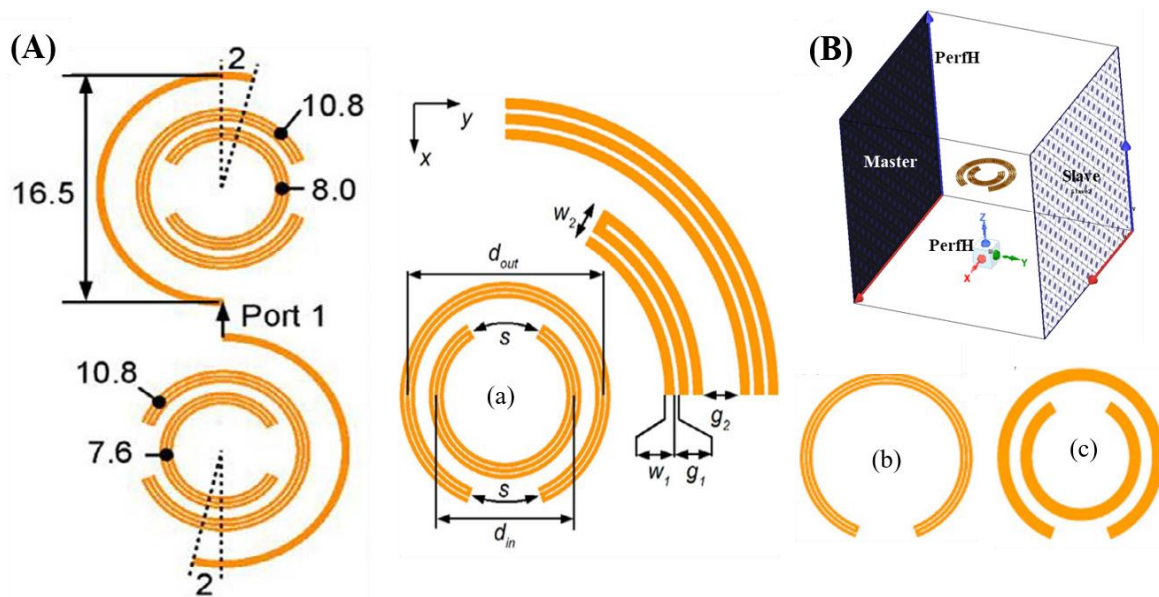


Figure 66: L'antenne à résonateur SRR : A) antenne simulée sous la forme d'un dipôle en forme de S de diamètre 16,5 mm et des SRRs de type a7.6 et a8.0 (dimensions en mm); (B) Conditions de simulation des modes propres des résonateurs à anneaux fendus, (a) définition des dimensions géométriques du résonateur à anneaux fendus, (b) anneau simple en méandre, (c) SRR conventionnel à rubans conducteurs pleins.

b) Analyse des résonances des SRRs en méandre

La géométrie des SRRs étant plus complexe que le résonateur à anneaux fendus présenté précédemment, une étude des modes propres a été menée afin de déterminer les fréquences de résonances intrinsèques de la structure.

La Figure 66(B) représente la cellule élémentaire simulée avec HFSS. La cellule est placée au centre d'un cube d'air de largeur $p = 30$ mm sans substrat textile. Des conditions périodiques de type Master/Slave sont utilisées sur chaque surface du cube parallèle aux plans x-z et y-z. Sur la face inférieure et la face supérieure située à 15 mm du résonateur à anneaux fendus, une condition de conducteur magnétique parfait (PMC) est utilisée pour s'intéresser uniquement aux modes présentant un champ magnétique perpendiculaire aux anneaux (modes magnétiques transverses). Ces modes sont ceux qui seront excités par le dipôle. Les conditions Master/Slave modélisant une structure infiniment périodique selon les directions x et y, la largeur p a été sélectionnée afin de réduire le couplage entre résonateurs voisins. Ainsi les modes obtenus par la simulation correspondent aux résonances d'un résonateur à anneaux fendus isolé.

Pour l'analyse des résonances, les différentes géométries de résonateurs sont représentées sur la Figure 66. Pour la nouvelle antenne textile à base de fil de chez Tibtech, les résonateurs correspondent à la géométrie de la Figure 66.a avec deux anneaux concentriques en méandre. L'origine des modes de résonances de cette structure sera analysée à partir des modes de résonances des géométries représentées Figure 66.b et Figure 66.c.

Les valeurs de la fréquence de résonance et du facteur de qualité (facteur Q) calculées pour différentes tailles et géométries considérées sont listées dans le Tableau 3. Les structures $a_{7.6}$ et $a_{8.0}$ correspondent à la structure à double anneaux fendus en méandres (Figure 66.a) avec un anneau externe de diamètre moyen $d_{out} = 10.8$ mm et un anneau interne de diamètre $d_{in} = 7.6$ et 8.0 mm, respectivement. Les structures b_N correspondent à un anneau simple en méandre (Figure 66.b) de diamètre moyen $N=7.6, 8.0$ ou 10.8 mm. Enfin les structures c_N correspondent à un résonateur à anneaux fendus sans méandre (Figure 66.c) comprenant un anneau externe de diamètre moyen 10.8 mm et un anneau interne de diamètre moyen $N = 7.6$ ou 8.0 mm, respectivement.

Tableau 3: Valeurs des fréquences de résonances en GHz calculées pour les différentes géométries représentées Figure 65. Le coefficient de qualité est indiqué entre parenthèses.

Structure	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5
a _{7.6}	2.13 (96.4)	2.82 (136)	3.21 (121)	3.67 (432)	4.53 (211)
a _{8.0}	2.13 (96.2)	2.81 (136)	3.02 (118)	3.39 (405)	4.29 (208)
b _{7.6}	3.17 (101)	4.20 (143)			
b _{8.0}	3.00 (108)	4.00 (152)			
b _{10.8}	2.14 (100)	2.83 (142)			
c _{7.6}	3.88 (1313)				
c _{8.0}	3.61 (1259)				

En comparant les valeurs de fréquence et du coefficient de qualité reportées dans le Tableau 3, il est possible d'associer les modes de la structure à double anneaux en méandre (structure a) à des résonances produites soit au sein de chaque anneau soit au couplage entre les deux anneaux concentriques. Ainsi, les deux premiers modes des structures $a_{7,6}$ et $a_{8,0}$ peuvent être reliés aux deux premières résonances de l'anneau externe de diamètre 10.8 mm. On peut effectivement remarquer dans le Tableau 3 que les valeurs de la fréquence et du coefficient de qualité pour les modes 1 et 2 des structures $a_{7,6}$, $a_{8,0}$ et $b_{10,8}$ sont proches les unes des autres.

Pour faciliter la lecture du Tableau 3, les correspondances des différents modes de résonances sont surlignées en utilisant une couleur distincte par mode. Le troisième mode de la structure $a_{7,6}$ et $a_{8,0}$ correspond à une résonance de l'anneau interne équivalent à la structure $b_{7,6}$ et $b_{8,0}$ respectivement. La valeur du coefficient de qualité plus élevée pour les structures $c_{7,6}$ et $c_{8,0}$ permet de relier le mode 4 de la structure $a_{7,6}$ et $a_{8,0}$ à la résonance habituellement observée dans les SRRs constitués par deux anneaux à rubans pleins (structures $c_{7,6}$ et $c_{8,0}$). Enfin, le mode 5 des structures $a_{7,6}$ et $a_{8,0}$ peut être relié à une résonance du second ordre des anneaux simples en méandre $b_{7,6}$ et $b_{8,0}$ respectivement.

On notera que le coefficient de qualité d'environ 100-150 est plus faible lorsque la résonance est produite à l'intérieur d'un anneau seul (modes 1,2, et 3 des structures $a_{7,6}$ et $a_{8,0}$) que lorsque la résonance implique les deux anneaux couplés (mode 4 des structures $a_{7,6}$ et $a_{8,0}$). Dans ce dernier cas le coefficient de qualité est supérieur à 400. Cette caractéristique peut être analysée en considérant un circuit RLC série équivalent au résonateur à anneau fendu [9]. Pour un circuit RLC série, le coefficient de qualité peut être calculé par la formule :

$$Q = \frac{1}{RC\omega_0} \quad (II.3)$$

Selon la résonance considérée, la capacité C est produite soit entre les deux anneaux pour le mode 4 (distance g_2) soit dans la fente formant le méandre d'un anneau pour les modes 1,2, et 3 (distance g_1). D'une part, on peut remarquer que $g_2 > g_1$. D'autre part, la fente de chaque anneau est plus longue que la partie des anneaux concentriques qui sont en regard. Si on évalue la valeur de la capacité C par la formule du condensateur plan ($C = \epsilon S/g$), cela signifie que la section S équivalente pour le mode 4 sera plus faible que la section S pour les trois premiers modes.

On constate donc que la capacité équivalente sera plus faible pour le mode 4 que pour les trois premiers modes. En conséquence, le coefficient de qualité inversement proportionnel à C sera plus élevé pour le mode 4 que pour les modes 1, 2, et 3.

Pour vérifier l'origine des résonances, la cartographie du courant normalisé sur les anneaux conducteurs calculé aux différentes fréquences de résonances de la structure $a_{7,6}$ est représentée Figure 67.a. Pour chaque cartographie, le courant est normalisé par rapport à la valeur maximale du courant pour le mode considéré.

Sur la Figure 67, les flèches indiquent le sens du courant sur chaque partie conductrice et les points noirs positionnent une valeur de courant proche de zéro. On observe que les modes 1 et 2 correspondent à des résonances produites au sein de l'anneau externe. Pour le mode 1, un courant nul à chaque extrémité du ruban en méandre suggère d'associer la résonance à une condition d'adaptation d'une demi-longueur d'onde sur la longueur totale du méandre. La présence d'un courant nul au milieu du méandre pour le mode 2 suggère une adaptation de deux demi-longueurs d'ondes sur la longueur totale du méandre.

Cependant, une analyse plus précise des résonances est nécessaire. Elle sera donnée ci-dessous. Le mode 1 peut être qualifié de mode fondamental de l'anneau externe et le mode 2 de premier mode supérieur. La cartographie pour le mode 3 et 5 fait clairement apparaître respectivement la résonance du mode fondamental et du premier mode supérieur de l'anneau interne, avec à nouveau un courant nul à chaque extrémité du ruban pour le mode 3 et la présence d'un courant nul au milieu du ruban pour le mode 5.

Enfin, la cartographie de courant du mode 4 de la structure $a_{7,6}$ est à comparer avec celle du mode 1 de la structure $c_{7,6}$ représentée aussi sur la Figure 67.a. Pour le mode 4, on observe que le courant dans les deux anneaux circule dans le même sens trigonométrique. De manière similaire, le courant pour le mode 1 du résonateur $c_{7,6}$ circule dans les deux anneaux dans le même sens. La différence du sens de circulation du courant entre les deux cas provient simplement d'une différence de phase de 180° .

Dans les deux cas le courant dans un anneau est maximal à l'endroit où se situe la fente du second anneau. Cette analogie des cartographies de courant permet d'associer la résonance du mode 4 de la structure $a_{7,6}$ à la résonance habituellement rencontrée dans les SRRs produite par les deux anneaux concentriques couplés.

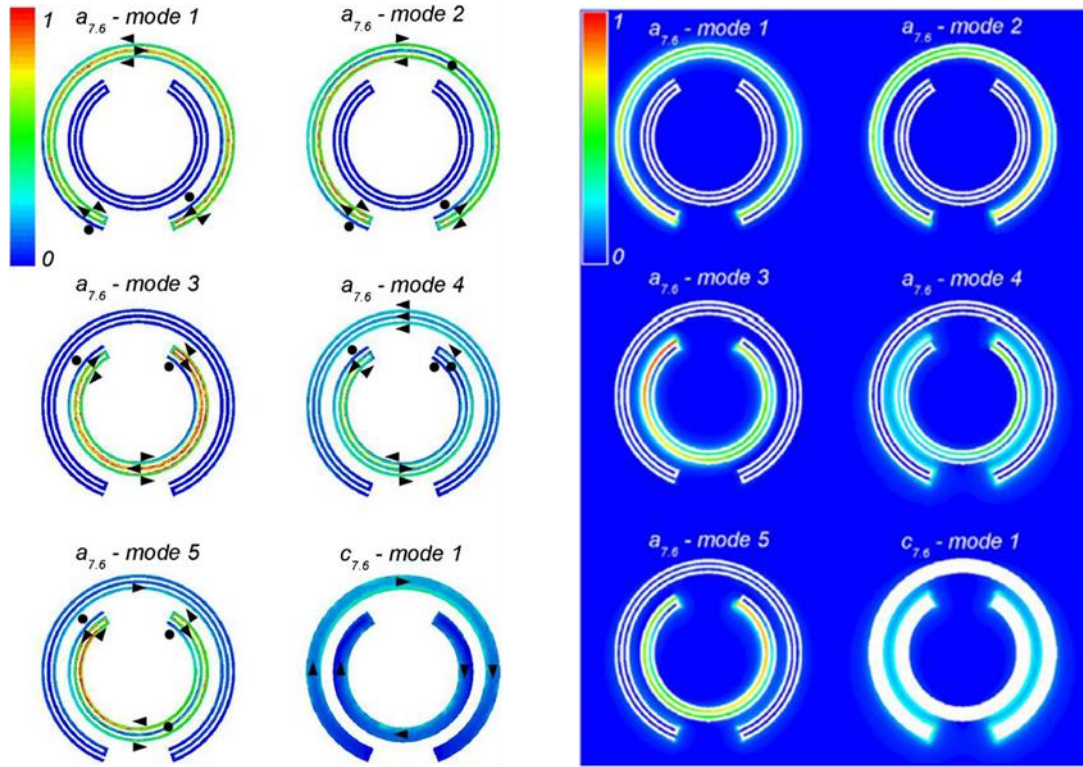


Figure 67: (a) Cartographie du courant normalisé sur la surface des anneaux conducteurs, (b) Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan des anneaux conducteurs, pour les modes 1 à 5 de la structure $a_{7,6}$, et pour le mode 1 de la structure $c_{7,6}$.

Pour certains modes, l'analyse des cartographies de courant a suggéré une condition d'adaptation de demi-longueurs d'ondes sur la longueur totale des méandres. De telles résonances apparaissent lorsqu'un nombre entier m de demi-longueurs d'ondes est égal à la longueur L du résonateur ($L = m \lambda/2$). En appliquant cette formule pour l'anneau en méandre de diamètre moyen 10.8 mm, les fréquences de résonances des deux premiers modes seraient 1.66 et 3.32 GHz en considérant pour L la longueur totale du ruban conducteur en méandre. Ces valeurs sont très éloignées des valeurs indiquées dans le Tableau 3 pour la structure $b_{10,8}$. Même si la condition d'adaptation en demi-longueurs d'onde peut dévier en fonction de la géométrie du résonateur [10] et par l'effet de l'épaisseur de peau [11], il est nécessaire de compléter l'analyse par la cartographie du champ électrique E représentée Figure 67.b dans le plan des résonateurs.

La présence d'un champ E maximal entre les anneaux pour le mode 4 de la structure $a_{7,6}$ et du mode 1 de la structure $c_{7,6}$ confirme l'équivalence de ces deux résonances. Pour tous les autres modes, le champ E est concentré à l'intérieur d'une des fentes formant le méandre d'un seul anneau résonnant. Pour les modes 1 à 3 et 5, on remarque que le champ E n'est pas uniforme le long de la fente résonante. Le champ présente une valeur élevée à l'extrémité ouverte de la fente et une valeur nulle à l'extrémité fermée de la fente.

En considérant que la fente se comporte comme un tronçon de guide d'onde bifilaire chargé à une extrémité par un court-circuit et à l'autre extrémité par un circuit ouvert, la théorie des lignes de transmission et l'analyse des cartographies de champs indique qu'une résonance est produite approximativement lorsqu'un quart de longueur d'onde est égal à la longueur de la fente. Les longueurs des deux fentes formant un même anneau en méandre étant très proches, on obtient finalement pour chaque anneau deux résonances à des fréquences voisines correspondant chacune à une condition d'adaptation en quart de longueur d'onde. Pour $d_{out} = 10.8$ mm, la condition d'adaptation en quart de longueur d'onde permet de déterminer une résonance à 2.44 GHz pour la plus longue fente, et une résonance à 2.61 GHz pour la plus courte. On remarque que ces fréquences sont décalées par rapport aux fréquences de résonances calculées sur HFSS pour la structure $b_{10.8}$ (2.14 et 2.83 GHz).

Ce décalage fréquentiel peut être attribué d'une part à l'extrémité ouverte de la fente qui se comporte davantage comme une capacité que comme un circuit ouvert parfait. Il en résulte une diminution de la fréquence de résonance [12]. D'autre part, les deux modes produits par les fentes d'un même anneau sont couplés entre eux. De manière générale, le couplage de résonateurs modifie la fréquence de résonance de chaque résonateur. Plus particulièrement, le couplage de résonateurs à anneaux fendus a été analysé dans la référence [13] et selon l'alignement et l'orientation des résonateurs différents décalages fréquentiels peuvent être constatés. Une simulation complémentaire pour un anneau présentant une seule fente (donc sans couplage de modes) a permis d'estimer un faible décalage fréquentiel (1.5 %) lié à la charge capacitive équivalente à l'extrémité ouverte de la fente. Ce décalage fréquentiel de 1.5% est trop faible pour expliquer le décalage des fréquences de résonances (d'environ 7.8 et 15% selon le mode) calculées pour l'anneau en méandre de 10.8 mm. En conséquence, nous pouvons supposer que le décalage fréquentiel est principalement dû au couplage entre les deux modes voisins.

c) Performances de l'antenne

Les dimensions géométriques de l'antenne sont celles précisées précédemment sur la Figure 66. L'antenne a été brodée sur le même tissu en coton que l'antenne textile précédente dont les caractéristiques ont été précisées en début de chapitre. Cependant, le fil conducteur Datatrans étant plus rigide que le fil Statex utilisé pour l'antenne à double bande, il ne rentre pas à l'intérieur du tissu en coton et reste en surface. En conséquence, le support de coton a été placé sous les parties conductrices pour la simulation.

La Figure 68 représente le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. Le coefficient de réflexion montre une bonne adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne à 2.41 GHz avec $S_{11} = -29.9$ dB. D'autres résonances sont mises en évidence sur l'évolution de S_{11} avec deux dips marqués apparaissant aux fréquences 3.08 et 3.38 GHz et d'autres moins prononcés à 1.93, 2.51, 2.69, 3.76 et 3.76 GHz. Comme pour les antennes précédentes, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée à chaque résonance des SRRs et présente un caractère de résonance parallèle. L'impédance d'entrée de l'antenne révèle la présence de 7 résonances. Les trois premières résonances en dessous de 2.7 GHz modifient peu l'impédance alors que 4 résonances sont plus visibles au-dessus de 3 GHz. Intuitivement, cela signifie que les modes de résonance des SRRs en méandre impliqués au-dessus de 3 GHz se couplent plus fortement au dipôle. Les maxima de la partie réelle de l'impédance permettent d'évaluer plus précisément les fréquences de résonances des SRRs à 1.94, 2.50, 2.68, 3.0, 3.3, 3.72, et 4.0 GHz. Ces fréquences sont inférieures à celles déterminées par le calcul de modes propres (Tableau 4).

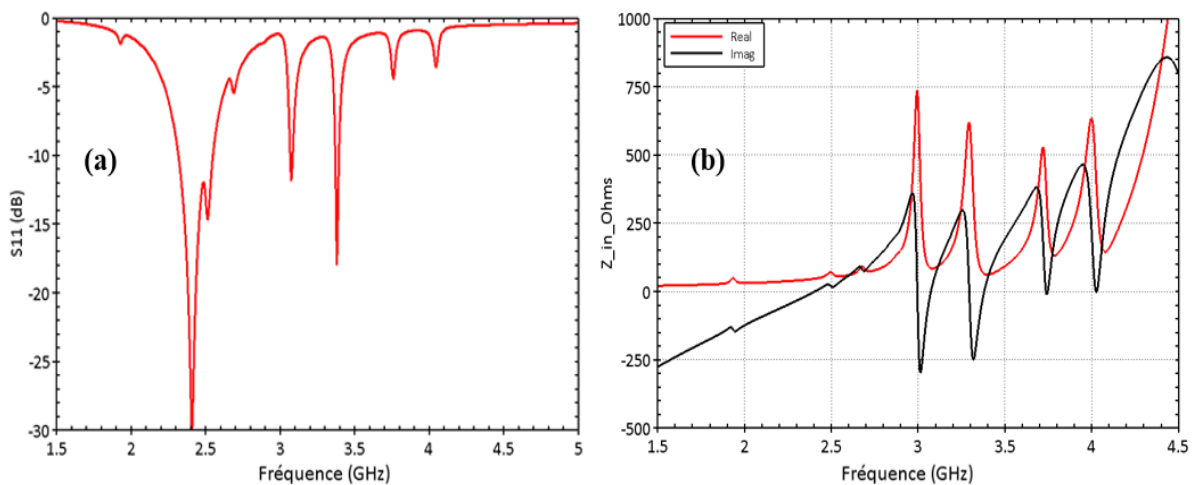


Figure 68: Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée de l'antenne (b).

Cela s'explique principalement par la présence du coton de permittivité supérieure à 1 qui a pour conséquence de diminuer les fréquences de résonances. Cependant, une simulation de l'antenne en considérant une permittivité de 1 pour le coton n'a pas permis de retrouver précisément les mêmes fréquences que le calcul de modes propres, mais elle a permis de s'en rapprocher.

La Figure 69 représentant le champ électrique dans le plan x-y de l'antenne permet d'associer les différents dips de réflexion aux différents modes des SRRs. Le dip à 2.41 GHz

est associé à la résonance du dipôle. A 1.93 et 2.51 GHz, on observe une résonance de l'anneau externe des SRRs avec un champ E principalement concentré dans la fente extérieure et intérieure, respectivement. Les dips à 3.08 et 3.38 GHz correspondent à des résonances habituellement observées pour des SRRs à rubans pleins avec un champ électrique concentré entre les deux anneaux. Enfin, la fréquence 2.69 GHz correspond à une résonance dans la fente extérieure de l'anneau de diamètre 8 mm. Il est donc possible d'attribuer les différents dips de réflexion aux résonances des SRRs. La correspondance entre les dips et les modes propres des SRRs est reportée dans le Tableau 4.

Le SRR avec un anneau de diamètre 8 mm résonne à 3.08 GHz et le SRR avec un anneau de 7.6 mm résonne à 3.38 GHz. Les fréquences 3.76 et 4.05 GHz correspondent à des résonances des anneaux internes de diamètre 8 et 7.8 mm respectivement, avec un champ E concentré dans la fente intérieure de l'anneau. Enfin, la fréquence 2.69 GHz correspond à une résonance dans la fente extérieure de l'anneau de diamètre 8 mm. Il est donc possible d'attribuer les différents dips de réflexion aux résonances des SRRs. La correspondance entre les dips et les modes propres des SRRs est reportée dans le Tableau 4.

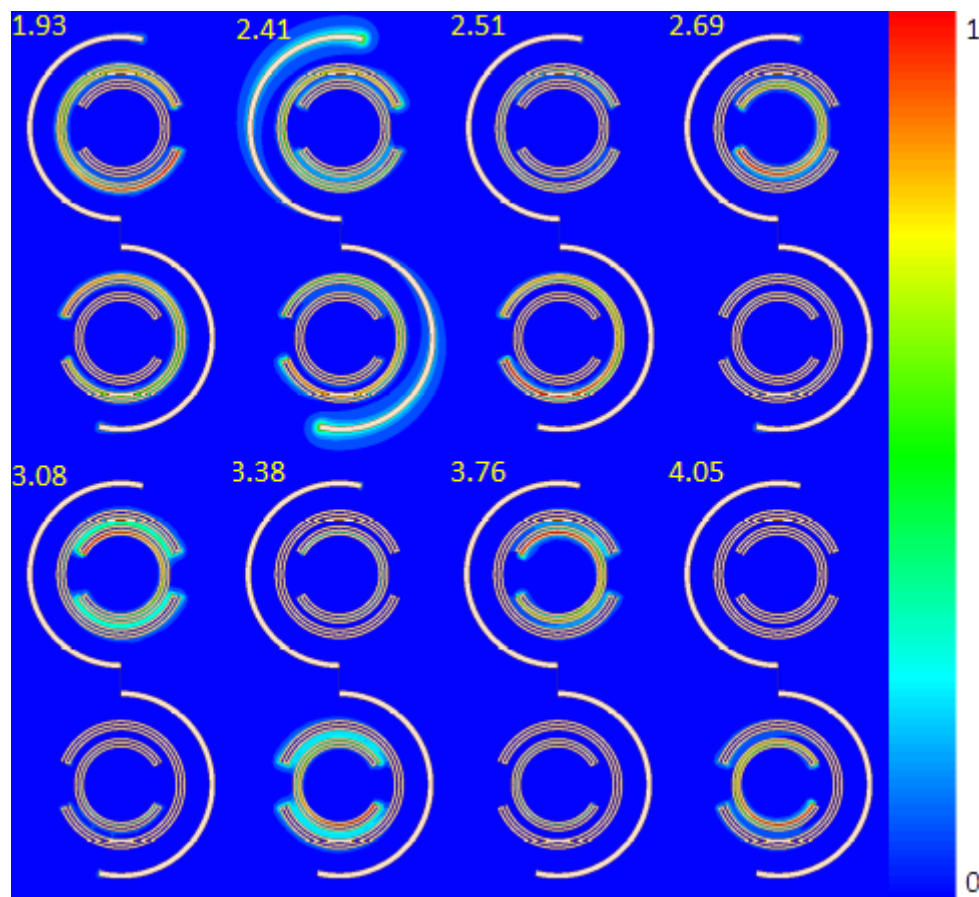


Figure 69: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour les fréquences des différents dips de réflexion.

Tableau 4: Correspondance des dips avec les résonances des SRRs et valeur du gain en dBi.

F (GHz)	1.93	2.41	2.51	2.69	3.08	3.38	3.76	4.05
Correspondance mode propre	mode 1 a _{7.6} , a _{8.0}	dipôle	mode 2 a _{7.6} , a _{8.0}	mode 3 a _{8.0}	mode 4 a _{8.0}	mode 4 a _{7.6}	mode 5 a _{8.0}	mode 5 a _{7.6}
Gain (dBi)	-2.62	1.01	-0.419	0.645	0.969	1.543	1.17	1.93

La Figure 70 et la Figure 71 représentent les diagrammes de rayonnement calculés aux fréquences des différents dips de réflexion en azimut et en élévation, respectivement. Les valeurs du gain de l'antenne sont reportées dans le Tableau 4. Pour les deux premiers dips à 1.93 et 2.41 GHz, les diagrammes de rayonnement sont identiques et symétriques avec cependant un gain à 2.41 GHz plus élevé (~1 dBi) correspondant au rayonnement du dipôle. A 1.93 GHz, l'anneau externe de chaque SRR rayonne de manière symétrique mais le gain obtenu est plus faible à cause d'une part des pertes introduites lors du couplage avec le dipôle et parce que le dipôle est désaccordé à cette fréquence.

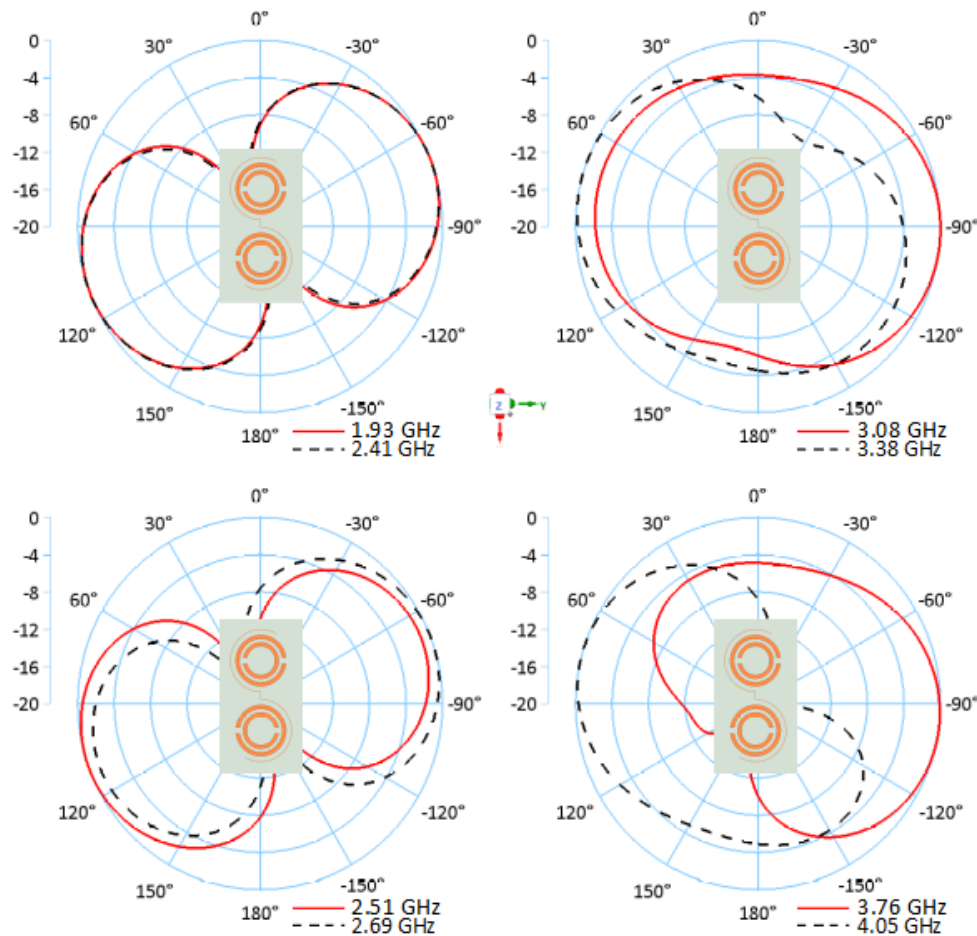


Figure 70: Diagramme de rayonnement de l'antenne en azimut. Gain normalisé en dB calculé aux fréquences des différents dips de réflexion.

Pour les autres fréquences, les diagrammes de rayonnement sont dissymétriques. L'antenne rayonne davantage dans la direction du SRR qui résonne. A 2.51, 3.38, et 4.05, le SRR du bas positionné à gauche du dipôle résonne et rayonne principalement dans une direction de l'angle azimutal positif (direction $y < 0$). Et inversement, à 2.69, 3.08, et 3.76, le SRR du haut positionné à droite du dipôle résonne et rayonne principalement dans une direction de l'angle azimutal négatif (direction $y > 0$).

Enfin, on observe une plus forte dissymétrie du rayonnement à 3.76 et 4.05 GHz qui pourrait provenir de l'interférence entre le rayonnement généré par l'anneau résonant et le rayonnement du dipôle (de manière un peu similaire au fonctionnement d'une antenne Yagi-Uda).

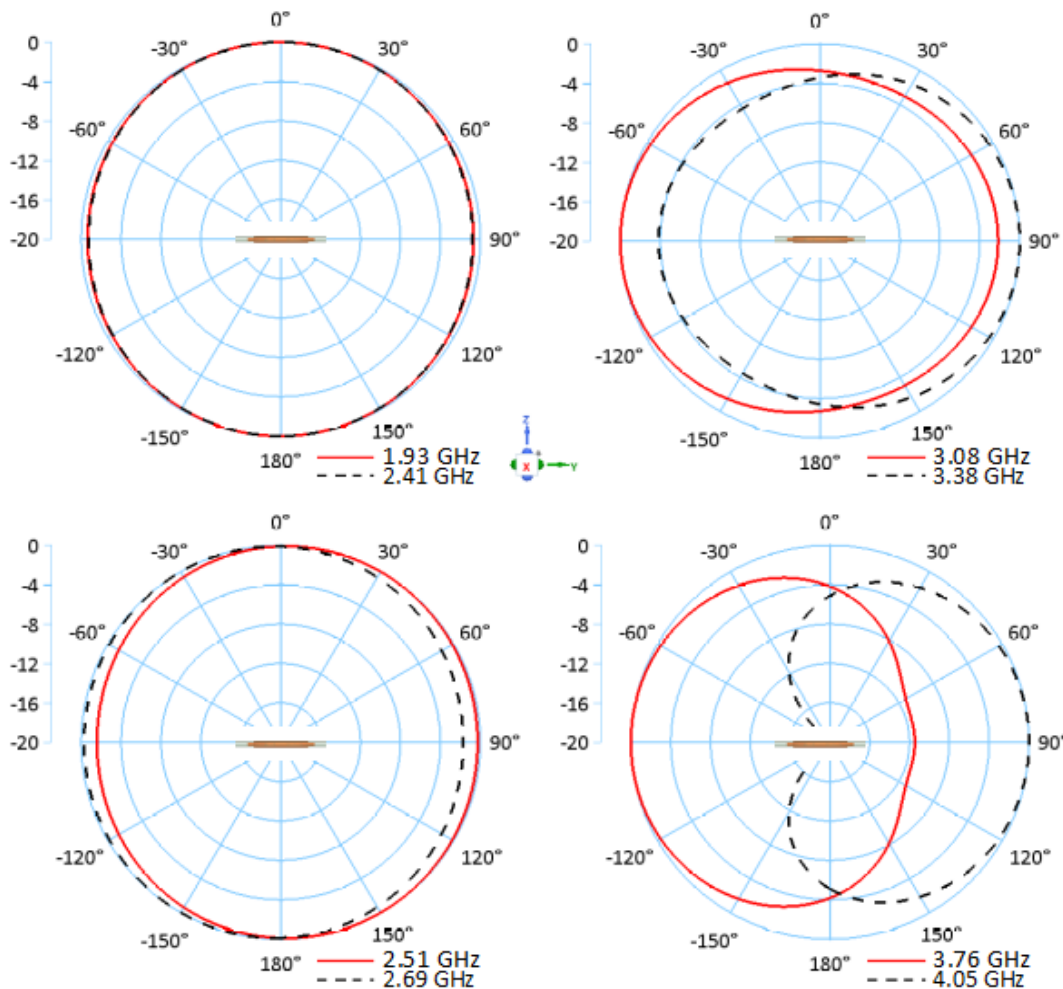


Figure 71: Diagramme de rayonnement de l'antenne en élévation. Gain normalisé en dB calculé aux fréquences des différents dips de réflexion.

En termes de gain, les deux dips à 1.93 et 2.51 GHz qui sont reliés à la résonance de l'anneau externe de chaque SRR présentent un faible gain négatif. Pour les autres dips, on obtient un gain compris entre 0.645 dBi et jusque 1.93 dBi.

IV. Métasurface à dipôles croisés

1. Principe de fonctionnement

L'objectif de cette partie est de concevoir une métasurface constituée par un réseau de dipôles métalliques symétriques déposés sur un substrat flexible de Kapton en vue d'une intégration sur textile (chapitre 4) et capable de collecter l'énergie électromagnétique sous divers angles d'incidence. La cellule unitaire est basée sur deux dipôles électriques croisés qui permettent de collecter l'énergie dans la bande de fréquence ISM [2.4 GHz à 2.47GHz] et pour différentes polarisations. La géométrie de la cellule élémentaire est inspirée d'une étude de la littérature portant sur des structures multicouches rigides fonctionnant à 3 GHz [14].

Plus généralement, dans la littérature, différentes métasurfaces ont été répertoriées [14]–[17]. On s'intéressera plus particulièrement à la métasurface proposée dans la référence [18]. Elle est composée par un réseau de motifs en forme de croix qui s'apparente à deux dipôles orthogonaux croisés. Dans la référence [18] les auteurs ont montré la récupération d'énergie par une métasurface déposée sur un empilement de deux substrats rigides avec un plan de masse en face inférieure. Dans le cadre de la thèse, nous avons adapté cette structure avec deux objectifs : supprimer le plan de masse inférieur et utiliser un substrat flexible plus adapté pour une intégration sur textile.

La métasurface composée par un réseau de dipôles croisés doit permettre d'obtenir une efficacité de conversion du rayonnement électromagnétique en un signal alternatif plus importante. Par ailleurs, la conception doit garantir une indépendance de la conversion à la polarisation de l'onde. Cette indépendance à la polarisation est habituellement recherchée pour les structures de récupération d'énergie car elle permet d'augmenter la liberté de récolte et de ne pas restreindre la récupération d'énergie à une seule polarisation [18].

2. Conception et simulation : métasurface sur substrat Kapton

La géométrie de la métasurface est basée sur la cellule unitaire représentée Figure 72 [15], [18]–[20]. Elle est composée de deux dipôles croisés orthogonaux, centrés et symétriques déposés sur un substrat Kapton (Kapton II) d'épaisseur 50 μ m. Par la suite, des diodes de redressement et des composants de filtrage seront introduits dans chaque cellule élémentaire. Cette intégration sera présentée dans le chapitre 3. Nous nous intéressons dans ce chapitre au comportement fréquentiel de la métasurface sans composant. Le réseau de dipôles a d'abord été

analysé par l'intermédiaire du logiciel HFSS pour optimiser la structure pour un fonctionnement dans la bande ISM-2.4 GHz.

Pour atteindre un fonctionnement optimal de la structure à la fréquence choisie de 2.45 GHz, l'objectif est de maximiser la réflexion de l'onde incidente sans se préoccuper à ce stade d'étude de la transmission (la métasurface est sans plan de masse). Les propriétés du substrat utilisé en simulation (Kapton II) ont été précisées dans le paragraphe I.2. Les dipôles forment un réseau de maille carrée de période $Kap = L_x + 2*d + s = 59.6$ mm avec « $d + s/2$ » la distance entre les extrémités des bras du dipôle et le bord de la cellule élémentaire (voir Figure 72.b). Les dipôles croisés ont une longueur, une largeur et une épaisseur $L_x = 57$ mm, $W_x = 4$ mm et $ep_{Cu} = 35$ μ m, respectivement (Figure 72.b).

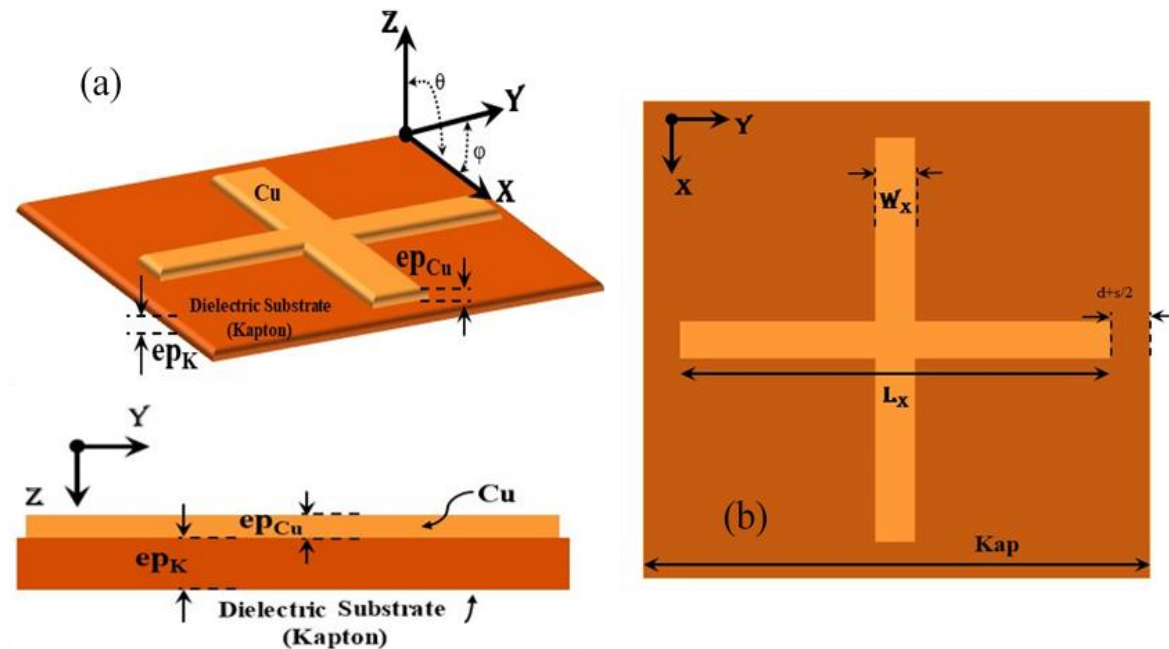


Figure 72: Vues schématiques de la cellule élémentaire de la métasurface proposée. (a) Vue de la couche diélectrique et représentation de l'angle d'incidence, (b) Vue de dessus montrant les détails géométriques.

La cellule élémentaire montrée sur la Figure 72 a été simulée en considérant qu'elle forme une structure périodique infinie en utilisant des conditions aux limites de type master/slave dans des directions x et y. Ces conditions master/slave ont été appliquées sur les faces parallèles à la direction de propagation de l'onde (direction $-z$). La Figure 73.c illustre la condition de périodicité suivant les plans x-z et y-z.

Ensuite, deux ports de Floquet ont été placés sur les faces supérieure et inférieure du domaine de simulation. Le port de Floquet 1 est utilisé pour modéliser la génération d'une onde plane qui se propage dans la direction $-z$ avec différentes polarisations définies par l'angle ϕ (se

référer à la Figure 72.a pour la définition de l'angle φ). La distance entre la métasurface et chaque port de Floquet a été fixée à $d = 60$ mm afin de garantir une condition $d > \lambda/8$ à $f = 2.5$ GHz.

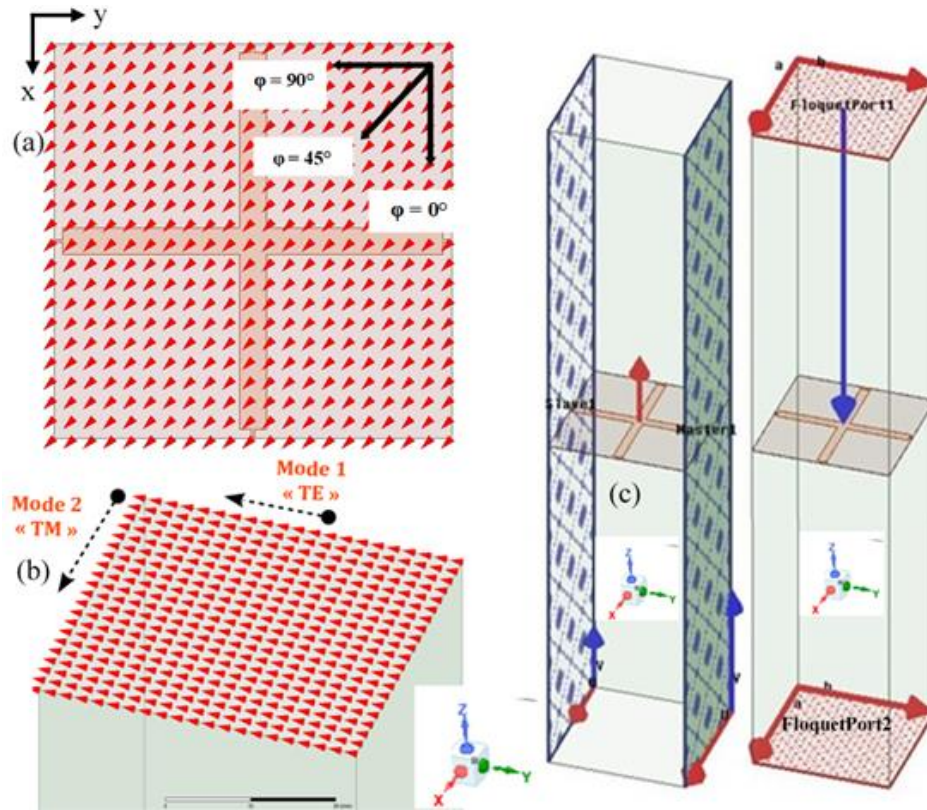


Figure 73: (a) Orientation du champ électrique dans le port de Floquet pour $\varphi = 45^\circ$, (b) Orientation du champ électrique du Modes TE & TM dans le port de Floquet, (c) Conditions périodiques (Masters/Slaves) avec les ports d'excitation de type « Floquet

3. Etudes paramétriques :

Les différentes dimensions géométriques de la métasurfaces sont définies sur la Figure 72. Des études paramétriques ont été effectuées en modifiant la longueur des dipôles croisés L_x et leur largeur W_x pour étudier le comportement de la résonance de la métasurface. Ces études ont été menées en considérant les valeurs nominales suivantes pour les autres paramètres :

- Un réseau de maille carrée de période $Kap = 59.6$ mm.
- Les dipôles croisés de longueur et de largeur $L_x = 57$ mm et $W_x = 4$ mm.

L'étude a pour objectif de déterminer les dimensions géométriques permettant d'obtenir une résonance de la métasurface à la fréquence 2.45 GHz.

a) Longueur L_x et largeur W_x des dipôles croisés

La Figure 74 représente le coefficient de transmission (S_{21}) entre les ports de Floquet 1 et 2 et le coefficient de réflexion (S_{11}) au port de Floquet 1 calculés pour (a) différentes longueurs L_x et (b) différentes largeurs W_x des dipôles croisés.

