

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université Mohamed El-Bachir EL-Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

THESE

Présentée par

BELAZZOUG Massinissa

Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat LMD

Architectures Innovantes Pour Les Télécommunications (AIT)

**Contribution à l'étude et à la conception des
antennes planaires pour des applications Multi-
Input Multi-output (MIMO)**

Soutenue le 11 avril 2021

Devant le jury :

- | | | |
|-------------------------|---------------|-----------------------------|
| • Dr. ATIA Salim | Président | Université de BBA |
| • Pr. AIDEL Salih | Rapporteur | Université de BBA |
| • Dr. MESSAOUDENE Idris | Co-Rapporteur | Université de BBA |
| • Dr. ASBAI Nassim | Examineur | Université de BBA |
| • Pr. KHEDROUCHE Djamel | Examineur | Université de M'sila |
| • Pr. MESSAI Abderraouf | Examineur | Université de Constantine 1 |

Remerciements

Cette thèse été préparée au sein de trois laboratoires : Le Laboratoire d'Electronique et des Télécommunications Avancées (**ETA**) de l' Université de Bordj Bou Arreridj, sous la direction du Professeur **AIDEL Salih** et au sein de l'équipe de recherche animée par le Docteur **MESSAOUDENE Idris**, et dans le laboratoire Radiofréquences (**RF**) de l'Institut National de la Recherche Scientifique **INRS**, Montréal, Canada, sous la direction de Professeur **DENIDNI Tayeb-Ahmed** ; ainsi que le laboratoire de technologie avancée sur les systèmes d'antennes et hyperfréquences (**LATAMS**) du Département de Génie Electrique et Informatique, Université de Concordia, Montréal, Canada, sous la direction de Professeur **Ahmed A. KISHK**.

Avant tout je remercie **ALLAH** pour son aide et pour m'avoir donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

A **Mr. AIDEL Salih** qu'il me soit permis de le remercier et de lui exprimer ma profonde reconnaissance pour son aide et ses encouragements au cours de ce travail, ses précieux conseils et la confiance dont il a fait preuve à mon égard et surtout pour le sujet intéressant qu'il m'a proposé.

Je voudrais exprimer ma profonde gratitude à **Mr. MESSAOUDENE Idris**, qui m'a accompagné pendant mes années de recherche. Je tiens à le remercier d'avoir encouragé mes recherches et de m'avoir permis d'évoluer en tant que chercheur. Je le remercie aussi pour son aide continue, durant toute la phase de recherche.

J'exprime ma profonde gratitude et mes remerciements à **Mr. DENIDNI Tayeb Ahmed**, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire. J'ai pu bénéficier de sa grande expérience scientifique grâce aux nombreuses discussions fructueuses et ces engagements que nous avons eu durant les stages que j'ai effectués. Je le remercie pour toutes les connaissances qu'il m'a apportées et je le remercie pour son aide.

Des remerciements tout particuliers vont également au professeur **Ahmed A. KISHK**, pour sa m'avoir accueilli dans son laboratoire et son aide durant la conception des antennes. Ce fut un plaisir et un honneur de travailler avec l'un des pionniers et leaders de la recherche dans ce domaine, qui est également un très bon éducateur.

Remerciement

Je tiens à remercier sincèrement le professeur **NEDIL Mourad**, pour ses conseils, sa compréhension, surtout, il a fourni des encouragements positifs et un esprit chaleureux pour terminer mon article. Ce fut un grand plaisir et un honneur de l'avoir travaillé avec lui.

J'adresse mes plus sincères remerciements à monsieur le **président de jury** Dr. ATIA Salim du département d'Electronique de l'université de Bordj Bou Arreridj pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également le **Dr. ASBAI Nassim** du département d'Electronique à l'université de Bordj Bou Arreridj, **Prof. KHEDROUCHE Djamel** Professeur au département d'Electronique à l'université de M'sila et **Prof. MESSAI Abderraouf** Professeur au département d'Electronique à l'université de Constantine 1 pour leurs participations au jury en tant qu'examineurs.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à tous mes amis chacun par son nom, sans oublier l'ensemble des enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation. Je remercie mes amis de l'équipe de recherche : *Youcef Braham chaouach, Farouk Chetouah, Islam Bouchachi, Jamal Benkhawa, Boualem Hammache* sans oublier l'équipe de L'INRS *Arun kisivan, Nouredinne Mellouki, Ahmed Mahamdi et donya Boukern* pour nos discussions constructives, nos échanges de connaissances et nos ventilations de frustration pendant mon programme de doctorat. Je voudrais également exprimer ma gratitude au professeur *Tarek Djerrafi* pour les discussions approfondies et les précieuses suggestions qu'il m'a fournies. Je tiens à remercier aussi *Ali Monsoul*, docteur au Centre de Développement de Technologie Avancée (CDTA) pour son aide durant toutes les étapes de mesure des prototypes fabriqués.

Résumé

La technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) offre de nouvelles opportunités de mise en réseau sans fil grâce au multiplexage spatial et permet une augmentation des performances spectrales linéaires en fonction de nombre d'antennes émettrice et réceptrice. Cependant, certaines limitations pratiques surviennent lors de la mise en œuvre physique de tels systèmes dans les systèmes multiantennes compactes. La largeur de bande de l'antenne diminue considérablement au fur à mesure de la réduction de sa taille électrique, ce que l'on appelle la limite du facteur Q. La deuxième contrainte est l'effet de couplage mutuel et la corrélation spatiale qui dégradent les performances offertes par les antennes à entrées et sorties multiples (MIMO).

Dans cette thèse, différentes géométries des antennes MIMO liées aux applications sans fil modernes sont présentées ; ainsi que les différents mécanismes qui contribuent à la miniaturisation de la taille de l'antenne et assure un découplage entre les ports.

Au début, un aperçu est présenté sur la théorie des antennes à résonateur diélectrique, leurs caractéristiques, les modes d'excitation ainsi que les mécanismes utilisés pour alimenter ce type d'antenne. Ensuite, une description des systèmes MIMO, et une étude détaillée sur la diversité d'antenne, leurs paramètres, et les techniques de découplage standard ont été présentées. Par conséquent, l'objectif de cette thèse est de proposer de nouvelles structures d'antennes pour les dispositifs MIMO et les applications à diversité.

Dans un premier lieu, on s'intéresse à la conception des antennes multi-ports à polarisation circulaire. Pour ce faire, une antenne à résonateur diélectrique de forme quart-cylindre (en anglais, Quart Cylindrical Dielectric Resonator Antenna : QCDDRA) ; avec un profil dense et une polarisation circulaire (en anglais, Circular Polarization : CP) est proposée pour les systèmes MIMO large bande. L'approche utilisée pour obtenir une antenne à polarisation circulaire large bande est accomplie en modifiant la géométrie du CDR (Cylindrical Dielectric Resonator) en un quart de cylindre diélectrique et en utilisant une ligne d'alimentation quasi spirale pour exciter deux modes résonants en quadrature de phase (HEM_{11} et HEM_{12}).

Le deuxième axe de recherche concerne les antennes multisports compactes. Dans ce contexte, une méthode de réduction de la taille du DRA (Dielectric Resonator Antenna) basée sur la théorie d'image est appliquée. Tout d'abord, on a conçu une antenne MIMO en forme de demi cylindre (en anglais, Half Cylindrical Dielectric Resonator Antenna : HCDRA) à double port pour qu'elle fonctionne dans la bande WLAN. Ensuite, une nouvelle antenne

Résumés

MIMO compacte à 4 ports (QCDRA) est réalisée pour améliorer la diversité. En outre, les performances de diversité d'antenne MIMO à deux et à quatre ports ont été évaluées.

Abstract

MIMO technology offers new opportunities for wireless networking through spatial multiplexing and allows a linear spectral performance increase with the number of transmitting and receiving antennas. However, some practical limitations arise when physically implementing such systems in compact multi-antenna systems. The antenna bandwidth decreases dramatically as its electrical size decreases; which called the Q factor limit. The second limitation is the effect of mutual coupling and spatial correlation that degrades the performances provided by MIMO antennas.

In this thesis, different geometries of MIMO antennas applications are presented; as well as the size miniaturization mechanism and decoupling techniques.

At the beginning, an overview presented on the theory of dielectric resonator antennas, their characteristics, excitation modes as well as the mechanisms used to excite this type of antenna. Then, a description of MIMO systems and a detailed study on antenna diversity, their parameters, and standard decoupling techniques were presented. Therefore, the objective of this thesis is to propose new antenna structures for MIMO systems and diversity applications.

In the first area of research, we are interested in the design of circularly polarized multiport antenna. Then, a quarter-cylinder dielectric resonator antenna (Q-CDRA) with a dense profile and circular polarization (CP) is offered for wideband multiple-output multiple-input (MIMO) systems. The approach used to achieve a wideband circular polarized (CP) antenna is completed by modifying the geometry of the CDR to a quart-cylinder dielectric and using a quasi-spiral feedline to excite two orthogonal modes (HEM_{11} and HEM_{12}).

The second area of research concerns compact multiport antennas. In this context, a method of size reduction of the DRA based on image theory is applied. First, a dual port half-cylinder shaped MIMO antenna (HCDRA) was designed to operate in the WLAN band. Next, a new compact 4-port MIMO antenna (QCDRA) is made to improve diversity. In addition, two and four ports MIMO antenna diversity performance was evaluated.