D'après les résultats présentés sur la Figure 74.a, lorsque le dipôle est allongé de 54 à 59 mm la fréquence de résonance diminue de 2.62 à 2.18 GHz avec un niveau de transmission à la résonance insensible à l'élongation. On obtient une valeur optimale de la longueur des dipôles croisés de $L_x = 57$ mm pour obtenir une fréquence de résonance de 2.41 GHz et un coefficient de transmission inférieur à -40 dB. Cette fréquence de résonance peut être comparée à la résonance d'un dipôle électrique dans l'air $\lambda/2$:

$$Fr = c/2L_x \quad (II.4)$$

Pour $L_x = 57$ mm, la formule (4) donne une fréquence 2.63 GHz légèrement supérieure à 2.41 GHz. La différence peut être attribuée à la permittivité du Kapton qui diminue la fréquence de résonance de la métasurface.

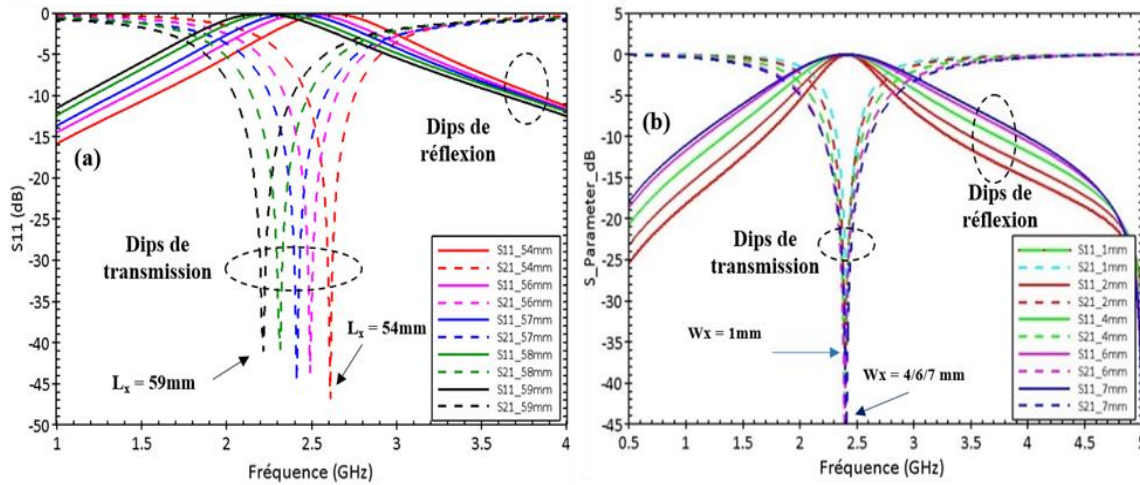


Figure 74: Coefficients de transmission/réflexion simulés, paramétrés par (a) la longueur des dipôles croisés L_x , (b) la largeur des dipôles W_x

La Figure 74.b montre que pour des valeurs variables de W_x entre 1 mm à 7 mm, la métasurface a une fréquence de fonctionnement proche, entre 2.41 à 2.39 GHz, respectivement. Les niveaux de transmission diminuent de $S_{11} = -36$ dB à -45 dB pour $W_x = 1$ mm à $W_x = 4$ mm, et ils se stabilisent (même niveau) pour W_x supérieure à 4 mm. Ce qui permet de choisir les valeurs optimales $L_x = 57$ mm et $W_x = 4$ mm.

Les caractéristiques d'indépendance à la polarisation de l'onde incidente sont illustrées Figure 75 par la stabilité des paramètres de transmission et de réflexion à l'angle φ défini dans l'insert de la Figure 72. Lorsque $\varphi = 0^\circ$, 45° et 90° , on obtient la même fréquence de résonance de 2.41 GHz avec un coefficient de réflexion de $S_{11} = -0.03$ dB et de transmission $S_{21} = -44.6$ dB, respectivement. On constate donc que la fréquence de résonance des dipôles croisés est inchangée quelle que soit la polarisation de l'onde incidente.

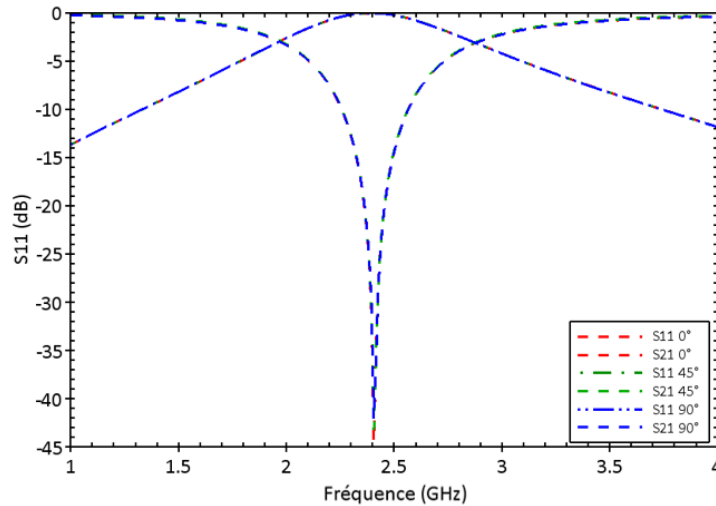


Figure 75: Coefficients de transmission / réflexion pour différentes polarisations ($\varphi = 0^\circ/45^\circ/90^\circ$)

Pour vérifier l'origine des résonances, les cartographies du courant sur le dipôle conducteur croisé et du champ électrique dans le plan du dipôle, simulées à la fréquence 2.41 GHz pour un angle $\varphi = 45^\circ$ sont représentées Figure 76.a et Figure 76.b, respectivement.

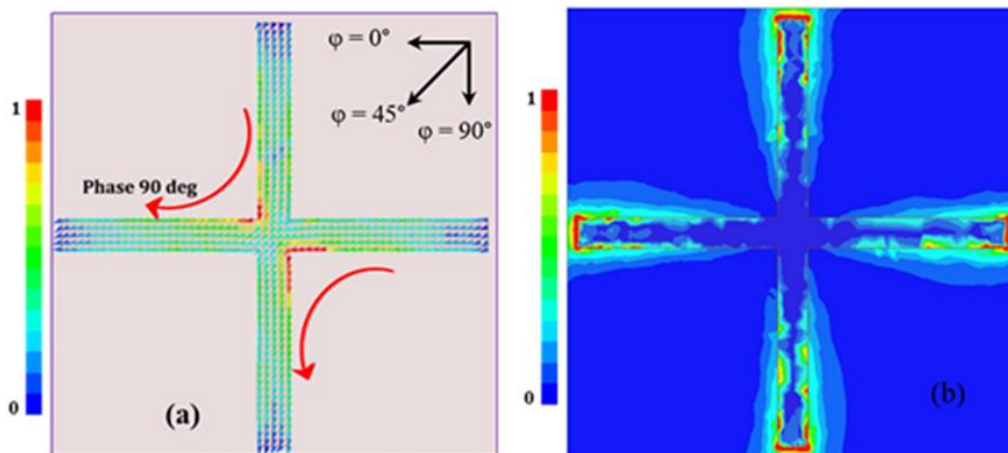


Figure 76: Cartographie à la résonance à Freq = 2.41 GHz pour un angle de 45° . (a) Carte de courant normalisée sur le motif métallique du dipôle (b) Carte de champ électrique normalisée dans le plan du dipôle.

Le courant est normalisé par rapport à la valeur maximale du courant pour le mode considéré et les flèches indiquent le sens du courant sur chaque partie conductrice. La symétrie de la carte de champ E de la Figure 76.b, avec la présence d'un champ E élevé à l'extrémité du dipôle et d'une valeur nulle de E au milieu du dipôle croisé confirme que les deux bras du dipôle croisé résonnent de manière équivalente pour un angle $\varphi = 45^\circ$.

b) Structure optimisée

➤ *Dimensions optimales :*

Pour redresser et filtrer l'onde absorbée par la métasurface, des diodes de redressement et des composants de filtrage seront introduits dans chaque cellule élémentaire par la suite (chapitre 3). Ceci impose d'ajouter des pins de connexion aux extrémités du dipôle tout en conservant les dimensions nominales de la structure et de la période du réseau pour assurer le fonctionnement à une fréquence de 2.41 GHz (Figure 77.b).

La Figure 77.a représente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion et de transmission pour les dimensions géométriques nominales avec une longueur et largeur des pins de connexion de $d = 0.6$ mm et $c = 0.5$ mm. On en déduit une distance $s = 0.4$ mm. Un coefficient de transmission (S_{21}) inférieure à -40 dB est observé avec une réflexion quasiment totale ($S_{11} = -0.01$ dB) à la fréquence de résonance 2.41GHz. On constate que les pins de connexion ont peu modifié les conditions de résonance de la métasurface.

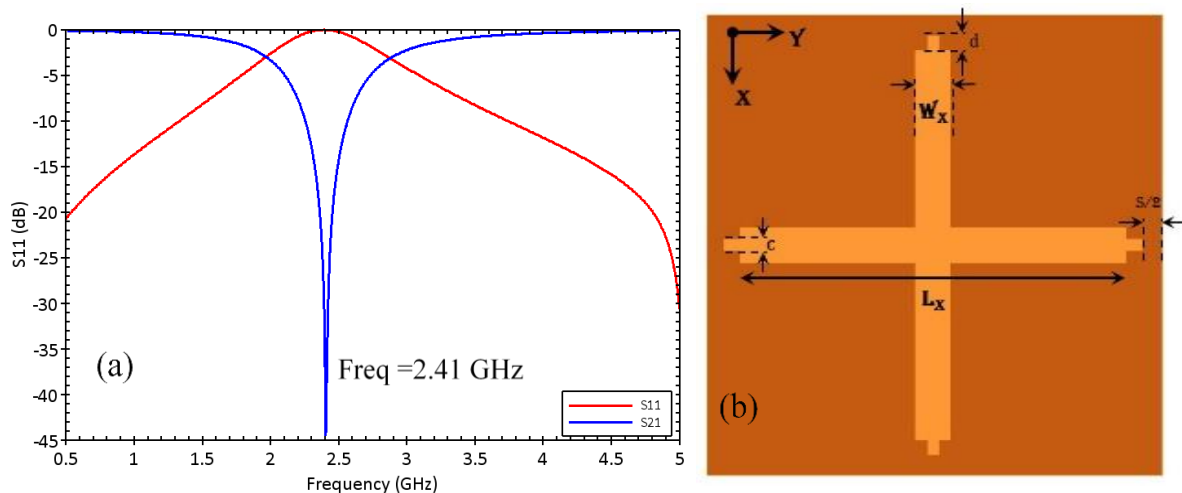


Figure 77: (a) Coefficients de réflexion et de transmission. (b) La nouvelle cellule élémentaire avec les pins de connexion.

4. Conception et simulation : métasurface sur substrat Epoxy FR4

Durant la thèse, des métasurfaces sur substrat FR4 ont aussi été fabriquées et caractérisées. De la même manière que les études de la métasurface sur Kapton, une structure optimale sur substrat FR4 a été dimensionnée par des simulations sur HFSS. Ces simulations ont permis d'aboutir aux dimensions géométriques optimales : périodicité 52.6 mm et une longueur et une largeur des dipôles croisés $L_x = 50$ mm, et $W_x = 4$ mm, respectivement.

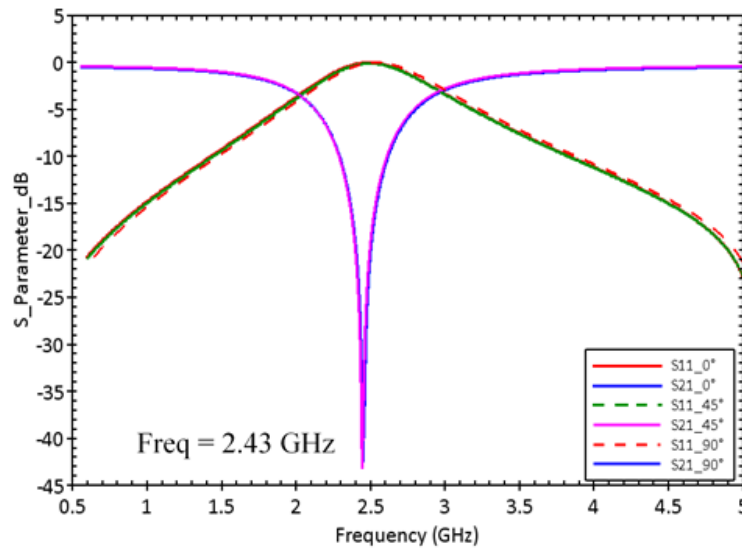


Figure 78: Coefficients de transmission / réflexion sur Epoxy FR4

La modification des dimensions géométriques a été nécessaire pour conserver un fonctionnement à la fréquence 2.45 GHz. Le substrat FR4 est plus épais que le substrat Kapton et il présente aussi une permittivité plus élevée. Il en résulte que la permittivité équivalente autour du dipôle croisé est plus élevée pour le substrat FR4 que pour le substrat Kapton. En conséquence une métasurface ayant les mêmes dimensions géométriques résonnerait à une fréquence plus faible pour le substrat FR4 que pour le substrat Kapton. Il est donc nécessaire de raccourcir le dipôle et de réduire la période du réseau afin de conserver une même fréquence de résonance. La réponse fréquentielle de la métasurface optimisée sur FR4 représentée sur la Figure 78 est comparable à celle de la métasurface sur Kapton.

Conclusion

En résumé, sur les 3 parties de ce chapitre et avec différentes structures étudiées, il a été montré que la résonance d'une antenne dipôle peut être modifiée en intégrant des résonateurs à anneaux fendus (SRRs) qui apportent une résonance de type parallèle supplémentaire à la résonance série du dipôle.

En analysant les différentes antennes avec leur géométrie optimale visant un fonctionnement dans la bande ISM-2.4 GHz, une 1^{ère} antenne avec un dipôle rectiligne a présenté une bonne adaptation d'impédance ($S_{11} = -26.8$ dB) à $\text{Freq-Dip1} = 2.46$ GHz et un gain de -0.38 dBi. Ceci correspond à un fort couplage entre le dipôle et les anneaux SRRs.

Pour l'antenne en forme de S incluant des anneaux SRRs en méandre, l'étude des modes propres a permis de déterminer 5 fréquences de résonances intrinsèques de la structure. Ces résonances multiples produites par les résonateurs SRRs ont été analysées pour ouvrir la perspective d'un fonctionnement multifréquences.

A la fin du chapitre, une métasurface composée d'un réseau de dipôles croisés a été présentée en visant une fabrication par PCB sur substrat rigide (FR4) et flexible (Kapton). Pour cette structure quelle que soit la polarisation de l'onde incidente à $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ et 90° , on obtient la même fréquence de résonance de 2.41 GHz avec des coefficients de réflexion de $S_{11} = -0.03$ dB et de transmission $S_{21} = 44.6$ dB.

Dans le chapitre suivant, les composants de rectification seront intégrés dans l'antenne rectiligne à anneaux fendus et dans la métasurface pour étudier leur influence et leur contribution sur le fonctionnement des structures.

Bibliographie

- [1] V. Bélanger-Garnier *et al.*, « Novel wireless-communicating textiles made from multi-material and minimally-invasive fibers », in *2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, août 2014, p. 6278-6281.
- [2] L. Zhang, Z. Wang, et J. L. Volakis, « Textile Antennas and Sensors for Body-Worn Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 1690-1693, 2012.
- [3] S. Patel et Y. Kosta, *Liquid metamaterial based microstrip antenna*, vol. 60. 2017.
- [4] K. B. Alici et E. Ozbay, « Electrically small split ring resonator antennas », *J. Appl. Phys.*, vol. 101, n° 8, p. 083104, avr. 2007.
- [5] B. Garnier, P. Mariage, F. Rault, C. Cochrane, et V. Koncar, « Textile NFC antenna for power and data transmission across clothes », *Smart Mater. Struct.*, vol. 29, n° 8, p. 085017, juill. 2020, doi: 10.1088/1361-665X/ab8a6d.
- [6] B. Garnier *et al.*, « Analysis of the power transfer and electrical performances of an embroidered textile loop antenna for near field communication (NFC) application », *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 827, p. 012030, juin 2020.
- [7] B. Garnier, P. Mariage, F. Rault, C. Cochrane, et V. Koncar, « Electronic-components less fully textile multiple resonant combiners for body-centric near field communication », *Sci. Rep.*, vol. 11, n° 1, p. 2159, janv. 2021.
- [8] J. Hao, A. Djouadi, F. Rault, X. Tao, É. Lheurette, et L. Burgnies, « Multiresonant Split Ring Resonator with Meandered Strips », *Phys. Status Solidi A*, vol. 217, n° 6, p. 1901017, 2020.
- [9] C. Pfeiffer et A. Grbic, « A Circuit Model for Electrically Small Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 4, p. 1671-1683, avr. 2012.
- [10] B. N. Khlebtsov et N. G. Khlebtsov, « Multipole plasmons in metal nanorods: scaling properties and dependence on particle size, shape, orientation, and dielectric environment », *J. Phys. Chem. C*, vol. 111, n° 31, p. 11516-11527, 2007.
- [11] F. Neubrech *et al.*, « Resonances of individual metal nanowires in the infrared », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 89, n° 25, p. 253104, 2006.
- [12] J. Hao *et al.*, « Textile split ring resonator antenna integrated by embroidery », *Electron. Lett.*, vol. 55, n° 9, p. 508-510, mai 2019.

- [13] S. S. Seetharaman, C. G. King, I. R. Hooper, et W. L. Barnes, « Electromagnetic interactions in a pair of coupled split-ring resonators », *Phys. Rev. B*, vol. 96, n° 8, p. 085426, 2017.
- [14] A. Z. Ashoor, « Electromagnetic Energy Harvesting Surfaces », Theses, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2018.
- [15] K. Achouri et C. Caloz, « Design, concepts, and applications of electromagnetic metasurfaces », *Nanophotonics*, vol. 7, n° 6, p. 1095-1116, juin 2018.
- [16] M. El Badawe, T. Almoneef, et O. Ramahi, « A True Metasurface Antenna », *Sci. Rep.*, vol. 6, p. 19268, janv. 2016.
- [17] G. T. Oumbé Tékam, V. Ginis, J. Danckaert, et P. Tassin, « Designing an efficient rectifying cut-wire metasurface for electromagnetic energy harvesting », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 110, n° 8, p. 083901, févr. 2017.
- [18] A. Z. Ashoor, T. S. Almoneef, et O. M. Ramahi, « A Planar Dipole Array Surface for Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transfer », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 3, p. 1553-1560, mars 2018.
- [19] M. El Badawe, T. S. Almoneef, et O. M. Ramahi, « A metasurface for conversion of electromagnetic radiation to DC », *AIP Adv.*, vol. 7, n° 3, p. 035112, mars 2017.
- [20] M. E. Badawe et O. Ramahi, « Polarization independent metasurface energy harvester », in *2016 IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, avr. 2016, p. 1-3.

Chapitre III : Antennes à anneaux fendus et métasurfaces à circuit de rectification intégré

« La découverte est un plaisir aussi subtil et intéressant que la connaissance »

[Jacques Lamarche]

Introduction

Le chapitre précédent était dédié à l'étude des éléments permettant de capter un signal électromagnétique ambiant. Une antenne incluant des résonateurs à anneaux fendus (SRRs) avec différentes géométries et une métasurface constituée par un réseau de dipôles croisés ont été étudiées et optimisées pour un fonctionnement en bande ISM-2.4GHz. Ce chapitre est consacré au circuit de redressement et particulièrement à l'intégration des diodes dans l'antenne à SRRs sur substrat Kapton et dans la métasurface.

Ce chapitre est composé de trois parties. La première partie concerne le choix de la diode Schottky, les conditions de son utilisation et ses caractéristiques électriques (sa tension de seuil et son impédance en fonction de la fréquence) [1], [2]. Ensuite, la méthode pour modéliser la diode dans les simulations HFSS est présentée [3]. L'impédance de la diode à la fréquence de 2.45 GHz pour différentes puissances incidentes a aussi été étudiée par des simulations sur ADS.

La deuxième partie est consacrée à l'intégration des diodes dans l'antenne à anneaux fendus et dipôle rectiligne sur substrat Kapton étudiée en chapitre 2. Le principe de fonctionnement de l'antenne est présenté dans un premier temps. L'approche consiste à analyser la distribution du champ électrique et du courant sur l'antenne et à étudier le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne avec le logiciel de simulation HFSS. Le comportement de l'antenne en présence de diodes dans l'état bloqué et passant est analysé. Un décalage fréquentiel de la réponse de l'antenne consécutif à l'intégration des diodes est montré et il nécessite de redimensionner les anneaux fendus et de modifier leur géométrie pour viser un fonctionnement à 2.45 GHz. Cependant, cette étude n'a pas permis de définir une antenne à SRR avec diodes intégrées fonctionnant à 2.45 GHz.

Enfin, la troisième partie montre les résultats de simulation de la métasurface intégrant des diodes de redressement et un circuit de filtrage. L'analyse comprend un comportement de la métasurface en signal continu (DC) et un comportement RF. Après la définition du rendement de conversion RF/DC et de l'absorption calculée sur HFSS, le comportement fréquentiel de la métasurface entre différents ports d'accès de la métasurface est analysé. Ces études sont aussi menées sous différents angles de polarisation d'une onde en incidence normale. Il est montré que l'adaptation d'impédance de la métasurface à l'impédance des diodes peut être simplement obtenue en modifiant la position des diodes dans les branches composant la cellule élémentaire. Deux circuits de filtrage RF/DC ont été considérés. Le premier est constitué d'une seule inductance, le second d'une cellule LC parallèle accordée à la fréquence de fonctionnement de 2.45 GHz. Les résultats montrent que le circuit LC parallèle permet de conserver la réponse fréquentielle de la métasurface initiale (sans filtre) et permet de collecter l'ensemble du signal DC produit dans la métasurface intégrant les diodes.

I. Propriétés des diodes utilisées

1. Choix des diodes Schottky

Le principe d'une diode Schottky réside dans l'utilisation d'une jonction métal-semiconducteur. Ce composant a l'avantage de présenter une faible tension de seuil et de pouvoir fonctionner avec une grande vitesse de commutation et donc à très haute fréquence (jusqu'à plusieurs dizaines de GHz). La Figure 79 montre différentes illustrations de la diode Schottky référencée SMS7630-079LF de chez Skyworks qui sera intégrée dans les prototypes de récupération d'énergie présentés dans le chapitre 4. Cette référence de diode a été sélectionnée car elle présente une tension de seuil faible (0.14 V), une capacité de jonction faible ($C_{j0} = 0.14$ pF), et une inductance série faible (0.7 nH). La résistance en polarisation directe est de 20Ω . Les spécifications électriques de son schéma électrique équivalent, les paramètres du modèle SPICE associés à la diode, ainsi que les caractéristiques de performances typiques et les dimensions du boîtier sont donnés par le fabricant.

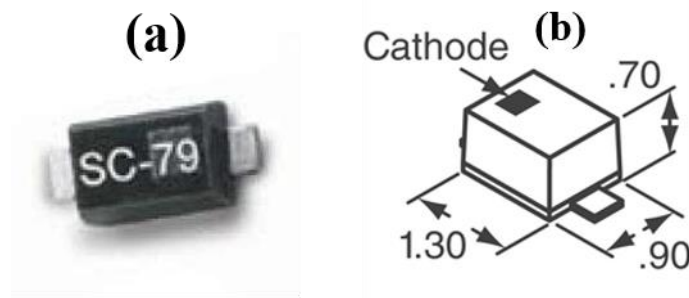


Figure 79: Illustration de la diode Schottky SMS7630-079LF de chez Skyworks : (a) Photo commerciale (b) Dimensions du boîtier.

2. Modèle de la diode Schottky SMS7630-079LF

➤ Circuit équivalent

La Figure 80 montre le circuit électrique équivalent de la diode Schottky. Il se compose de deux éléments non linéaires, la résistance de jonction R_j et la capacité de jonction C_j en parallèle, en série avec l'inductance L_s et la résistance R_s . La capacité C_p correspond à une capacité parasite liée au boîtier.

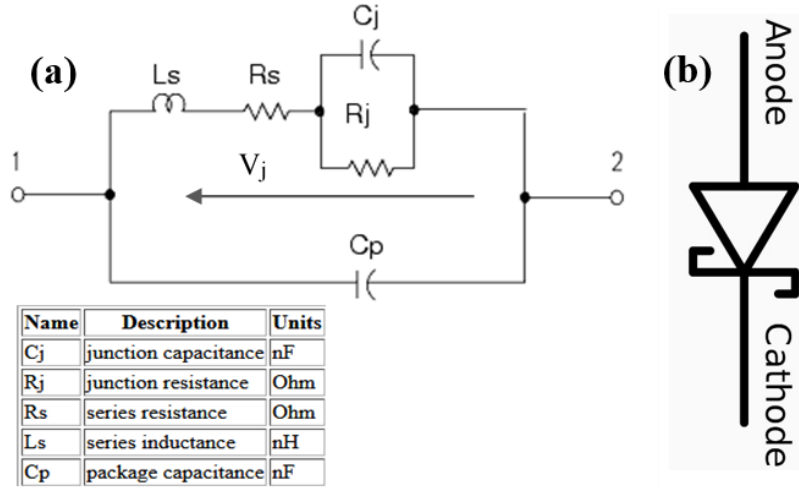


Figure 80: (a) Circuit électrique équivalent de la diode Schottky et (b) symbole électrique d'une diode Schottky.

La capacité de jonction d'une diode Schottky dépend de la tension appliquée à la jonction, cette capacité est calculée par la relation (III.1) [4] :

$$C_j(V) = \frac{dQ}{dV} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_j}{V_b}\right)^\gamma} \quad (III.1)$$

Où V_b est la barrière de potentiel de la jonction et C_{j0} est la capacité de jonction à tension nulle. V_j est la tension appliquée sur la jonction ($V_j > 0$ si la jonction est polarisée en direct), et $\gamma = 0.5$ si le semiconducteur est dopé uniformément.

➤ Caractéristiques électriques de la diode

La Figure 81.b montre la caractéristique courant-tension de la diode Schottky SMS7630-079LF simulée sur ADS (Advanced Design System de chez Keysight) à partir du schéma représenté Figure 81.a. Le circuit simulé comprend la diode définie par les paramètres du modèle SPICE fournis par le fabricant. Une résistance de charge de 50Ω représentée par l'impédance de port pour les paramètres S TermG a été considéré et la tension d'alimentation du circuit par le port P1_1Tone a été limitée 1.6V. Les termes parasites liés au boîtier et aux connexions de la diode Schottky sont modélisés par une capacité $C_p = 0.3$ pF et deux inductances $L_s = L_{s1} + L_{s2} = 0.7$ nH, respectivement. Ces valeurs sont fournies par le fabricant.

Comme attendu, sur la caractéristique $I_D(V)$ représentée Figure 81.b, lorsque la jonction Schottky est polarisée en direct avec une tension supérieure à la tension de seuil de 0.16 V, la diode est passante. Pour des tensions inférieures à 0.16 V, la diode est bloquée.

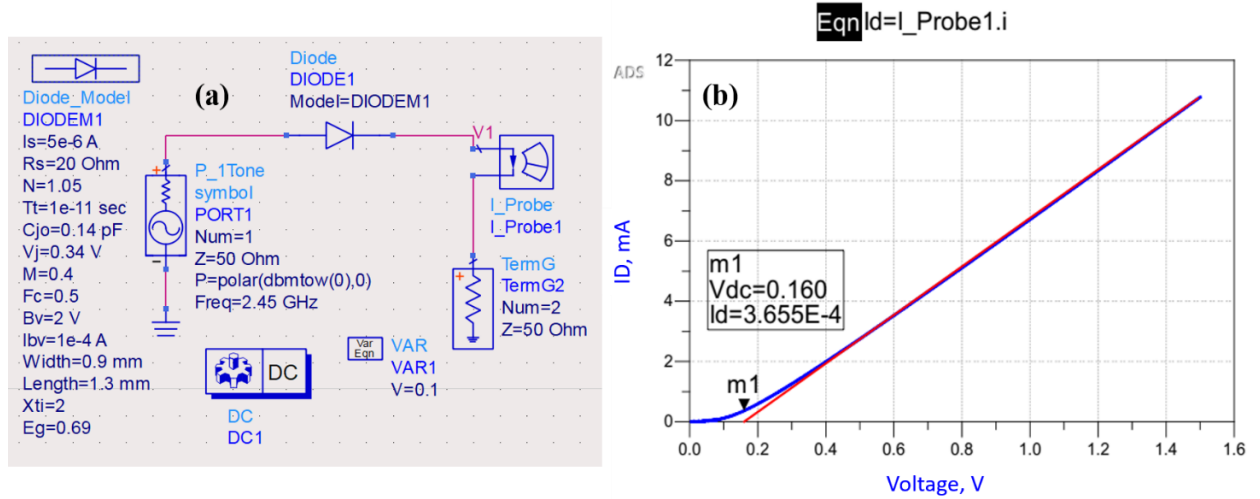


Figure 81: Schéma électrique utilisé pour simuler la caractéristique $I_D(V)$ de la diode sur ADS (b) Caractéristique électrique $I_D(V)$ simulée de la diode Schottky.

3. Détermination de l'impédance équivalente de la diode sur ADS

Dans les simulations HFSS de ce chapitre, la diode sera intégrée dans une antenne à SRRs et dans la métasurface à dipôles croisés étudiés précédemment. Pour cela, la diode sera modélisée par son schéma électrique équivalent, ou plus simplement par son impédance équivalente. L'impédance équivalente de la diode a donc été déterminée au préalable par des simulations sur le logiciel ADS. La Figure 82 présente le schéma électrique utilisé sur logiciel ADS pour déterminer son comportement fréquentiel en utilisant un modèle SPICE fourni par le fabricant.

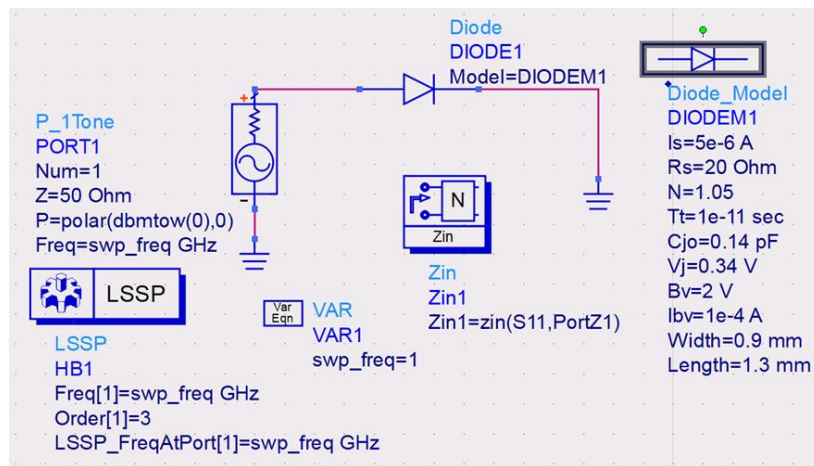


Figure 82: Simulation sur ADS de la diode Schottky avec le modèle fournisseur.

Sur la Figure 83.a, la courbe bleue représente l'évolution fréquentielle de la partie imaginaire de l'impédance de la diode pour une puissance incidente $P_{in} = 0$ dBm et la courbe rouge représente la partie réelle. A $Freq = 2.45$ GHz, la diode présente une impédance complexe $Z_{dd} = 147 - j53 \Omega$ qui

sera considérée ci-dessous pour modéliser la diode dans les simulations avec le logiciel HFSS de l'antenne à anneaux fendus et de la métasurface. Enfin à $\text{Freq} = 4.4 \text{ GHz}$, correspondant au second dip de réflexion de l'antenne à anneaux fendus, l'impédance complexe équivalente de la diode est $Z_{dd} = 96 - j62 \Omega$.

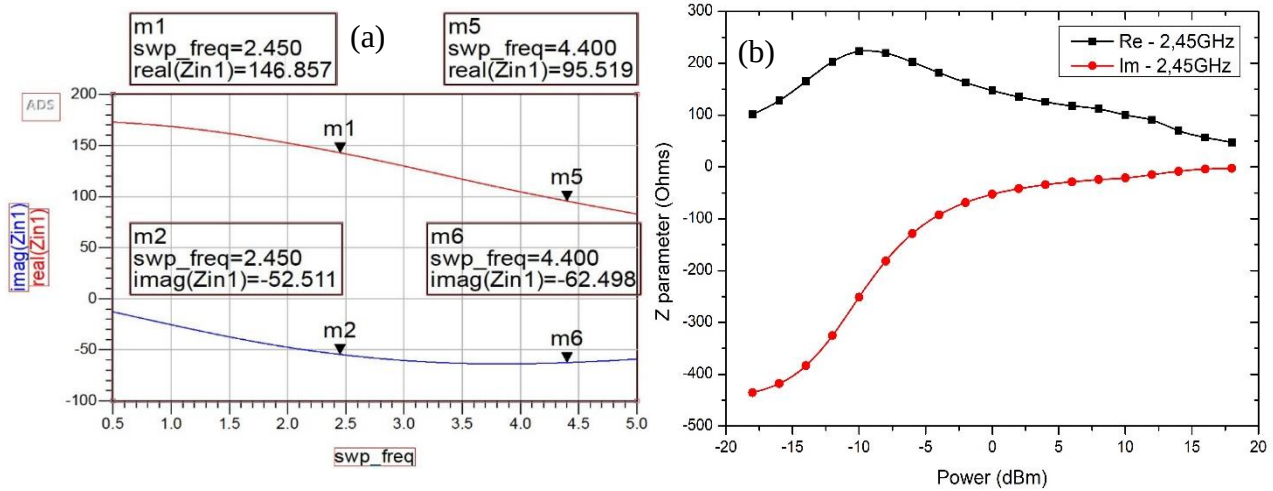


Figure 83: Impédance équivalente de la diode, (a) pour une puissance incidente $P_{in} = 0 \text{ dBm}$, (b) pour P_{in} variable pour $\text{freq} = 2.45 \text{ GHz}$.

La Figure 83.b représente l'évolution de l'impédance de la diode à 2.45 GHz pour des puissances incidentes variant entre -20 dBm et 20 dBm . Ces résultats permettront d'analyser le comportement des structures pour différentes conditions d'énergie ambiante. On peut remarquer qu'avec l'augmentation de la puissance incidente, la partie imaginaire de l'impédance de la diode augmente de -450Ω pour $P_{in} = -18 \text{ dBm}$ à environ 0Ω à 18 dBm .

On peut remarquer aussi qu'une variation de la partie imaginaire est principalement observée pour de faibles puissances inférieures à -5 dBm , alors qu'au-dessus de 0 dBm on observe un plateau. Cela signifie que le comportement fréquentiel des structures rectifiées sera plus sensible à faible puissance ambiante que pour les plus fortes puissances. Pour la partie réelle de l'impédance, on observe un maximum à -10 dBm , une variation plus rapide pour $P_{in} < -10 \text{ dBm}$, et une diminution quasiment linéaire pour $P_{in} > -10 \text{ dBm}$.

4. Modélisation des diodes dans HFSS

Différentes modélisations de la diode ont été considérées durant les simulations HFSS. La première repose sur un fonctionnement de la diode de type ON/OFF. La seconde considère l'impédance de la diode déterminée au préalable par ADS comme précisé ci-dessus. La modélisation en fonctionnement de type ON/OFF a été utilisée pour l'antenne à anneau fendu. La seconde a été utilisée pour la métasurface à dipôles croisés (structure DCK).

a) Représentation électrique équivalente de la diode dans les états ON/OFF

Les Figure 84.a et Figure 84.b illustrent le schéma électrique équivalent de la diode dans les états ON (polarisation en direct) et OFF (polarisation en inverse), respectivement. Comme indiqué précédemment, les composants réactifs C_p et L_s représentent des termes d'impédance parasite liée au boîtier, tandis que R_p et R_s traduisent les caractéristiques de conduction dans les états ON et OFF de la diode [5]. En se référant à la fiche technique de la diode Schottky SMS7630-079LF, on aura les caractéristiques de l'état ON « $L_s = 0.7\text{nH}$, $R_s = 20\Omega$ ». Tandis qu'à l'état OFF (polarisation en inverse), le circuit équivalent des diodes correspond à la résistance en polarisation inverse $R_p = 5\text{k}\Omega$ en parallèle avec $C_p = 0.3\text{pF}$.

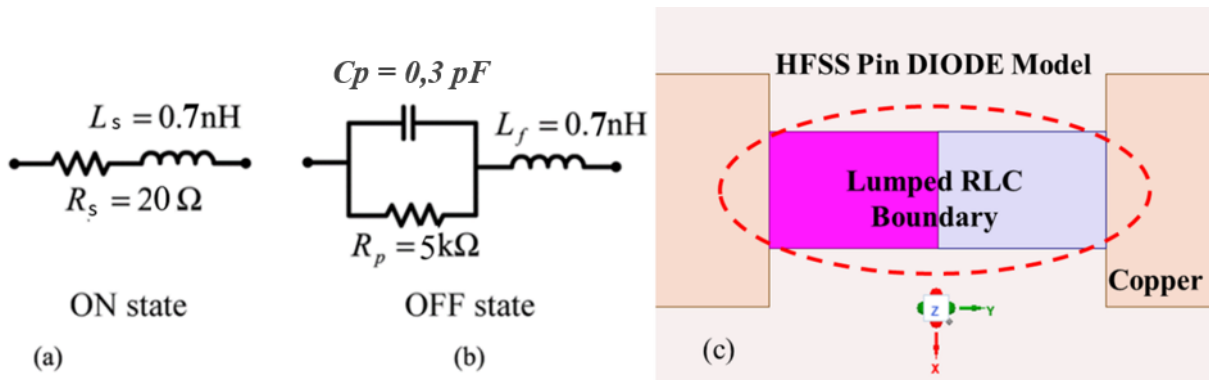


Figure 84: Modèle électrique équivalent de la diode dans son (a) Etat ON et (b) Etat OFF, (c) Modèle HFSS.

Pour les simulations des antennes à anneaux fendus, la diode sera modélisée dans le logiciel HFSS par une surface de taille $1.3\text{ mm} \times 0.9\text{ mm}$ sur laquelle sera appliquée une condition aux limites de type Lumped RLC (Figure 84.c) [6], [7]. Cette condition permet de choisir entre un circuit RLC série ou parallèle, et de fixer les valeurs de chaque composante du circuit (R , L , et C). Les paramètres seront fixés de manière à obtenir le circuit de la Figure 84.a ou Figure 84.b selon l'état de la diode étudié. La taille de la surface a été choisie par rapport à la taille du boîtier de la diode et des fentes ont été dimensionnées pour pouvoir insérer les diodes dans les différentes structures (voir chapitre 2).

b) Modélisation en Lumped Port

Dans cette partie, une procédure de simulation a été adoptée en utilisant un « Lumped Port » en tant que port localisé pour modéliser la diode par son impédance $Z_{dd} = 147 - j53\Omega$ dans HFSS. La Figure 85 illustre le modèle équivalent de la diode utilisant une surface et un port de type Lumped Port inséré dans chaque cellule élémentaire de la métasurface étudiée ci-dessous dans le paragraphe III (« Cellule DCK »). Cette condition sera utilisée pour modéliser la diode dans son état ON.

L'introduction d'un port au niveau de la diode permettra principalement de déterminer le coefficient de transmission entre l'onde incidente illuminant la métasurface et la diode. Ce coefficient traduira l'efficacité de collecte de l'énergie au niveau de la diode. Il s'agira alors de dimensionner la métasurface afin d'adapter l'impédance de la métasurface à l'impédance de la diode afin d'obtenir une efficacité de collecte la plus élevée possible. Enfin, la suppression de la surface et du Lumped Port dans la simulation pour considérer l'état OFF a également été étudiée. Les résultats obtenus étaient similaires aux résultats obtenus en utilisant une condition de type Lumped port montrée dans la Figure 84. En conséquence, l'état OFF a été simulé par un circuit laissé ouvert au niveau de la diode pour les études de la métasurface.

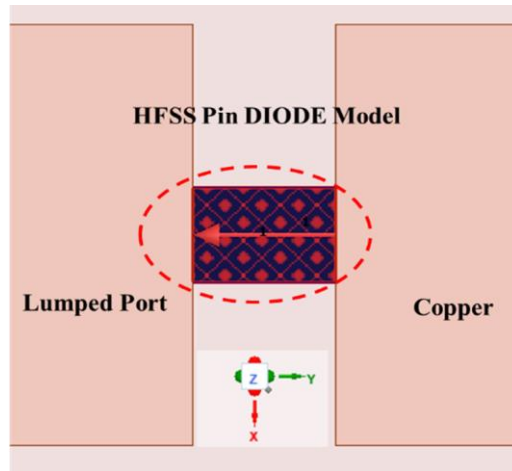


Figure 85: Modélisation de la diode en Lumped Port sur HFSS.

II. Antennes à anneaux fendus intégrant des diodes

Dans cette section, nous présentons l'étude globale sur HFSS de l'antenne à anneaux fendus intégrant des diodes de redressement au niveau des anneaux. L'introduction des diodes aura pour conséquence de modifier la fréquence de résonance de la structure et une nouvelle géométrie des anneaux sera recherchée pour obtenir une adaptation d'impédance de l'antenne lorsque les diodes sont intégrées [8]. Nous utilisons la diode Schottky dans un état ON ou OFF modélisée par une surface avec des conditions de type Lumped RLC comme présentée auparavant [9]. Et on considère l'antenne à anneaux fendus et dipôle rectiligne dimensionnée dans le chapitre 2 sur un substrat souple de Kapton.

1. Fonctionnement lorsque les diodes sont bloquées

Dans le chapitre précédent, nous avons observé que le champ électrique est maximum dans les fentes des anneaux fendus (SRRs). Afin d'obtenir une efficacité de redressement, les diodes ont

été placées au niveau des fentes des anneaux extérieurs. De manière similaire, l'introduction de composants dans les fentes des anneaux est très couramment rencontrée dans la littérature pour obtenir différentes fonctions non linéaires. Ainsi, la génération d'harmoniques dans des métamatériaux non linéaires à partir des varactors intégrées dans un réseau de SRRs a été expérimentalement vérifiée [10]–[13]. La réalisation d'un limiteur de puissance RF à base d'un métamatériau intégrant des diodes PIN a été étudiée [14]. Enfin, l'absorption d'une onde incidente dans un réseau d'anneaux fendus chargés par des résistances a été envisagée pour la récupération d'énergie [15]. Dans ce chapitre, nous envisageons d'intégrer les diodes Schottky dans les SRRs de l'antenne en visant un redressement du signal RF capté.

L'antenne avec une diode intégrée dans l'anneau extérieur de chaque SRR a été simulée sur HFSS en utilisant un circuit électrique équivalent selon l'état de la diode comme présenté sur la Figure 86. En simulation, chaque état de la diode (ON/OFF) a été défini par les paramètres électriques (R , L , C en série ou en parallèle) représentés Figure 84.a et Figure 84.b. Cette condition de simulation permet de comparer le comportement fréquentiel de l'antenne dans les deux états de la diode.

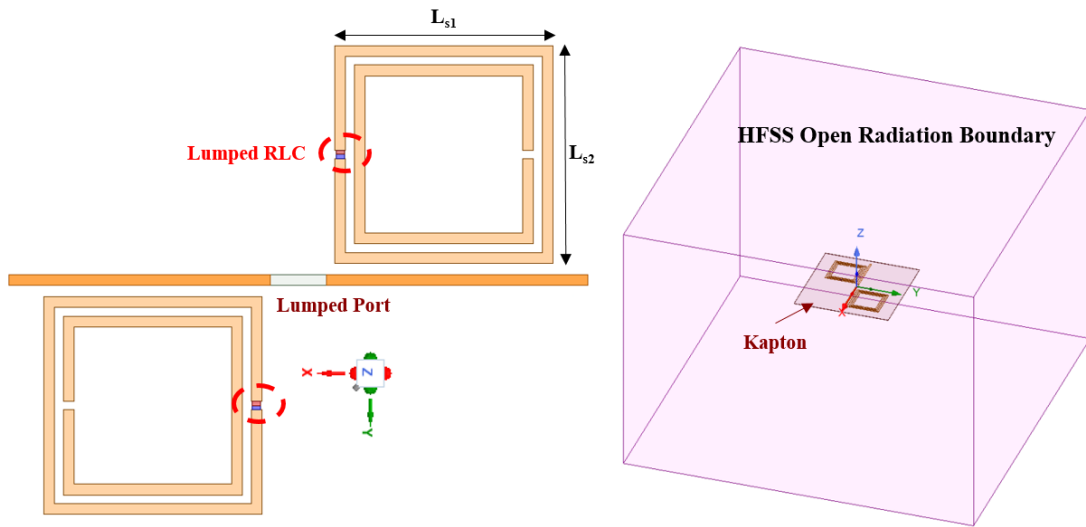


Figure 86: (à gauche) L'antenne à SRR avec circuit équivalent de la diode (Lumped RLC), (à droite) les conditions aux limites radiatives sur toutes les surfaces extérieures de l'espace de simulation.

Dans l'état ON, la diode est équivalente à un circuit série (R_s , L_s). A 2.45 GHz, l'impédance équivalente de la diode est faible $Z_{dd} = 20 + i 10.8 \Omega$. Dans ce cas, la diode étant passante ferme l'anneau et supprime donc la résonance des SRRs. Dans l'état OFF, la diode est équivalente à un circuit parallèle (R_p et C_p) et son admittance équivalente est faible $Y_{di} = 0.2 + i 4.6 \text{ mS}$. L'impédance dans l'état OFF est alors environ dix fois plus élevée que l'impédance dans l'état ON, et la diode se comporte davantage comme un circuit ouvert. On retrouve alors des anneaux extérieurs fendus et un comportement analogue à l'antenne à SRRs sans diode.