مختصر

توفر تقنية MIMO فرصاً جديدة للشبكات اللاسلكية من خلال تعدد الإرسال المكاني وتسمح بزيادة الأداء الطيفي خطياً مع عدد هوائيات الإرسال والاستقبال. ومع ذلك، تظهر بعض القيود العملية عند التطبيق الفعلي لمثل هذه الأنظمة في أنظمة مضغوطة متعددة الهوائيات. يتناقض عرض النطاق الترددي للهوائي بشكل كبير مع تناقص حجمه الكهربائي؛ والتي تسمى حد عامل Q. القيد الثاني هو تأثير الاقتران المتبادل والارتباط المكاني الذي ينقص من مستوى الأداء الذي توفره هوائيات MIMO.

في هذه الأطروحة، يتم تقديم أشكال هندسية مختلفة لتطبيقات هوائيات MIMO؛ وكذلك آلية تصغير الحجم وتقنيات الفصل.

في البداية، تم تقديم نظرة عامة حول نظرية الهوائيات الرنانة العازلة وخصائصها وأنماط الإثارة وكذلك الآليات المستخدمة لإثارة هذا النوع من الهوائي. ثم تم تقديم وصف لأنظمة MIMO ودراسة مفصلة عن تنوع الهوائيات ومعلوماتها وتقنيات الفصل المعيارية. لذلك، فإن الهدف من هذه الأطروحة هو اقتراح هياكل جديدة للهوائيات لأنظمة MIMO وتطبيقات التنوع.

أولاً، اهتمنا بتصميم هوائي متعدد المنافذ ذو استقطاب دائري. للقيام بذلك، هوائي مرنان عازل ربع أسطوانة الشكل (Q-CDRA)؛ مدمج ذو استقطاب دائري (CP) يتم تقديمه لأنظمة متعددة المدخلات عريضة النطاق (MIMO). يتم إكمال النهج المستخدم لتحقيق هوائي مستقطب دائري عريض النطاق عن طريق تغيير هندسة CDR إلى ربع أسطوانة عازلة واستخدام خط تغذية شبه حلزوني لإثارة وضعين رنانين متعامدين (HEM_{11} و HEM_{12}).

يتعلق المجال الثاني من البحث بالهوائيات المدمجة متعددة المنافذ. في هذا السياق، يتم تطبيق طريقة لتقليل حجم DRA على أساس نظرية الصورة. في البدء، تم تصميم هوائي MIMO مزدوج المنفذ نصف أسطوانة (HCDRA) للعمل في نطاق WLAN. بعد ذلك، تم تصنيع هوائي MIMO جديد مدمج بأربعة منافذ (QCDRA) لتحسين التنوع. بالإضافة إلى ذلك، تم تقييم أداء تنوع هوائي MIMO ثنائي المنافذ وأربعة منافذ.

a. Articles scientifiques

1. **BELAZZOUG, Massinissa, MESSAOUDENE, Idris, AIDEL, Salih, et al. Ultra-compact 4-port DR antenna for multi-input multi-output standards.** *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2020, vol. 30, no 5, p. e22145.
2. **M. Belazzoug, I. Messaoudene, S. Aidel, T. A. Denidni and A. A. Kishk, "Quarter cylindrical dielectric resonator antenna with circular polarisation for wideband MIMO systems,"** in *Electronics Letters*, vol. 56, no. 4, pp. 174-176, 20 2 2020, doi: 10.1049/el.2019.3138.

b. Communications dans le cadre de manifestations scientifiques

1. **Belazzoug, Massinissa, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Youcef Braham Chaouche, Farouk Chetouah, and Boualem Hammache. "A compact MIMO antenna for WLAN and RADAR applications."** In *2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*, pp. 1-4. IEEE, Algeria, 2017.
2. **Belazzoug, Massinissa, Salih Aidel, Idris Messaoudene, Boualem Hammache, Farouk Chetouah, and Youcef Braham Chaouche. "A reconfigurable cylindrical dielectric resonator antenna for WiMAX/WLAN applications."** In *2016 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT)*, pp. 1-4. IEEE, El-Ain UAE, 2016.
3. **Messaoudene, Idris, Habrih Youssouf, Meguedmi Bilal, Massinissa Belazzoug, and Salih Aidel. "Performance improvement of multilayer Butler matrix for UWB beamforming antenna."** In *2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*, pp. 1-4. IEEE, Algeria, 2017.
4. **Chaouche, Youcef Braham, Farid Bouttout, Idris Messaoudene, Lionel Pichon, Massinissa Belazzoug, and Farouk Chetouah. "A compact CPW-Fed hexagonal antenna with a new fractal shaped slot for UWB communications."** In *2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, pp. 836-839. IEEE, Valencia, Spain, 2017.
5. **Messaoudene, Idris, Farouk Chetouah, and Massinissa Belazzoug. "Compact rectangular DRA with high permittivity stacked resonator for RADAR applications."** In *2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*, pp. 1-4. IEEE, Algeria, 2017.
6. **Chetouah, Farouk, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, and Youcef Braham Chaouche. "Miniaturized printed rectangular monopole antenna with a new DGS for WLAN applications."** In *2017 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, pp. 1-4. IEEE, Marrakech, Morocco, 2017.
7. **Chetouah, Farouk, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, and Youcef Braham Chaouche. "Annular dielectric resonator loaded with strip loop antenna for tri-band applications."** In *2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, pp. 861-865. IEEE, Valencia, Spain, 2017.
8. **Chetouah, Farouk, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, Massinissa Belazzoug, and Youcef Braham Chaouche. "Miniaturized wideband printed rectangular patch antenna for X-and Ku-bands."** In *2017*