La Figure 87 représente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion (a) et de l'impédance d'entrée de l'antenne (b) pour les deux états de la diode (ON/OFF). Ces résultats ont été calculés pour une antenne à SRRs avec les dimensions géométriques nominales pour un fonctionnement autour de 2.45 GHz définies dans le chapitre 2 et pour un substrat flexible de Kapton. Lorsque les diodes sont bloquées, on observe sur la Figure 87.a deux dips de réflexion à 2.04 et 4.43 GHz avec $S_{11} < -1.7$ dB et -17.5 dB respectivement, qui sont obtenus pour une impédance d'entrée $Z_{in-SRR} = 252 - i 255 \Omega$ et $Z_{in-Dip\hat{o}le} = 65 - i 1.12 \Omega$. On constate que le second dip est peu modifié par la présence des diodes en état OFF comparativement au coefficient de réflexion pour une antenne à SRR sans diode (Figure 42 du Chapitre 2) pour laquelle $S_{11} = -16$ dB à 4.43 GHz avait été observé. Par contre, on observe que le premier dip de S_{11} correspond à une moins bonne adaptation de l'impédance de l'antenne à 50Ω . Ainsi, la fréquence et la valeur de S_{11} du premier dip sont plus faibles que les valeurs obtenues pour une antenne sans diode (Figure 42 du Chapitre 2). Les résultats représentés ci-dessous confirment la suppression de la résonance des SRRs lorsque les diodes sont passantes. On retrouve alors quasiment le comportement d'une antenne dipôle sans SRRs avec un seul dip de réflexion $S_{11} = -17.5$ dB à la fréquence 4.46 GHz.

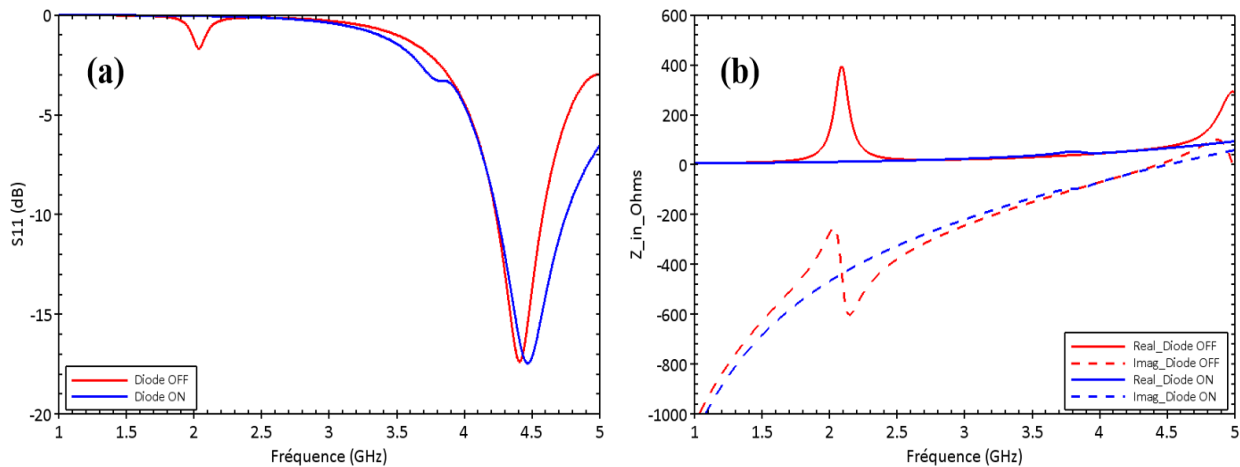


Figure 87: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton avec diode bloquée

Il apparait sur la Figure 87.b, que la résonance des SRRs est plus large en présence des diodes en état OFF que la résonance observée sans diode au chapitre 2. On voit notamment que l'impédance d'entrée de l'antenne est principalement produite par le dipôle avec une augmentation quasiment monotone de la partie imaginaire à l'exception de la faible résonance des anneaux autour de 2 GHz. La faible variation de la partie imaginaire de l'impédance autour de la résonance ne permet pas de compenser la valeur négative de la partie imaginaire de l'impédance reliée au dipôle. Ce qui se traduit par une mauvaise adaptation d'impédance de l'antenne et une valeur de S_{11} de -1.7 dB. On remarque aussi sur la Figure 87.b, que la fréquence de résonance des SRRs s'est décalée de 2.6 GHz pour

l'antenne sans diode à 2.1 GHz pour l'antenne avec des diodes bloquées. Cette décroissance de la fréquence de résonance peut être attribuée au comportement capacitif de la diode bloquée qui ajoute une capacité C_p en série avec la capacité C_s équivalente de l'anneau extérieur (équation 3, chapitre 2). Par conséquent, une nouvelle étude paramétrique des dimensions géométriques des anneaux fendus doit être menée pour ajuster la fréquence de résonance des SRRs chargés par la diode bloquée. Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne à SRRs chargée par les diodes, une analyse de la cartographie du champ électrique normalisé est illustrée sur la Figure 88 pour des diodes bloquées. La cartographie permet d'attribuer le deuxième dip de réflexion à la résonance du dipôle et le premier dip à la résonance des SRRs avec une forte concentration du champ E entre les anneaux concentriques. Pour le premier dip, on observe aussi une concentration du champ dans la fente de l'anneau extérieur où les diodes sont positionnées. La présence d'un champ E maximal entre les anneaux de la structure confirme aussi la présence d'une forte capacité entre les deux anneaux concentriques.

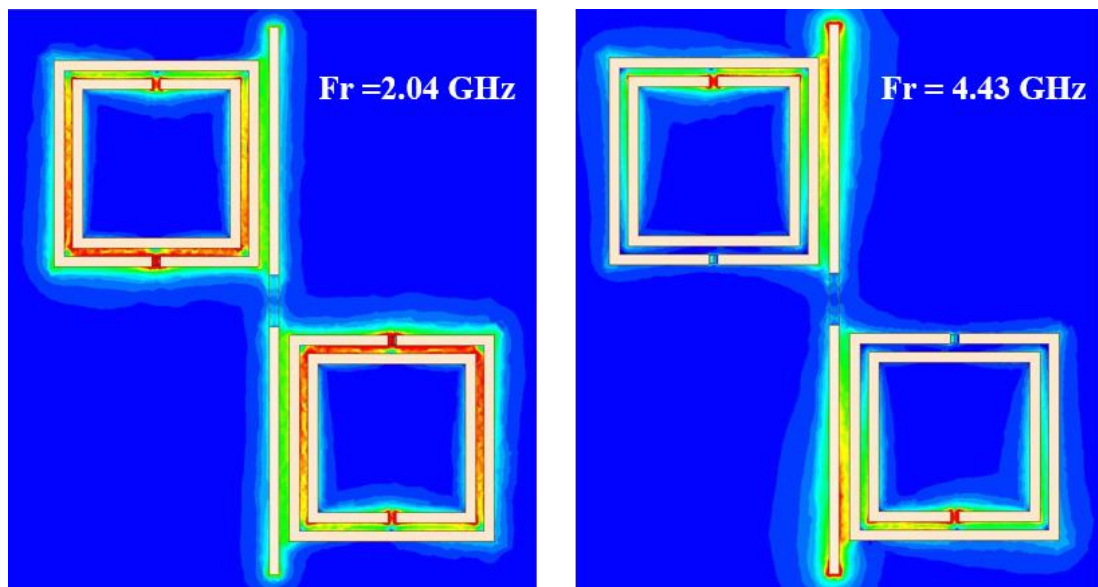


Figure 88: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour les fréquences 2.04 GHz (à gauche) et 4.43 GHz (à droite) pour l'état OFF de la diode.

2. Etudes paramétriques avec diodes bloquées

L'intégration de diodes dans les SRRs a modifié la fréquence du premier dip de réflexion de l'antenne encore présent lorsque les diodes sont bloquées. Il faut donc ajuster les dimensions géométriques des anneaux SRRs pour obtenir un fonctionnement à 2.45 GHz. De manière similaire aux études menées dans le chapitre 2, différentes études sont présentées ci-dessous. L'objectif a été de définir une antenne avec des dimensions réalistes fonctionnant à 2.45 GHz avec une nouvelle contrainte liée à la capacité élevée apportée par la diode dans l'état OFF.

a) Longueur L_s des anneaux SRRs

L'étude paramétrique a été menée en utilisant les dimensions géométriques nominales (résultats précédents) et en variant la longueur de l'anneau extérieur « $L_{s1} = L_{s2}$ » et la longueur de l'anneau intérieur de manière à conserver la même distance entre anneaux.

La Figure 89 représente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion (a) et de l'impédance d'entrée de l'antenne (b) pour des dimensions géométriques nominales avec une variation des longueurs des anneaux SRRs. On remarque que la fréquence du dip de réflexion lié au dipôle ainsi que celle du dip de réflexion lié à la résonance des SRRs diminuent avec une forte diminution de l'amplitude du coefficient de réflexion lorsque L_s augmente. Quand L_s varie de 6 à 10 mm, la fréquence du dip relié au dipôle varie de 5 GHz à 4.4 GHz et la fréquence du premier dip de réflexion varie de 3.5 GHz à 2 GHz. Pour les longueurs $L_s = 12$ et 14 mm, on remarque qu'un troisième dip de réflexion apparaît à 3.8 et 3.3 GHz respectivement. Ce nouveau dip peut être attribué à la présence d'un mode de résonance supérieur des SRRs, résonance qui est mise en évidence sur l'impédance d'entrée représentée Figure 89.b. La résonance d'ordre supérieur est aussi confirmée par la répartition du champ électrique représentée Figure 90.b comme il sera précisé ci-dessous.

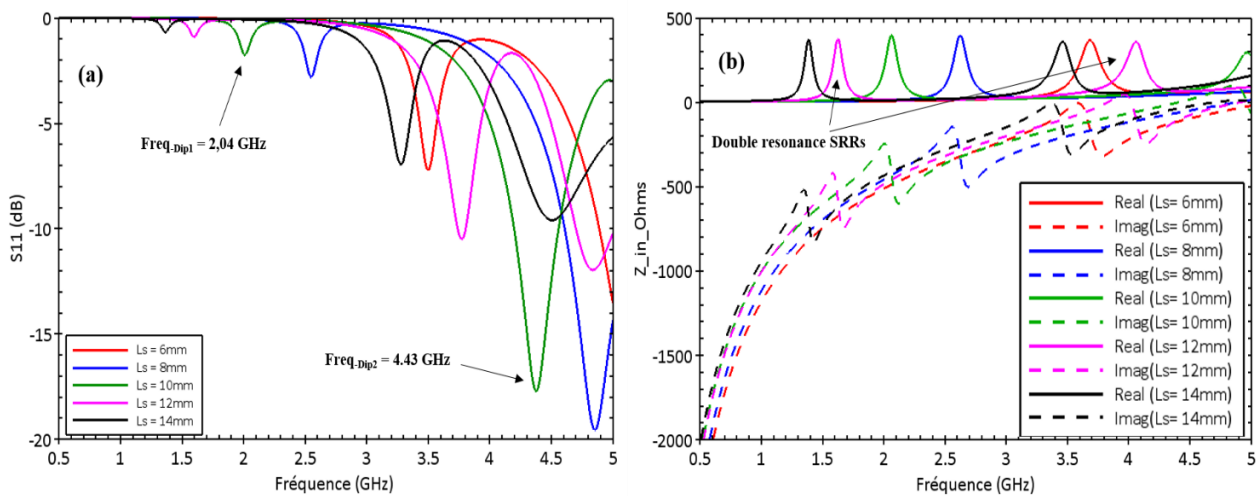


Figure 89: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton pour des diodes bloquées et avec L_s variable.

On observe aussi que les résonances des SRRs sont plus larges et que la valeur maximale de la partie réelle de l'impédance à la résonance des SRRs est dix fois plus faible que pour une antenne sans diode. Ce comportement peut être directement relié aux pertes introduites par la diode qui présente une résistance équivalente de $5 \text{ k}\Omega$ dans l'état OFF. Cette résistance a pour effet de réduire le coefficient de qualité des résonateurs à anneaux fendus et ne permet plus d'obtenir une bonne adaptation d'impédance de l'antenne autour de la résonance des SRRs. Ainsi pour $L_s = 8$ mm, un dip

de réflexion de 2.5 GHz est obtenu, mais la faible valeur $S_{11} = -3$ dB ne permet pas de faire fonctionner correctement cette antenne à cette fréquence.

Le champ électrique normalisé représenté sur la Figure 90 dans le plan de l'antenne, et calculé aux fréquences des trois dips pour $L_x = 12$ mm, permet d'attribuer le premier dip au mode de résonance fondamental des SRRs, le deuxième au premier mode de résonance supérieur, et le troisième au dipôle. Pour la fréquence 1.7 GHz, on remarque une forte concentration du champ E entre les anneaux et dans les fentes des anneaux extérieurs (diode équivalente) et intérieurs (sans diode). Pour la fréquence 3.8 GHz, on remarque que le champ électrique est maximum entre les anneaux du côté de la fente de l'anneau intérieur. Ceci est caractéristique du second mode de résonance des SRRs qui correspond par ailleurs à des courants (non représentés) dans chaque anneau circulant en sens opposés l'un de l'autre, alors que pour le mode de résonance fondamental, le courant circule dans le même sens dans les deux anneaux. Enfin à 4.9 GHz, le champ électrique est maximum autour du dipôle et les SRRs sont faiblement couplés au dipôle.

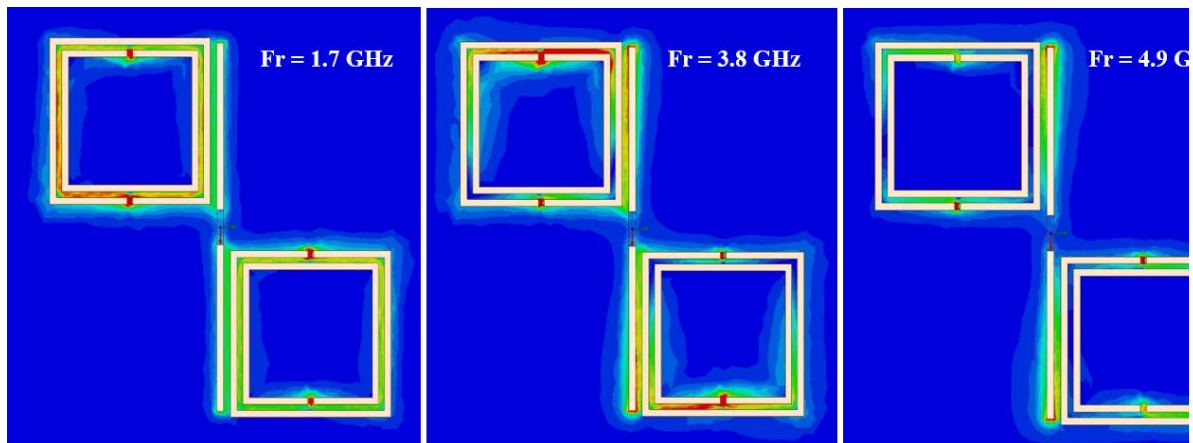


Figure 90: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $L_s = 12$ mm à l'état OFF de la diode.

b) Variation des Longueurs L_{s1} des anneaux SRRs

Dans cette étude la longueur $L_{s2} = 12$ mm des anneaux est conservée constante, ainsi que les autres paramètres géométriques sauf L_{s1} qu'on a choisi d'allonger pour augmenter la surface du couplage entre le bras du dipôle et les anneaux extérieurs dans le but d'améliorer l'adaptation d'impédance d'entrée. Sur la Figure 91.a, on peut remarquer que l'allongement du dipôle a pour effet de modifier principalement la fréquence des dips de réflexion des anneaux SRRs avec une diminution

de la fréquence de 2.6 à 1.6 GHz et leur amplitude S_{11} en dB est peu changée. Ceci correspond à une mauvaise adaptation d'impédance comme observée en Figure 91.b sur la partie imaginaire.

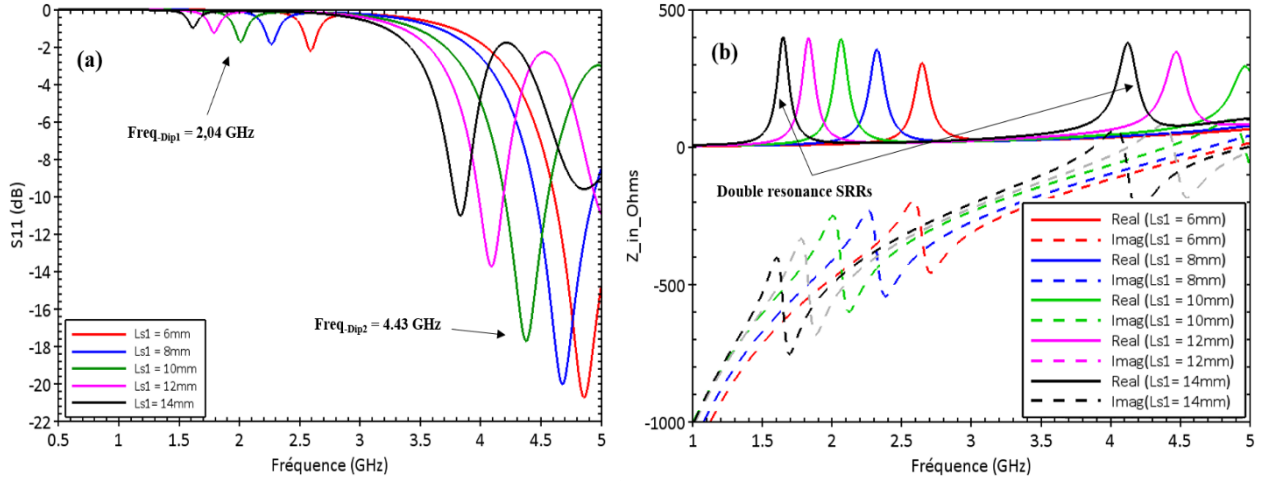


Figure 91: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton avec les diodes bloquées et L_{s1} variable.

L'impédance Z_{in} pour la longueur $L_{s1} = 10, 12,$ et 14 mm présente à nouveau une double résonance qui peut être attribuée aux modes de résonance fondamental et supérieur des SRRs. A $Freq = 1.62$ GHz et 3.87 GHz, la cartographie du champ électrique normalisé pour la dimension $L_{s1} = 14$ mm est présentée sur la Figure 92. On remarque que pour le premier dip, le champ E est concentré entre les anneaux et dans les fentes des anneaux extérieurs où les diodes sont insérées. Pour le seconde dip, le champ E n'est pas uniforme entre les anneaux et il présente une valeur plus élevée au niveau de la fente de l'anneau intérieur. Pour le troisième dip, le champ E est faible au niveau des anneaux avec une légère concentration à l'extrémité du dipôle. Ce dip est donc attribué au dipôle.

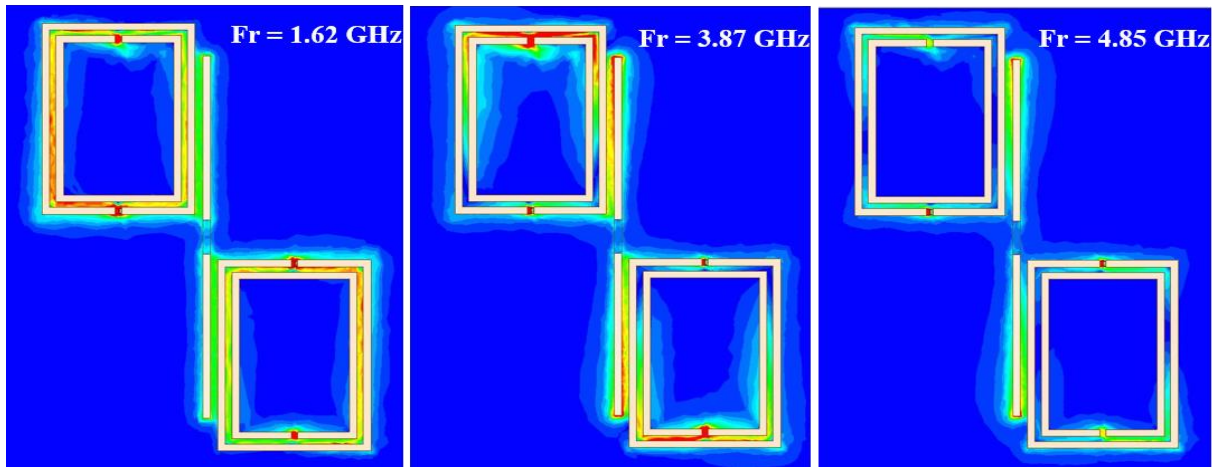


Figure 92: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $L_{s1} = 14$ mm et des diodes à l'état OFF.

c) Variation de la largeur d_s entre les anneaux

Dans cette étude, une longueur de l'anneau extérieur $L_{s1} = L_{s2} = 12$ mm est considérée. Les autres paramètres géométriques de l'antenne sont conservés à l'exception de la longueur des anneaux intérieurs qui diminue lorsque d_s augmente. La Figure 93, représente le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne lorsque d_s varie de 0.2 à 0.8 mm. La fréquence du premier dip relié à la résonance des SRRs augmente de 1.6 à 2.2 GHz lorsque d_s augmente avec cependant des niveaux de S_{11} qui restent faibles. En augmentant la distance d_s , la capacité produite entre les anneaux diminue et la fréquence de résonance des SRRs augmente en conséquence.

On remarque aussi que le coefficient de réflexion des SRRs augmente légèrement lorsque d_s augmente avec notamment une partie réelle maximale à la résonance plus élevée pour $d_s = 0.8$ mm que pour $d_s = 0.2$ mm. Cependant, cette augmentation du coefficient de qualité n'est pas suffisante pour obtenir une bonne adaptation d'impédance (obtenue notamment par la condition $\text{Im}(Z) \sim 0$).

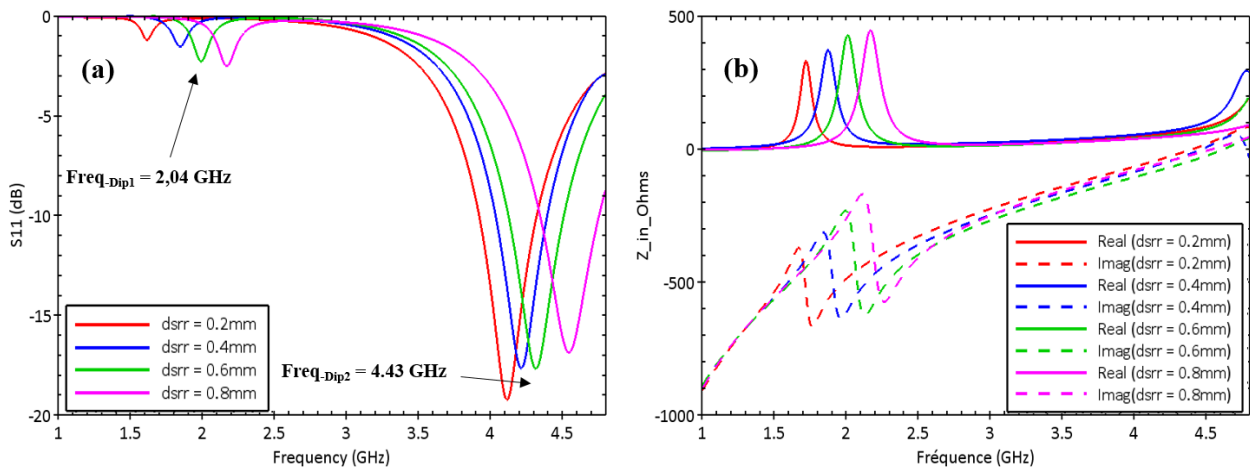


Figure 93: Paramètres S(a) et Z(b) simulés pour l'antenne sur Kapton avec des diodes bloquées et d_s variable.

Par ailleurs, la cartographie du champ électrique normalisé autour de l'antenne à ces deux fréquences représentée Figure 94 montre aussi un changement de comportement entre $d_s = 0.2$ mm et $d_s = 0.8$ mm. Dans le premier cas, le champ est localisé entre les anneaux et dans les fentes. Pour $d_s = 0.8$ mm le champ est plus faible entre les anneaux et il se concentre principalement dans la fente de l'anneau extérieur où est positionnée la diode bloquée. Ce phénomène correspond bien à une diminution de la capacité entre les anneaux, et l'augmentation de la distance d_s semble avantageuse pour commander les diodes par une concentration plus élevée du champ sur la fente de l'anneau extérieur. Cependant, l'impédance de l'antenne n'est pas correctement adaptée à 50Ω , et l'antenne ne peut donc pas fonctionner efficacement.

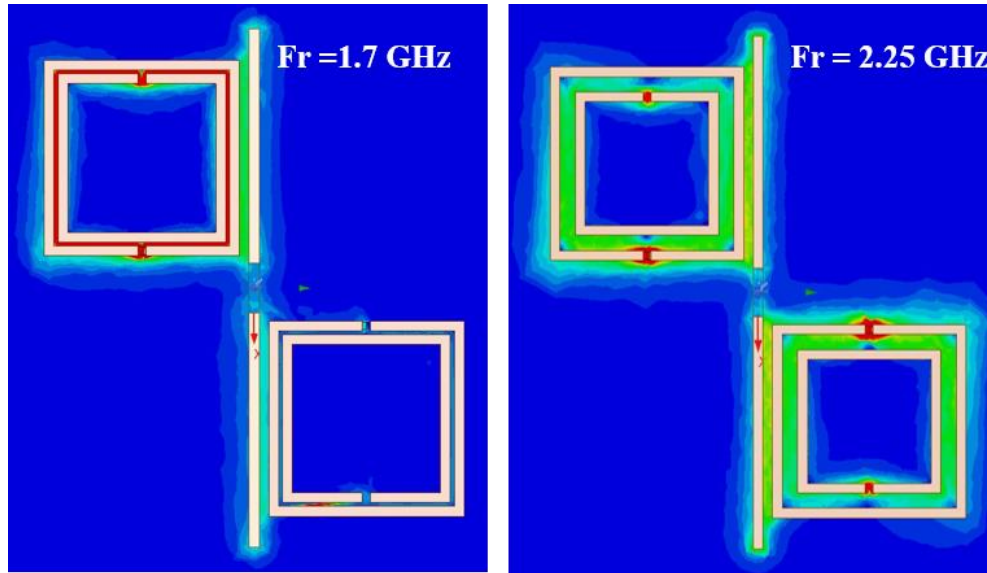


Figure 94: Cartographie du champ électrique normalisé dans le plan x-y de l'antenne pour $d_s = 0.2$ mm à gauche et $d_s = 0.8$ mm à droite pour des diodes à l'état OFF.

3. Conclusion sur l'étude paramétrique

Les études paramétriques précédentes montrent qu'il est difficile de dimensionner une antenne à SRRs fonctionnant à 2.45 GHz et intégrant des diodes bloquées. Ceci est lié principalement au coefficient de qualité des SRRs qui est fortement dégradé par les pertes résistives apportées par les diodes. De plus, la capacité équivalente de la diode dans l'état OFF diminue la fréquence de résonance des SRRs. Pour compenser le décalage fréquentiel, il serait nécessaire de réduire la taille des anneaux. Cependant, la réduction de la taille des anneaux a pour effet de réduire le couplage avec le dipôle comme discuté dans le chapitre 2. Il apparaît donc que la structure ne semble pas adaptée pour un fonctionnement autour des fréquences ISM-2.4 GHz lorsque les diodes sont introduites dans les anneaux. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons à la métasurface à dipôles croisés déjà étudiée dans le chapitre 2. Comme pour l'antenne à SRRs, l'objectif est de dimensionner la métasurface et d'étudier son comportement en présence de diodes.

III. Métasurface à dipôles croisés avec diodes intégrées

1. Principe de fonctionnement en RF et en DC

Pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante, une métasurface composée de dipôles croisés a été introduite dans le chapitre précédent pour augmenter la surface de collecte de la puissance incidente. Le signal RF récupéré (signal alternatif) doit ensuite être transmis à un circuit redresseur et filtré pour éliminer la composante alternative et obtenir un signal continu dont la puissance sera dissipée dans une charge résistive [16], [17]. L'utilisation d'une diode de redressement demande généralement un circuit d'adaptation et un filtre pour limiter le retour de fréquences harmoniques générées par la diode (élément non linéaire) vers l'antenne. Le circuit d'adaptation a pour objectif de garantir un maximum de transfert d'énergie entre l'antenne et le circuit de redressement. Enfin, une grande puissance collectée implique une grande puissance injectée et un bon rendement de conversion RF/DC.

Dans notre cas, le niveau de puissance électromagnétique ambiante dans la bande de fréquence ISM de 2.4 à 2.47 GHz est faible. La diode Schottky SMS7630-079LF de chez Skyworks présentée au début de chapitre sera utilisée et intégrée directement dans la métasurface ainsi que le circuit de filtrage. Le circuit d'adaptation de la diode à la métasurface consistera simplement à positionner la diode dans la métasurface de manière à adapter l'impédance équivalente de la métasurface à l'impédance de la diode. Pour le filtrage, deux circuits reliant les cellules élémentaires de la métasurface entre-elles seront considérés. Le premier sera constitué par une simple inductance dont l'impédance élevée en RF (à 2.45 GHz) permettra d'isoler les cellules élémentaires en RF et l'impédance nulle en continu de collecter l'ensemble des courants DC générés sur la métasurface. Pour le second circuit, cette inductance sera remplacée par un circuit LC parallèle permettant d'obtenir un meilleur filtrage avec une meilleure isolation des cellules élémentaires en RF tout en conservant la collecte des courants en DC.

2. Rendement de conversion

Généralement, le rendement de conversion $\eta_{RF/DC}$ peut être défini par le rapport entre la puissance P_{DC} récupérée et, après redressement et filtrage, dissipée dans une charge et la puissance de l'onde incidente P_{in} illuminant la métasurface (relation III.2).

$$\eta_{\frac{RF}{DC}} = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (III.2)$$

Ce rendement de conversion pourra être mesuré expérimentalement dans le chapitre suivant. Ce rendement traduit d'une part la capacité du circuit de redressement à redresser efficacement le

signal RF, et d'autre part les différentes adaptations d'impédances entre le circuit de collecte et la charge ainsi que les pertes dans le circuit.

Pour la simulation, la métasurface est considérée de dimensions latérales infinies et une seule cellule est simulée avec des conditions périodiques de type Master/Slave suivant deux modes : le mode 1 correspond à une orientation du champ E suivant Oy (Figure 95.c) et le mode 2 à une orientation suivant Ox, comme illustré sur la Figure 95. Positionner une charge résistive dans une métasurface infinie n'est donc pas possible. On s'intéressera dans ce chapitre à optimiser la métasurface afin d'obtenir la plus forte concentration de champ électrique au niveau des diodes intégrées dans la métasurface modélisées sur la Figure 95 par les Ports 1 et 2.

Cette condition permettra d'évaluer l'efficacité de redressement du signal RF par la métasurface intégrant les diodes. Ainsi, le rendement de conversion RF/DC ne sera pas calculé dans ce chapitre, mais il sera évalué par l'intermédiaire de l'absorption Abs définie par l'équation III.3 :

$$Abs(\%) = 100 \times (1 - |S_{33}|^2 - |S_{43}|^2 - |S_{53}|^2 - |S_{63}|^2) \quad (III. 3)$$

Avec

- S_{33} : Réflexion du Floquet Port 3 (Mode 1) au Floquet Port 3 (Mode 1),
- S_{43} : Transmission du Floquet Port 3 (Mode 1) au Floquet Port 4 (Mode 1),
- S_{53} : Réflexion du Floquet Port 3 (Mode 1) au Floquet Port 3 (Mode 2),
- S_{63} : Transmission du Floquet Port 3 (Mode 1) au Floquet Port 4 (Mode 2).

et pour une onde incidente provenant du Floquet Port 3.

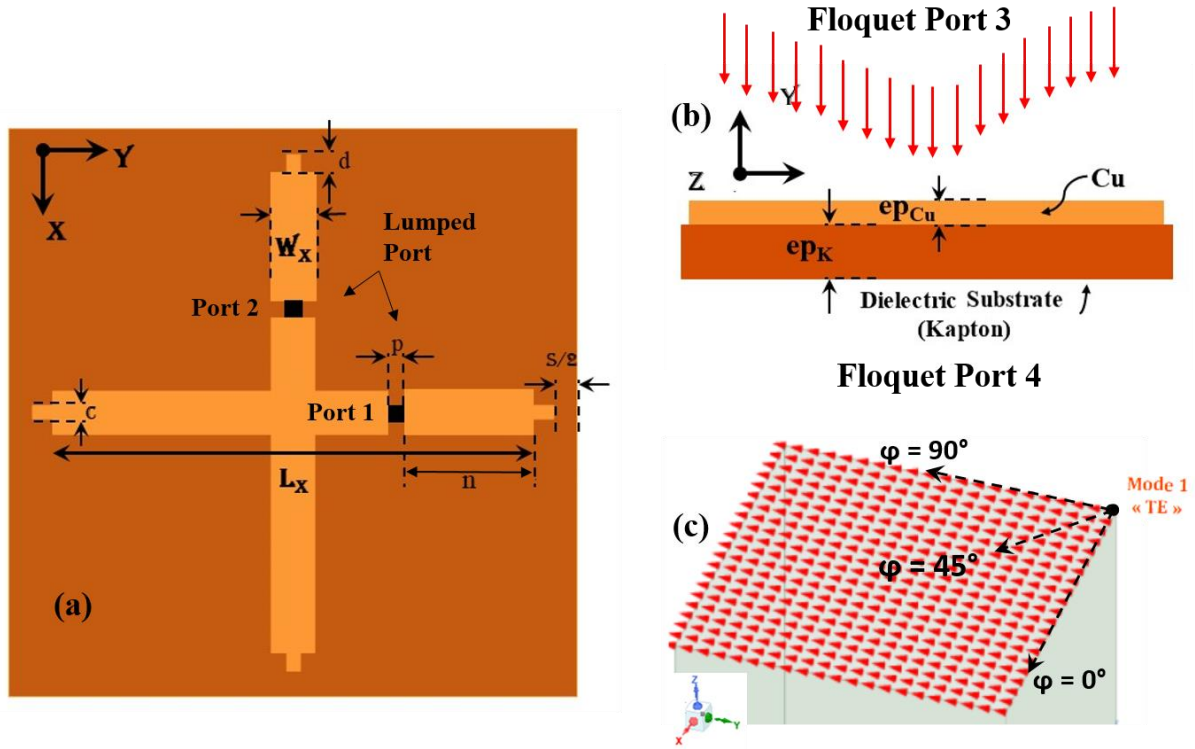


Figure 95: Géométrie de la cellule élémentaire DCK proposée. (a) Vue des ports de source (Lumped Port). (b) Vue de côté avec l'onde incidente (Floquet Port). (c) Polarisation du champ E à $\phi = 0^\circ$, 45° et 90° .

L'absorption inclut les coefficients de réflexion et de transmission en co-polarisation (S_{33} et S_{43}), et en polarisation croisée (S_{53} et S_{63}). Enfin, l'adaptation d'impédance de la métasurface à l'impédance des diodes sera évaluée par les coefficients de réflexion S_{11} (diode 1) et S_{22} (diode 2). L'impédance de la métasurface au port d'accès 1 correspondant à une diode est calculée par :

$$Z_{in}(\Omega) = \left(Z_0 \times \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right) \quad (III.4)$$

Pour la seconde diode, l'impédance sera calculée à partir du coefficient S_{22} . On notera que l'absorption calculée par l'équation (III.3) prend aussi en compte toutes les pertes dans la structure, notamment les pertes par conduction dans les rubans et les pertes diélectriques dans le substrat. Cependant, les dipôles croisés sont réalisés en Cuivre, et le substrat de Kapton d'épaisseur faible présente de faibles pertes diélectriques ($\tan(\delta) = 0.003$). L'ensemble de ces pertes seront donc considérées négligeables par rapport à l'absorption de l'énergie dans les diodes.

Contrairement aux simulations des antennes à SRR étudiées ci-dessus, un port localisé « Lumped Port » (Port 1 et 2) défini avec une impédance de source égale à l'impédance complexe de la diode Schottky $Z_{dd} = 147 - i 53 \Omega$ est utilisé pour modéliser la diode dans la métasurface. Il est

placé sur le substrat le long des dipôles croisés pour modéliser chaque diode dans son état ON. L'état OFF sera modélisé par un circuit ouvert. Les dimensions géométriques des dipôles et la périodicité de la maille élémentaire peuvent être modifiées pour contrôler la fréquence de fonctionnement de la métasurface. La position des diodes dans la métasurface peut être ajustée pour maximiser l'absorption calculée par la formule (III.3).

Des études paramétriques portant sur le niveau d'absorption et les puissances transmises et réfléchies entre les différents ports ont permis de déterminer les dimensions géométriques listées dans le Tableau 5 définissant une structure optimale. Ces dimensions permettent d'obtenir un coefficient d'absorption maximal à 2.45 GHz pour différentes polarisations de l'onde incidente. Les résultats de simulation pour cette structure optimale sont synthétisés Figure 96.

Tableau 5: Dimensions géométriques optimales pour la structure DCK.

Paramètre	Kap	L _x	W _x	n	d	c	p	s	ε _{pKapII}
Dimension (mm)	59.6	57	4	10	0.6	0.5	1.3	0.4	0.05

La Figure 96(a, b, c) représente le coefficient de réflexion S_{33} au Floquet Port 3 et les coefficients de transmission (S_{13} et S_{43}) entre les ports de Floquet 3 et la diode 1 (Port 1) et entre le Floquet 3 et le Floquet 4, respectivement. L'ensemble est représenté pour différents angles de polarisation $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ et 90° . D'après les résultats présentés sur la Figure 96.a, le coefficient de réflexion S_{33} est maximal à 2.49 (-3.68 dB) et 2.51 GHz (-3 dB) pour $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 0^\circ, 90^\circ$, respectivement. Pour une polarisation à 45° , la transmission entre le Floquet Port 3 et le Port 1 est aussi maximum ($S_{13} = -6$ dB) à 2.49 GHz, ce qui correspond une impédance d'entrée de la cellule $Z_{in} = 149 - i 64.3 \Omega$ légèrement supérieure à l'impédance de la diode ($Z_{dd} = 147 - i 53 \Omega$). Il en résulte une transmission minimale à travers la métasurface $S_{43} = -9.5$ dB.

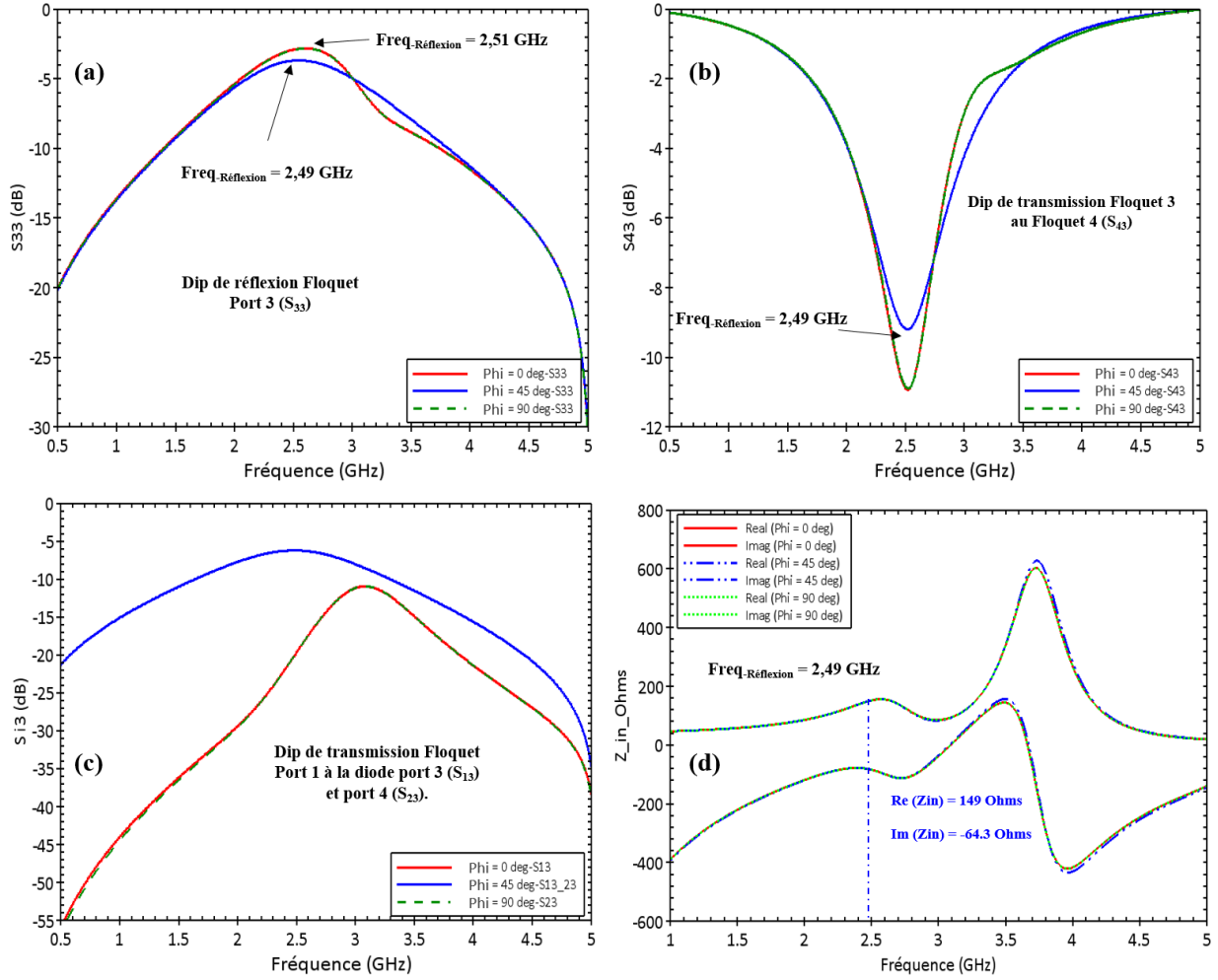


Figure 96: Paramètres S(a, b, c) pour différents angles de polarisation et Z_{in} (d) pour $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ et 90° simulés de la cellule DCK sur Kapton pour les dimensions géométriques optimales du Tableau 5.

A partir des coefficients de réflexion et de transmission représentés Figure 96, l'absorption calculée par l'équation (III.3) est représentée Figure 97 pour différents angles de polarisation. La métasurface absorbe l'énergie micro-ondes incidente avec une efficacité d'absorption de 46 % pour une onde polarisée à 45° et de 41 % pour 0° ou 90° . Plus précisément, à 2.49 GHz et pour une polarisation à 45° , la moitié de l'énergie est réfléchi au Floquet Port 3 ($S_{33} \approx -3$ dB), environ 10% est transmise à travers la métasurface ($S_{43} \approx -10$ dB) et environ 25% est absorbée par chacune des diodes ($S_{13}=S_{23} \approx -6$ dB). Ainsi, l'absorption représentée en Figure 97 traduit correctement la puissance qui sera transmise aux diodes.

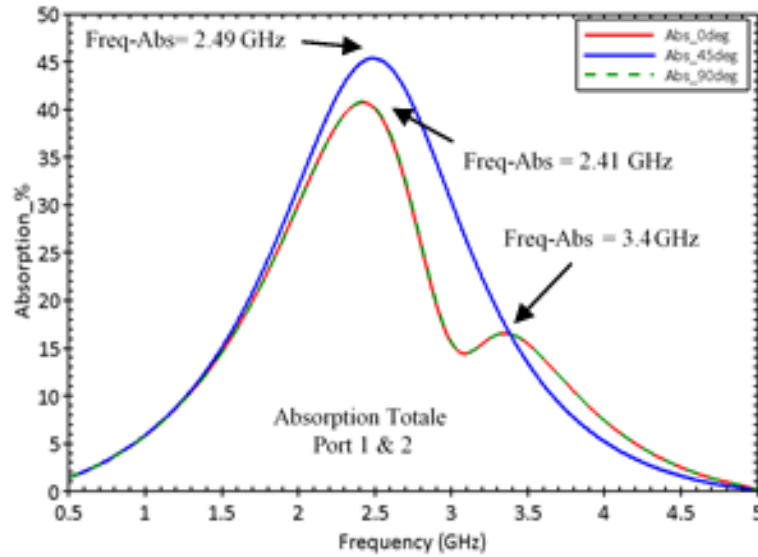


Figure 97: Absorption totale de la cellule pour les différents angles de polarisation.

Sur la Figure 97, on observe deux maximum d'absorption à 41% et 16% à la fréquence de 2.43 et 3.4 GHz, respectivement, pour les angles $\varphi = 0^\circ$ et 90° . Pour 0° , le champ électrique de l'onde incidente est orienté suivant la direction horizontale. Le premier maximum à 2.49 GHz exprime l'absorption de l'onde incidente (Mode1) par la diode 1 (Lumped port 1 sur la Figure 98.a) positionnée dans la branche horizontale du dipôle croisé, et le second à 3.4 GHz peut être attribué à une contribution de la diode 2 (Lumped Port 2) à l'absorption comme illustrée sur la Figure 98.c.

Inversement, pour 90° le champ électrique incident est orienté verticalement et le premier pic correspond à une absorption par la diode 2 et le second à une contribution de la diode 1 à l'absorption. En comparaison, le maximum d'absorption de 46% à 2.49 GHz de la même structure mais à un angle de polarisation de 45° peut être attribué à une répartition identique de l'énergie entre les deux diodes obtenue par une adaptation de l'impédance d'entrée à chaque port (Port 1 et 2) du dipôle croisé avec l'impédance complexe des diodes (Figure 96.d).

La capacité de la cellule élémentaire DCK à capturer le rayonnement incident à différents angles de polarisation a ensuite été analysée. La Figure 98 montre la cartographie des champs sur la surface de la cellule sous différents angles de polarisation générés par une onde incidente provenant du Floquet Port 3. Les cartographies des champs ont été simulées aux fréquences d'absorption maximale de récolte à 2.49, 2.41 et 3.4 GHz. À partir du champ électrique et du courant surfacique sur le dipôle croisé, nous pouvons analyser le fonctionnement de la métasurface pour la récolte d'énergie micro-ondes.

La Figure 98.a montre des amplitudes élevées du champ E au niveau de la diode 1 (Port 1) ainsi qu'aux extrémités de la branche du dipôle qui est alignée sur la polarisation du champ E incident

(E horizontal). Pour les cas d'une onde incidente avec des polarisations 0° et 90° à la fréquence 2.43 GHz, le champ et le courant se concentrent principalement sur la diode (avec un maximum à un seul port pour chaque polarisation) intégrée dans la branche du dipôle qui s'aligne sur le champ électrique incident comme le montre la Figure 98.(a et b). Nous observons également une forte concentration du champ E aux extrémités de la branche parallèle au champ électrique incident et que le courant circule principalement sur cette même branche. Par contre, il y a peu de champ E et de courant au niveau de la branche du dipôle perpendiculaire au champ E incident à la fréquence 2.43 GHz.

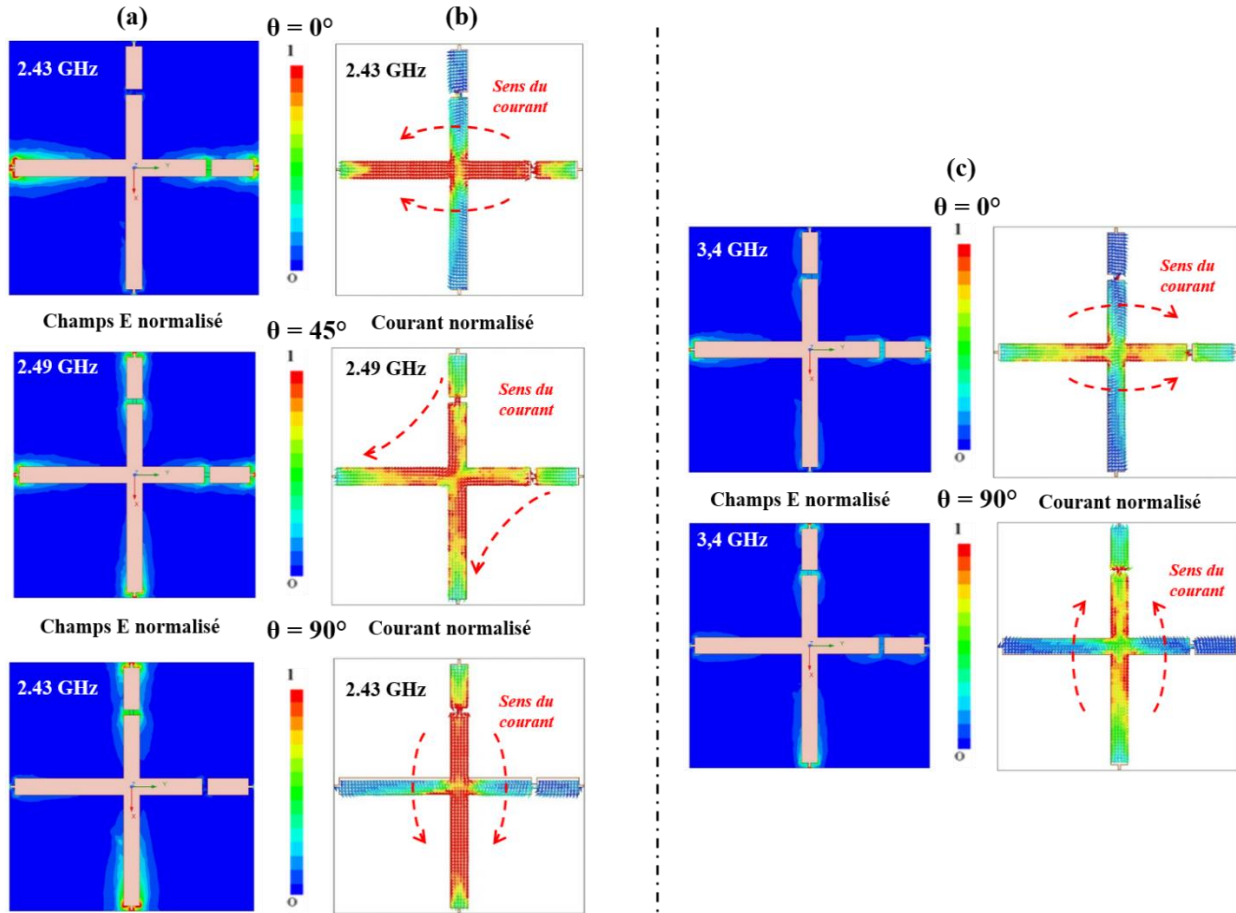


Figure 98: Cartographie de la structure DCK pour $\varphi = 0^\circ$, 45° , et 90° , (a) Champs E normalisé à la fréquence d'absorption maximale. (b) Courant surfacique avec des flèches rouges indiquant le sens du courant. (c) Cartographie des champs pour le seconde pic d'absorption à 3.4 GHz.

Pour la polarisation incidente à 45° , on remarque que la concentration du champ électrique est répartie entre les deux diodes. Le courant se répartit aussi dans les deux branches avec un maximum au niveau du croisement des dipôles comme observé sur la Figure 98.b. Enfin, pour une onde incidente polarisée à 0° et 90° à la fréquence 3.4 GHz, une faible amplitude du champ E sur les deux branches est observée à proximité des extrémités du dipôle. Cependant, une concentration du champ E apparait aussi sur la diode intégrée dans la branche perpendiculaire au champ électrique incident.

3. Etude paramétrique sur la position des diodes

Dans cette partie, nous montrons les résultats de simulation permettant de définir une position optimale des diodes intégrées dans la structure. L'objectif est de collecter le maximum d'énergie sur les diodes en adaptant l'impédance d'entrée des Ports 1 et 2 du dipôle croisé (modélisant les diodes) à l'impédance de la diode en état ON. Par ailleurs, le fonctionnement de la métasurface lorsque les diodes sont dans l'état OFF est analysé.

a) Variation de la distance n (position des diodes)

Pour cette étude, nous faisons varier l'emplacement des diodes de l'extrémité des branches ($n = 0$ mm – ce qui est difficile pour la fabrication) à une position proche du milieu des dipôles croisés ($n = 20$ mm). Comme le montre la Figure 95, chaque branche du dipôle possède une diode située initialement à $n = 10$ mm comme valeur optimale, et quatre fentes à chaque extrémité de longueur $s/2$ dans lesquelles un circuit de filtrage sera intégré par la suite. Afin de ne pas supprimer la symétrie de la structure, les diodes seront toujours repositionnées simultanément en modifiant la valeur de la distance n et on s'intéressera à une onde incidente polarisée à 45° .

La Figure 99 représente différents coefficients de réflexion et de transmission pour une polarisation à 45° d'une onde incidente générée au Floquet Port 3, ainsi que l'impédance d'entrée au Port 1 et 2 du dipôle croisé pour différentes distances $n = 0, 4, 8, 10, 12$ et 14 mm. Les dips des coefficients de transmission S_{13} et S_{43} et les pics du coefficient de réflexion S_{33} sont obtenus à une même fréquence qui augmente de 2.3 GHz à 2.7 GHz lorsque n augmente de 0 à 20 mm. Pour $n = 0$ mm, l'onde incidente est totalement réfléchiée par la métasurface ($S_{33} \approx 0$ dB) à 2.3 GHz et peu d'énergie est transmise aux diodes ($S_{13} \approx -20$ dB). Pour $n = 20$ mm, l'énergie se répartit de manière égale (25%) entre la réflexion S_{33} , la transmission à travers la métasurface S_{43} , et chaque Lumped Port modélisant une diode ($S_{13} = S_{23}$).

La Figure 99.d représente l'impédance d'entrée de la cellule au Lumped Port 1 et 2. Autour de 2.45 GHz, l'impédance d'entrée vaut $Z_{in} = 166 - i 112 \Omega$, $Z_{in} = 149 - i 64.3 \Omega$ et $Z_{in} = 129 - i 44.3 \Omega$ lorsque $n = 8, 10$ et 12 mm, respectivement. En conséquence la condition d'adaptation d'impédance ($Z_{in} \approx Z_{dd}$) à 2.45 GHz est obtenue pour $n = 10$ mm, comme précédemment observé sur les Figure 96 et Figure 97 avec un maximum de puissance absorbée de 46% à 2.49 GHz pour une onde incidente polarisée à 45° .

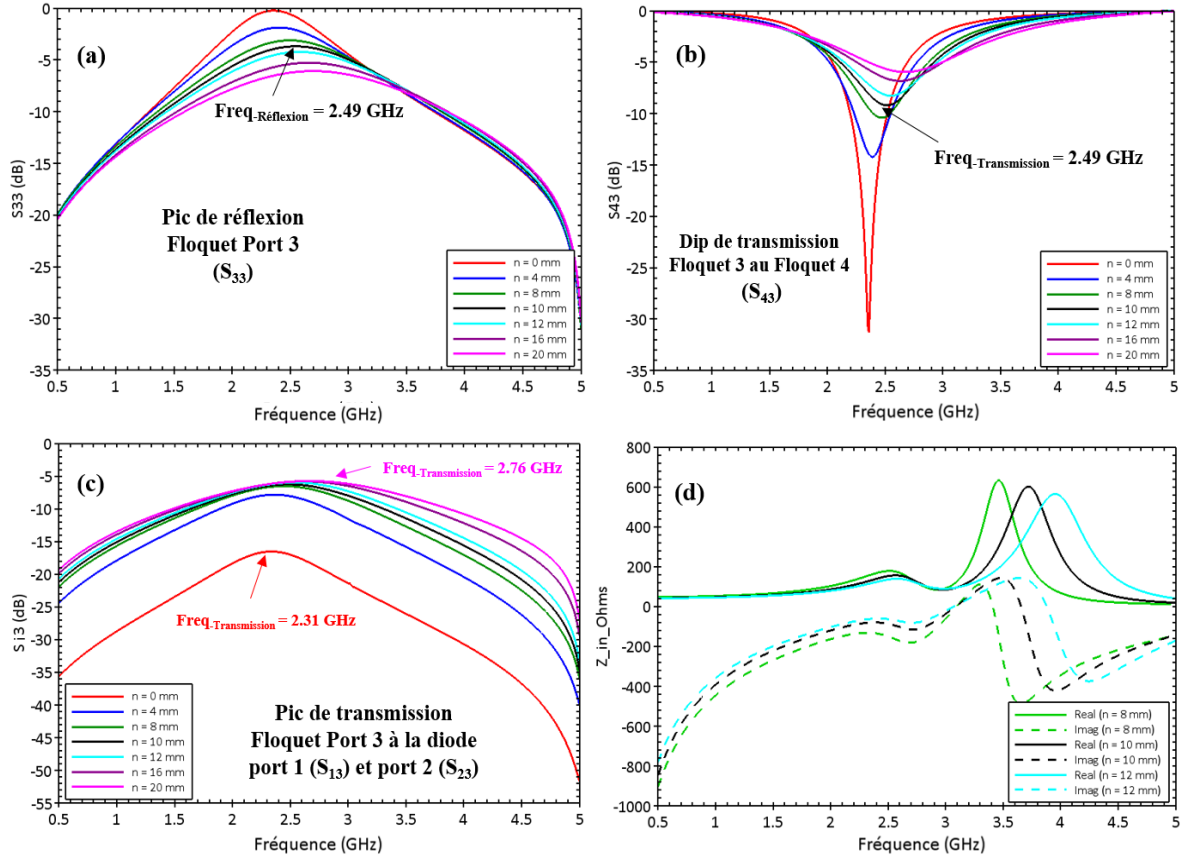


Figure 99: Paramètres S(a, b, c) et Z(d) simulés de la cellule DCK sur Kapton pour n variables avec les autres dimensions géométriques optimales.

b) Fonctionnement pour les diodes en état OFF

Les études ci-dessus montrent qu'un maximum d'absorption de l'énergie électromagnétique pourra être obtenu en modifiant la position des diodes pour atteindre la condition d'adaptation d'impédance d'entrée de chaque cellule avec l'impédance de la diode dans son état ON. Le comportement de la métasurface lorsque les Lumped Ports sont supprimés, pour modéliser les diodes dans leur état OFF, a également été étudié.

Le coefficient de réflexion (S_{33}) et de transmission (S_{43}) sont représentés Figure 100 pour les différents angles de polarisation 0, 45, et 90°. Les Lumped Ports étant supprimés, il n'est plus possible de définir un coefficient de transmission S_{13} et de calculer une impédance d'entrée. Pour une polarisation à 45°, les résultats sont similaires à ceux de la métasurface sans diodes étudiée dans le chapitre précédent avec cependant une augmentation de la fréquence pour laquelle S_{33} est maximum (ici 3.02 GHz). Cette augmentation de fréquence peut être attribuée au raccourcissement du dipôle croisé consécutif à la suppression des Lumped Ports.

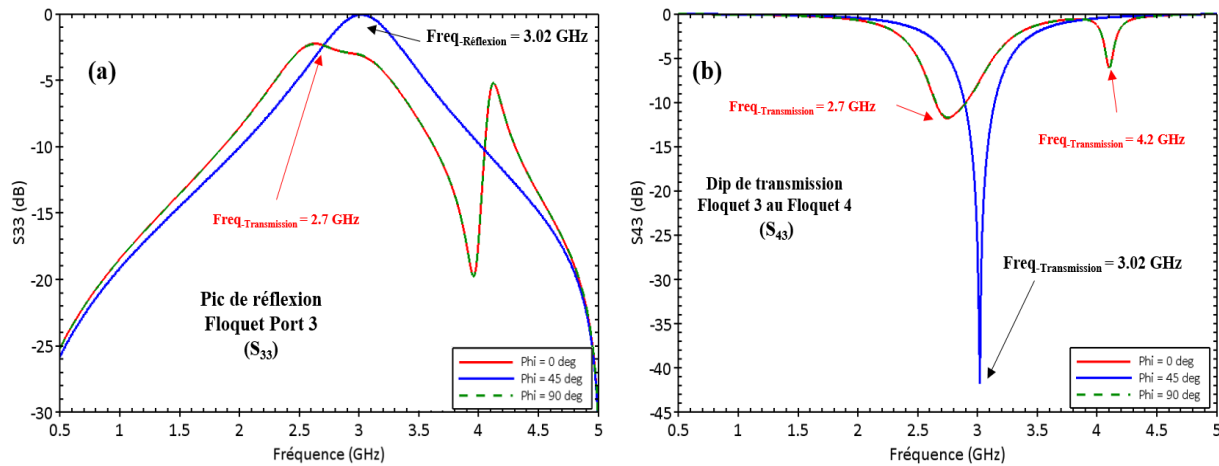


Figure 100: Paramètres S_{33} et S_{43} simulés de la cellule DCK sur Kapton sans diodes pour les dimensions géométriques optimales.

La cartographie des champs simulés à 3.02 GHz est illustrée sur la Figure 101 pour une polarisation à 45° de l'onde incidente. Nous pouvons observer une concentration du champ électrique au niveau des fentes correspondant aux diodes à l'état OFF ou présentes aux extrémités du dipôle croisé. Le maximum de champ obtenu au niveau des diodes permettra de commuter les diodes dans leur état ON. Enfin, on observe sur le courant représenté sur la Figure 101.b que la résonance se produit entre chaque diode en état OFF (circuit ouvert) et l'extrémité opposée de la branche. Ainsi, la résonance se produit sur un dipôle croisé raccourci, donc à une fréquence plus élevée que dans le chapitre précédent.

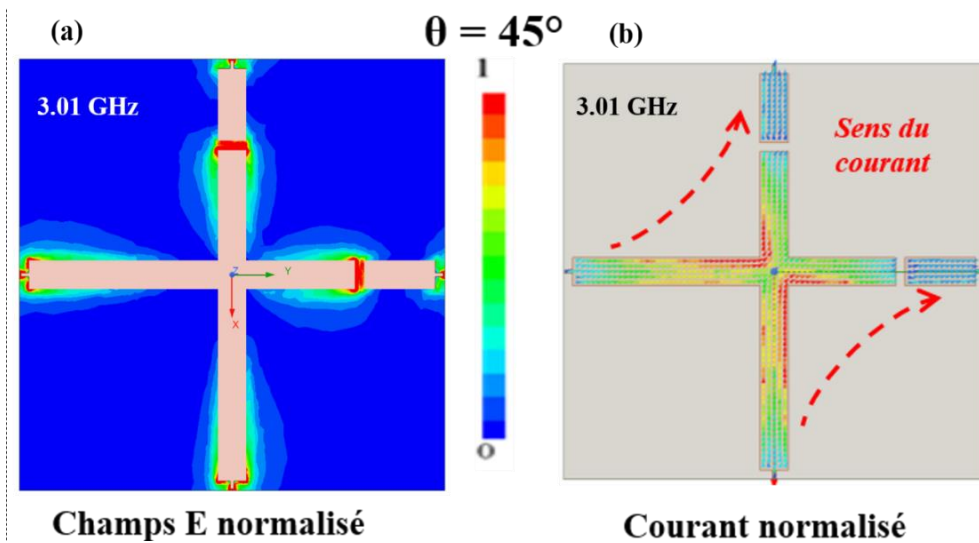


Figure 101: Cartographie des champs de la structure DCK calculés à 3.02 GHz pour des diodes bloquées (Lumped Ports supprimées) et pour une polarisation de 45° . (a) Champs E normalisé, (b) Courant dans le dipôle croisé.

4. Filtrage RF/DC par une simple inductance

Un circuit de filtrage est nécessaire entre les cellules élémentaires périodiques pour isoler chaque cellule à la fréquence de fonctionnement RF, et pour les relier en continu afin de collecter le signal DC. Le premier circuit envisagé est une simple inductance mise en série entre chaque cellule élémentaire. Pour intégrer l'inductance sans modifier la résonance du dipôle croisé, la largeur des rubans a été réduite à 0.5 mm à chaque extrémité du dipôle croisé comme illustré sur la Figure 102.b.

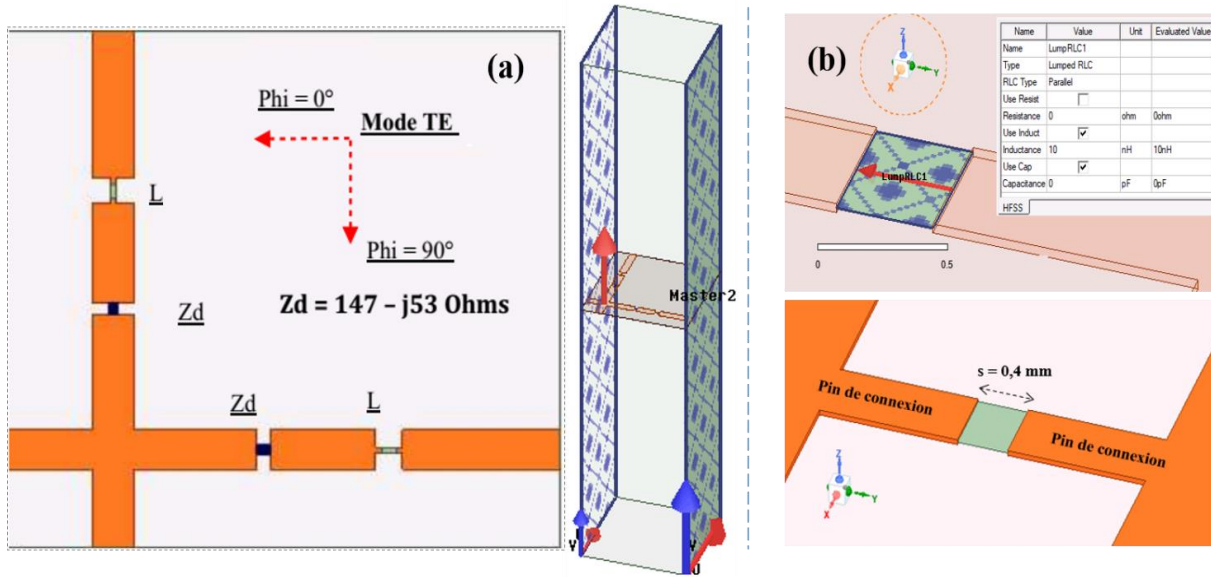


Figure 102: (a) Illustration de la condition aux limites de type Lumped RLC permettant d'introduire une inductance $L = 10 \text{ nH}$ dans les simulations HFSS. (b) Cellule élémentaire de la métasurface intégrant les diodes et les inductances.

La largeur correspond à la largeur des composants montés en surface (CMS) qui seront utilisés pour la réalisation de la métasurface (CMS de dimensions 0.5 mm). La distance entre les parties métalliques de connexion est fixée à $s = 0.4 \text{ mm}$ pour respecter les recommandations du fabricant. La cellule élémentaire et les conditions de simulation sont illustrées sur la Figure 102.b.

Pour sélectionner la valeur de l'inductance, examinons quelques-unes des inductances de fortes valeurs de la gamme MLK1005 de chez TDK qui sera utilisée dans le chapitre suivant, et analysons l'influence de l'inductance sur la réponse fréquentielle de la métasurface. Les valeurs des inductances considérées et leur fréquence SRF sont listées dans le Tableau 6.

Tableau 6: Quelques valeurs d'inductance et leur SRF de la gamme MLK1005-CMS de chez TDK.

Inductance (nH)	Fréquence SRF minimum (GHz)
6.8	5.5
10	4.7
18	4.0

L'ensemble des inductances considérées a une fréquence supérieure à la fréquence de fonctionnement de la métasurface. Le fabricant propose aussi des inductances de 22 et 27 nH mais elles présentent des fréquences SRF minimales de 4.0 et 3.5 GHz plus proches de 2.45 GHz. Nous ne les avons pas sélectionnées afin de conserver une marge de sécurité supplémentaire.

Les résultats de simulation de la métasurface intégrant les diodes et les inductances sont représentés Figure 103. La Figure 103.a,b représente les coefficients de réflexion au port de Floquet 3 et de transmission à travers la métasurface pour une onde incidente polarisée à 45°. On observe que l'inductance modifie la fréquence de résonance de la métasurface. La fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion S_{33} est maximum diminue de 3.5 à 3.03 GHz lorsque l'inductance LH augmente de 6.8 à 10 nH.

On note aussi que l'introduction de l'inductance modifie la réponse fréquentielle de la métasurface qui devient fortement réfléchive à basse fréquence alors qu'elle était initialement transparente sans inductance. Le coefficient d'absorption calculé par l'équation III.3 est représenté Figure 103.c. Lorsque l'inductance diminue, le maximum d'absorption diminue de 42 à 35 dB et la fréquence de fonctionnement s'écarte davantage de la fréquence de fonctionnement initiale (métasurface sans inductance). Ces résultats confirment qu'il est préférable de sélectionner une valeur d'inductance la plus élevée possible de manière à limiter le décalage de la fréquence de résonance de la métasurface et de conserver un bon niveau d'absorption.

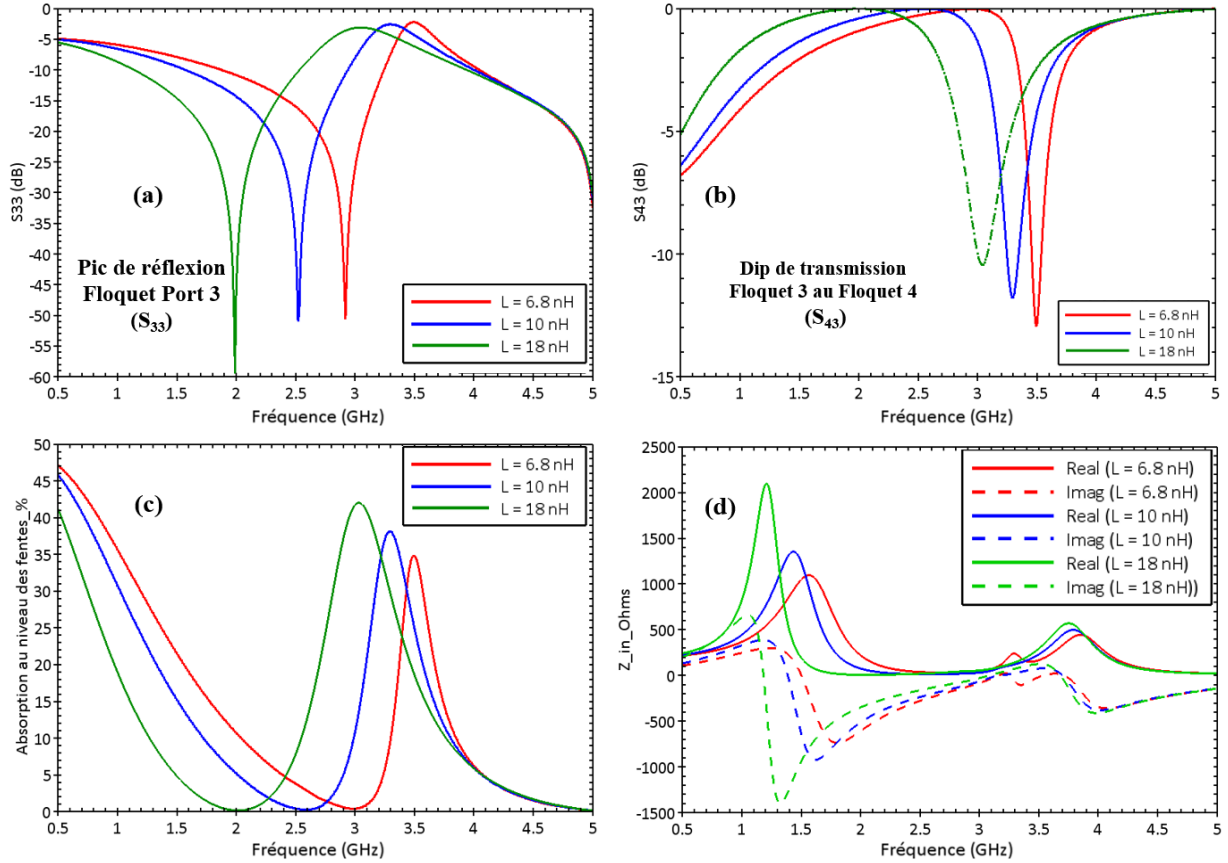


Figure 103: (a, b) Paramètres S, (c) Absorption totale au niveau des fentes à $\varphi = 45^\circ$ et (d) Impédance d'entrée Z_{in} de la cellule DCK sur Kapton pour différentes valeurs d'inductance L_H .

Enfin, la Figure 103.d représente l'impédance d'entrée de la métasurface à chaque Lumped Port modélisant une diode. Pour chaque valeur d'inductance, l'impédance d'entrée à la fréquence pour laquelle l'absorption est maximale vaut $Z_{in} = 167 - i 140$, $Z_{in} = 140 - i 49.1$ et $Z_{in} = 58 - i 19 \Omega$ lorsque $L_H = 6.8, 10$ et 18 nH, respectivement. On remarque que la condition d'adaptation d'impédance ($Z_{in} \approx Z_{dd}$) n'est pas strictement obtenue pour ces valeurs d'inductance. Cependant, on notera que l'on obtient une impédance d'entrée proche de l'impédance de la diode pour une inductance de 10 nH.

5. Filtrage RF/DC par un circuit LC parallèle

L'objectif de l'introduction d'un circuit LC parallèle est d'améliorer le filtrage entre les cellules élémentaires. En particulier, un circuit LC parallèle sans perte présente une impédance infinie à la résonance. En accordant la fréquence de résonance du circuit LC à la fréquence de fonctionnement de la métasurface, cela permettrait d'isoler en RF chaque cellule sans modifier le fonctionnement de la métasurface. Inversement, en continu l'impédance du circuit LC parallèle sans perte est nulle et les cellules élémentaires se retrouveraient en DC connectées entre elles.

Pour un fonctionnement optimal, il faudrait choisir une inductance de très grande valeur qui se comporterait comme un circuit ouvert à 2.45 GHz et un court-circuit en continu. Une plus grande

variété de valeurs est disponible pour les condensateurs que pour les inductances. La valeur de l'inductance a donc été fixée en premier à $L = 10$ nH, puis la valeur du condensateur a été déduite par la relation III.5 pour accorder la résonance du circuit LC à la fréquence de fonctionnement de la métasurface (2.45 GHz). A partir de la valeur de $L = 10.7$ nH mesurée à 2.4 GHz par le fabricant, une capacité $C = 0.394$ pF permet d'accorder le circuit à 2.45 GHz. Finalement, une capacité de 0.4 pF sera utilisée pour fabriquer le prototype.

$$F_{SRF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_H C_{SRF}}} \Rightarrow C_{SRF} = \frac{1}{(2\pi F_{SRF})^2 \times L_H} \quad (III.5)$$

La Figure 104 représente la cellule élémentaire simulée avec les mêmes conditions périodiques « Master / Slave » utilisées précédemment et une onde incidente injectée par un port de Floquet. La Figure 104.a illustre aussi le raccordement périodique de deux cellules DCK par l'intermédiaire du circuit LC. Les dimensions géométriques de la structure optimale simulée ont été définies dans le Tableau 5.

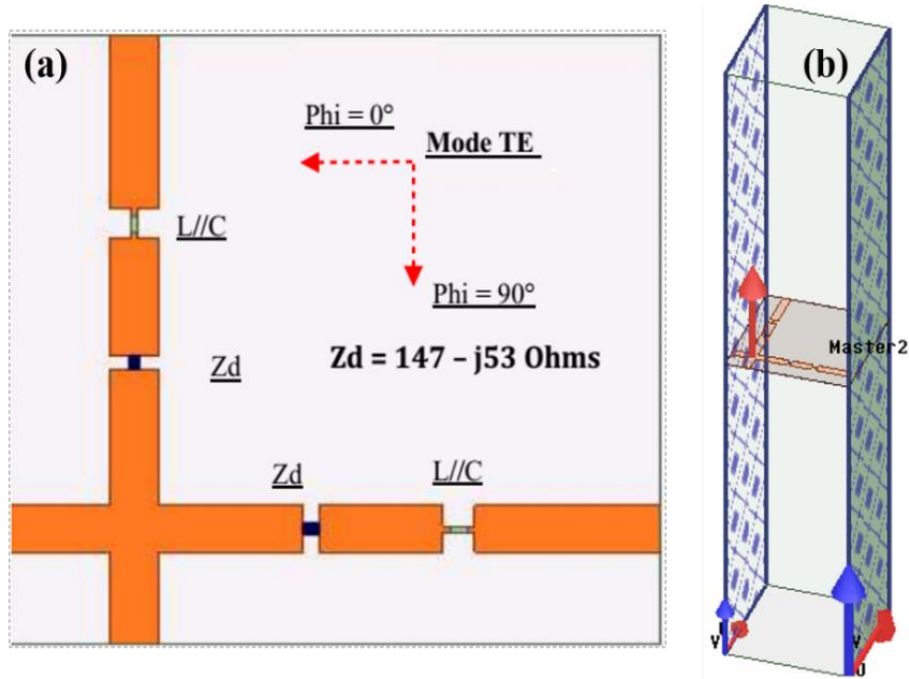


Figure 104: (a) Cellule élémentaire de la métasurface intégrant les diodes (Z_d) et les circuits de filtrage LC parallèles, (b) Conditions de simulation sur HFSS avec les conditions périodiques.

La Figure 105.a représente le coefficient de réflexion S_{33} au port de Floquet d'injection de l'onde incidente polarisée à 45° et le coefficient de transmission S_{43} à travers la métasurface. On remarque l'apparition d'un dip de transmission $S_{43} = -10$ dB à 2.5 GHz et un maximum de réflexion $S_{33} = -3.4$ dB.

A cette fréquence, l'impédance d'entrée de la métasurface au Lumped Port modélisant chaque diode est proche de l'impédance de la diode comme illustrée sur la Figure 105.b.

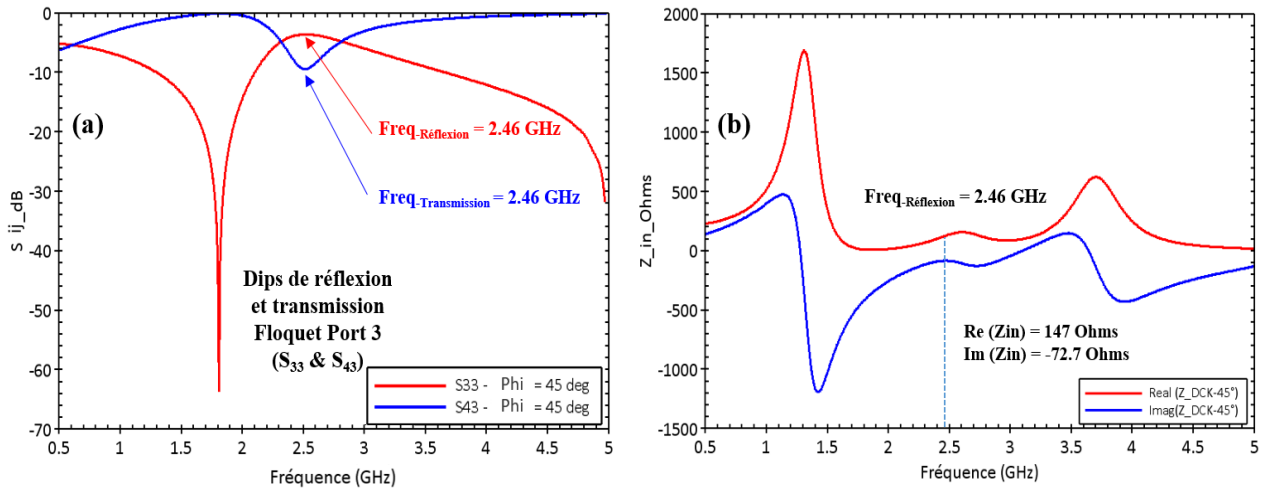


Figure 105: (a) Paramètres S, (b) Impédance d'entrée Z_{in} simulées de la cellule DCK sur Kapton avec les dimensions géométriques optimales.

La Figure 106.a représente les réponses fréquentielles de l'absorption de l'onde incidente par la structure pour différents angles de polarisation 45° et $0^\circ/90^\circ$. Un maximum d'absorption de 46% et 42% aux fréquences 2.46 GHz et 2.43 GHz, respectivement est observé selon l'angle de polarisation. La Figure 106.b reporte dans le plan de la structure le champ électrique E à 2.46 GHz et pour une polarisation de l'onde incidente à 45° .

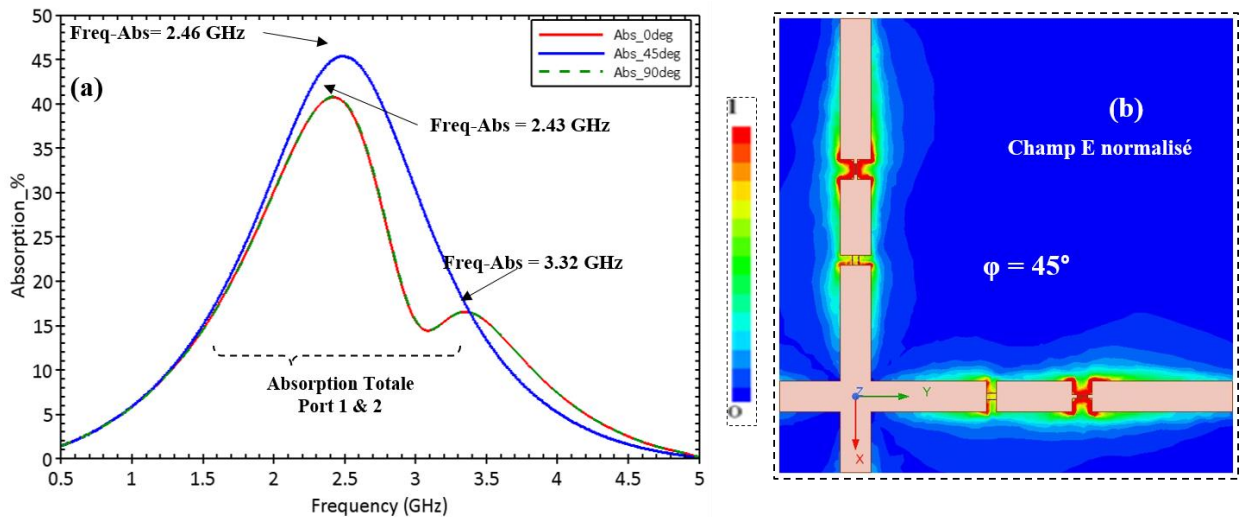


Figure 106: (a) Absorption totale de la cellule pour les différents angles de polarisation. (b) Champ électrique à 2,46 GHz pour une polarisation de l'onde incidente de 45° .

Dans ce cas, nous constatons que le champ électrique est concentré autour des circuits LC parallèle et au niveau des diodes. On peut conclure que le filtre LC isole correctement les cellules élémentaires à la fréquence de fonctionnement de la métasurface (2.45 GHz). Ce qui permet d'obtenir un niveau d'absorption équivalent à l'absorption maximale pour la métasurface sans circuit de filtrage (Figure 97) [18].

Comme pour la métasurface sans circuit de filtrage, pour les polarisations de l'onde incidente 0° et 90° , on observe à nouveau sur la Figure 106.a deux pics d'absorption de 41% et 16% respectivement à la fréquence 2.43 et 3.32 GHz. Le maximum d'absorption correspond à l'absorption de puissance dans la diode intégrée dans la branche du dipôle croisé parallèle à la polarisation E de l'onde incidente [19]. Le second pic d'amplitude plus faible correspond à une absorption dans la diode située dans la branche perpendiculaire à la polarisation E. Pour une polarisation de 45° , on a un maximum d'absorption de 46% à 2.46 GHz correspondant à une absorption identique dans les deux diodes. L'analyse des résultats montre que la structure avec circuit LC de filtrage a le même comportement fréquentiel que la métasurface sans circuit LC (Figure 97).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les caractéristiques électriques des diodes Schottky qui seront utilisées pour la fabrication des prototypes d'antennes à SRRs sur Kapton et de métasurfaces. En particulier, les schémas électriques de la diode passante (état ON) et bloquée (état OFF) ont été donnés, et leurs impédances complexes équivalentes ont été déterminées pour un fonctionnement à 2.45 GHz. Cette diode a ensuite été modélisée dans les simulations HFSS par l'intermédiaire de conditions aux limites de type Lumped RLC parallèle ou série pour l'antenne, ou par un Lumped Port pour la métasurface.

Dans un premier temps, les différents mécanismes de fonctionnement de l'antenne dipôle à anneaux fendus intégrant des diodes ont été étudiés. Ces études ont montré un décalage fréquentiel de la réponse de l'antenne et la nécessité de redimensionner l'antenne pour obtenir un fonctionnement à 2.45 GHz. Dans cet objectif, de nouvelles études paramétriques ont été menées. Cependant, ces études ont mené à la conclusion que la géométrie de l'antenne basée sur un couplage du dipôle avec les résonateurs SRRs n'est pas adaptée pour un fonctionnement dans la bande ISM-2.4 GHz en raison de la désadaptation d'impédance de l'antenne produite par l'intégration de la diode Schottky pour la conversion RF/DC.

Dans un deuxième temps, la métasurface composée de cellules périodiques DCK (dipôle croisé sur Kapton) et intégrant les diodes de redressement et un circuit de filtrage a été étudiée. L'influence des différents paramètres géométriques, de l'état bloqué ou passant des diodes, ainsi que des filtres utilisés, sur la capacité de la métasurface à collecter l'énergie électromagnétique et la convertir en un signal DC a été présentée. En particulier, il a été montré que la position des diodes le long des branches de la cellule élémentaire permet d'obtenir une adaptation d'impédance de la diode et de la métasurface et une meilleure conversion RF/DC. Enfin, l'utilisation d'un circuit LC parallèle accordée à la fréquence de fonctionnement de 2.45GHz permet d'isoler chaque cellule élémentaire de la métasurface en RF et de collecter l'ensemble des signaux DC disponibles au niveau de chaque cellule. Les résultats de simulation obtenus pour une métasurface optimale intégrant les diodes de redressement et les circuits de filtrage sont donnés en fin de chapitre.

Bibliographie

- [1] H. Wang, X. Chen, G.-H. Xu, et K.-M. Huang, « A novel physical parameter extraction approach for Schottky diodes », *Chin. Phys. B*, vol. 24, n° 7, p. 077305, juin 2015, doi: 10.1088/1674-1056/24/7/077305.
- [2] E. Vandelle, « Exploration of antenna and passive beamforming techniques for wireless energy harvesting and transfer », phdthesis, Université Grenoble Alpes, 2019. Consulté le: 12 juillet 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02905411>
- [3] E. Nasrabadi et P. Rezaei, « A novel design of reconfigurable monopole antenna with switchable triple band-rejection for UWB applications », *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 1, p. 1-7, avr. 2015.
- [4] H. Wang, « Conception et modélisation de circuits monolithiques à diode Schottky sur substrat GaAs aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques pour des récepteurs hétérodynes multi-pixels embarqués sur satellites et dédiés à l'aéronomie ou la planétologie. », Theses, Observatoire de Paris, 2009.
- [5] J. Rivière, « Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance », PhD Thesis, Université de la Réunion, Saint-Denis, 2016. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01481349>
- [6] M. Shereen et M. Khattak, « A Hybrid Reconfigurability Structure and Improved Gain Characteristics for a Novel 5G Monopole Antenna for Future Mobile Communication », *Wirel. Pers. Commun.*, p. 1-13, oct. 2021, doi: 10.1007/s11277-021-09216-2.
- [7] S. Patel, K. Shah, et Y. Kosta, « Frequency reconfigurable and high gain metamaterial microstrip radiating structure », *Waves Random Complex Media*, vol. 29, avr. 2018.
- [8] A. R. Katko, A. M. Hawkes, J. P. Barrett, et S. A. Cummer, « RF Limiter Metamaterial Using p-i-n Diodes », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 1571-1574, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2182490.
- [9] J. Antonio Estrada *et al.*, « RF-Harvesting Tightly Coupled Rectenna Array Tee-Shirt With Greater Than Octave Bandwidth », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, n° 9, Art. n° 9, sept. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2988688.
- [10] I. V. Shadrivov, A. B. Kozyrev, D. W. van der Weide, et Y. S. Kivshar, « Tunable transmission and harmonic generation in nonlinear metamaterials », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, n° 16, p. 161903, oct. 2008, doi: 10.1063/1.2999634.

- [11] A. Rose, D. Huang, et D. R. Smith, « Controlling the Second Harmonic in a Phase-Matched Negative-Index Metamaterial », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 107, n° 6, p. 063902, août 2011, doi: 10.1103/PhysRevLett.107.063902.
- [12] A. Rose, D. Huang, et D. R. Smith, « Demonstration of nonlinear magnetoelectric coupling in metamaterials », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 101, n° 5, p. 051103, juill. 2012, doi: 10.1063/1.4738774.
- [13] D. Filonov, Y. Kramer, V. Kozlov, B. A. Malomed, et P. Ginzburg, « Resonant meta-atoms with nonlinearities on demand », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 109, n° 11, p. 111904, sept. 2016, doi: 10.1063/1.4962838.
- [14] M. Lapine, I. V. Shadrivov, et Y. S. Kivshar, « Colloquium: nonlinear metamaterials », *Rev. Mod. Phys.*, vol. 86, n° 3, p. 1093, 2014.
- [15] O. M. Ramahi, T. S. Almomneef, M. AlShareef, et M. S. Boybay, « Metamaterial particles for electromagnetic energy harvesting », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 101, n° 17, p. 173903, oct. 2012, doi: 10.1063/1.4764054.
- [16] X. Duan, X. Chen, et L. Zhou, « A metamaterial electromagnetic energy rectifying surface with high harvesting efficiency », *AIP Adv.*, vol. 6, n° 12, p. 125020, déc. 2016, doi: 10.1063/1.4972121.
- [17] S. Hucheng, « Design and Analysis of Rectifying Circuits and Antennas for Wireless Power Transmission and Ambient RF Energy Harvesting », University of Science and Technology of China, China, P.R.C, 2014.
- [18] A. Z. Ashoor, « Electromagnetic Energy Harvesting Surfaces », Theses, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2018.
- [19] M. El Badawe, T. Almomneef, et O. Ramahi, « A True Metasurface Antenna », *Sci. Rep.*, vol. 6, p. 19268, janv. 2016.

Chapitre IV : Fabrication et validation expérimentale

« S'il n'y avait pas d'hiver, Le printemps ne serait pas si agréable ; si nous ne goutions pas à l'adversité, la réussite ne serait pas tout apprécié ».