- 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, pp. 845-848. IEEE, Valencia, Spain, 2017.
9. Chetouah, Farouk, Nacerdine Bouzit, Idris Messaoudene, Salih Aidel, **Massinissa Belazzoug**, and Boualem Hammache. "**Miniaturized rectangular dielectric resonator antenna for WCS standards.**" In *2016 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT)*, pp. 1-4. IEEE, El-Ain, UAE, 2016.
 10. Chaouche, Youcef Braham, Farid Bouttout, Idris Messaoudene, Lionel Pichon, **Massinissa Belazzoug**, and Farouk Chetouah. "**Design of reconfigurable fractal antenna using pin diode switch for wireless applications.**" In *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, pp. 1-4. IEEE, Abu-Dhabi, UAE, 2016.
 11. Messaoudene Idris, **Massinissa Belazzoug**, Islam Bouchachi, Mounir boudjerda, Abdelmalek REDDAF, and Karim FERROUDJI. "**Rectangular Dielectric Resonator Antenna with Stacked Ba x Sr 1-x TiO 3 Ceramic film.**" In *7th African Conference on Non-Destructive Testing ACNDT 2016 & the 5th International Conference on NDT and Materials Industry and Alloys (IC-WNDT-MI)*. Algeria, 2016.

Acronymes et abréviations

3D	3 Dimensions
AR	Axial Ratio
BST	Barium Strontium Titanate
BW	Bandwidth
CCL	Channel Capacity Loss
CDMA	Code Division Multiple Access
CDRA	Cylindrical Dielectric Resonator Antenna
CNC	Computer Numerical Control
CP	Circular Polarization
CPW	Coplanar Waveguide
CSRR	Complimentary Split Ring Resonator
CST	Computer Studio Technology
DG	Diversity Gain
DGS	Defected Ground Structure
DMN	Decoupling Matching Networks
DR	Dielectric Resonator
EBG	Electromagnetic Band Gap
ECC	Envelope Correlation Coefficient
EGC	Equal Gain Combination
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
EM	Electromagnetic
FEM	Finite Element Method
FSS	Frequency Selective Surface
GND	Ground
GPS	Global Positioning System
HEM	Hybrid Electromagnetic
HF	High Frequency
HFSS	High-Frequency Structure Simulator
LHCP	Left Hand Circular Polarization
LTE	Long Term Evolution
MEG	Mean Effective Gain
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MRC	Maximum Ration Combination
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PEC	Perfect Electric Conductor
PIN	Positive Intrinsic Negative
PMC	Perfect Magnetic Conductor
PRS	Partially Reflective Surface
RADAR	Radio Detection And Ranging
RF	Radio Frequency

Acronymes et abréviations

<i>RHCP</i>	Right Hand Circular Polarization
<i>SC</i>	Selection combination
<i>SISO</i>	Single Input Single Input
<i>SM</i>	Spatial Multiplexing
<i>SMA</i>	Sub-Miniature Version A
<i>SNR</i>	Signal To Noise Ratio
<i>SRR</i>	Split Ring Resonator
<i>TARC</i>	Total Active Reflection Coefficient
<i>TE</i>	Transverse Electric
<i>TM</i>	Transverse Magnetic
<i>UWB</i>	Ultra Wide Band
<i>VNA</i>	Vector Network Analyzer
<i>VSWR</i>	Voltage Standing Wave Ratio
<i>WiMAX</i>	Worldwide Interoperability For Microwave Access
<i>WLAN</i>	Wireless Local Area Network
<i>XPR</i>	Cross Polarization