[Anne Bradstreet]

Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale des résultats de simulation présentés dans les chapitres précédents. Dans un premier temps, nous allons présenter la méthode de calibrage au bout d'un connecteur UFL développée pour la caractérisation électrique des diodes utilisées pour le redressement du signal (conversion AC/DC) et qui ont été intégrées dans une antenne à anneaux fendus et dans les métasurfaces à dipôles croisés. Différentes diodes ont été mesurées en termes de caractéristiques $I(V)$ et de comportement fréquentiel. Les résultats ont été comparés aux données fournies par les fabricants, et la diode présentant les meilleures performances a été sélectionnée pour rectifier le signal collecté par une antenne à anneaux fendus et par des métasurfaces.

A partir de là, pour chaque structure étudiée nous présentons :

- La synthèse de fabrication.
- Le protocole de calibrage.
- Le matériel et le banc de mesure utilisés pour les caractérisations.
- Les résultats expérimentaux obtenus.

Le chapitre présente de manière détaillée la caractérisation des diodes, des antennes à anneaux fendus soit gravées sur substrat PCB rigide ou flexible soit brodées, et de métasurfaces rectifiées. Les mesures viseront d'une part à analyser le comportement fréquentiel des structures et d'autre part à déterminer leurs performances pour la récupération d'énergie électromagnétique ambiante. Les mesures concernent précisément :

- Les paramètres S permettant de remonter à l'adaptation d'impédance des antennes.
- Les propriétés de rayonnement des antennes : gain et diagramme de rayonnement.
- Le comportement fréquentiel des métasurfaces rectifiées en fonction de la puissance incidente et de la polarisation de l'onde incidente.
- L'adaptation d'impédance entre une charge résistive et la métasurface.

Finalement, la comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulation présentés dans les chapitres précédents sera menée durant tout le chapitre.

I. Caractérisation des diodes

Dans cette partie nous allons analyser les propriétés électriques d'une diode Schottky. La diode constitue l'élément de base du redressement du signal RF qui sera utilisé dans les différentes structures caractérisées dans les parties suivantes. De plus, nous comparerons les résultats de caractérisation obtenus avec les données du constructeur mises sous forme d'un circuit électrique équivalent.

1. Méthode de calibrage en bout de connecteur UFL

Le calibrage est une étape importante dans l'analyse des circuits RF. Une extraction précise des paramètres S du dispositif nécessite le calibrage des appareils de mesure et de la chaîne d'acquisition. Il faut être en mesure de caractériser correctement le dispositif sous test (DUT). Ces mesures de calibrage servent de base à la modélisation du dispositif et/ou permettent de vérifier son fonctionnement. Il existe de nombreuses techniques de calibrage ayant chacune des avantages et des inconvénients et celui utilisé dans cette thèse est le calibrage SOLT [1].

Le calibrage SOLT requiert quatre étalons disponibles dans un kit de calibrage spécifique pour chaque instrument « *Short-Open-Load-Thru* » (Figure 107) et qui comprend des charges étalonnées correspondant à un court-circuit (Short), un circuit ouvert (Open), une charge de $50\ \Omega$, ainsi qu'une connexion directe en transmission (Thru). Chaque charge est mesurée préalablement dans la bande de fréquence visée dans la caractérisation du DUT. Il est alors nécessaire d'éliminer les éléments parasites afin de déduire les propriétés intrinsèques du DUT.

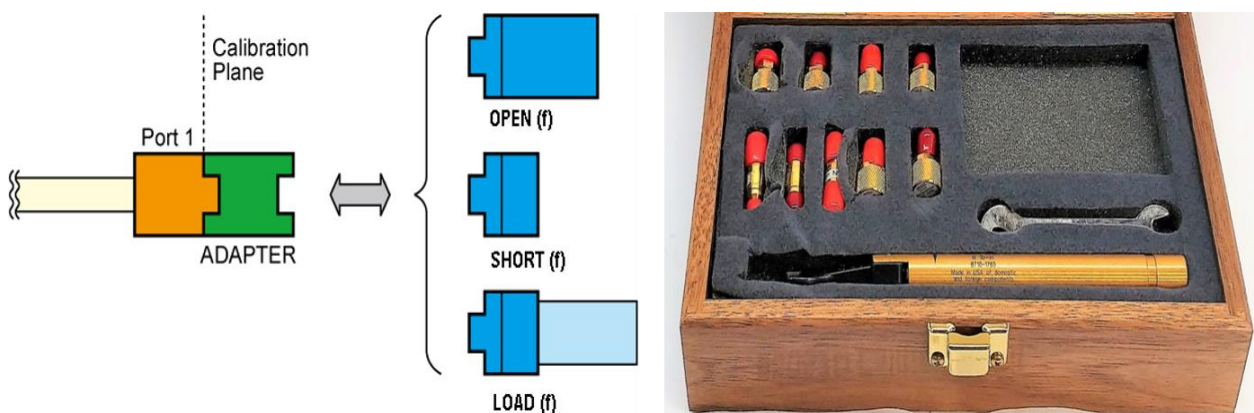


Figure 107: Plan de caractérisation (à droite), Kit de calibrage (à gauche).

Chaque structure et composant a été caractérisé par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) calibré préalablement dans le plan du connecteur UFL en utilisant un court-circuit, un circuit ouvert, une charge de $50\ \Omega$, et une connexion en transmission directe soudés sur des connecteurs UFL. La capacité parasite pour le circuit ouvert $C_0 = -60\ \text{fF}$, et l'inductance parasite pour le court-circuit $L_0 = -240\ \text{pH}$ ont été déterminées par des mesures préalables de composants capacitifs ($C = 0.8 / 1.4 / 3\ \text{pF}$) et résistifs ($R = 25 / 250\ \text{Ohms}$).

Il s'agissait alors de modifier les valeurs C_0 et L_0 du calibrage pour retrouver des valeurs proches des valeurs nominales de tous les composants dans toute la bande de fréquence mesurée. L'ensemble des composants et éléments de calibrage du VNA est illustré (Figure 108). On notera que l'ensemble des diodes et antennes a été connecté au VNA par l'intermédiaire d'un adaptateur CMA-UFL illustré (Figure 108). Le calibrage en bout de connecteur UFL permet aussi de supprimer les effets parasites introduits par l'adaptateur, de mesurer l'impédance des diodes, et d'obtenir le coefficient de réflexion mesuré dans le plan d'entrée des antennes.



Figure 108: Composants CMS du kit de calibrage et composants caractérisés pour déduire les paramètres L_0 et C_0 du calibrage (à gauche), adaptateur CMA-UFL (à droite).

La Figure 109 montre le paramétrage du calibrage introduit dans le logiciel WinCal pour le court-circuit (valeur L_0). Le même type de paramètre est utilisé pour le circuit-ouvert (valeur C_0). Les deux valeurs sont modifiées en plusieurs étapes pour converger vers des valeurs des composants R et C mesurées cohérentes avec les valeurs nominales.

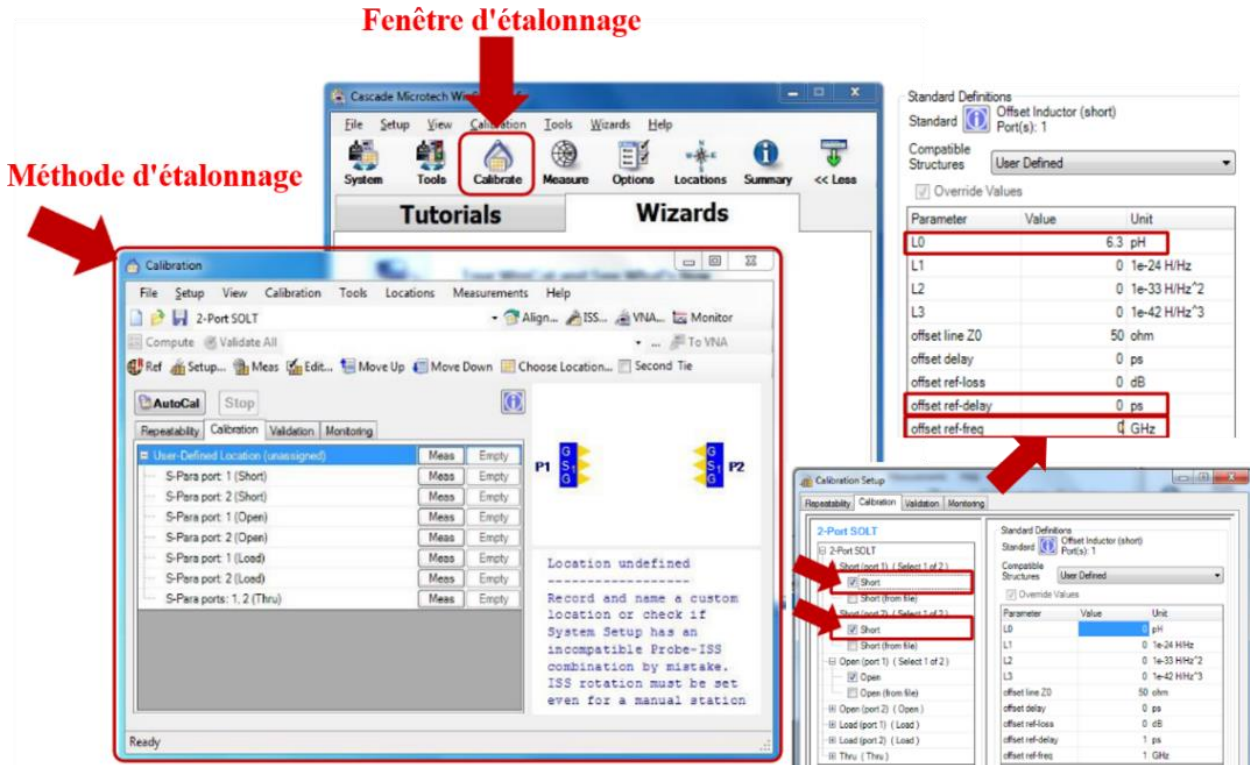


Figure 109: Exemple de configuration du calibrage du VNA (pour la valeur L_0 du court-circuit) sur le logiciel WinCal.

2. Caractéristiques de diodes données par les fabricants

Des diodes ont été caractérisées en vue de leur utilisation future en redressement. Elles seront intégrées dans les antennes et les métasurfaces en tant que circuit de rectification du signal RF. Afin de sélectionner le composant qui sera utilisé par la suite de la thèse, trois diodes ont été choisies et étudiées pour viser un fonctionnement dans la bande ISM-2.4 GHz et avec onde incidente de faible puissance. Les principales caractéristiques fournies par les constructeurs des trois diodes étudiées sont regroupées dans le Tableau 7. On relèvera que la diode de chez SKYWORKS présente une capacité de jonction (C_j) et une tension seuil (V_j) plus faibles que les deux autres diodes. C'est pourquoi, elle sera sélectionnée par la suite malgré une résistance série (R_s) deux fois plus grande que celle des autres diodes.

Cependant, les trois diodes ont été caractérisées afin de vérifier leurs performances. Afin de ne pas alourdir le manuscrit, l'ensemble des résultats ne sera pas présenté. On se limitera ci-dessous à analyser les résultats de caractérisation de la diode de chez SKYWORKS utilisée par la suite. Puis, les principales caractéristiques mesurées des diodes seront comparées.

Tableau 7: Caractéristiques fournies par le fabricant des différentes diodes caractérisées.

Paramètres électriques « Fabricant »	INFINEON «BAT63-02V» [2]	NEXPERIA «1PS76SB40»[3]	SKYWORKS « SMS7630-079LF»[4]
Ct (pF)	0.65-0.85	5	0.3
Courant direct IM (mA)	100	120	50
R _s (Ω)	10	8	20
tension seuil V _j (V)	0.19 à 0.25	0.3 à 0.33	0.13 à 0.16

3. Caractérisation électrique I(V) et Z(V)

La diode a été soudée directement sur un connecteur UFL et caractérisée par l'intermédiaire de l'adaptateur SMA-UFL représenté Figure 108. Pour la mesure de l'impédance, le VNA a été calibré au préalable comme indiqué précédemment. L'impédance complexe mesurée correspond à l'impédance petit signal autour de la tension continue V_{DC} appliquée sur la diode mesurée à la fréquence 2.45 GHz.

La caractéristique I(V) de la diode mesurée en DC est représentée en Figure 110.a, et la partie réelle de l'impédance mesurée en AC en fonction de la polarisation V_{DC} est représentée Figure 110.b.

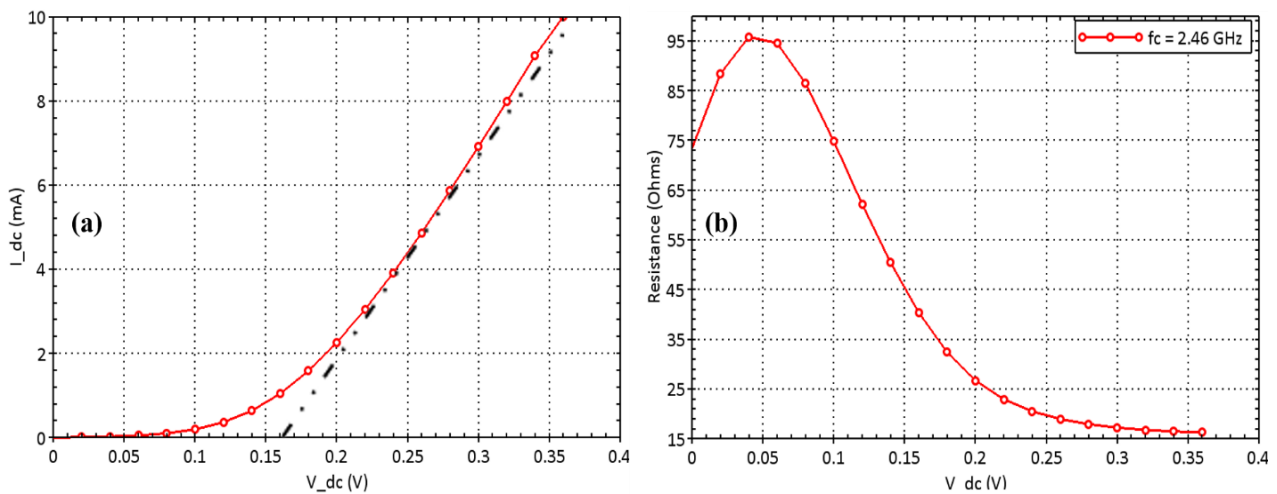


Figure 110: (a) Caractéristique I(V) et (b) partie réelle de l'impédance petit signal de la diode en fonction de V_{DC}.

La partie imaginaire de l'impédance AC mesurée est étudiée en calculant la capacité et l'inductance équivalente de la diode « Equation (IV.1) »:

$$C = \frac{\text{imag}(Y)}{\omega} ; L = \frac{\text{imag}(Z)}{\omega} \quad (\text{IV.1})$$

avec Z et Y représentant l'impédance et l'admittance petit signal de la diode.

Les évolutions de la capacitance C et de l'inductance L en fonction de V_{DC} sont représentées Figure 111.

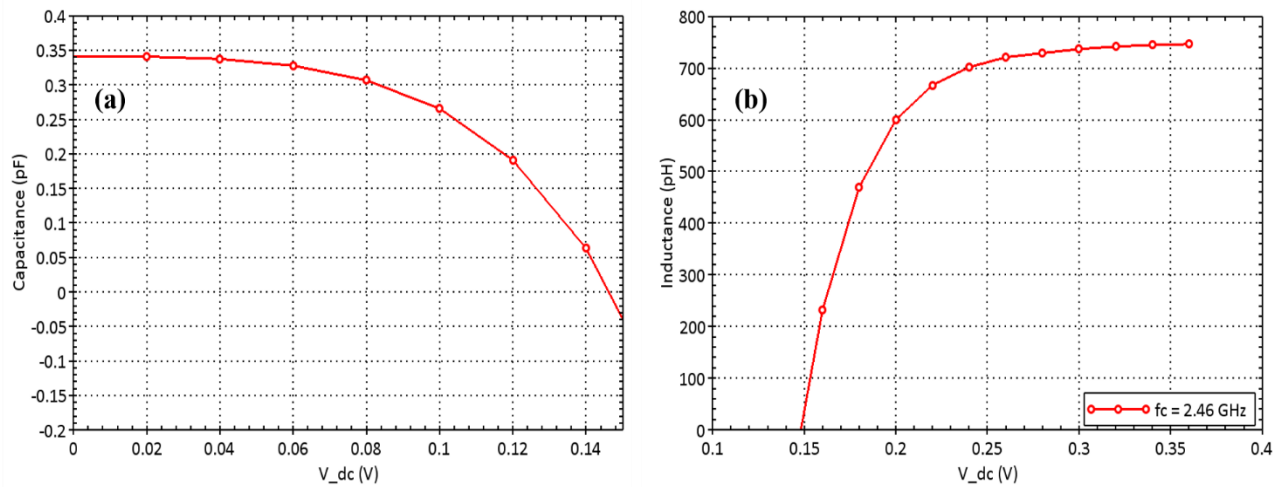


Figure 111: (a) Capacité et (b) inductance petit signal équivalentes de la diode en fonction de V_{DC} .

En dessous de la tension seuil $V_0 \sim 0.16$ V, la diode est bloquée. Son impédance présente une forte valeur résistive avec une valeur maximale $R = 95 \Omega$, ainsi qu'un comportement capacitif avec une valeur initiale de $C = 0.35$ pF pour une tension $V_{DC} = 0$ V. Entre $V_{DC} = 0.05$ et 0.15 V, la capacité de la diode et la partie réelle de son impédance diminuent. A partir de 0.15 V, le comportement capacitif disparaît et la diode présente un comportement inductif. Au-dessus de la tension seuil, la diode devient passante et la partie réelle de l'impédance diminue avec une résistance qui tend vers 16Ω pour une forte tension de polarisation. La diode se comporte alors comme un circuit R-L série avec une inductance qui tend vers $L = 740$ pH pour une forte polarisation. Ces résultats expérimentaux sont en bon accord avec les caractéristiques données par le constructeur listées dans le Tableau 8. À partir de cette comparaison favorable, la diode pourra être introduite dans certaines simulations HFSS (voir chapitre précédent) en utilisant les valeurs du circuit équivalent de la diode dans son état ON (circuit R-L série) données par le fabricant.

Tableau 8: Comparaison des paramètres électriques de la diode Schottky entre fabricant et caractérisation.

Paramètres électriques SKYWORKS « SMS7630-079LF »	Données Fabricant « Datasheet [4] »	Caractérisation « mesure électrique »
C_t (pF)	0.3	0.34
R_s (Ω) ($V_{DC} > V_{seuil}$)	20	16
L_s (nH)	0.7	0.74
Tension seuil V_j (V)	0.15 V	0.16 V

4. Comparaison des différentes diodes caractérisées

Afin de justifier la sélection de la diode de chez SKYWORKS, les principaux résultats de caractérisations des trois diodes listées dans le Tableau 7 sont synthétisées Figure 112, Figure 113 et Tableau 9. Ces résultats confirment que la diode de chez SKYWORKS présente la plus faible tension de seuil, ce qui est souhaitable pour la collecte de l'énergie envisagée. Elle présente aussi la plus faible capacité et la plus forte résistance dans l'état bloqué. La capacité étant faible, elle devrait présenter de meilleures performances en haute fréquence. Par contre, la résistance série équivalente dans son état passant de l'ordre de 16Ω est plus élevée que pour ses concurrentes ($< 10 \Omega$), ce qui devrait se traduire par des pertes plus élevées lors de la conversion AC/DC.

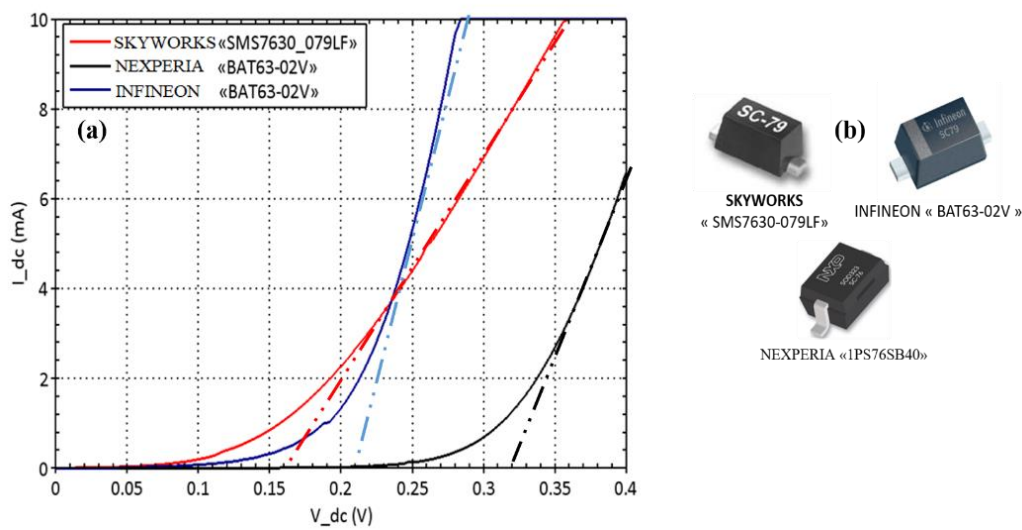


Figure 112: (a) Caractéristique I(V) des trois diodes illustrées en (b).

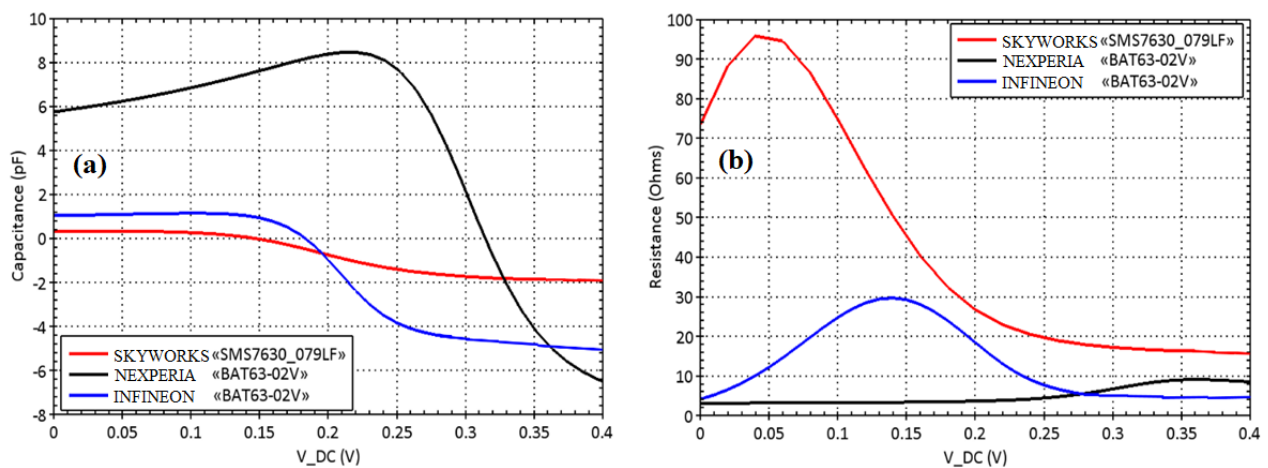


Figure 113: (a) capacité et (b) partie réelle de l'impédance mesurées de chaque diode en fonction de V_{DC} .

Tableau 9: Paramètres électriques « Caractérisation des différentes diodes »

Paramètres électriques « Caractérisation »	INFINEON «BAT63-02V» [2]	NEXPERIA «1PS76SB40»[3]	SKYWORKS « SMS7630-079LF»[4]
C_t (pF)	1	5.8	0.35
R_s (Ω)	14	8	34
Tension seuil V_j (V)	0.21	0.32	0.165

II. Antennes à anneaux fendus

1. Banc de mesure et calibrage

Le banc de mesure proposé pour la caractérisation expérimentale des antennes à anneaux fendus sans ou avec diodes de redressement étudiées dans le chapitre 3 est montré sur la Figure 114. Il peut être décomposé en deux parties. La Figure 114.a illustre la première partie qui concerne la mesure du coefficient de réflexion à l'entrée des antennes à anneaux fendus. Il repose en partie sur le même principe que la caractérisation des diodes vue ci-dessus. En particulier, un adaptateur SMA-UFL est utilisé pour relier le câble coaxial du VNA et l'antenne connectée par UFL, et le VNA est calibré par un calibrage SOLT en bout de connecteur UFL comme présenté précédemment.

La 2^{de} partie illustrée Figure 114.b est constituée d'un générateur de signaux synthétisés (GSS) « Agilent 83731A 10 MHz à 20 GHz » connecté à l'antenne à SRR et d'un analyseur de spectre (E4407B ESA-E, 9 kHz à 26.5 GHz) relié à une antenne cornet référencée SAS-571 chez A.H. Systems, inc.

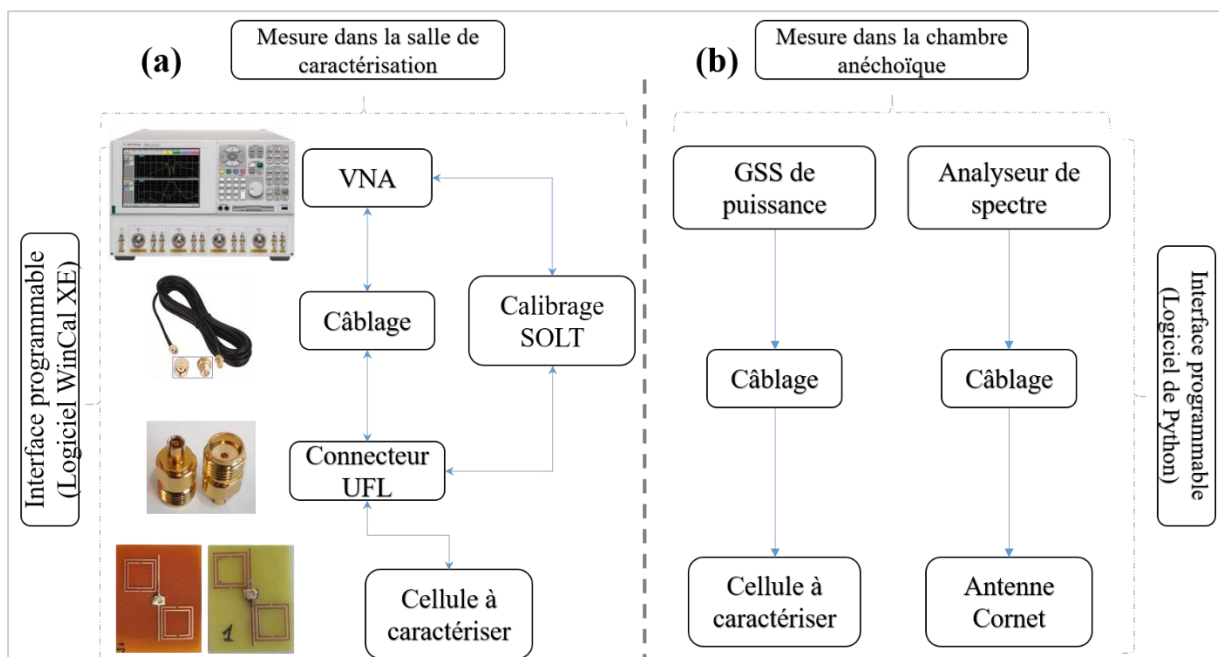


Figure 114: Banc de mesure, (a) partie 1, (b) partie 2

Le diagramme de rayonnement est mesuré en chambre anéchoïque en positionnant l'antenne SRR sur un plateau tournant et en mesurant le signal reçu par l'antenne cornet. Enfin le gain de l'antenne à SRRs est déterminé en référençant la puissance reçue par l'antenne cornet par la puissance mesurée lorsque l'antenne à SRRs est remplacée par une seconde antenne cornet, et en considérant le gain des deux antennes cornets.

Pour la mesure du diagramme de rayonnement et du gain, l'antenne à SRRs a été positionnée à une distance de 1.6 m de l'antenne cornet de réception pour respecter la condition de champ lointain ($R > 0.37$ m (Figure 115.a). La zone de champ lointain est définie par l'équation (IV.2) pour une distance R entre les deux antennes (Figure 115.b) :

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (IV.2)$$

Où D est la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde. En champ lointain, l'onde est aussi plane que possible, c'est-à-dire que l'amplitude et la phase de l'onde sont les plus uniformes possibles sur toute la surface de l'antenne à tester.

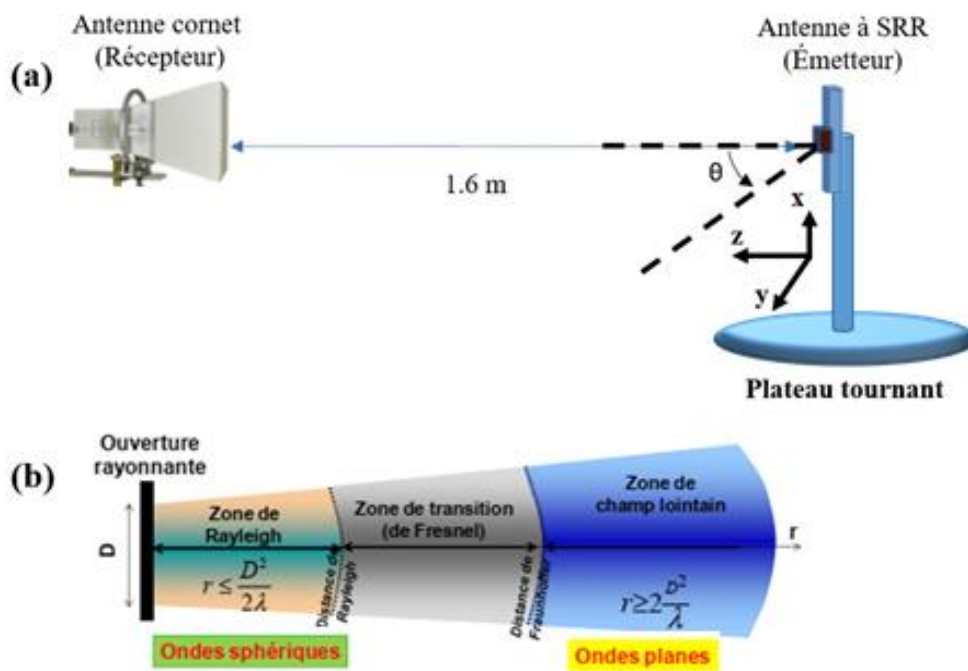


Figure 115: (a) Schéma de mesure de l'antenne à anneaux fendus, (b) Zone de rayonnement d'une antenne.

L'antenne cornet utilisée est une antenne cornet large bande qui peut être utilisée sur une grande bande de fréquence allant de 700 MHz jusqu'à 18 GHz (Figure 116). Les mesures du diagramme de rayonnement et du gain des antennes ainsi que les caractérisations de la métasurface rectifiée ont été effectuées en chambre anéchoïque. La chambre anéchoïque permet de faire des mesures en champ lointain. Elle reproduit les conditions de propagation en espace libre en éliminant

toute les réverbérations de l'onde incidente par l'utilisation d'un matériau absorbant qui recouvre les murs, le plafond et le sol de la chambre.

Dans notre étude, les mesures ont été effectuées dans la chambre anéchoïque de la plateforme CEM de l'IEMN pour effectuer des mesures en champ lointain dans la bande [0.7-10] GHz.

La chambre anéchoïque est montrée sur la Figure 116 avec l'emplacement de l'antenne cornet. Les mesures du coefficient de réflexion des antennes et de l'impédance des diodes ont été effectuées au sein de la plateforme CHOP (Caractérisation Hyperfréquence Optique et Photonique) située au laboratoire central de l'IEMN.

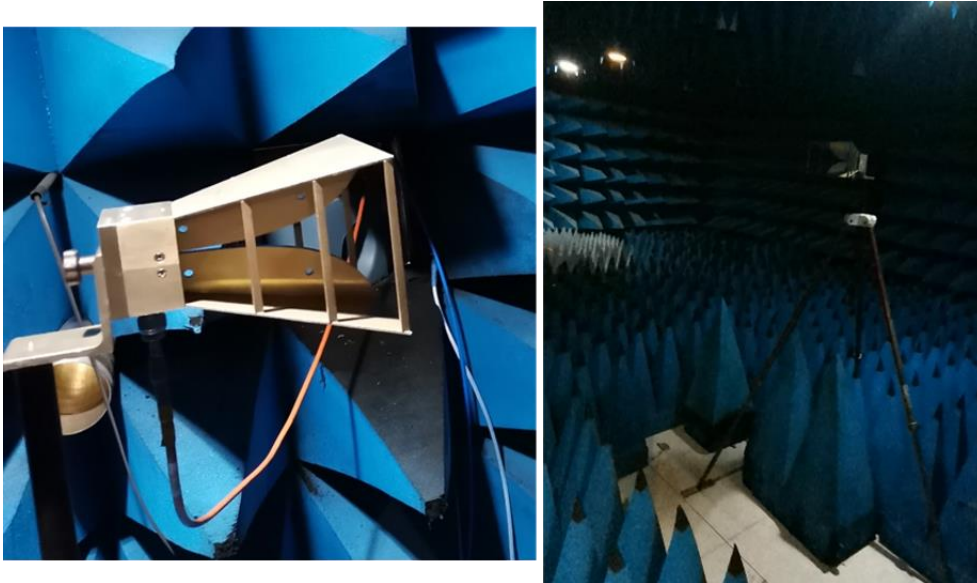


Figure 116: L'antenne cornet SAS-571 de chez A. H. Systems, inc. utilisée en caractérisation.

2. Caractérisation des antennes à anneaux fendus

a) Synthèse de fabrication à l'UCL

La Figure 117.a représente l'antenne étudiée précédemment au chapitre 3, qui a été fabriquée sur un substrat Kapton à l'Université Catholique de Louvain en Belgique dans le cadre d'une collaboration avec le groupe ICTEAM (les dimensions géométriques de l'antenne ont été transmises à l'UCL pour la fabrication). Les mêmes antennes avec les mêmes dimensions géométriques ont été fabriquées par gravure sèche sur un substrat FR4 (Figure 117.b) à Polytech Lille pour test et comparaison de performances.

Les propriétés des substrats Kapton et FR4 ont été présentées précédemment ainsi que les différents résultats de simulations pour les deux substrats. Les propriétés des deux substrats n'étant pas identiques, il aurait été nécessaire d'optimiser les dimensions de l'antenne sur FR4 pour obtenir

un fonctionnement en bande ISM-2.4 GHz. Cependant, l'objectif était, dans cette phase préliminaire, de se familiariser avec la fabrication par gravure sèche (génération des fichiers Gerber utilisés par la graveuse) et avec le soudage du connecteur UFL.

Enfin, la Figure 117.c représente une antenne dipôle à SRRs circulaires qui a été brodée à l'ENSAIT de Roubaix. Cette antenne brodée avait été optimisée par ailleurs par Jianping HAO [5], post-doctorante dans le groupe SUBLAMBDA, et elle a été fabriquée dans le cadre de la thèse.

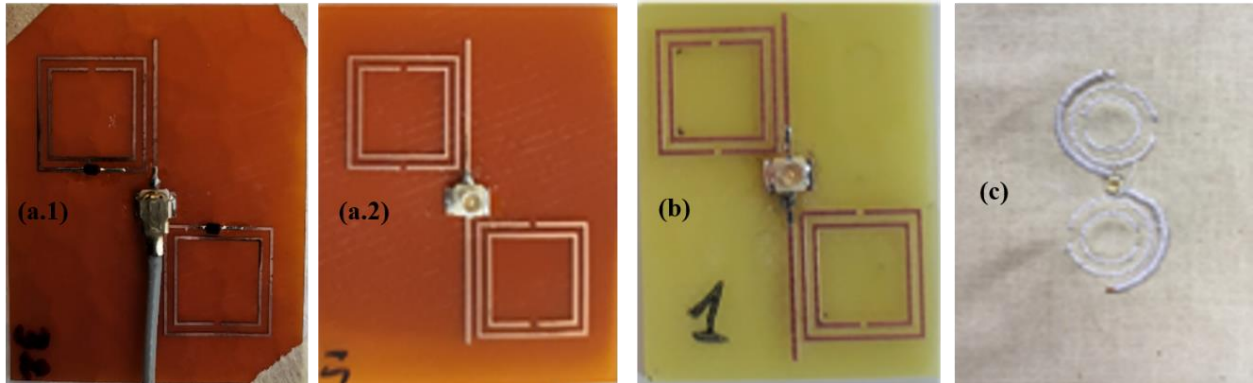


Figure 117: Antenne dipôle à SRR fabriquée sur Kapton (a.1 « avec diode », a.2 « sans diode »), sur FR4 (b), et brodée (c).

b) Résultats expérimentaux pour l'antenne à anneaux fendus rectiligne

Les deux types de caractérisations (spectre de réflexion et rayonnement) pour l'antenne dipôle rectiligne à SRR fabriquée sur Kapton et sur FR4 sont considérés dans cette partie. Pour les antennes avec et sans diodes de redressement intégrées, on cherche à analyser expérimentalement d'une part la résonance de l'antenne et d'autre part le diagramme de rayonnement.

➤ *Antenne sans diode sur substrat FR4*

La Figure 118 représente l'évolution du coefficient de réflexion mesuré à l'entrée de l'antenne et simulé pour comparaison. On observe que le premier dip de réflexion attribué à la résonance des SRRs présente une valeur $|S_{11}|$ proche de -15 dB pour une fréquence de 1.94 GHz. Il est moins marqué que le second dip à 3.45 GHz correspondant à la résonance du dipôle qui présente un coefficient $|S_{11}| < -20$ dB. Les conditions d'adaptation d'impédance de l'antenne ont été plus précisément étudiées expérimentalement, et les valeurs sont reportées dans le Tableau 10.

Un bon accord entre l'expérience et la simulation est obtenu sur le spectre de réflexion et sur les valeurs de l'impédance de l'antenne. Cette comparaison favorable de l'impédance permet par ailleurs de valider la méthode de calibrage en bout de connecteur UFL présenté en début de chapitre.

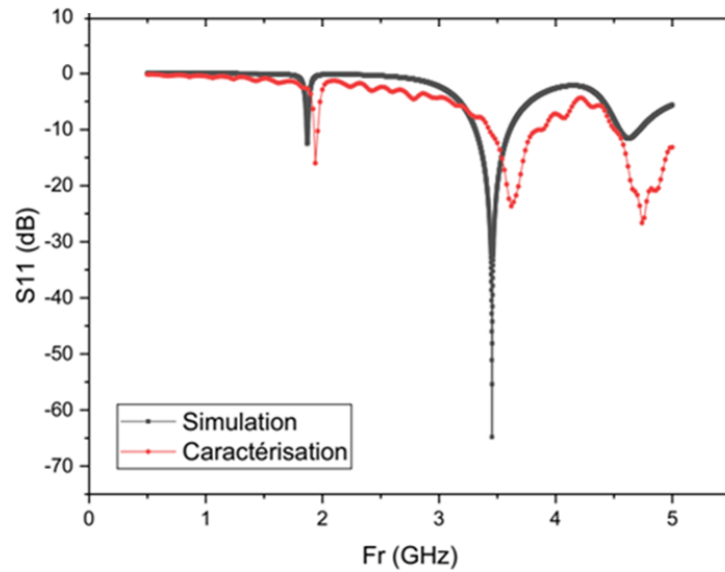


Figure 118: Coefficient de réflexion simulé / mesuré.

Tableau 10: Comparaison des valeurs du premier dip de réflexion et de l'impédance d'entrée et du gain de l'antenne correspondants.

Cellule « Antenne à SRRs »	Simulation	Caractérisation
Fréquence (GHz)	1.871	1.94
$S_{11}(Fr)$ (dB)	-12.52	-15.92
$Re(Z_{11})$ (Ω)	78.8	89.8
$Im(Z_{11})$ (Ω)	-10.21	-8.29

➤ Antenne avec diodes sur substrat FR4

La Figure 119 représente les spectres de réflexion et d'impédance mesurés à l'entrée de l'antenne lorsque les diodes sont intégrées au niveau de la fente de l'anneau extérieur de chaque SRR. Différentes puissances RF injectées à l'entrée ont été considérées (0 dBm, -10 dBm et -25 dBm) et les spectres mesurés sans diode sont reportés pour comparaison. La Figure 119.b montre que la résonance des SRRs est décalée de 1.95 à 1.4 GHz par la présence des diodes et la résonance observée sur l'impédance d'entrée est moins marquée. Dans le chapitre 3, ce décalage fréquentiel a été attribué à la capacité supplémentaire qu'apporte la diode dans son état bloqué. La résonance moins marquée située à une fréquence plus faible ne permet pas de compenser la partie imaginaire de l'impédance fortement négative, et la résonance des SRRs est très faiblement perceptible sur le spectre de réflexion Figure 119.a pour une puissance de -25 dBm. On observe que le faible dip de réflexion à 1.4 GHz

disparaît pour des puissances supérieures. En augmentant la puissance à l'entrée de l'antenne, la puissance transmise aux diodes par le couplage du dipôle aux anneaux SRRs permet de modifier l'impédance des diodes qui deviennent partiellement passantes. La résonance des SRRs disparaît alors progressivement à puissance croissante comme observé sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance tracées Figure 119.b. Le principe de la commande de l'état bloqué ou passant des diodes intégrées aux SRRs semble donc vérifié expérimentalement, mais l'absence d'adaptation d'impédance de l'antenne autour de la fréquence de résonance décalée des SRRs ne permettra pas d'envisager une utilisation pratique de l'antenne ainsi rectifiée.

Le spectre d'impédance fait apparaître aussi une résonance d'ordre supérieur des SRRs à 3.5 GHz mais qui est insensible à la puissance RF injectée à l'entrée de l'antenne. Cela indique que ce mode de résonance ne permet pas de modifier l'état des diodes en augmentant la puissance. L'insensibilité à la puissance injectée à l'entrée de l'antenne est aussi observée pour le troisième dip de réflexion qui correspond à la résonance série du dipôle. Bien qu'une meilleure adaptation d'impédance soit obtenue pour ces deux fréquences, l'antenne ne pourra pas être considérée comme rectifiée à ces fréquences.

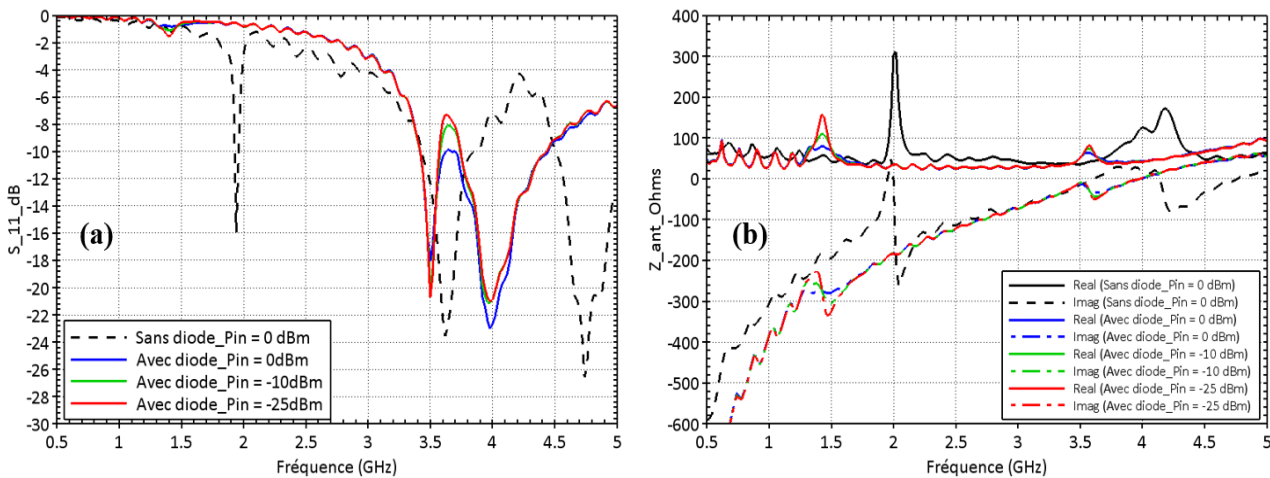


Figure 119: (a) Coefficient de réflexion et (b) impédance d'entrée mesurés pour différentes puissances RF injectées à l'entrée de l'antenne à anneaux fendus avec et sans diodes sur un substrat FR4.

Ces résultats confirment expérimentalement que l'intégration des diodes modifie le fonctionnement des résonateurs SRRs et produit un décalage fréquentiel du dip de réflexion relié aux anneaux fendus avec une désadaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne.

➤ Antenne sans diode sur substrat Kapton

De manière similaire, l'antenne à SRRs sur Kapton a été caractérisée en termes de réflexion et de rayonnement. La Figure 120 représente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion (a) et de l'impédance mesurés à l'entrée de l'antenne. Les résultats de simulation sont aussi reportés sur la figure pour comparaison. Expérimentalement, les deux dips de réflexion traduisant l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne à 50Ω sont observés à 2.56 et 4.35 GHz avec $|S_{11}| \sim -20$ dB.

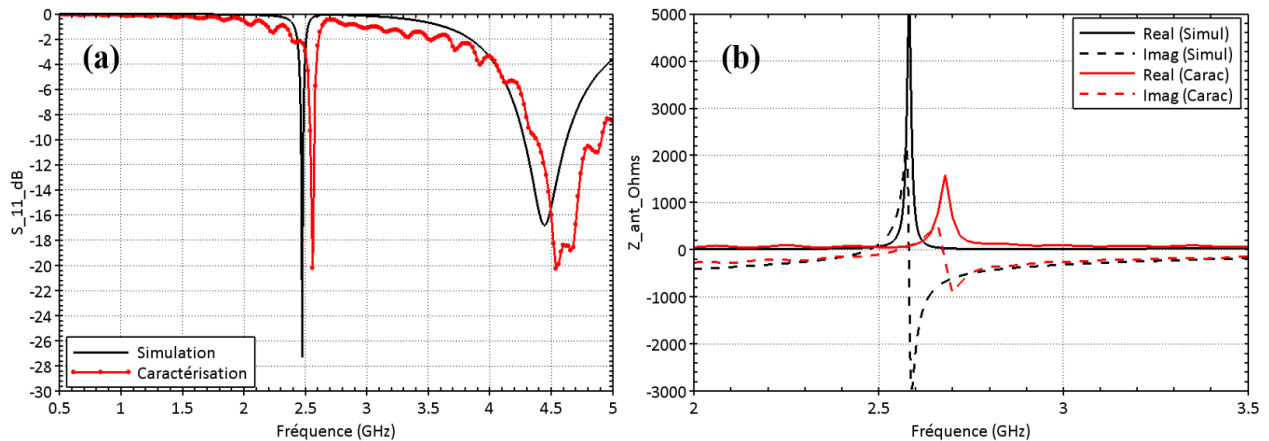


Figure 120: (a) Coefficient de réflexion et (b) impédance d'entrée, (simulés / mesurés) pour l'antenne à anneaux fendus sur un substrat Kapton

La Figure 120 et les valeurs caractéristiques reportées dans le Tableau 11 montrent un bon accord entre la simulation et les mesures pour les deux dips de réflexion. Le coefficient de réflexion mesuré à 2.56 GHz pour le premier dip de réflexion est plus faible (-19.5 dB) que le dip observé en simulation, (-26.2 dB) à 2.46 GHz, attribué à la résonance des SRRs. On remarque aussi qu'il est plus large expérimentalement. Cet élargissement du dip de réflexion traduit des pertes plus élevées pour la structure fabriquée qui sont aussi révélées par un maximum de la partie réelle de l'impédance plus faible en mesure qu'en simulation.

Tableau 11: Comparaison des valeurs caractéristiques (fréquence, réflexion, impédance et gain) de l'antenne mesurées et simulées au premier dip de réflexion.

Cellule « Antenne à SRRs »	Simulation	Caractérisation
Fréquence (GHz)	2.46 (1 ^{er} dip)	2.56 (1 ^{er} dip)
S_{11} (Fr) (dB)	-26.2	-19.52
Re (Z_{11}) (Ohms)	47.6	57.6
Im (Z_{11}) (Ohms)	-0.05	9.4
GAIN (dBi)	-0.38	-0.51

Le diagramme de rayonnement en élévation mesuré à la fréquence du premier dip de réflexion (2.56 GHz) est représenté Figure 121. On rappelle ici que l'élévation a été définie dans le chapitre 2 à partir de la direction normale de la structure (axe des anneaux) et non par rapport à la direction du dipôle.

A cause de la présence du câble reliant l'antenne à SRRs au générateur situé du côté cuivre du substrat, seule la partie supérieure du diagramme de rayonnement autour de la valeur 0° peut être correctement analysée. Le rayonnement théorique quasiment isotrope dans le plan semble être confirmé expérimentalement. Pour cette antenne, le gain mesuré au premier dip (-0.51 dBi) est légèrement inférieur à celui simulé (-0.38 dBi), voir Tableau 11.

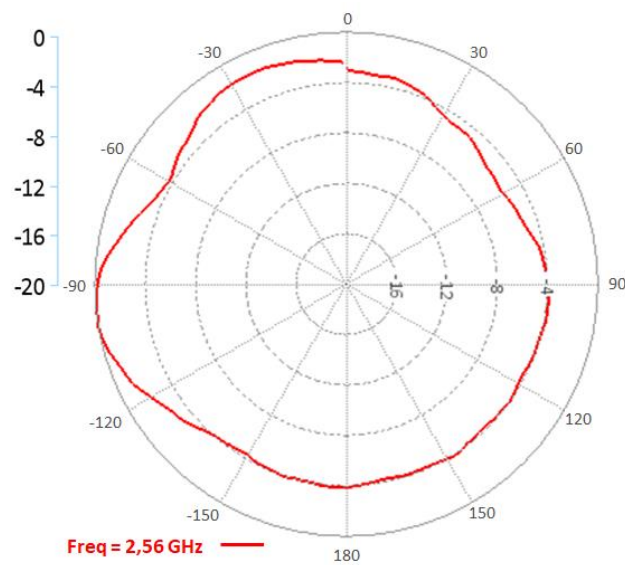


Figure 121: Diagramme de rayonnement en élévation mesuré (gain normalisé) de l'antenne à anneaux fendus sans diode sur un substrat de Kapton.

➤ Antenne avec diodes intégrées sur substrat Kapton

La Figure 122 illustre la comparaison expérimentale de la réponse fréquentielle de l'antenne avec et sans diodes. Comme pour l'antenne sur FR4, le dip associé à la résonance des SRRs disparaît en présence des diodes. Cependant, la résonance des SRRs chargés par les diodes est mise en évidence sur le spectre d'impédance autour de 1.54 GHz pour la plus faible puissance injectée à l'entrée de l'antenne (-25 dBm). Contrairement à l'antenne sur FR4, aucune résonance supplémentaire des SRRs n'est observée à plus haute fréquence, et seule la résonance série du dipôle est encore présente autour de 4.5 GHz.

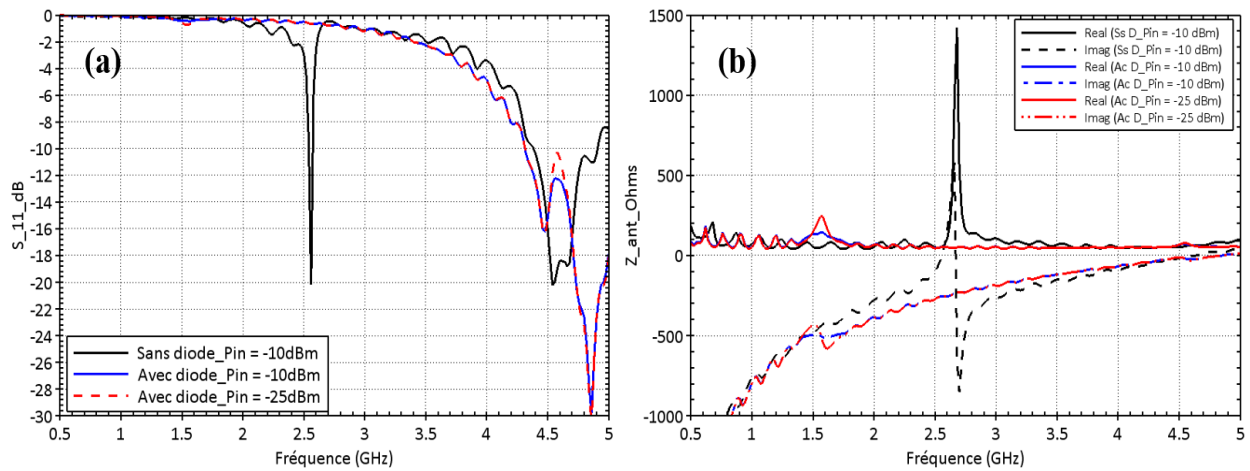


Figure 122: (a) Coefficient de réflexion et (b) impédance d'entrée mesurés pour l'antenne à anneaux fendus sur un substrat de Kapton.

La Figure 122.a et les valeurs reportées dans le Tableau 12 montrent que l'intégration des diodes désaccorde l'impédance d'entrée de l'antenne autour de la fréquence de résonance des anneaux et fait disparaître le premier dip de réflexion. Cependant, le spectre d'impédance fait apparaître une résonance des SRRs chargés à 1.54 GHz.

Tableau 12: Comparaison des valeurs caractéristiques à la fréquence du premier dip de réflexion de l'antenne avec et sans diodes sur substrat de Kapton.

Cellule « Antenne à SRRs »	Caractérisation « Sans Diode » (Ss_D)	Caractérisation « Avec Diode » (Ac_D)
Fréquence (GHz)	2.56 (1 ^{er} dip)	1.54 (1 ^{er} dip)
S_{11} (Fr) (dB)	-19.52	-0.74
GAIN (dBi)	-0.51	-8.21

La Figure 123 représente le diagramme de rayonnement en élévation mesuré à la fréquence de résonance des SRRs chargés par les diodes (1.54 GHz). Comme indiqué précédemment, seule la partie supérieure du diagramme est exploitable et le rayonnement semble à nouveau quasiment isotrope.

Enfin, le gain mesuré de l'antenne avec diodes (-8.21 dBi) est fortement diminué par rapport au gain mesuré sans diode (-0.51 dBi).

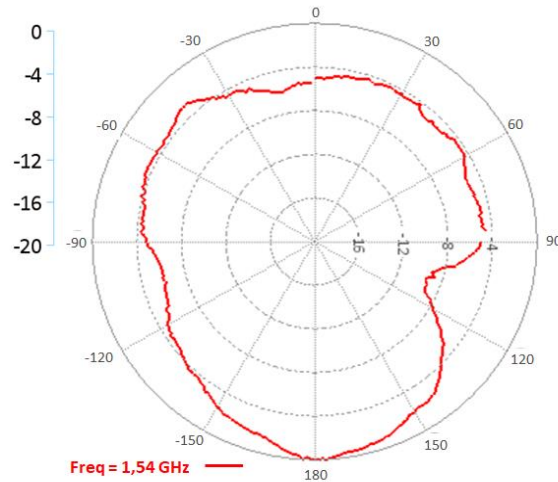


Figure 123: Diagramme de rayonnement en élévation (gain normalisé) pour l'antenne à anneaux fendus avec diodes intégrées sur un substrat de Kapton.

3. Antennes sur textiles

a) Synthèse de fabrication par broderie

Les structures électromagnétiques peuvent être fabriquées avec différentes technologies textiles telles que le tissage [6], [7], le tricot [8], [9] ou encore la broderie [5], [10]. Dans notre cas, la broderie a été sélectionnée car elle permet de fabriquer différentes géométries avec une précision de l'ordre de 0.5 mm, voire dans le meilleur des cas 0.1 mm [11]. Différentes antennes ont été brodées à l'ENSAIT (École Nationale Supérieure des Arts et Industries Textiles), partenaire du groupe de recherche dans différents projets liés notamment aux métamatériaux dans le textile (ANR CONTEXT, Interreg LUMINOPTX).

Les échantillons ont été fabriqués par un doctorant et un technicien de l'ENSAIT, et j'ai participé à la fabrication de l'antenne à SRRs en méandre sous leur supervision. Pour la broderie, la structure est dessinée dans un premier temps sur un logiciel qui pilote la brodeuse et qui permet de préciser les paramètres de broderie telle que l'orientation des fils brodés.

La référence de la brodeuse utilisée est 'JF-0215-495' de la société ZSK. Elle est composée (voir Figure 124) [12], [13] :

- D'une aiguille effectuant des mouvements verticaux qui dépose un fil de broderie supérieur sur le textile.
- D'un plateau mobile faisant des mouvements horizontaux, le substrat textile est fixé sur ce plateau.
- D'une canette (bobine de fil) dans la partie inférieure qui fixe le fil de broderie supérieur.

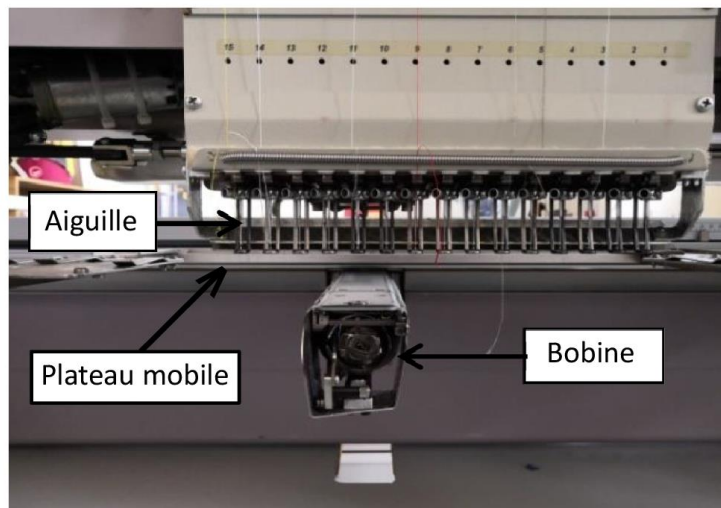


Figure 124: Machine de broderie.

La broderie repose sur les étapes suivantes et illustrées sur la Figure 125:

- (a) Le fil supérieur traverse le substrat textile lorsque l'aiguille est abaissée de haut en bas.
- (b) Quand l'aiguille a traversé le textile, la canette tourne et le fil inférieur s'agrippe sur le fil d'aiguille. Les fils inférieur et supérieur se croisent.
- (c) La canette continue de tourner et l'aiguille supérieure remonte. Les fils supérieur et inférieur remontent et le croisement entre fils se positionne au milieu du textile. Pour cela, les tensions du fil inférieur et du fil supérieur doivent être correctement réglées au préalable. Les fils sont alors fixés sur le textile.
- (d) Quand l'aiguille est en position haute, le déplacement horizontal du plateau permet de démarrer un nouveau cycle.

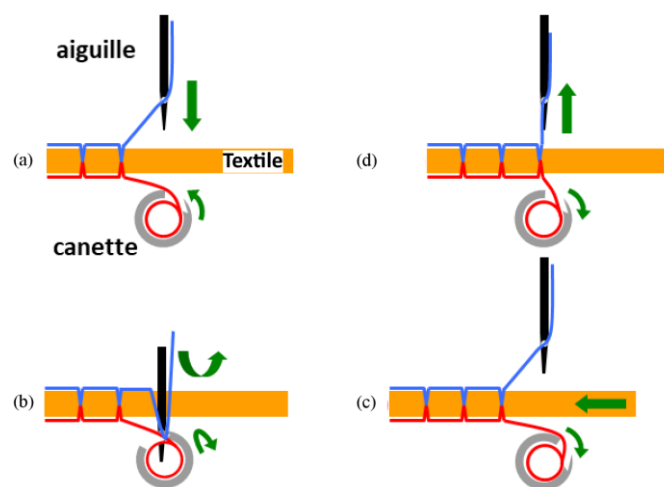


Figure 125: Principe de la broderie sur un textile.

b) Technologie des fils

Les antennes textiles étudiées dans ce travail ont été fabriquées à partir d'un fil conducteur « Shieldex® Twisted Yarns 117/17 dtex 2-Ply » de chez Statex pour l'antenne à SRRs simple, et d'un fil conducteur « Datatrans » de chez Tibtech Innovation [14] pour l'antenne à SRRs en méandre. Comme montré sur la Figure 126.a, le fil conducteur Shieldex est composé de plusieurs filaments de polyamide recouvert d'une fine couche d'argent de quelques micromètres. La résistance linéique du fil conducteur est inférieure à $30 \Omega/\text{cm}$ et son diamètre est 0.2 mm .

Par contre, le fil Datatrans (Figure 126.b) se compose de 4 filaments de cuivre s'enroulant autour d'un cœur diélectrique (polyester), l'ensemble étant recouvert par plusieurs filaments de polyamide [24]. Ces derniers isolent les fils de cuivre de l'extérieur. La résistance linéique du fil Datatrans est plus faible que le fil Shieldex, elle est d'environ $4.5 \Omega/\text{m}$.

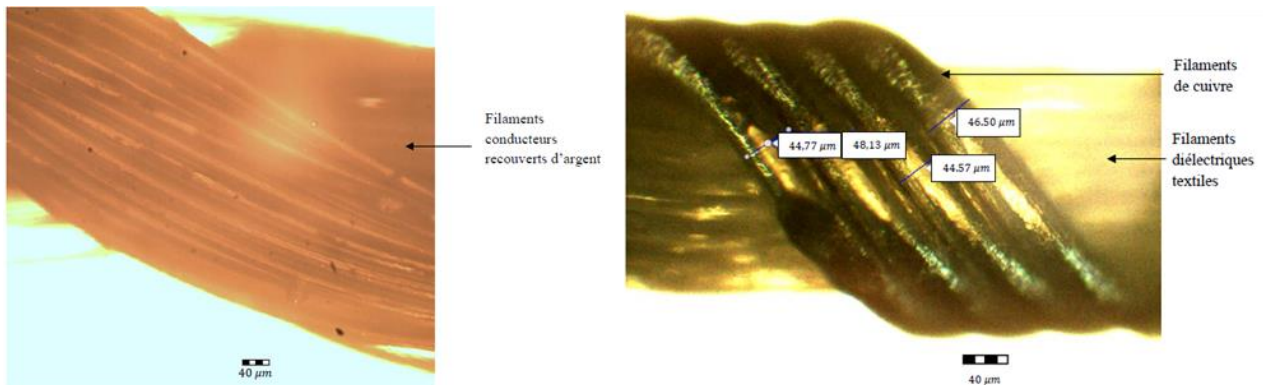


Figure 126: Photographie au microscope d'un fil conducteur Shieldex (a) et du fil Datatrans (b), d'après [15].

Pour l'antenne à SRRs simples rubans, le fil conducteur Shieldex a été utilisé comme fil d'aiguille (fil supérieur) et un fil diélectrique en polyester a été utilisé dans la canette pour maintenir le fil conducteur sur le textile [16], [17].

Pour l'antenne à SRRs en méandre, le fil Datatrans étant plus rigide, il ne peut pas être utilisé en fil d'aiguille pour des raisons de contrainte mécanique. Il a donc été positionné en fil de canette (fil inférieur), et un fil polyester a été utilisé en aiguille (fil supérieur) [5]. Enfin, il est rappelé que les antennes ont été brodées sur un tissu en coton d'épaisseur 0.28 mm . Les propriétés diélectriques ont été définies dans le chapitre 2.

c) Résultats expérimentaux

➤ *Analyse des résultats expérimentaux avec le fil conducteur Shieldex*

Le dipôle de forme circulaire représenté Figure 127.a a été réalisé par un fil de cuivre de diamètre 0.2 mm pour faciliter la soudure du connecteur UFL représenté en Figure 127.b. Le fil de cuivre est fixé sur la face avant (supérieure) du coton par une broderie de fils diélectriques. On peut voir le connecteur UFL soudé au milieu du dipôle en face arrière (le fil de cuivre traverse le coton au niveau du connecteur) tandis que le dipôle en fil de cuivre dépasse de 5 mm la zone de fixation brodée comme montré la Figure 127.a. Les SRRs sont fabriqués en brodant le fil Shieldex sur la face avant et en utilisant un fil diélectrique en face arrière.

Les points de broderie suivent la forme des anneaux et sont dirigés dans le sens de circulation du courant à la résonance. Cette orientation des points de broderie du fil conducteur permet de réduire les pertes par conduction des structures brodées utilisées en micro-ondes [18].

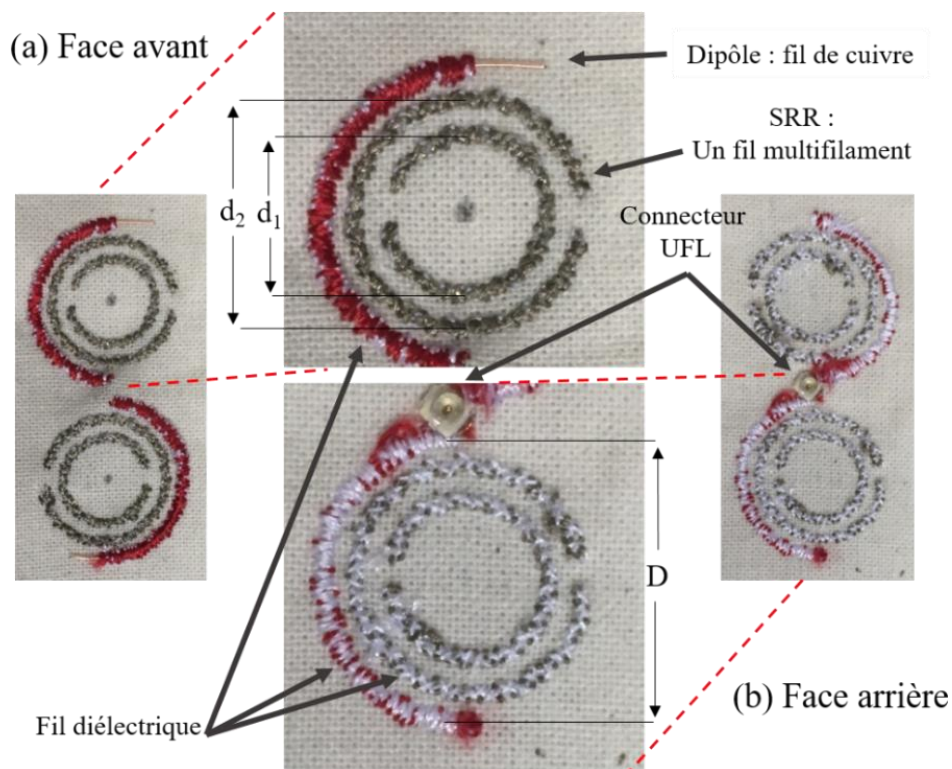


Figure 127: Face avant (a) et face arrière (b) de l'antenne à SRRs fabriquée par broderie d'un fil Shieldex [16]. Le dipôle de forme circulaire est un fil de cuivre fixé par une broderie de fils diélectriques.

Le fil de cuivre plus long de 5 mm que la longueur de la broderie le fixant sur le coton a été coupé après fabrication et pendant les mesures afin d'ajuster la fréquence de résonance du dipôle.

Après fabrication, toutes les dimensions géométriques définies sur la Figure 127 ont été mesurées : $D = 18.4$ mm, $d_2 = 14$ mm et $d_1 = 12.7$ mm, correspondant à une distance entre anneaux de 1.3 mm.

Comme pour les antennes sur FR4 et Kapton précédentes, l'antenne fabriquée par broderie a d'abord été caractérisée par l'intermédiaire d'un VNA calibré (SOLT) dans le plan du connecteur UFL. La Figure 128 représente le coefficient de réflexion mesuré ainsi que l'impédance d'entrée de l'antenne. On remarque sur la Figure 128.a que l'antenne présente deux dips de réflexion à 1.8 et 2.2 GHz avec un niveau presque identique $|S_{11}| < -33$ dB. Ceci traduit une bonne adaptation d'impédance autour de la résonance des SRRs observée à environ 2 GHz sur la Figure 128.b. Cependant, la faible valeur de l'impédance maximale observée à la résonance « $\text{Re}(Z_{in}) \approx 150 \Omega$ » révèle une faible conductivité des anneaux par comparaison avec les résultats de simulation.

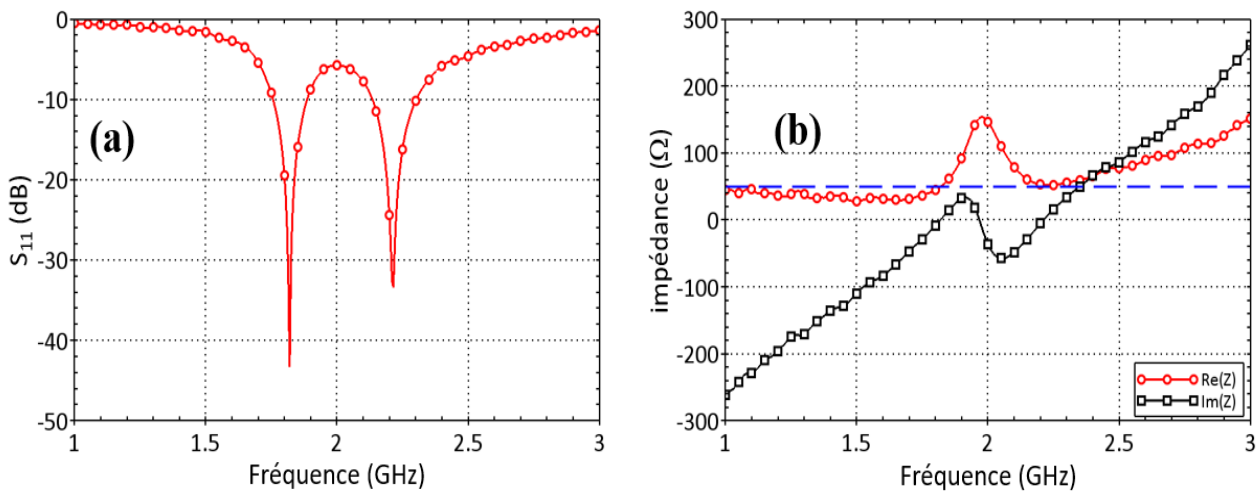


Figure 128: (a) Coefficient de réflexion mesuré et (b) impédance expérimentale de l'antenne à anneaux fendus fabriquée par broderie [16].

Le diagramme de rayonnement du gain normalisé en élévation mesuré à 1.8 et 2.2 GHz est tracé sur la Figure 129.a et Figure 129.b, respectivement. L'antenne étant alimentée en face arrière, une perturbation du diagramme de rayonnement est observée sur la partie inférieure de chaque diagramme (autour de 180°). Le diagramme de rayonnement en élévation apparaît similaire à celui d'une antenne dipôle électrique sans SRR. Enfin, le gain mesuré de l'antenne est 0 dBi et -3.1 dBi à 1.8 et 2.2 GHz, respectivement.

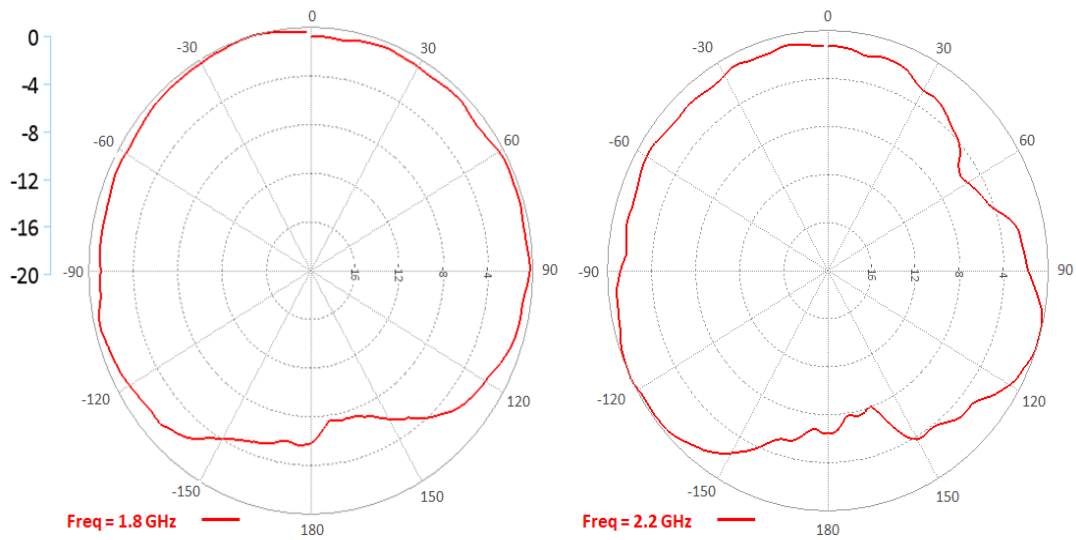


Figure 129: Diagramme de rayonnement en élévation (gain normalisé) mesuré à 1.8 GHz (a) et 2.2 GHz (b) [16].

➤ Analyse des résultats expérimentaux avec le fil Datatrans

Pour confirmer expérimentalement la présence de résonances multiples pour l'antenne à SRRs en méandre étudiée en chapitre 2, l'antenne présentée en Figure 130 [5] a été produite par broderie. Elle se compose d'un dipôle électrique constitué d'un fil de cuivre de diamètre 0.5 mm et de deux SRRs avec les dimensions géométriques précédemment considérées au chapitre 2 – Figure 66.(A).

Ces dimensions correspondent aux valeurs moyennes mesurées sur l'antenne fabriquée représentée en face avant et en face arrière sur la Figure 130.a et Figure 130.b, respectivement. Comme cela a été présenté auparavant, le dipôle électrique de forme circulaire de diamètre 16.5 mm a été fixé par broderie en utilisant un fil de polyester sur un tissu en coton d'épaisseur 0.28 mm [19]. Chaque fil de cuivre constituant le dipôle a été coupée 2 mm plus long qu'un demi-anneau lors des mesures pour mettre en évidence toutes les résonances des SRRs.

Les SRRs ont été fabriqués en brodant un fil conducteur DataTrans. Pour produire chaque anneau, un même fil conducteur a été brodé en face inférieure (fil de canette) en faisant des allers et retours pour obtenir l'équivalent du méandre, soit 3 parties conductrices et 2 fentes par anneau. Un fil de polyester a été utilisé en face supérieure.

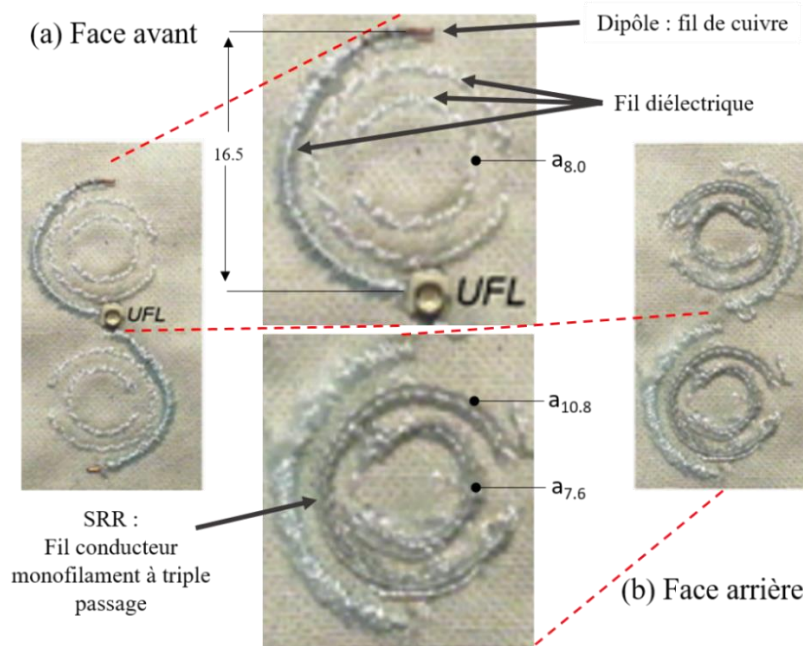


Figure 130: (a) Face avant et (b) face arrière de l'antenne brodée à SRRs en méandre, d'après [5].

Le coefficient de réflexion mesuré à l'entrée de l'antenne est représenté Figure 131.a. Il affiche sept résonances avec quatre dips de réflexion plus marqués aux fréquences 2.5, 2.66, 3.38 et 3.63 GHz avec $|S_{11}| < -10$ dB traduisant l'adaptation d'impédance de l'antenne à 50Ω . Les trois autres dips plus faibles observés à 3.04, 3.94 et 4.42 GHz avec $|S_{11}| > -5.4$ dB correspondent à une désadaptation de l'impédance de l'antenne à ces fréquences. On observe que les deux premiers dips autour de la fréquence 2.5 GHz produisent une adaptation de l'impédance de l'antenne sur une bande passante plus large que les deux autres dips autour de 3.5 GHz.

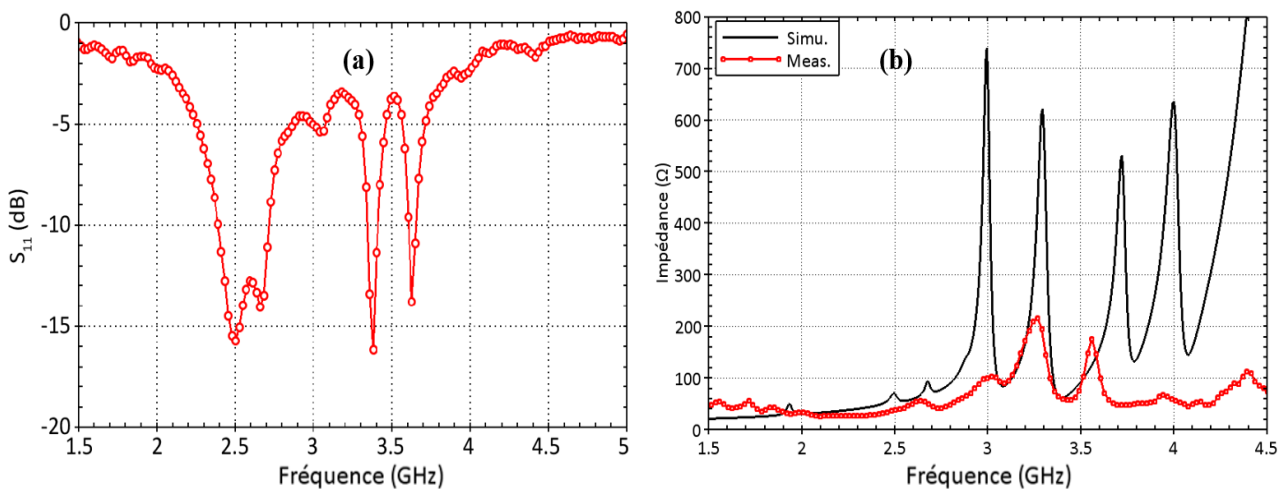


Figure 131: (a) Coefficient de réflexion mesuré, (b) Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne à SRRs en méandre simulée (trait noir) et mesurée (trait rouge avec cercles) [5].

La Figure 131.b représentant la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne mesurée permet de mieux analyser l'origine des résonances. On observe six résonances matérialisées par un maximum de l'impédance supérieur à 50Ω pour la bande de fréquence comprise entre 2.5 et 4.5 GHz. Ces résonances présentent un bon accord avec l'impédance simulée reportée sur la Figure 131.b. Nous pouvons noter que les résonances les plus importantes représentées sur la Figure 131 proviennent des modes 4 et 5 (Chapitre 2 – Tableau 3) de chaque SRR qui ont un facteur de qualité élevé.

Cependant, le spectre d'impédance a été obtenu au moyen d'une antenne dipôle et consécutivement l'amplitude des résonances dépend également du couplage entre le dipôle et les SRRs. En coupant le dipôle à une longueur plus courte, sa propre fréquence de résonance augmente et la force de son couplage avec les SRR change.

La Figure 132 représente le diagramme de rayonnement (gain normalisé) de l'antenne mesuré à 2.5, 2.66, 3.38 et 3.63 GHz, correspondant à un gain mesuré $G = 2.7$, 0.5, -3 et -4.6 dBi, respectivement.

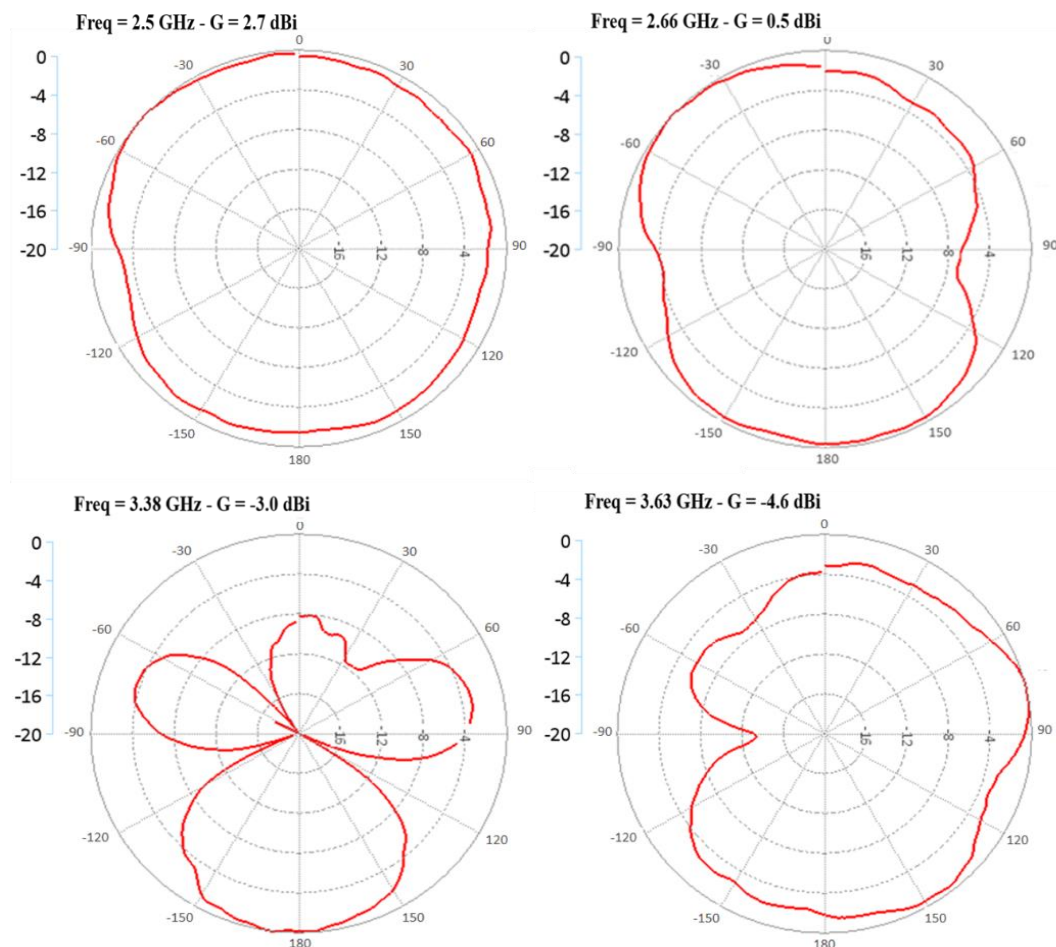


Figure 132: Diagramme de rayonnement (gain normalisé) mesuré aux fréquences 2.5, 2.66, 3.38 et 3.63 GHz pour l'antenne à SRRs en méandre brodés.

A la fréquence 2.5 GHz, on remarque que le diagramme de rayonnement est similaire au diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle sans SRR et le gain est près de 3 dB supérieur au gain mesuré à 1.8 GHz pour l'antenne brodée précédente (fil Shieldex). Cette amélioration de gain peut probablement être attribuée à la conductivité plus élevée du fil conducteur Datatrans.

A la fréquence 2.66 GHz, le gain est du même ordre de grandeur que le gain mesuré pour l'antenne à base de fil Shieldex, et pour les fréquences plus élevées le gain est très faible car le rayonnement du dipôle n'est plus efficace à ces fréquences.

En conclusion, pour l'antenne à base de fil Shieldex, un fonctionnement double bande de l'antenne a été expérimentalement vérifié avec un diagramme de rayonnement similaire au diagramme de rayonnement d'un dipôle simple mais avec un gain faible. La présence de multiples modes de résonance des anneaux en méandre a été expérimentalement mise en évidence par le spectre d'impédance à l'entrée de l'antenne.

III. Métasurface à dipôles croisés

L'objectif de cette partie est d'étudier expérimentalement la métasurface constituée par un réseau de dipôles métalliques croisés symétriques déposés sur un substrat FR4 ou sur un substrat flexible de Kapton et capable de collecter l'énergie électromagnétique sous diverses polarisations. La cellule élémentaire de la métasurface a été présentée dans le chapitre 2, et son comportement fréquentiel a été analysé. Son comportement lorsque des diodes et un circuit de filtrage sont intégrés a été étudié dans le chapitre 3.

1. Fabrication des circuits imprimés

La métasurface a été dimensionnée dans les chapitres précédents avec 2 objectifs : ne pas utiliser de plan de masse en face inférieure et utiliser un substrat flexible (Kapton). Une métasurface a aussi été fabriquée sur un substrat d'époxy FR4 pour comparaison des résultats. Par contrainte de fabrication, la plus grande surface fabriquée contiendra 4×4 cellules élémentaires (dipôles croisés) pour une taille totale de 24×24 cm².

a) Fabrication externalisée de la métasurface sur substrat de Kapton

Une métasurface a été fabriquée sur le substrat Kapton de type II chez un industriel (CIBEL, Circuit Imprimé de Bellême, France). Les propriétés du substrat de Kapton de type II ont été définies dans le chapitre 2. Les dimensions géométriques de la métasurface ont été envoyées à l'entreprise sous la forme d'un fichier «Gerber »(Figure 133.a). La cellule fabriquée est représentée en Figure 133.b.

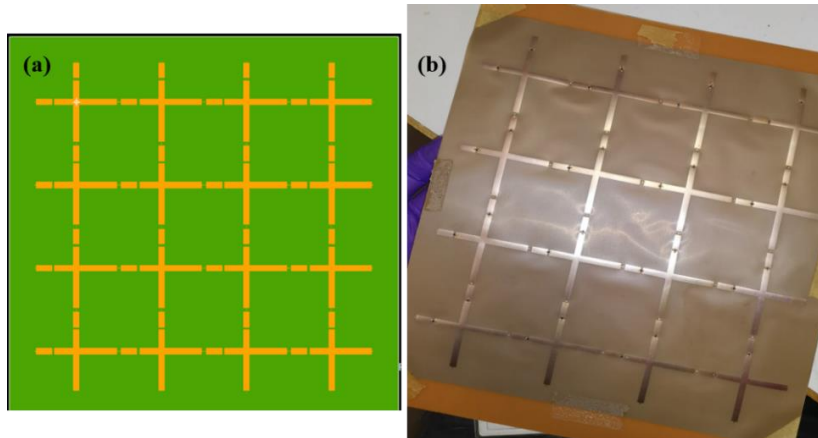


Figure 133: Image de la métasurface issue du fichier de fabrication Gerber (a), (b) Métasurface fabriquée comprenant 4×4 des dipôles croisés sur le substrat de Kapton de type II.

b) Fabrication de la métasurface en interne sur substrat FR4

Nous avons aussi fabriqué des métasurfaces par gravure chimique sur un substrat FR4 dans le service EEA Électronique Bât. P3 de l'Université de Lille. L'une comportait 3×3 cellules, et une autre 4×4 cellules. La Figure 134.a montre le film photographique réalisé à partir du fichier Gerber de la métasurface à 16 cellules. Les propriétés des substrats utilisés n'étant pas identiques, les dimensions géométriques des métasurfaces sur les substrats de Kapton et FR4 sont différentes pour conserver un fonctionnement à 2.45 GHz (dimensions définies dans le chapitre 2).

La fabrication sur FR4 consiste dans un premier temps à insoler par une source de lumière UV la résine présente sur le cuivre du circuit imprimé à travers le film représenté Figure 134.a. Les zones noires du film protègent la résine de la lumière UV, et seules les parties non protégées sont réellement insolées. La résine insolée est retirée en plongeant le circuit imprimé dans un bain de révélateur. Le cuivre se retrouve alors nu et il est attaqué chimiquement par du perchlorure de fer. La métasurface représentée Figure 134.b est obtenue.

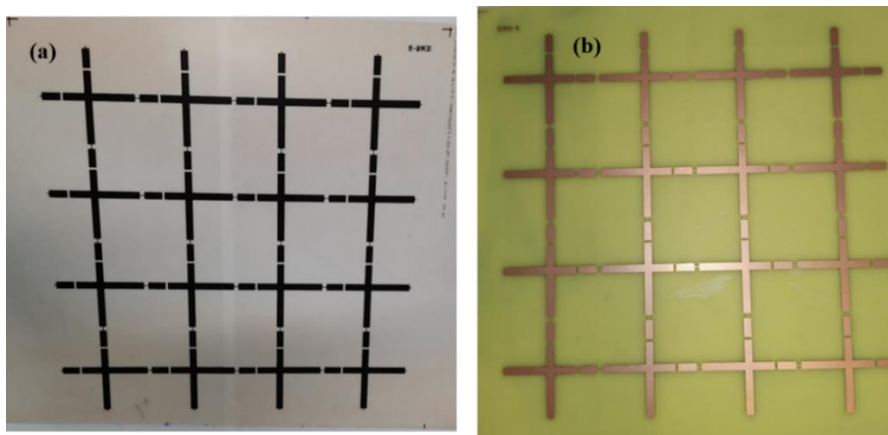


Figure 134: Film photographique réalisé pour la fabrication d'une métasurface sur FR4 (a). Métasurface de 4×4 dipôles croisés fabriquée sur le substrat FR4 (b).

2. Intégration des composants CMS

a) Choix des composants

La Figure 135 donne les dimensions et les modèles de boîtier des composants choisis pour le redressement (diode SMS7630-079LF de chez SKYWORKS) et le filtrage (inductance MLK1005 de chez TDK, et condensateur de la série MCRF de chez Multicomp PRO). Comme indiqué dans le chapitre 3, la valeur de l'inductance a été fixée en premier à $L = 10 \text{ nH}$ et la capacité a été calculée pour obtenir une résonance du filtre LC parallèle à 2.45 GHz, soit $C = 0.4 \text{ pF}$.