Sommaire

LISTE DES FIGURES.....	XVI
------------------------	-----

LISTE DES TABLEAUX.....	XIX
-------------------------	-----

Chapitre I

I.1 INTRODUCTION SUR LA TECHNOLOGIE MIMO	1
--	---

I.2 DEFIS D'IMPLEMENTATION DES SYSTEMES MIMO.....	3
---	---

I.2.1 LIMITATIONS PHYSIQUES	3
-----------------------------------	---

I.2.2 COUPLAGE MUTUEL	4
-----------------------------	---

I.3 LES ANTENNES MIMO	4
-----------------------------	---

I.4 OBJECTIFS DE LA THESE	5
---------------------------------	---

I.5 ORGANISATION DE LA THESE.....	6
-----------------------------------	---

REFERENCES	8
------------------	---

Chapitre II

II.1 HISTORIQUE DES ANTENNES A RESONATEURS DIELECTRIQUES	12
--	----

II.2 CARACTERISTIQUES DES DRA	13
-------------------------------------	----

II.3 GEOMETRIES DU DRA	14
------------------------------	----

II.4 ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE (CDRA)	15
---	----

II.4.1 MURS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES D'UN RESONATEUR DIELECTRIQUE	15
---	----

II.4.2 MODES DE RESONANCES $TE_{mnp} + \delta$, $TM_{mnp} + \delta$, ET $HEM_{mnp} + \delta$	16
--	----

II.5 MODES FONDAMENTAUX D'UNE CDRA.....	17
---	----

II.5.1 MODE $TE_{01\delta}$	18
-----------------------------------	----

II.5.1.1 Mécanismes d'excitation du Mode $TE_{01\delta}$	18
--	----

II.5.1.2 Fréquence de résonance et facteur de qualité du Mode $TE_{01\delta}$	19
---	----

II.5.2 MODE $TM_{01\delta}$	20
-----------------------------------	----

II.5.2.1 Mécanismes d'excitation du Mode $TM_{01\delta}$	20
--	----

II.5.2.2 Fréquence de résonance et facteur de qualité du Mode $TM_{01\delta}$	21
---	----

II.5.3 MODE $HEM_{11\delta}$	22
------------------------------------	----

II.5.3.1 Mécanismes d'excitation du Mode $HEM_{11\delta}$	23
---	----

II.5.3.2 Fréquence de résonance et facteur de qualité du Mode $HEM_{11\delta}$	24
--	----

II.6 MINIATURISATION DES DRA.....	24
-----------------------------------	----

Sommaire

II.7 TECHNIQUES D'AMELIORATION DE BANDE PASSANTE DES DRA	24
II.8 POLARISATIONS LINEAIRE ET CIRCULAIRE.....	25
II.9 ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE RECONFIGURABLE POUR LES APPLICATIONS WIMAX/WLAN	27
II.9.1 OBJECTIF	27
II.9.2 CONCEPTION.....	27
II.9.2.1 Description de la diode PIN.....	28
II.9.3 RESULTATS NUMERIQUES	29
II.10 CONCLUSION	33
REFERENCES	34

Chapitre III

III.1 INTRODUCTION.....	38
III.2 ÉVOLUTION VERS LES SYSTEMES MIMO.....	38
III.2.1 CONCEPTS DE MULTIPLEXAGE SPATIAL	40
III.2.2 FIABILITE DES SYSTEMES MIMO	42
III.3 TECHNIQUES DE DIVERSITE D'ANTENNE.....	44
III.3.1 DIVERSITE SPATIALE	44
III.3.2 DIVERSITE ANGULAIRE.....	45
III.3.3 DIVERSITE DE POLARISATION	45
III.4 TECHNIQUES DE COMBINAISON DE LA DIVERSITE	46
III.5 PERFORMANCE DES ANTENNES MIMO.....	48
III.5.1 MATRICES D'IMPEDANCE Z DE PARAMETRES S	48
III.5.2 COEFFICIENT DE CORRELATION	48
III.5.3 RAPPORT DE PUISSANCE ET GAIN EFFECTIF MOYEN	50
III.5.4 GAIN DE DIVERSITE	50
III.5.5 COEFFICIENT DE REFLEXION ACTIF TOTAL (TARC)	51
III.5.6 PERTE DE CAPACITE DE CANAL.....	51
III.5.7 EFFICACITE TOTALE	52
III.6 TECHNIQUES DE DECOUPLAGE POUR LES ANTENNES MIMO.....	52
III.6.1 RESEAU DE DECOUPLAGE	52
III.6.2 STRUCTURE A BANDE ELECTROMAGNETIQUE INTERDITE (EBG)	53
III.6.3 STRUCTURE A PLAN DE MASSE DEFECTUEUX (DGS)	54

Sommaire

III.6.4 LIGNE DE NEUTRALISATION.....	54
III.6.5 DECOUPLAGES PAR ELEMENT PARASITE.....	55
III.6.6 ISOLATION PAR LES DIODES.....	56
III.6.7 SEPARATION PAR DES MURS ELECTRIQUES.....	56
III.6.8 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES TECHNIQUES D'ISOLATIONS.....	56
III.7 CONCEPTION D'ANTENNE MIMO COMPACTE POUR LES APPLICATIONS WLAN ET RADAR.....	57
III.7.1 OBJECTIF.....	57
III.7.2 CONFIGURATION DE L'ANTENNE.....	57
III.7.3 RESULTATS NUMERIQUES.....	59
III.8 CONCLUSION.....	63
REFERENCES.....	64