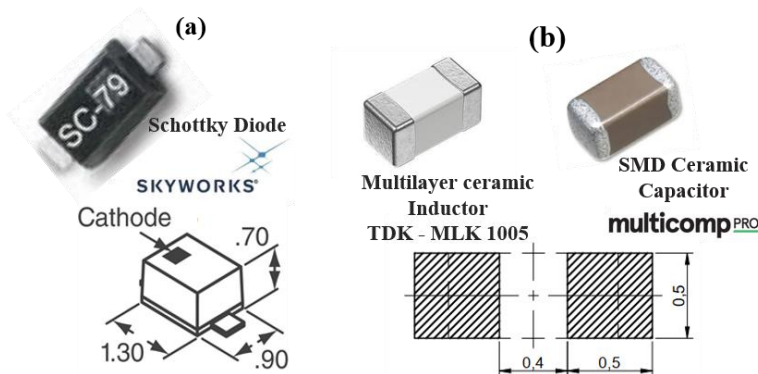


Figure 135: Modèle et dimension du boîtier pour la diode de chez SKYWORKS (a), Modèles des composants L et C utilisés avec les dimensions des pistes recommandées par les fabricants (b).

b) Méthode de soudage des composants

La soudure des composants montés en surface (CMS) sur la métasurface à 16 cellules sur le substrat flexible de Kapton a demandé des précautions particulières. Plus précisément, les composants ont été soudés en deux phases. La première phase consistait à coller les composants sur le substrat flexible de manière à ce qu'ils ne bougent pas durant la seconde phase dédiée au soudage proprement dit. La Figure 136.a montre la table de manipulation pour le dépôt de la pâte à braser sur les pins de connexion (Figure 137.a) ou de l'adhésif de collage Loctite 3609 sur le substrat (Figure 137.b). La Figure 136.b représente le four de brasage par refusion ProtoFlow S utilisé pour souder les composants CMS sur les métasurfaces fabriquées.

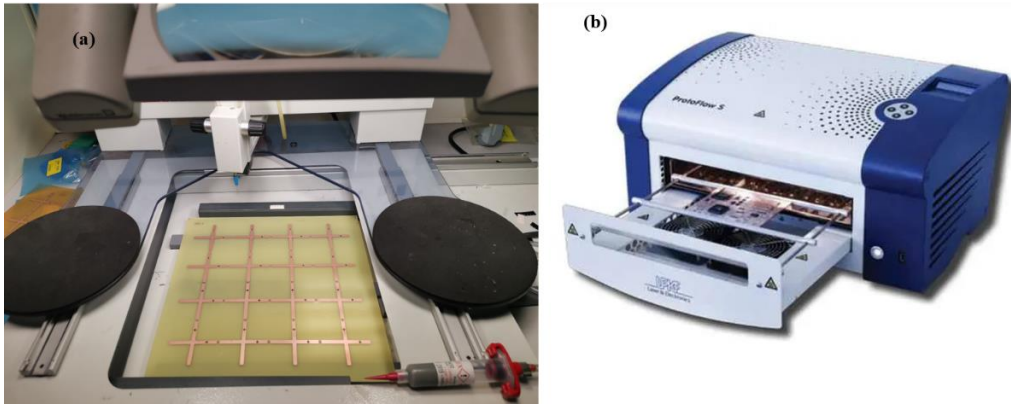


Figure 136: Table de manipulation pour le dépôt de pâte à braser et de la colle (a), Four de brasage tendre par refusion ProtoFlow S (b).

Pour maintenir les composants CMS sur le substrat flexible lors de la soudure, nous avons utilisé un adhésif de collage (Figure 137.b). Il est normalement conçu pour le collage de composants CMS sur des cartes de circuits imprimés avant un soudage à la vague. L'adhésif passe de l'état gel à l'état sec par chauffage à la température 150°C pendant 90 secondes. Un pointage strict de l'adhésif est demandé pour pouvoir l'appliquer sur des surfaces inférieures au millimètre carré. C'est pour cela que nous avons utilisé des aiguilles de précision inox d'une ouverture de 0.33 mm (Figure 137.c).



Figure 137: Pâte à braser (a), adhésif de collage Loctite 3609 (b) et aiguilles de précision (c).

Les Figure 138 et Figure 139 présentent des photographies prises sous microscope binoculaire illustrant le collage et le soudage des composants. La Figure 138.a montre la colle déposée entre deux pistes cuivrées avant polymérisation par température et la Figure 138.b le circuit LC parallèle fixé sur le substrat après polymérisation de l'adhésif.

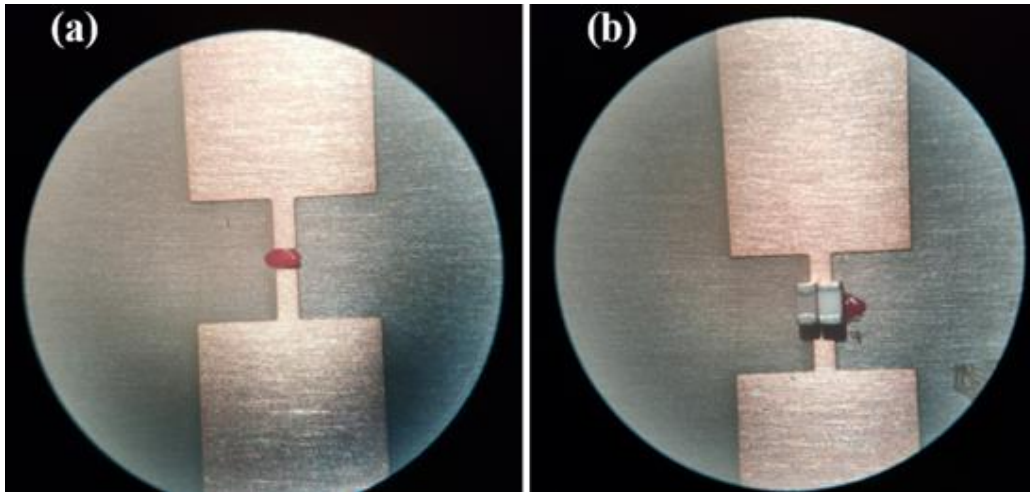


Figure 138: Adhésif (rouge) déposé entre les pistes de cuivre avant polymérisation thermique (a), et circuit LC parallèle collé sur le substrat (b).

La Figure 139.a et b montre le circuit LC soudé après la phase de collage et sans collage préliminaire, respectivement. L'adhésif a été utilisé pour le circuit LC car la largeur de la piste disponible pour le positionner est faible. Si un des composants glisse durant la phase de soudage, il ne sera pas ou mal connecté au cuivre comme illustré sur la Figure 139.b. Par contre, la piste disponible pour positionner les diodes étant plus large que la largeur du composant, l'utilisation de l'adhésif n'est pas indispensable (Figure 139.c).

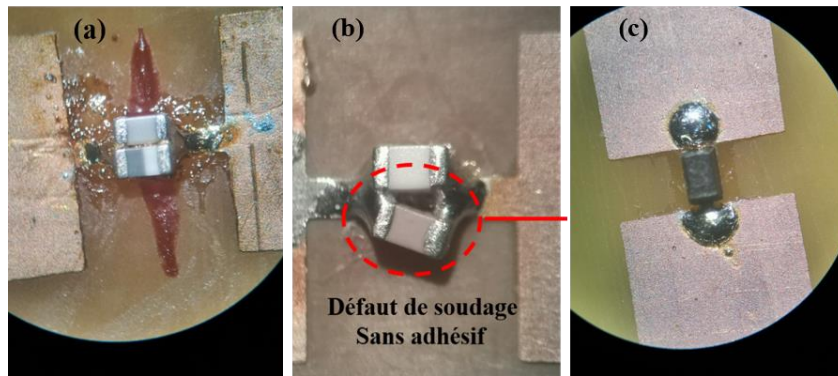


Figure 139: Photos sous microscope illustrant les soudures : (a) Circuit LC parallèle fixé avec l'adhésif Loctite 3609, (b) défaut de soudure d'un circuit LC parallèle sans utiliser l'adhésif, et (c) diode soudée sans adhésif.

Précisément, le soudage du filtre LC se fait en 3 étapes :

Premièrement, les composants CMS sont fixés du même côté que les pistes en cuivre en utilisant la pâte adhésive. L'adhésif est polymérisé à $T = 150^{\circ}\text{C}$ durant 90 secondes pour coller les composants sur le substrat (Figure 139.a et Figure 139.b).

Deuxième étape, la plaque doit refroidir à température ambiante. Puis, la pâte à braser est appliquée sur les bornes des composants à souder et sur les extrémités des pistes de cuivre.

Troisième étape, le circuit imprimé avec les composants et la pâte à braser déposée est placé dans le four pour étaler la pâte et souder les composants à une température $T = 230^{\circ}\text{C}$ durant 120 secondes. Le circuit est placé dans le four après une période de 90 secondes de préchauffage du four vide à 230°C . Les composants sont alors soudés (Figure 140.a et Figure 140.b).

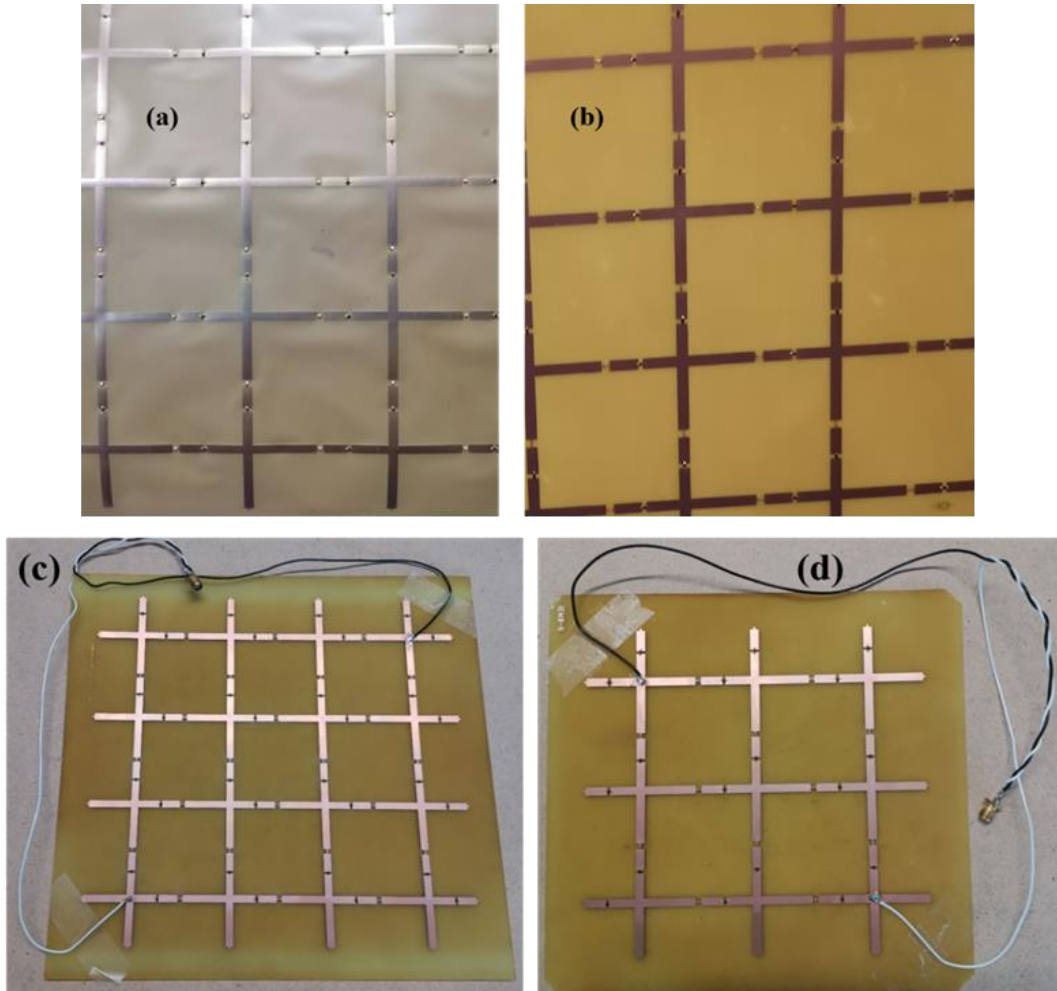


Figure 140: Métasurface rectifiée sur substrat de Kapton (a), et sur substrat FR4 (b). En (c) et (d) position des fils de connexion de la métasurface à 16 et 9 cellules sur substrat FR4.

La Figure 140 montre les métasurfaces rectifiées fabriquées sur substrat de Kapton (a) et sur substrat FR4 (b). Avant la caractérisation électromagnétique, les métasurfaces ont été testées à l'ohmmètre en vérifiant ligne par ligne la continuité électrique mesurée aux extrémités de chaque ligne. La continuité DC est assurée dans un sens par les diodes passantes en série avec les inductances du filtre LC. Dans l'autre sens, les diodes sont bloquées et la continuité n'est plus vérifiée (circuit ouvert). Enfin, deux fils sont soudés aux centres des dipôles extrêmes d'une diagonale des métasurfaces comme montré Figure 140.c et Figure 140.d. Ils sont reliés à l'autre extrémité à un connecteur SMA.

3. Protocole de mesure

a) Banc de mesure

Le banc de mesure utilisé est présenté en Figure 141, et l'organigramme expérimental en Figure 142. Les mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque. L'antenne cornet SAS-571 chez A.H. Systems, inc est utilisée pour émettre une onde incidente en polarisation verticale. Elle est alimentée par un générateur de signal (GSS) « Agilent 83731A » fonctionnant dans la gamme de fréquence [10 MHz - 20 GHz] suivi par un amplificateur de puissance « GRF5060-RF-W640 » de gain fixe 40 dB.

La métasurface est insérée dans un support fabriqué spécialement durant la thèse et présenté par la suite. Le support permet de modifier l'orientation de la métasurface afin d'étudier sa réponse en fonction de la polarisation (angle azimutal) pour une onde en incidence normale. La métasurface est éloignée de l'antenne d'émission d'une distance de 1.2 m. Elle est reliée via un connecteur SMA à une boîte à décades de résistances et à un voltmètre mesurant la tension continue DC aux bornes de la résistance (Figure 141).

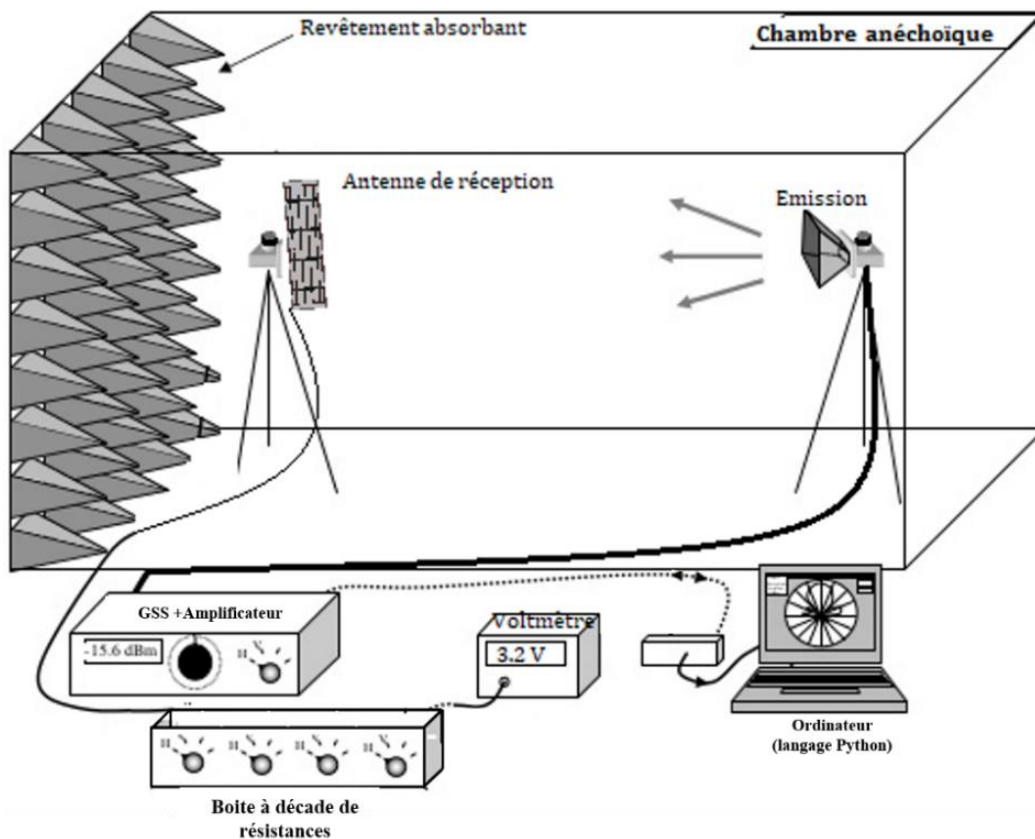


Figure 141: Schéma du banc de mesure électromagnétique de la métasurface chargée par une boîte à décade de résistances.

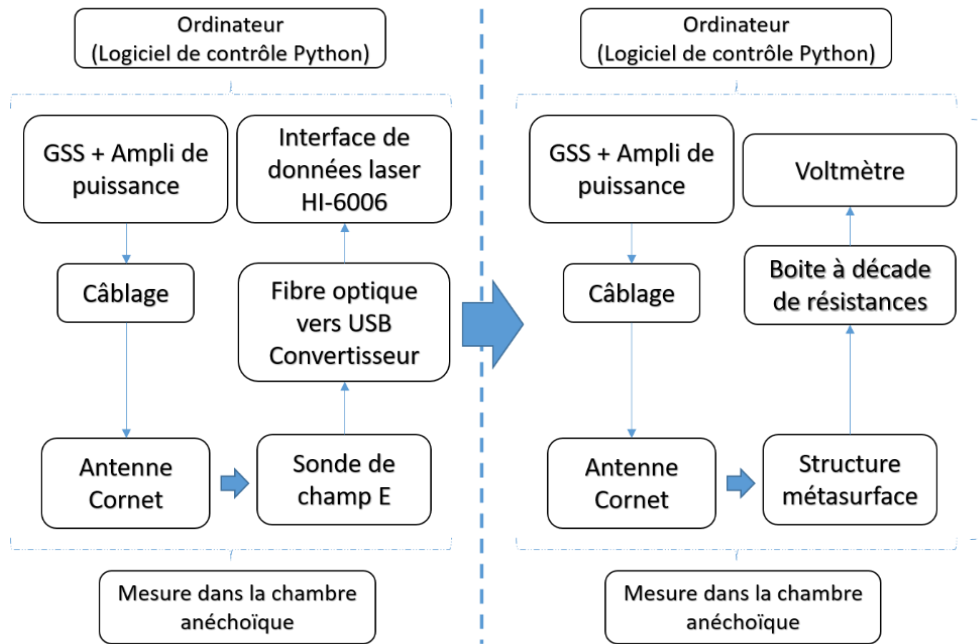


Figure 142: Organigramme de la caractérisation électromagnétique de la métasurface.

b) Calibrage de la puissance du générateur

Le gain et l'impédance d'entrée de l'antenne cornet n'étant pas constants sur toute la bande de fréquence étudiée, une première étape de calibrage (partie gauche de la Figure 142) a consisté à mesurer le champ électrique ambiant délivré par l'antenne à l'emplacement de la métasurface. Pour cela une sonde de mesure de champ électrique (ETS-Lindgren model HI-6006)[20] a été positionnée au même endroit que la métasurface. Le dispositif de calibrage avec la sonde de mesure est illustré Figure 143.

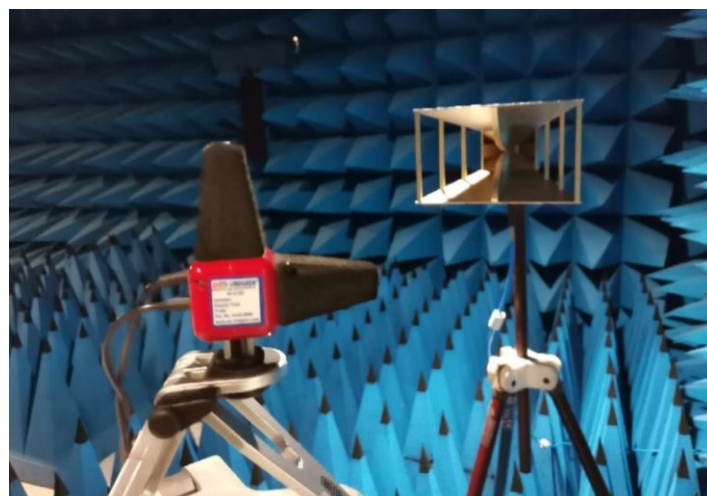


Figure 143: Sonde de mesure du champ électrique utilisée pour le calibrage de la puissance incidente.

Un code développé en langage Python par la plateforme CEM de l'IEMN a permis de déterminer la puissance du générateur permettant d'obtenir une puissance de l'onde incidente constante pour toutes les fréquences considérées lors des mesures. Ainsi, les mesures présentées ci-après ont été obtenues pour une illumination de la métasurface à puissance incidente constante.

➤ *Correspondance entre le champ électrique mesuré et la puissance incidente*

À l'aide de la sonde de mesure du champ électrique présentée en Figure 143, le champ électrique mesuré a été converti en densité de puissance D et en puissance incidente P_{in} par l'équation IV.4.

$$D \text{ (W/m}^2\text{)} = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{P_{in}}{S} \quad (IV.4)$$

$$E \text{ (V/m)} = \frac{\sqrt{(Z_0 \times P_{in})}}{\sqrt{S}} \quad (IV.5)$$

Avec $Z_0 = 377 \, \Omega$ l'impédance d'onde en espace libre et S la surface totale de la métasurface. Les surfaces valent $S = 35.52 \text{ cm}^2$ pour la métasurface de 16 cellules sur Kapton, $S = 27.67 \text{ cm}^2$ et 15.56 cm^2 pour la métasurface sur FR4 à 16 et 9 cellules respectivement, selon les dimensions géométriques des métasurfaces optimisées dans le chapitre 2 pour un fonctionnement à 2.45 GHz. La puissance incidente correspond donc à la puissance de l'onde illuminant la surface totale de la métasurface.

Le Tableau 13 donne la correspondance entre les valeurs du champ électrique mesuré par la sonde et la puissance incidente des différentes valeurs considérées en mesure. Il est important de noter que la puissance du générateur est modifiée pour chacune des fréquences mesurées de manière à obtenir une valeur du champ électrique particulière correspondant à une puissance incidente désirée. La phase de calibrage permet de définir la puissance du générateur permettant d'obtenir cette valeur du champ électrique pour chaque fréquence.

Tableau 13: Correspondance entre le champ électrique mesuré et la puissance incidente illuminant une métasurface.

P_{in} (dBm)	15	10	5	0	-5	-10	-15
P_{in} (mW)	31.62	10	3.162	1	0.316	0.1	0.0316
E (V/m) Kapton (16 cell.)	57.94	32.59	18.32	10.3	5.79	3.258	1.83
E (V/m) FR4 (16 cell.)	65.64	36.91	20.76	11.67	6.56	3.69	2.075
E (V/m) FR4 (9 cell.)	87.53	49.22	27.68	15.57	8.75	4.92	2.77

Dans le Tableau 13, la colonne en rouge correspond à la puissance incidente qui ne peut plus être obtenue pour toutes les fréquences à cause d'une limitation de la puissance délivrée par le générateur. La colonne en jaune indique la puissance minimale en dessous de laquelle la métasurface ne sera plus en mesure de collecter l'énergie. Ainsi, les métasurfaces ont été caractérisées pour des puissances incidentes comprises entre -10 dBm et +10 dBm.

➤ *Courbes de calibrage pour la métasurface sur Kapton*

La Figure 144 représente l'évolution de la puissance P_g que doit délivrer le générateur en fonction de la fréquence pour obtenir une puissance incidente P_{in} sur la métasurface constante ($P_{in} = -10$ à 10 dBm). Cette figure a été obtenue durant la phase de calibrage par l'intermédiaire de la sonde de mesure de champ et du code sous Python qui collecte le champ mesuré et pilote le générateur. Elle correspond aux courbes de calibrage pour la métasurface sur Kapton.

Il est rappelé qu'un amplificateur de gain fixe 40 dB est inséré entre le générateur et l'antenne cornet. Une puissance $P_g = 0$ dBm correspond donc à une puissance de 40 dBm à l'entrée de l'antenne cornet.

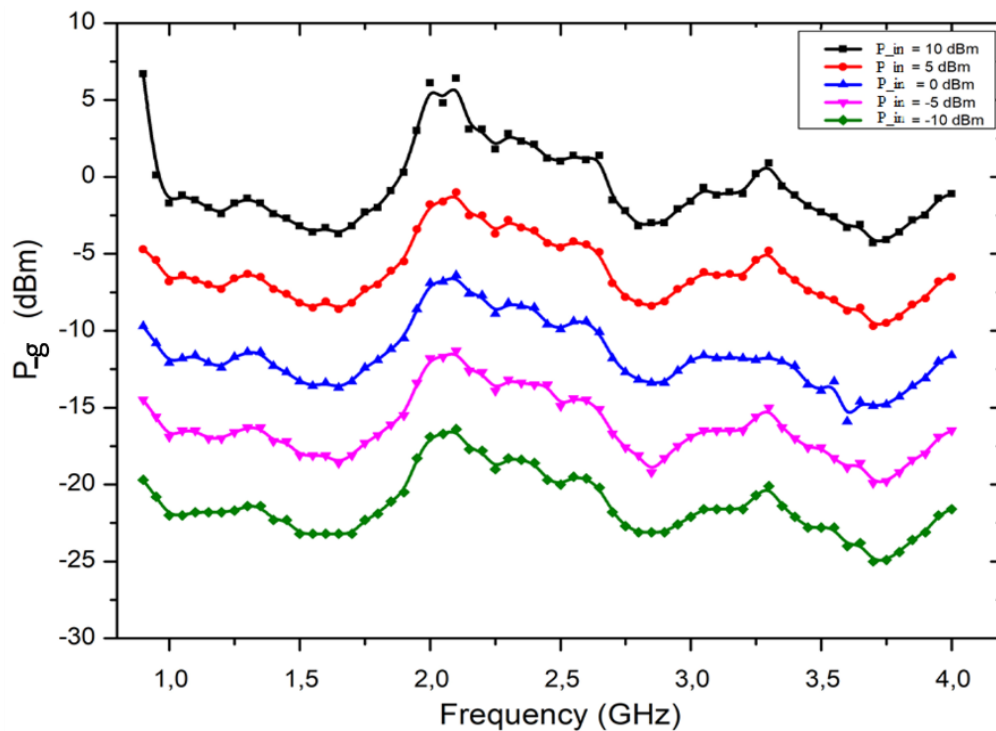


Figure 144: Courbes de calibrage de la puissance P_g délivrée par le générateur nécessaire pour obtenir une puissance incidente P_{in} constante comprise entre -10 dB et 10 dB pour la métasurface sur substrat de Kapton.

➤ *Principe de fonctionnement du code Python pour le calibrage*

Le principe de fonctionnement du code sous Python peut être résumé. La valeur du champ électrique mesuré par la sonde de mesure est transmise à l'ordinateur. Elle est comparée à une valeur cible du champ du Tableau 13 (donnée d'entrée du code). Si le champ mesuré est inférieur (supérieur) à la valeur cible du champ, le code envoie l'instruction au générateur d'augmenter (diminuer) la puissance P_g . Une nouvelle valeur mesurée par la sonde est transmise à l'ordinateur et comparée à la valeur cible. Lorsque le code a convergé vers une valeur P_g permettant d'obtenir la valeur cible du champ (donc de la puissance P_{in}), la valeur est sauvegardée et le code envoie l'instruction au générateur de modifier la fréquence. Le code cherche alors la nouvelle puissance P_g permettant d'obtenir la même puissance cible P_{in} pour la nouvelle fréquence.

c) Installation du banc de mesure dans la chambre anéchoïque

Le banc de mesure en situation expérimentale est illustré sur la Figure 145. L'antenne cornet d'émission est positionnée face à la métasurface à étudier à une distance $d = 1.2$ m. Les fils de connexions de la métasurface sont reliés via le connecteur SMA visible sur la Figure 145.b et un câble coaxial à une boîte à décades de résistances située à l'extérieur de la chambre. Un voltmètre (aussi à l'extérieur de la chambre) mesure la tension continue collectée aux bornes de la boîte à décades. La boîte à décades qui charge la métasurface permettra d'étudier la condition d'adaptation d'impédance de la charge à la métasurface et de mesurer la puissance maximale DC qui peut être collectée.

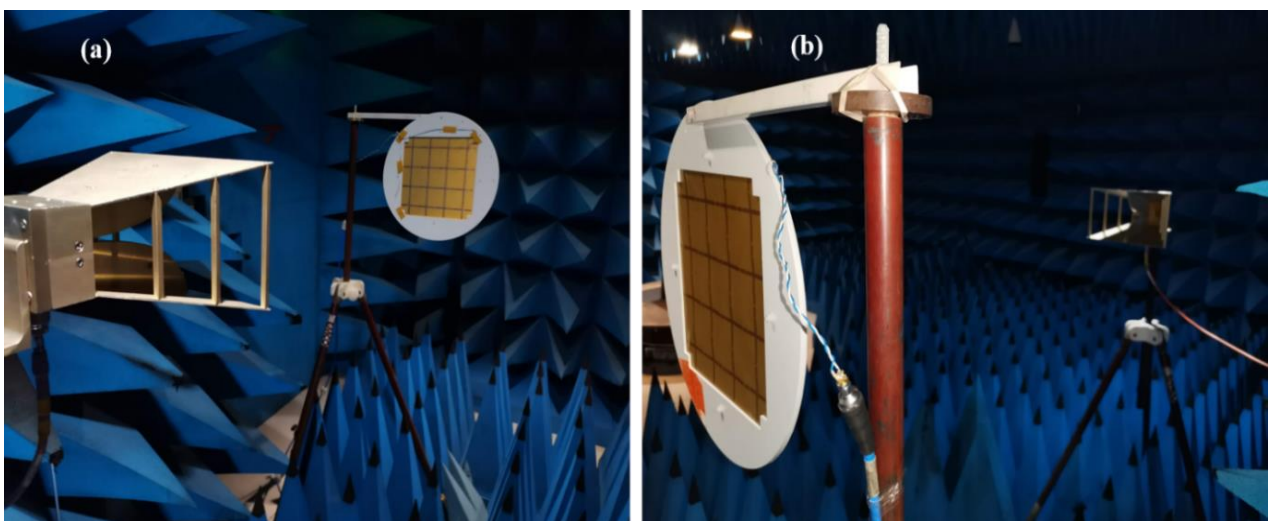


Figure 145: Banc de mesure en chambre anéchoïque (a) et zoom sur la métasurface (b).

La collecte d'énergie par la métasurface rectifiée sera étudiée pour une onde en incidence normale. Afin d'étudier l'influence de la polarisation de l'onde (angle azimutal), la métasurface sera pivotée de 45° et 90° autour de l'axe normal à la surface. Pour pouvoir fixer et mesurer la réponse de la métasurface pour différentes polarisations, un support a été spécialement fabriqué pour la caractérisation des métasurfaces. Le schéma et les dimensions géométriques du support sont montrés Figure 146.

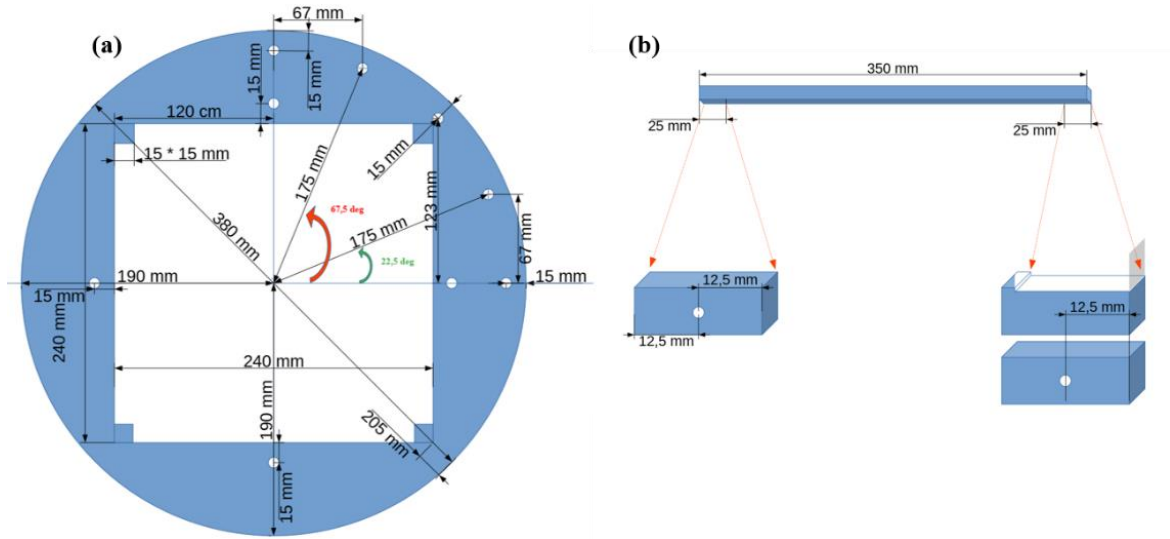


Figure 146: Schéma et dimensions du support fabriqué pour maintenir la métasurface lors des mesures. Support de forme circulaire (a), tige d'attache et pattes de fixation sur le trépied (b).

Les 5 trous en haut à droite du support circulaire (Figure 146.a) permettent d'orienter la métasurface pour étudier les polarisations 0, 30, 45, 60, et 90°. Le support comporte deux disques circulaires en matière plastique (zones bleues) avec une ouverture de forme carrée au centre entre lesquels la métasurface est insérée. Des vis en nylon permettent de maintenir la métasurface entre les deux disques. Le support est suspendu au bout de la tige illustrée Figure 146.b. Les polarisations 0, 45, et 90° sont alors obtenues simplement par la gravitation du support suspendu en bout de la tige (Figure 145.b).

d) Puissance DC collectée

La tension DC collectée par la métasurface est mesurée aux bornes d'une charge résistive variant entre 10 Ω et 2 M Ω . La puissance collectée correspondra à la puissance dissipée par la résistance R_V de charge. Elle sera calculée par l'équation IV.6 :

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_V} \quad (IV.6)$$

Pour chaque métasurface fabriquée, deux types d'analyses expérimentales ont été menés. La première analyse concerne le comportement fréquentiel de la métasurface. Elle permet d'identifier les fréquences de fonctionnement de la métasurface pour lesquelles une puissance DC peut être collectée. La seconde concerne l'adaptation d'impédance de la charge à la métasurface à la fréquence de fonctionnement principale déterminée par l'analyse fréquentielle. La réponse fréquentielle est alors à nouveau mesurée pour une charge correspondant à l'adaptation d'impédance. Enfin, les principaux résultats sont synthétisés sous forme de graphiques.

4. Résultats expérimentaux

a) Métasurface sur substrat FR4

Deux métasurfaces rectifiées sur substrat FR4 ont été étudiées expérimentalement. L'une comportait 4×4 cellules, l'autre 3×3 cellules (Figure 140). Pour chaque métasurface, la puissance du générateur a été calibrée pour chaque fréquence afin d'obtenir une puissance incidente cible constante, puis la métasurface a été installée pour mesurer la puissance collectée pour différentes polarisations (angle azimutal) de l'onde en incidence normale.

➤ Réponse fréquentielle

La Figure 147 représente la puissance P_{DC} collectée pour un angle azimutal $\varphi = 0^\circ, 45^\circ$ et 90° en fonction de la fréquence (entre 0.9 GHz à 4 GHz) et pour $P_{in} = 10$ dBm. La résistance $R_v = 500 \Omega$ et 300Ω , pour respectivement la métasurface à 4x4 et 3x3 cellules, correspond à une charge adaptée à la métasurface. Pour la métasurface à 16 cellules, la valeur maximale de la puissance récoltée à 2.5 GHz pour $\varphi = 45^\circ$ est $P_{DC} = 38.2$ mW. En la comparant avec les valeurs des pics de puissance maximale $P_{DC} = 28.2$ mW et 27.9 mW à $\varphi = 0$ et 90° respectivement, on constate une diminution d'environ 25% de la puissance collectée à 2.5 GHz. Une diminution de la puissance collectée est aussi observée sur la Figure 147.b pour la métasurface à 9 cellules, mais elle est moins élevée.

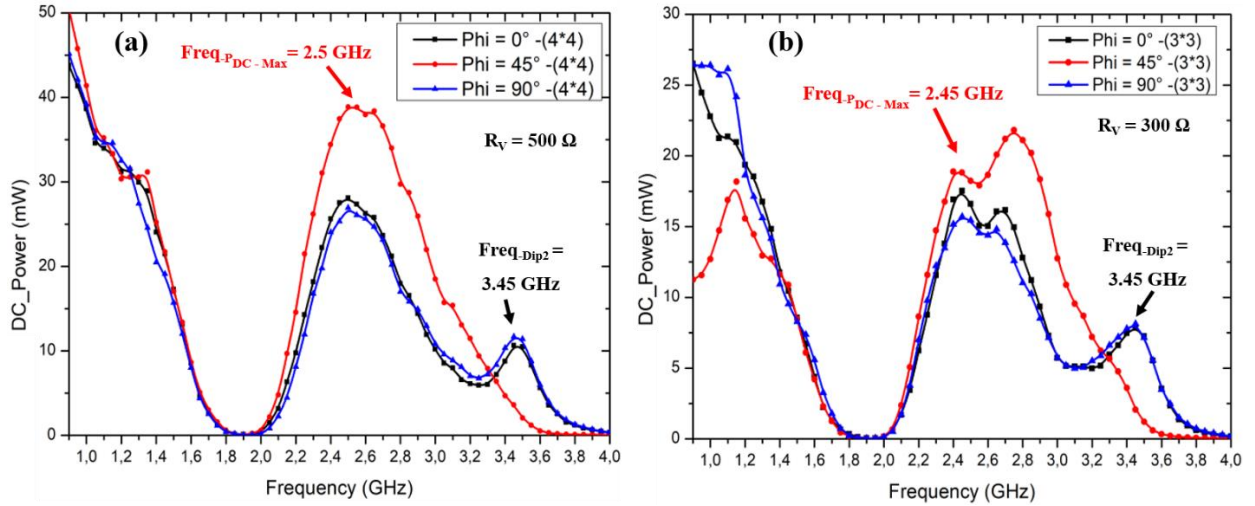


Figure 147 : Puissance P_{DC} collectée par la métasurface sur substrat FR4 à (4×4) cellules (a), et à (3×3) cellules (b), pour différentes polarisations de l'onde en incidence normale (ϕ = angle azimutal).

La Figure 148.a représente l'évolution de la puissance collectée par chaque métasurface chargée par $R_v = 500 \Omega$ en fonction de la fréquence pour différentes puissances incidentes et pour une polarisation de 45° . Pour la structure (4×4), on a un seul maximum de puissance récoltée à la fréquence 2.5 GHz quelle que soit la puissance incidente. Deux pics de puissance maximale sont observés pour la métasurface à 3×3 cellules situés à 2.45 et 2.75 GHz quelle que soit P_{in} . Pour $P_{in} = 10 \text{ dBm}$, la métasurface à 9 cellules collecte une puissance $P_{DC} = 18 \text{ mW}$ et 22.4 mW à 2.45 GHz et 2.75 GHz, respectivement.

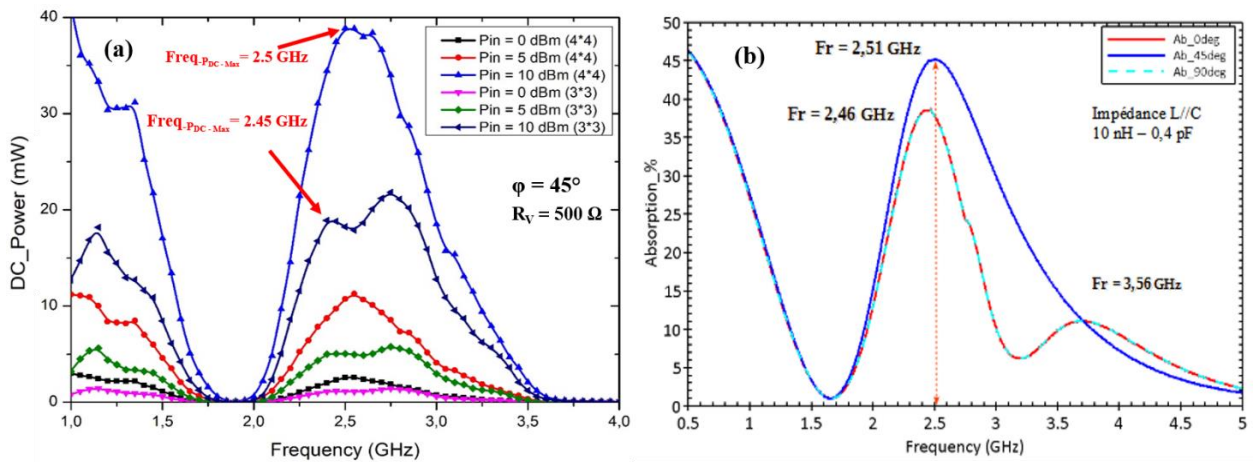


Figure 148: Puissance P_{DC} collectée par les métasurfaces sur substrat FR4 à (4×4) et (3×3) cellules pour un angle azimutal de 45° (a). Absorption simulée pour une métasurface de taille infinie sur substrat FR4 pour $\phi = 45^\circ$ (b).

Enfin, la comparaison des courbes de la Figure 147 avec l'absorption déterminée en simulation dans le chapitre 3 et reportée Figure 148.b est satisfaisante. En particulier, on observe la présence d'un pic supplémentaire de puissance collectée autour de 3.5 GHz pour les polarisations 0

et 90° . Ce comportement avait été expliqué dans le chapitre 3 par une absorption partielle de l'onde dans les diodes situées dans les branches des dipôles croisés perpendiculaires au champ électrique incident. Ce comportement est vérifié expérimentalement.

➤ Adaptation d'impédance

Pour la métasurface à 16 cellules, la Figure 149.a illustre l'adaptation d'impédance de la charge à la métasurface. Elle représente l'évolution de la puissance collectée P_{DC} en fonction de la résistance de charge R_v , mesurée pour une puissance incidente $P_{in} = 0$ dBm et $\phi = 45^\circ$. On remarque que la puissance collectée varie peu autour de la condition d'adaptation d'impédance, et une valeur proche du maximum pourra être collectée pour une charge variant approximativement de $R_v = 400 \Omega$ à $1 \text{ k}\Omega$. Ce comportement est intéressant car il permettra de s'affranchir d'une condition d'adaptation d'impédance stricte qui aurait été contraignante pour une utilisation de la métasurface en pratique.

La Figure 149.b illustre plus globalement l'adaptation d'impédance pour les métasurfaces à 3×3 et 4×4 cellules. L'évolution de la puissance collectée P_{DC} à la fréquence 2.45 GHz en fonction de la charge R_v est représentée en échelle log-log. A partir de ces résultats, on constate que la condition d'adaptation d'impédance est très peu sensible au niveau de puissance incidente.

Cependant, elle dépend du nombre de cellules. La charge est adaptée à la métasurface à 3×3 cellules pour $R_v = 300 \Omega$ et à $R_v = 500 \Omega$ pour la métasurface à 4×4 cellules.

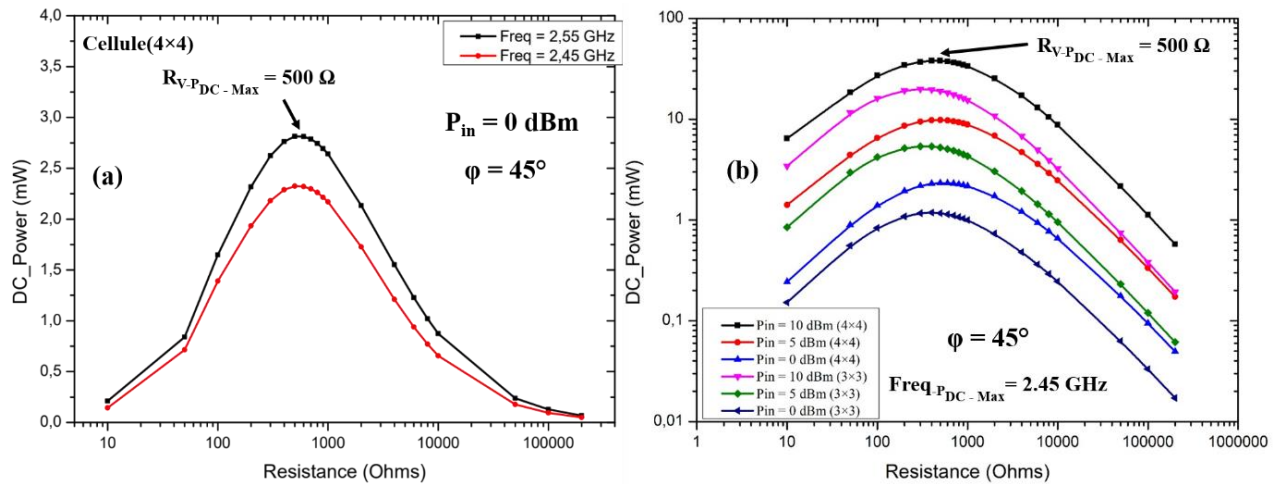


Figure 149: Puissance P_{DC} collectée par la métasurface sur substrat FR4 à (4×4) cellules en fonction de la résistance de charge R_v pour une puissance incidente de 0 dBm et un angle azimutal de 45° (a). Puissance P_{DC} collectée à 2.45 GHz par chaque métasurface sur substrat FR4 en fonction de R_v pour différentes puissances incidentes P_{in} (b).