Chapitre IV

IV.1 INTRODUCTION.....	70
IV.2 AMENAGEMENTS DE FABRICATION ET DE MESURES.....	70
IV.2.1 ANALYSEURS DE RESEAUX ET CHAMBRE ANECHOÏQUES.....	71
IV.2.1 MACHINE LPKF PROTO MAT D104 ET PROTO LASER S.....	73
IV.3 OUTILS DE SIMULATION.....	74
IV.3.1 HFSS (FEM).....	74
IV.3.1 CST (FIT).....	75
IV.4 GEOMETRIE DE L'ANTENNE MIMO A POLARISATION CIRCULAIRE.....	75
IV.5 ANALYSE DE L'ANTENNE MIMO A POLARISATION CIRCULAIRE.....	76
IV.3.1 OPTIMISATION DE LA LIGNE D'ALIMENTATION.....	77
IV.3.2 PARAMETRES S.....	80
IV.3.3 RAPPORT AXIAL ET LE GAIN DE L'ANTENNE MIMO A CP.....	81
IV.3.4 COEFFICIENTS D'ENVELOPPE DE CORRELATION (ECC).....	83
IV.3.5 DIGRAMMES DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE MIMO A CP.....	84
IV.6 CONCLUSION.....	85
REFERENCES.....	86

Chapitre V

V.1 INTRODUCTION.....	89
------------------------------	-----------

Sommaire

V.2 CONFIGURATION DE L'ANTENNE.....	90
V.2.1 REDUCTION DE LA TAILLE EN UTILISANT DES MURS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES.....	90
V.3 ANTENNES MIMO COMPACTES.....	96
V.4 PERFORMANCES DE L'ANTENNE MIMO A QUATRE PORTS.....	103
V. 4.1 ENVELOPPE DU COEFFICIENT DE CORRELATION ET GAIN DE DIVERSITE	103
V.4.2 GAIN EFFECTIF MOYEN	105
V.4.3 COEFFICIENT DE REFLEXION ACTIVE TOTALE	106
V.4.4 PERTE DE CAPACITE DE CANAL.....	106
V.5 CONCLUSION	108
REFERENCES	109
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	113

Liste des figures

Chapitre I

FIGURE I. 1 EXEMPLE DE LA TECHNOLOGIE MIMO UTILISEE DANS NOTRE VIE QUOTIDIENNE. (A) UNE TOUR DE STATION DE BASE CELLULAIRE AVEC PLUSIEURS ANTENNES. (B) UN ROUTEUR SANS FIL LINKSYS AVEC PLUSIEURS ANTENNES	2
--	---

Chapitre II

FIGURE II. 1 TOUTES LES FORMES CONNUES DES RESONATEURS DIELECTRIQUES SUR LA GAUCHE ET LES FORMES CYLINDRIQUES SUR LA DROITE	14
FIGURE II. 2 GEOMETRIES DES DRA (A) DRA CYLINDRIQUES (B) DRA RECTANGULAIRE (C) DRA HEMISPHERIQUE.....	14
FIGURE II. 3 GEOMETRIE DE L'ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE AVEC LA CARTE DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES.	15
FIGURE II. 4 SYSTEME DE COORDONNEES CYLINDRIQUES	16
FIGURE II. 5 DISTRIBUTIONS DU CHAMP DU MODE $TE_{01\delta}$	18
FIGURE II. 6 MECANISMES D'EXCITATION DU MODE $TE_{01\delta}$	19
FIGURE II. 7 DISTRIBUTIONS DU CHAMP DU MODE $TM_{01\delta}$	20
FIGURE II. 8 MECANISMES D'EXCITATION DU MODE $TM_{01\delta}$	21
FIGURE II. 9 DISTRIBUTIONS DU CHAMP DU MODE $HEM_{11\delta}$	22
FIGURE II. 10 MECANISMES D'EXCITATION DU MODE $HEM_{11\delta}$	23
FIGURE II. 11 POLARISATIONS LINEAIRES D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE	26
FIGURE II. 12 POLARISATIONS CIRCULAIRES D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE.....	26
FIGURE II. 13 DRA CYLINDRIQUE AVEC LA LIGNE D'ALIMENTATION (SUR LA GAUCHE) VUE D'EN HAUT AU NIVEAU DU PLAN XY (A DROITE) VUE DE COTE EN PLAN YZ.	27
FIGURE II. 14 CONCEPTION SCHEMATIQUE DU CDRA AVEC LES DIODES PIN UTILISANT CST.	28
FIGURE II. 15 COEFFICIENTS DE REFLEXION SIMULES DE L'ANTENNE RECONFIGURABLE POUR DIFFERENTES CONFIGURATIONS	30
FIGURE II. 16 RESULTATS SIMULES AVEC CST ET HFSS DE S_{11} EN FONCTION DE LA FREQUENCE DANS LE CAS DE LA DIODE 1 ACTIVEE/DIODE 2 DESACTIVEE.....	30
FIGURE II. 17 RESULTATS SIMULES AVEC CST ET HFSS DE S_{11} EN FONCTION DE LA FREQUENCE DANS LE CAS DE LA DIODE 2 ACTIVEE/DIODE 1 DESACTIVEE.....	31
FIGURE II. 18 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT SIMULES POUR L'ANTENNE PROPOSEE AVEC CST ET HFSS (A) 3,77 GHz (B) 5,5 GHz.....	32

Chapitre III

Liste des figures et tableaux

FIGURE III. 1. (A) SYSTEME A ENTREE UNIQUE ET SORTIE UNIQUE (SISO) ET SON CANAL (B) ÉVOLUTION DE SISO A MIMO	40
FIGURE III. 2 SYSTEMES MIMO (MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT) ET SA MATRICE DE CANAL	40
FIGURE III. 3 PRINCIPES DE MULTIPLEXAGE SPATIAL DANS LES SYSTEME MIMO.....	41
FIGURE III. 4 DIVERSITE SPATIALE DANS LES SYSTEMES MIMO.	43
FIGURE III. 5 PRINCIPE DE DIVERSITE SPATIALE DANS UN CANAL MIMO.	43
FIGURE III. 6 ESTIMATION DU GAIN DE DIVERSITE (DG) EN FONCTION DU SNR RELATIVE AVEC LA FONCTION DE PROBABILITE.....	44
FIGURE III. 7 DIVERSITES SPATIALE ET ANGULAIRE [17]	45
FIGURE III. 8 DIVERSITES DE POLARISATION (CIRCULAIRE ET LINEAIRE) ET DE DIAGRAMMES [18].	46
FIGURE III. 9 ANTENNE MIMO AVEC RESEAU DE DECOUPLAGE AVEC LA DISTRIBUTION DU COURANT DE SURFACE .	53
FIGURE III. 10 STRUCTURE EBG ENTRE DEUX ANTENNES MICRORUBAN [47].....	53
FIGURE III. 11 ISOLATION A L'AIDE DE LA STRUCTURE DGS [48].....	54
FIGURE III. 12 LIGNE DE NEUTRALISATION ENTRE QUATRE ANTENNES [53].	55
FIGURE III. 13 ISOLATION PAR ELEMENT DE DECOUPLAGE PARASITE [56].	55
FIGURE III. 14 GEOMETRIES D'ANTENNE PROPOSEE AVEC DIFFERENTES POSITIONS (A) PERSPECTIVE SUPERIEURE (B) PERSPECTIVE LATERALE (C) ANTENNE 3D SUR CST.	58
FIGURE III. 15 FORME DE PLAN DE MASSE (A) LE PREMIER GND PROJETE (B) LA SECONDE FORME GND.	58
FIGURE III. 16 COEFFICIENTS DE REFLEXION DE L'ANTENNE AVEC ET SANS PLANS DE MASSE.	60
FIGURE III. 17 COEFFICIENTS DE REFLEXION DE LA CONCEPTION PROPOSEE AVEC DIFFERENTES POSITIONS DE SONDE COAXIALE.	61
FIGURE III. 18 PARAMETRES S DE L'ANTENNE MIMO PROPOSEE.	61
FIGURE III. 19 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DANS LE PLAN XZ ET LE PLAN YZ A (A) 5,75 GHZ (B) 6,38 GHZ (C) 7,25 GHZ (D) 8,4 GHZ.	62
FIGURE III. 20 EFFICACITE DE RAYONNEMENT SIMULEE DE L'ANTENNE MIMO.	62

Chapitre IV

FIGURE IV. 1 LA SALLE PRINCIPALE DU LABO LATAMS	70
FIGURE IV. 2 PHOTOS DES EQUIPEMENTS DE MESURE (A) AGILENT PNA N5227A (67 GHZ) DE LATAMS (B) AGILENT PNA E8364B (50 GHZ) DE LATAMS DEDIE AUX MESURES DE DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT (C) AGILENT VNA 8722ES D'INRS.	71
FIGURE IV. 3 PHOTOS DES CHAMBRES ANECHOÏQUES (A) LA CHAMBRE ANECHOÏQUE DE L'INRS (B) SCANNER SPHERIQUE DE LATAMS (C) SCANNER PLANAIRE DU CHAMP PROCHE DE LATAMS.....	72
FIGURE IV. 4 OUTILS DE FABRICATION (A) MACHINE MECANIQUE ET LASER LPKF PROTOMAT D104 DU LATAMS (B) MACHINE LASER LPKF PROTOLASER S DE L'INRS.....	73
FIGURE IV. 5 GEOMETRIE DE L'ANTENNE CP-MIMO A DEUX PORTS (A) VUE LATERALE (B) VUE DE DESSUS (C) DIMENSION ET EMPLACEMENT DE LA LIGNE D'ALIMENTATIONS AVEC LE Q-CDRA	75
FIGURE IV. 6 PHOTOGRAPHIE DE L'ANTENNE CP-MIMO FABRIQUEE.....	76
FIGURE IV. 7 LES DIFFERENTS CAS PROPOSES DE LA LIGNE D'ALIMENTATION AFIN D'OBTENIR LA CP.	77