➤ Puissance collectée par une seule cellule

A partir des puissances collectées par les deux métasurfaces à (3×3) et (4×4), la puissance $P_{Out}(1_{Cellule})$ collectée par cellule peut être évaluée en divisant la puissance P_{DC} collectée par le nombre de cellules de la métasurface. Un rendement de conversion RF/DC est alors calculé par l'équation (IV.7).

$$\eta_{RF/DC}(\%) = 100 \times \frac{P_{Out}(1_{Cellule})}{P_{in}} \quad (IV.7)$$

La puissance collectée par cellule élémentaire à 2.45 GHz est représentée Figure 150.a en fonction de la puissance incidente pour une onde polarisée à 45°. On remarque que les courbes de puissance $P_{Out}(1_{Cellule})$ calculée pour chaque métasurface à 9 ou 16 cellules sont proches les unes des autres. La puissance collectée augmente avec la puissance incidente et elle est plus élevée pour une polarisation à 45° que pour les polarisations à 0 et 90°. Pour 45°, la puissance collectée par une cellule est de 0.15 mW et 2.4 mW pour des puissances incidentes $P_{in} = 0$ et 10 dBm, respectivement.

On constate aussi que la puissance collectée maximale pour une polarisation de 45° confirme l'analyse des résultats de simulation reportés Figure 148.b. La puissance collectée est maximale lorsque les diodes situées dans les deux branches des dipôles sont activées collectivement.

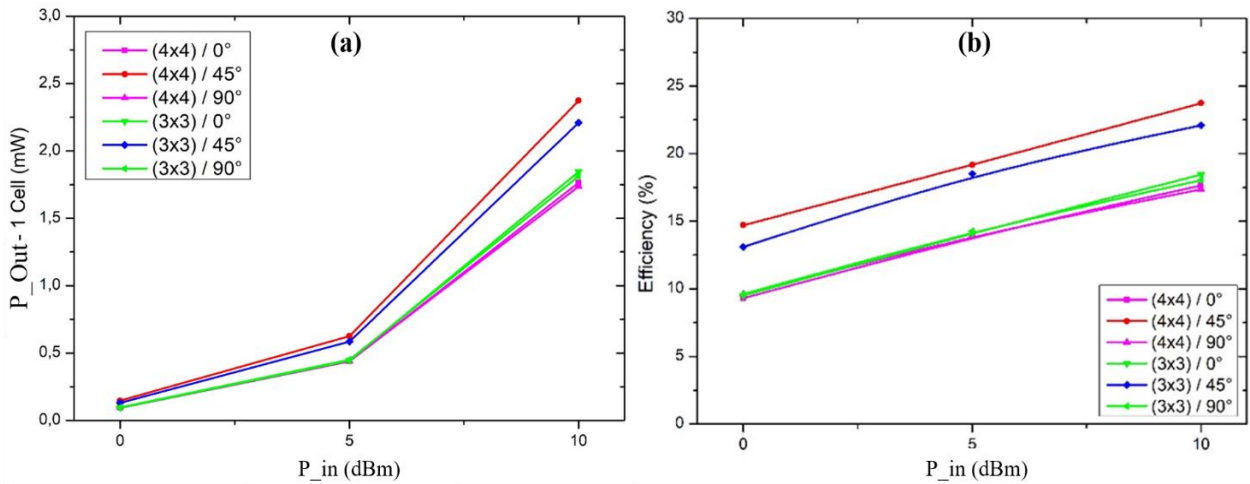


Figure 150: (a) Puissance $P_{Out}(1_{Cellule})$ collectée par cellule élémentaire de la métasurface sur substrat FR4, (b) Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente.

Enfin, le rendement de conversion RF/DC défini par l'équation IV.7 en fonction de la puissance incidente est représenté Figure 150.b. Le meilleur rendement est obtenu pour une puissance incidente de $P_{in} = 10$ dBm avec $\eta_{RF/DC}$ d'environ 23 % pour une onde polarisée à 45° et autour de

18 % pour une onde polarisée à 0° et 90° . Pour une puissance incidente $P_{in} = 0$ dBm, le rendement diminue à 14 % pour une onde polarisée à 45° et à 9.5 % pour une polarisation à 0° et 90° .

b) Métasurface sur substrat de Kapton

La métasurface rectifiée composée de 16 cellules sur substrat de Kapton a été caractérisée en chambre anéchoïque pour des puissances incidentes P_{in} comprises entre -10 et 10 dBm par pas de 5 dBm et une charge résistive comprise entre $10\ \Omega$ à $2\ M\Omega$. Les courbes de calibrage de la puissance P_g du générateur en fonction de la fréquence ont été déterminées au préalable pour chaque puissance P_{in} en suivant la procédure présentée précédemment. Elles ont été présentées sur la Figure 144 pour expliquer le calibrage.

La Figure 151 représente la métasurface rectifiée sur substrat de Kapton dans l'environnement de mesure et synthétise les positions des différents composants soudés sur la métasurface.

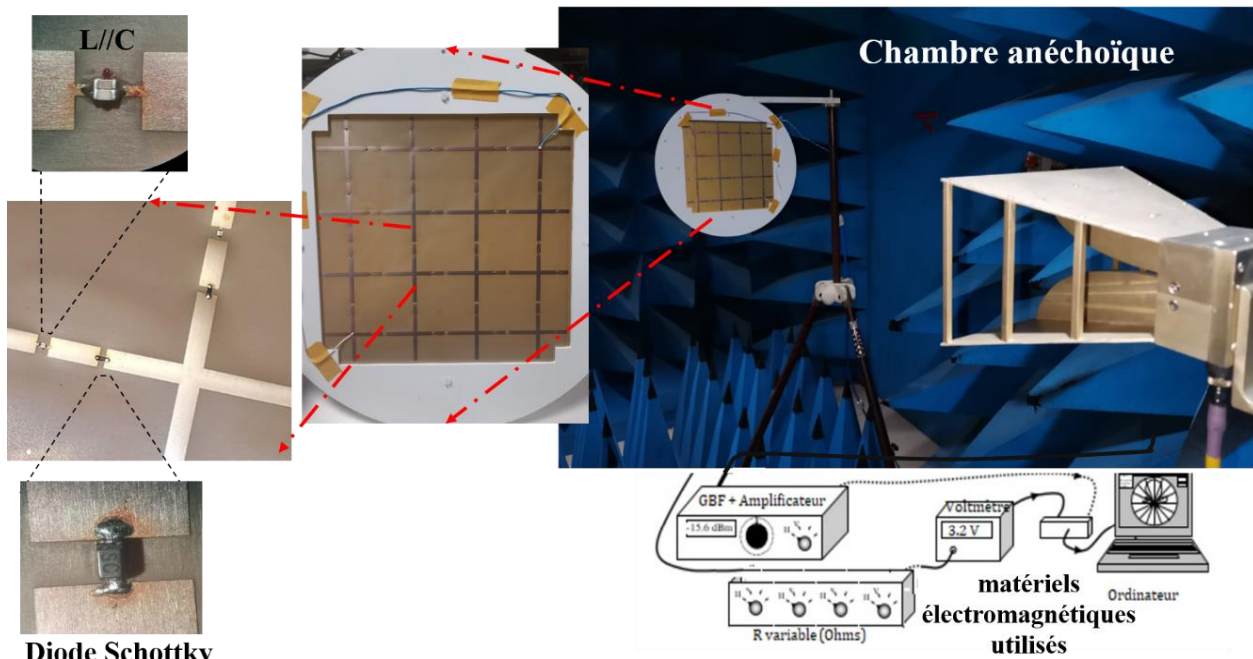


Figure 151: Illustration synthétique de la métasurface rectifiée comportant 4x4 cellules sur substrat de Kapton dans l'environnement expérimental.

➤ Réponse fréquentielle

La Figure 152 représente la puissance P_{DC} collectée sur une résistance de charge $R_v = 400 \Omega$ en fonction de la fréquence et pour différentes polarisation ($\varphi = 0$ à 90°). La Figure 152.a a été mesurée pour une puissance incidente $P_{in} = 0$ dBm et la Figure 152.b pour $P_{in} = 10$ dBm. La valeur maximale de la puissance collectée à 2.45 GHz pour une polarisation d'onde incidente à 45° est $P_{DC} = 2.43$ et 35.8 mW pour $P_{in} = 0$ dBm et 10 dBm, respectivement.

En comparant ces valeurs maximales avec la puissance maximale P_{DC} pour $\varphi = 0^\circ$ et 90° , on constate une diminution de 30 % pour $P_{in} = 10$ dBm et presque 50 % pour $P_{in} = 0$ dBm. Comme pour la métasurface sur FR4, un pic de puissance collectée supplémentaire apparaît à plus haute fréquence (3.4 GHz) pour les polarisations 0° et 90° . Cela confirme à nouveau l'analyse des résultats de simulation du chapitre 3.

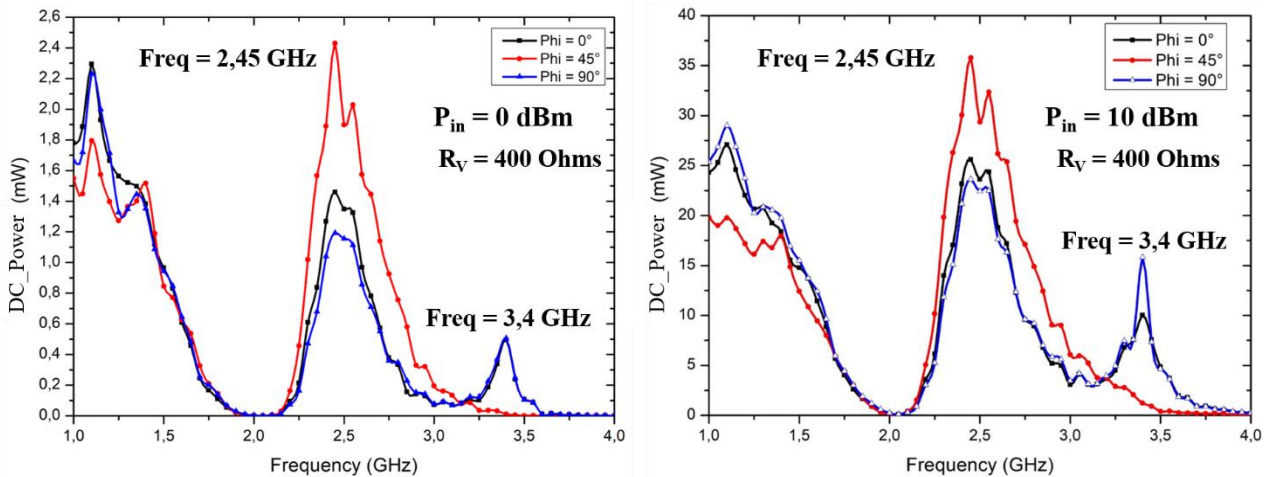


Figure 152: Puissance P_{DC} collectée par la métasurface sur substrat de Kapton en fonction de la fréquence pour $P_{in} = 0$ dBm (a) et $P_{in} = 10$ dBm (b) et pour les différentes polarisations 0° , 45° et 90° .

➤ Adaptation d'impédance

La Figure 153.a représente l'évolution de la puissance P_{DC} collectée en fonction de la résistance de charge R_v pour une puissance incidente $P_{in} = 10$ dBm. Trois fréquences proches de la fréquence optimale 2.45 GHz ont été considérées. On remarque à nouveau que la condition d'adaptation d'impédance de la charge n'est pas stricte et il sera possible de collecter l'énergie sur une charge variant de quelques 100Ω autour de 400Ω .

La Figure 153.b permet de comparer la condition d'adaptation d'impédance de la charge à la métasurface pour différentes puissances incidentes P_{in} . On observe que pour $P_{in} = -10$ dBm la charge est adaptée à la métasurface pour $R_v = 1$ k Ω , alors que pour $P_{in} = 10$ dBm la charge optimale est 400

Ω . Ce comportement est différent de celui observé pour la métasurface sur FR4 pour laquelle la condition d'adaptation d'impédance était indépendante de la puissance incidente. Cependant, la condition d'adaptation n'étant pas stricte, il sera possible en pratique de collecter une puissance DC sur une charge de 400Ω quelle que soit la puissance incidente.

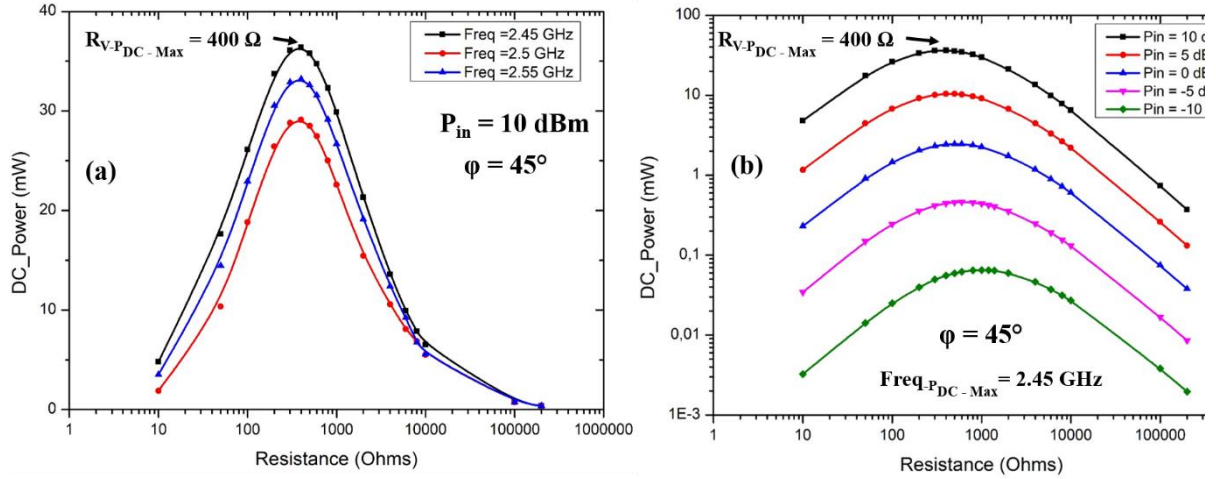


Figure 153: Puissance P_{DC} collectée à 2.45, 2.5, et 2.55 GHz par la métasurface rectifiée sur Kapton en fonction de la résistance de charge (a). Comparaison de la puissance collectée à 2.45 GHz en fonction de la résistance de charge pour différentes valeurs de la puissance incidente P_{in} (b).

➤ Puissance DC collectée en fonction de la puissance incidente

La Figure 154 représente la puissance collectée à 2.45 GHz par la métasurface rectifiée sur substrat de Kapton chargée par $R_v = 400 \Omega$ (a) et par $R_v = 50 \Omega$ (b) en fonction de la puissance incidente et pour les différentes polarisations. Pour $R_v = 400 \Omega$, on observe un maximum de puissance collectée pour $\phi = 45^\circ$ et une diminution de P_{DC} pour les polarisations $\phi = 0^\circ$ et 90° . Les deux courbes identiques pour 0 et 90° traduisent le comportement symétrique de la métasurface.

Pour la charge résistive $R_v = 50 \Omega$, la puissance maximale collectée est $P_{DC} = 17.7 \text{ mW}$ pour $\phi = 45^\circ$ et 15.4 mW pour $\phi = 0^\circ$ et 90° . Pour une puissance incidente $P_{in} = 0 \text{ dBm}$, la puissance DC collectée est plus faible : 0.9 mW et 0.55 mW pour $\phi = 45^\circ$ et $0^\circ(90^\circ)$, respectivement.

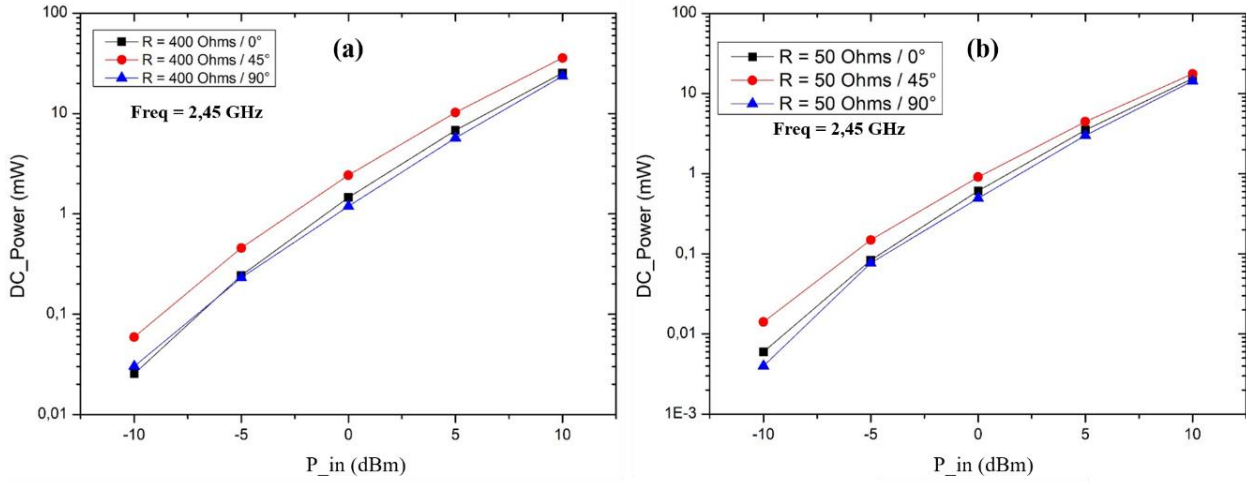


Figure 154: Puissance P_{DC} collectée à 2.45 GHz par la métasurface rectifiée sur Kapton chargée par $R_v = 400 \Omega$ (a) et par $R_v = 50 \Omega$ (b) en fonction de la puissance incidente et pour les différentes polarisations.

➤ Puissance collectée par une seule cellule

La puissance collectée par cellule à 2.45 GHz en fonction de la puissance incidente est représentée Figure 155.a pour les différentes polarisations. La métasurface était chargée par une résistance de 400Ω . Le rendement de conversion RF/DC correspondant, représenté sur la Figure 155.b, a été calculé à partir de la formule IV.7. Un rendement de conversion de 22% correspondant à une puissance collectée par cellule de 2.24 mW est obtenu pour une puissance incidente de 10 dBm et une polarisation de 45° . Le rendement maximal diminue à 16% pour les polarisations 0 et 90° avec une puissance maximale collectée de 1.55 mW. Pour une puissance incidente $P_{in} = 0$ dBm, le rendement est plus faible : 15 % et 9% pour une onde incidente polarisée à 45° et $0^\circ(90^\circ)$, respectivement.

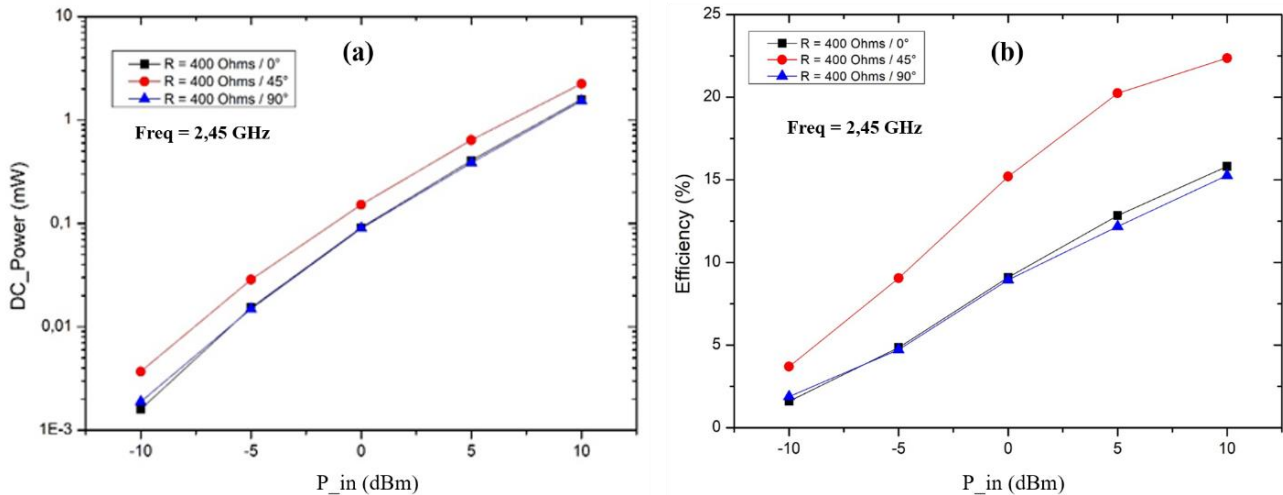


Figure 155: (a) Puissance P_{DC} collectée à 2.45 GHz par une seule cellule de la métasurface sur Kapton chargée par $R_v = 400 \Omega$, (b) Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente.

➤ Tension V_{DC} en sortie de la métasurface

La puissance collectée P_{DC} représentée sur la Figure 154.a a été calculée à partir de la tension V_{DC} mesurée en sortie de la métasurface chargée par une résistance $R_v = 400 \Omega$ et $R_v = 50 \Omega$. La Figure 156.a représente les évolutions correspondantes de la tension V_{DC} mesurée en fonction de la puissance incidente. On observe une évolution quasiment linéaire de la tension V_{DC} sur une échelle logarithmique en fonction de P_{in} exprimé en dBm. Aucun palier de la tension collectée n'est observé pour les faibles puissances. Lors des mesures en chambre anéchoïque, l'objectif était de déterminer les performances de la métasurface en suivant le protocole présenté en début de paragraphe, et le comportement de la métasurface rectifiée à faible puissance incidente n'a pas pu être étudié, la puissance minimale de P_{in} étant de -10 dBm (Tableau 13).

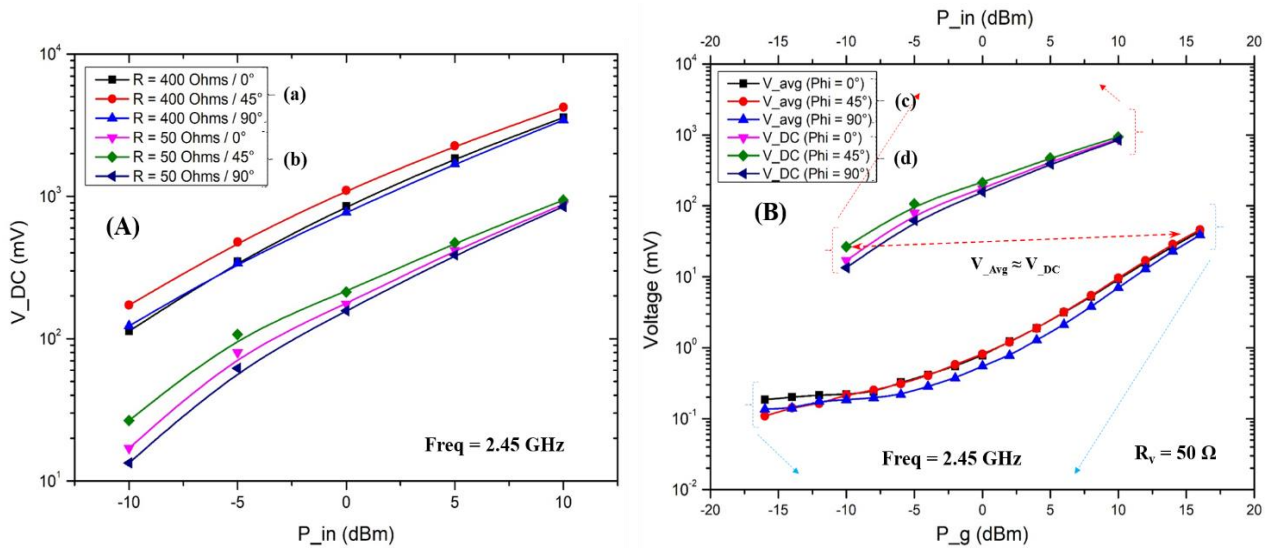


Figure 156: (A) Tension V_{DC} mesurée en chambre anéchoïque en sortie la métasurface rectifiée chargée par $R_v = 400 \Omega$, (a) et $R_v = 50 \Omega$ (b) en fonction de la puissance incidente d'une onde à 2.45 GHz. En (B), comparaison entre la tension moyenne V_{avg} (c) en sortie de la métasurface mesurée à l'oscilloscope selon le banc de mesure illustré et la tension V_{DC} (d) pour $R_v = 50 \Omega$ mesurée en chambre anéchoïque.

Cependant, des caractérisations supplémentaires ont été menées avec initialement l'objectif d'observer le signal en sortie de la métasurface rectifiée à l'aide d'un oscilloscope. Le banc expérimental est représenté sur la Figure 157. La métasurface rectifiée est reliée à l'entrée d'un oscilloscope (Keysight UXR0404A 40 GHz). L'impédance d'entrée de l'oscilloscope 50Ω correspond donc à la charge de la métasurface.

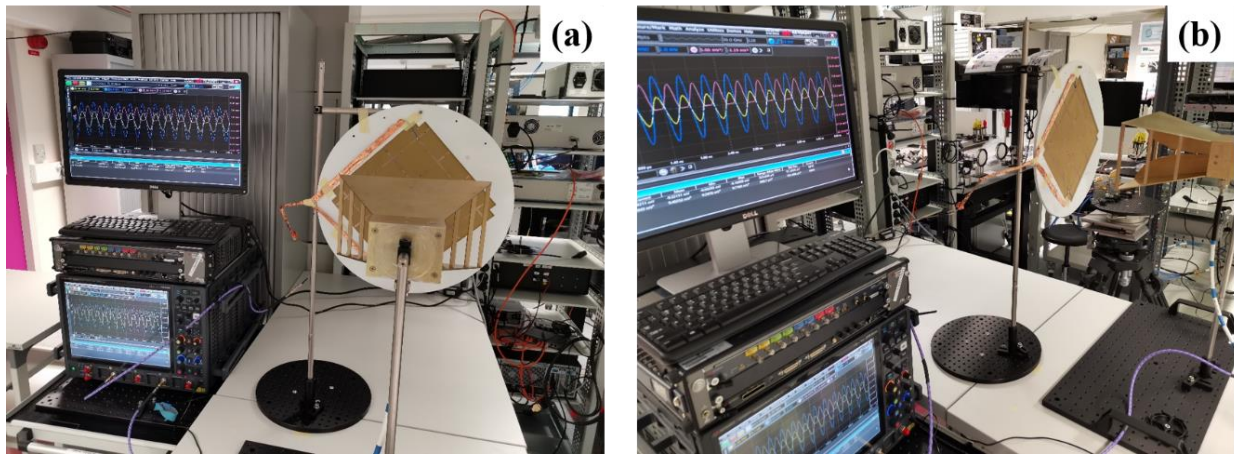


Figure 157: Banc de mesure à l'oscilloscope de la tension en sortie de la métasurface rectifiée : (a) vue face, (b) vue latérale.

L'antenne cornet est positionnée à 35 cm de la métasurface et elle est reliée à un générateur de signal (Agilent E8257D/520 Keysight) sans amplificateur intermédiaire. L'oscilloscope était synchronisé par le générateur. On note que le banc de mesure ne permet pas d'illuminer la métasurface par une onde plane (à cause de la proximité de l'antenne cornet) et que le calibrage de la puissance du générateur permettant de connaître la puissance incidente sur la métasurface n'a pas été effectué. Ainsi, les résultats obtenus devront être analysés avec précaution en fonction de la puissance P_g délivrée par le générateur et non pas en fonction de la puissance incidente.

Les signaux mesurés à l'oscilloscope en sortie de la métasurface rectifiée, et observés à titre d'illustration sur la Figure 157, ont apporté peu d'informations supplémentaires aux mesures en chambre anéchoïque. Cependant, nous avons étudié la valeur moyenne V_{avg} (calculée par l'oscilloscope) du signal en sortie de la métasurface rectifiée en fonction de la puissance P_g délivrée par le générateur. Cette valeur moyenne est équivalente à la tension V_{DC} mesurée en chambre anéchoïque mais sans connaissance précise de la puissance incidente. L'évolution de la tension mesurée V_{avg} en fonction de la puissance P_g est reportée sur la Figure 156.b pour les différentes polarisations.

On remarque que pour $P_g = 14$ dBm la tension mesurée à l'oscilloscope V_{avg} d'environ 25 mV est proche de la valeur V_{DC} mesurée en chambre anéchoïque pour $P_{in} = -10$ dBm. Les pentes des courbes $V_{DC}(P_{in})$ et $V_{avg}(P_g)$ sont identiques pour $P_g > 5$ dBm. Cela suggère que les mesures effectuées à l'oscilloscope peuvent être considérées comme une extension des mesures effectuées en

chambre anéchoïque en considérant une perte de puissance de 24 dB entre les valeurs P_g et P_{inc} . Les courbes V_{avg} seraient alors décalées de -24 dBm en les traçant en fonction de P_{in} . Enfin, un changement de pente est observé sur les évolutions de V_{avg} à environ $P_g = 0$ dBm avec l'apparition d'un palier pour $P_g < -7.5$ dBm. Ce changement d'évolution pourrait traduire le changement de comportement des diodes qui resteraient dans l'état bloqué pour de faibles valeurs de P_g . Ainsi, la métasurface rectifiée semblerait fonctionner pour une puissance incidente supérieure à environ -25 dBm.

En conclusion, ces études expérimentales ont montré que la métasurface rectifiée permet de collecter l'énergie électromagnétique ambiante dans la bande ISM-2.4 GHz. Les résultats expérimentaux ont confirmé les résultats obtenus en simulation et présentés dans le chapitre 3.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé électriquement dans un premier temps la diode Schottky qui sera utilisée pour le redressement du signal RF collecté par une antenne à SRRs ou par une métasurface.

Dans un deuxième temps, une antenne dipôle à anneaux fendus intégrant ou non les diodes a été caractérisée par l'intermédiaire d'un VNA pour analyser le comportement fréquentiel du coefficient de réflexion et l'impédance à son entrée. Les diagrammes de rayonnement et les gains ont été mesurés en chambre anéchoïque. Ces études ont montré un décalage fréquentiel de la réponse de l'antenne et la disparition du dip de réflexion à 2.45 GHz à cause de la désadaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne due à l'intégration des diodes. Ces résultats ont mené à la conclusion que la géométrie de l'antenne à SRRs avec diodes intégrées n'est pas adaptée pour obtenir un fonctionnement dans la bande ISM-2.4 GHz. Des antennes à SRRs fabriquées par broderie ont aussi été caractérisées en termes de spectre de réflexion et d'impédance, et en termes de rayonnement. Il a été montré l'influence de la conductivité des fils conducteurs utilisés pour broder les anneaux fendus sur les performances de l'antenne. La présence de multiples résonances pour des anneaux en méandre fabriqués en utilisant un autre type de fil (Datatrans) a aussi été démontrée expérimentalement.

Ensuite, une métasurface rectifiée composée de dipôles croisés intégrant les diodes de redressement et un circuit de filtrage LC fabriquée sur différents substrats (Kapton et FR4) a été caractérisée en chambre anéchoïque. L'objectif était d'étudier la récupération d'énergie électromagnétique par une résistance chargeant la métasurface. La conversion du signal RF en un signal DC a été présentée en fonction de la fréquence de l'onde incidente, de sa polarisation, de la puissance incidente, et de la résistance de charge. En particulier, il a été montré que la collecte de l'énergie est indépendante de la polarisation de l'onde incidente avec une conversion RF/DC optimale à la fréquence 2.45 GHz.

Dans l'ensemble du chapitre, les résultats expérimentaux ont confirmé les résultats de simulation présentés dans les chapitres précédents.

Bibliographie

- [1] A. Harz, « MPI TITAN™ Probe Calibration for WinCal XE Users », p. 26.
- [2] « Infineon ». <https://www.infineon.com/>
- [3] « Nexperia ». <http://www.nexperia.com/>
- [4] « Skyworksinc ». <https://www.skyworksinc.com/>
- [5] J. Hao, A. Djouadi, F. Rault, X. Tao, É. Lheurette, et L. Burgnies, « Multiresonant Split Ring Resonator with Meandered Strips », *Phys. Status Solidi A*, vol. 217, n° 6, p. 1901017, 2020.
- [6] L. Burgnies *et al.*, « Experimental phase-advance in woven textile metasurface », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 107, n° 20, p. 203505, nov. 2015, doi: 10.1063/1.4935986.
- [7] L. Burgnies *et al.*, « High-Pass Sub-mmWave Filtering by Woven Textile Metamaterials », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 8, n° 4, p. 427-433, juill. 2018, doi: 10.1109/TTHZ.2018.2844096.
- [8] M. Ghebrebrhan *et al.*, « Tunable millimeter and sub-millimeter spectral response of textile metamaterial via resonant states », *Opt. Express*, vol. 22, n° 3, p. 2853-2859, févr. 2014, doi: 10.1364/OE.22.002853.
- [9] S. Kim, C.-J. Choi, et H. Kim, « Carrier transport mechanism of ohmic contacts to AlGaIn/GaN heterostructures analysed by parallel network model », *Electron. Lett.*, vol. 49, n° 8, p. 561-562, 2013.
- [10] L. Zhang, Z. Wang, et J. L. Volakis, « Textile Antennas and Sensors for Body-Worn Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 1690-1693, 2012.
- [11] A. Kiourti, C. Lee, et J. L. Volakis, « Fabrication of textile antennas and circuits with 0.1 mm precision », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 151-153, 2015.
- [12] B. Garnier, P. Mariage, F. Rault, C. Cochrane, et V. Koncar, « Textile NFC antenna for power and data transmission across clothes », *Smart Mater. Struct.*, vol. 29, n° 8, p. 085017, juill. 2020, doi: 10.1088/1361-665X/ab8a6d.
- [13] B. Garnier, P. Mariage, F. Rault, C. Cochrane, et V. Koncar, « Electronic-components less fully textile multiple resonant combiners for body-centric near field communication », *Sci. Rep.*, vol. 11, n° 1, p. 2159, janv. 2021.
- [14] « TIBTECH: SMART and conductive textiles, yarns or fabrics ». <https://www.tibtech.com/>
- [15] B. Garnier, « Développement de structures textiles communiquant en champs proches (NFC) pour le transfert d'énergie et de données autour du corps humain », Thèse de doctorat, Lille, 2021. Consulté le: 14 décembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2021LILUI036>
- [16] J. Hao *et al.*, « Textile split ring resonator antenna integrated by embroidery », *Electron. Lett.*, vol. 55, n° 9, p. 508-510, mai 2019.

- [17] J. Hao *et al.*, « 3A3_0443_ EMBROIDERED SPLIT RING RESONATOR ANTENNA », *Proc. 19th World Text. Conf. - Autex 2019*, p. 6-6, août 2019, Consulté le: 5 juin 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://ojs.ugent.be/autex/article/view/11537>
- [18] I. Gil, R. Fernández-García, et J. A. Tornero, « Embroidery manufacturing techniques for textile dipole antenna applied to wireless body area network », *Text. Res. J.*, vol. 89, n° 8, p. 1573-1581, 2018, doi: 10.1177/0040517518770682.
- [19] S. Sankaralingam et B. Gupta, « Determination of Dielectric Constant of Fabric Materials and Their Use as Substrates for Design and Development of Antennas for Wearable Applications », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, n° 12, p. 3122-3130, déc. 2010, doi: 10.1109/TIM.2010.2063090.
- [20] <http://www.ets-lindgren.com/products/probes-monitors/field-probe-monitors/9003/900307?page=Products-Item-Page>

Conclusion générale

« Ne regardez pas la route à 100 mètres pour construire votre vie et attendez que des miracles vous tombent dessus, car vous n'allez jamais embrasser votre avenir mais la regardez à 1000 mètres et luttiez pour le succès. »

[Mohamed Ali « champion olympique du boxe »]

Conclusion générale

Cette thèse contribue à l'étude et au développement de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique ambiante et à son exploitation par des dispositifs à basse consommation. L'objectif de tels systèmes est de permettre l'alimentation des systèmes sans fil et de capteurs autonomes alimentés par l'utilisation de l'énergie électromagnétique ambiante produite par les réseaux quotidiens (Wifi, GSM, ...etc.). Les défis relevés dans cette thèse concernent l'efficacité, l'adaptation d'impédance et la sensibilité du circuit de redressement avec les structures fabriquées pour obtenir un fonctionnement à faible puissance, ainsi qu'une insensibilité à la polarisation de l'onde.

L'utilisation d'une métasurface a permis d'obtenir une conversion RF/DC fiable sur un substrat flexible (Kapton). Lors du processus de récupération, l'énergie électromagnétique ambiante a été collectée et transférée au circuit redresseur (diode) intégré à la métasurface, puis le signal redressé est transmis à une charge résistive où elle a été mesurée avec un voltmètre. La métasurface a permis de récupérer la puissance RF à différentes polarisations de l'onde incidente ce qui a maximisé les performances de récolte quelle que soit son orientation. Dans le processus de collecte d'énergie, l'amélioration de la conversion dans le circuit redresseur est la clé pour augmenter l'efficacité globale du système ce qui nous a orienté vers l'utilisation des diodes Schottky pour cette thèse. Leurs caractéristiques RF ont été considérées pour la plage de fréquences de fonctionnement visée et pour une faible tension de seuil qui a été comparée avec le niveau de puissance disponible à l'entrée du circuit de rectification.

Dans cette thèse, des antennes dipôles couplées à des anneaux fendus (SRRs) et des métasurfaces composées de dipôles croisés ont été considérées. L'antenne à SRRs a été considérée pour obtenir une miniaturisation du système de collecte et un fonctionnement à deux fréquences. Le principe de fonctionnement a été validé expérimentalement pour des antennes fabriquées sur Kapton, FR4, et textile n'intégrant pas les diodes. Comme étudié en simulation, l'intégration des diodes dans les résonateurs SRRs modifie les conditions de résonance et d'adaptation d'impédance de l'antenne, et ne permet pas finalement d'envisager l'utilisation d'une telle structure pour la collecte d'énergie électromagnétique. Cependant une antenne sur Kapton avec des diodes intégrées dans les SRRs a été caractérisée pour vérifier expérimentalement ce comportement. Il a été observé expérimentalement un faible dip de réflexion de l'antenne relié à la résonance des SRRs pour de faibles puissances incidentes qui disparaît pour des puissances plus élevées. Ainsi, le contrôle de la résonance des SRRs par le changement de l'état ON/OFF des diodes a été observé, mais le changement d'état n'était pas suffisamment marqué pour l'application visée.

Pour les antennes fabriquées sur textile utilisant un fil conducteur multifilament (Shieldex de chez Statex), le fonctionnement en double bande a aussi été expérimentalement vérifié avec un rayonnement similaire au rayonnement d'un dipôle seul. Par ailleurs, la broderie d'un fil plus conducteur isolé (Datatrans de chez Tibtech Innovations) a permis de fabriquer des SRRs à anneaux en méandre avec un comportement fréquentiel plus complexe et de multiples résonances qui se produisent à l'intérieur des fentes de chaque anneau en méandre. Cependant, les performances en termes de rayonnement n'ont pas permis d'envisager l'utilisation d'une telle structure pour la récupération d'énergie. Néanmoins, ces résultats expérimentaux montrent que la broderie de fils conducteurs permet d'intégrer les structures sur textile mais qu'il est nécessaire de développer des fils plus conducteurs pour améliorer leurs performances.

Une métasurface rectifiée flexible pour la récupération d'énergie, nommée « DCK – Dipôle Croisé sur Kapton », a été introduite, analysée théoriquement, fabriquée et caractérisée. La métasurface rectifiée intégrant les diodes et le circuit de filtrage RF/DC dans chaque cellule élémentaire a montré expérimentalement la possibilité de collecter l'énergie des ondes à 2.45 GHz en présentant différentes polarisations. Le filtre constitué d'un circuit LC parallèle permet d'isoler chaque cellule à la fréquence de fonctionnement, ici 2.45 GHz, et de les relier en régime continu pour collecter l'ensemble des signaux DC obtenus par le redressement. Un rendement maximum de conversion de 22% a été mesuré pour une métasurface chargée par une résistance de 400 Ω et une puissance incidente de 10 dBm. Pour cette même puissance incidente, la tension continue collectée a été mesurée à 4V pour une métasurface chargée par une résistance de 400 Ω et à 1 V pour une métasurface chargée par une résistance de 50 Ω .

En perspective de ce travail, l'objectif futur sera tout d'abord la poursuite de la caractérisation des métasurfaces rectifiées en fonction des puissances ambiantes extérieures dans un environnement réel (immeuble de bureaux par exemple) et la miniaturisation de la cellule élémentaire tout en conservant l'adaptation d'impédance avec le circuit de redressement (diodes) pour conserver une conversion d'énergie optimale dans la bande 2.4 à 2.48 GHz. Après la mise en œuvre de la métasurface sur le substrat flexible de Kapton, il s'agira dans la suite d'assurer l'intégration des cellules sur textile par broderie.

Résumé

Ce travail de thèse vise à réaliser des structures à base des métamatériaux et de métasurfaces sur des substrats flexibles (Kapton et textile) pour la récupération d'énergie électromagnétique indépendante de la polarisation de l'onde incidente. Des antennes à anneaux fendus (SRRs) et des métasurfaces à dipôles croisés ont été étudiées par la simulation et expérimentalement pour un fonctionnement dans la bande de fréquence ISM-2.4 GHz. Une antenne dipôle rectiligne à SRRs de forme carrée sur substrat Kapton ainsi que des antennes dipôles en forme de S à SRRs circulaires fabriquées sur textile par broderie ont été étudiées. Les antennes ont été conçues en ciblant deux objectifs basés sur la résonance des SRRs : la réduction de la taille de l'antenne et un fonctionnement multifréquence. Pour les antennes en forme de S, les pertes de connexion ont été réduites en utilisant un dipôle en fil de cuivre fixé par broderie sur le textile, alors que les SRRs ont été brodés en utilisant deux fils conducteurs différents. Sur la base de simulations numériques, une bonne adaptation d'impédance d'entrée de l'antenne et un fonctionnement à deux fréquences ont été obtenus en analysant les résonances du dipôle et des SRRs ainsi que leur couplage. Ces résultats ont été confirmés expérimentalement avec deux résonances mesurées à 2,5 GHz et 4,3 GHz pour l'antenne à SRRs carrés sur Kapton et 1,8 et 2,2 GHz pour l'antenne à SRRs circulaires sur textile avec un coefficient de réflexion S_{11} supérieur à -20 dB et -31 dB, respectivement. Une métasurface qui représente un récupérateur d'énergie électromagnétique basé sur des dipôles symétriques croisés intégrant des circuits de redressement (diodes Schottky) et de filtrage (circuits LC parallèle) pour la rectification RF/DC, est aussi présentée. Une métasurface de 4×4 dipôles croisés sur un substrat de Kapton flexible a été conçue pour fonctionner dans la bande ISM-2.4 GHz. Au niveau de chaque dipôle croisé, une diode de redressement est intégrée dans chacune des branches ainsi qu'un circuit LC parallèle accordé à la fréquence de fonctionnement de 2.45 GHz. Ce circuit de filtrage permet d'isoler chaque cellule élémentaire de la métasurface en RF et de collecter l'ensemble des signaux DC collectés par chaque cellule. La métasurface présente un rendement maximum de conversion RF/DC de l'ordre de 40% en simulation et un rendement de conversion de 22% a été mesuré pour une métasurface chargée par une résistance de 400 Ohms et pour une puissance incidente de 10 dBm. La tension DC collectée s'élève alors à plus de 4 V et diminue à environ 1 V lorsque la métasurface est chargée par une résistance de 50 Ohms.

Mots clés : Antenne électriquement petite (AEP), antenne miniature, résonateur SRR, métamatériaux, récupération d'énergie électromagnétique, conversion RF/DC.

Abstract

This thesis work aims to produce structures based on metamaterials and metasurfaces fabricated on flexible substrates (Kapton and textile) for electromagnetic energy harvesting invariant with the incident wave polarization. Split Ring Resonators (SRRs) and metasurfaces with crossed dipoles have been studied by simulation and in experiments for an ISM-2.4 GHz frequency band operation. A straight dipole antenna with square-shaped SRRs on Kapton substrate and S-shaped dipole antennas with circular-shaped SRRs manufactured on textile by embroidery have been studied. The antennas have been designed with two objectives by means of the SRRs resonance: a size reduction of the antenna and a multifrequency operation. For the S-shaped antennas, connection losses have been decreased by using a copper wire dipole fixed by embroidery on the textile, whereas the SRRs have been embroidered by using two different conductive yarns. Based on numerical simulations, a good impedance matching of the antenna and a double frequency operation have been obtained by analyzing the dipole and SRRs resonances and their coupling. These results have been experimentally validated with two resonances measured at 2.5 GHz and 4.3 GHz for the antenna with square-shaped SRR on Kapton and 1.8 and 2.2 GHz for the antenna with circular-shaped SRR on textile with a reflection coefficient S_{11} greater than -20 dB and -31 dB, respectively. A metasurface, which is an electromagnetic energy harvester based on symmetric crossed dipoles integrating a rectifier circuit (Schottky diodes) and a filter (parallel LC circuits) for RF / DC conversion, is also shown. A 4×4 cross resonators array has been designed on flexible Kapton substrate in order to operate in the ISM-2.4 GHz band. In each crossed dipole, a rectifier diode is integrated in each of the arms as well as a parallel LC filter tuned to 2.45 GHz. The LC filter makes it possible to isolate each elementary cell of the metasurface in RF and to take benefit of the DC signals collected by each unit cell. A maximum conversion efficiency of around 40% has been predicted by simulation, and 22% has been measured for a metasurface loaded by a resistance of 400 Ohms and for an incident power of 10 dBm. Then, a DC voltage of 4 V has been measured when the metasurface is loaded by a 400 Ohms impedance and this value is decreased down to 1 V when the metasurface is loaded by a 50 Ohms impedance.

Keywords: Electrically small antenna (ESA), antenna miniaturization, SRR resonator, metamaterials, electromagnetic energy harvesting, RF / DC conversion.