Liste des figures et tableaux

FIGURE IV. 8 LES PERFORMANCES DE L'ANTENNE PROPOSEE VERSUS LES DIFFERENTS CAS DE LA LIGNE (A) LES COEFFICIENTS DE REFLEXION (B) L'ISOLATION ENTRE LES ELEMENTS DE L'ANTENNE (C) LE RAPPORT AXIAL.	79
FIGURE IV. 9 DISTRIBUTIONS DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES DU Q-CDRA POUR LE MODE HEM_{11} A 4.5 GHZ (A) CHAMP ELECTRIC (B) CHAMP MAGNETIQUE.....	80
FIGURE IV. 10 DISTRIBUTIONS DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES DU Q-CDRA POUR LE MODE HEM_{12} A 5.5 GHZ (A) CHAMP ELECTRIC (B) CHAMP MAGNETIQUE.....	80
FIGURE IV. 11 LES PARAMETRES S DE L'ANTENNE MIMO A CP (A) COEFFICIENTS DE REFLEXION S_{11}/S_{22} (B) COEFFICIENTS DE COUPLAGE S_{12}/S_{21}	81
FIGURE IV. 12 RAPPORT AXIAL ET GAIN MESURES DE L'ANTENNE MIMO A POLARISATION CIRCULAIRE.	82
FIGURE IV. 13 DISTRIBUTIONS DU CHAMP MAGNETIQUE SUR LA FACE DRA, POUR LES DEUX MODES ; (A) HEM_{11} (4,5 GHZ POUR $T = 0$) (B) HEM_{11} (4,5 GHZ POUR $T = T/4$) (C) HEM_{12} (5,5 GHZ POUR $T = 0$) (D) HEM_{12} (5,5 GHZ POUR $T = T/4$).....	82
FIGURE IV. 14 LE COEFFICIENT D'ENVELOPPE DE CORRELATION PAR L'UTILISATION DES PARAMETRES S ET DIAGRAMMES 3D.	83
FIGURE IV. 15 LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT NORMALISE DE LA RHCP MESURE/SIMULE DU SYSTEME D'ANTENNE MIMO (A) 4,5 GHZ (B) 5,5 GHZ.	84
Chapitre V	
FIGURE V. 1 CROQUIS DU PROTOTYPE CDRA.	90
FIGURE V. 2 DISTRIBUTION DES CHAMPS HEM_{11a} DE L'ANTENNE PROPOSEE (A) LE CHAMP MAGNETIQUE (B) LE CHAMP ELECTRIQUE, ET (C) LE CHAMP ELECTRIQUE DANS LA VUE LATERALE.	91
FIGURE V. 3 COEFFICIENTS DE REFLEXION POUR DIVERSES VALEURS DE LS.	92
FIGURE V. 4 APPROCHE DE LA THEORIE D'IMAGE UTILISEE POUR OBTENIR L'ANTENNE COMPACTE.	92
FIGURE V. 5 DISTRIBUTIONS DE CHAMP AUX MURS ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE A LA FREQUENCE DE RESONANCE 5,5 GHZ (A) LE CHAMP ELECTRIQUE DU H-CDRA. (B) CHAMP MAGNETIQUE DU Q-CDRA.....	93
FIGURE V. 6 COEFFICIENTS DE REFLEXION POUR DIFFERENTES STRUCTURES D'ANTENNE (CDR COMPLET, DEMI-ET QUART).	94
FIGURE V. 7 PERFORMANCES DES ANTENNES SISO. (A), EFFICACITE DE RAYONNEMENT POUR LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'ANTENNE. (B-D), DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT ET POLARISATION CROISEE POUR DIFFERENTES FORMES D'ANTENNE (CDRA, H-CDRA, Q-CDRA) A LA FREQUENCE DE RESONANCE.....	95
FIGURE V. 8 STRUCTURE D'ANTENNE MIMO H-CDR A 2 PORTS. (A) VUE DE DESSUS ET LATERALE DE L'ANTENNE MIMO (B) PHOTOGRAPHIE DE L'ANTENNE FABRIQUEE.	96
FIGURE V. 9 LES COEFFICIENTS DE REFLEXION (S_{11}) MESURES ET SIMULES DU MIMO A DEUX PORTS.	97
FIGURE V. 10 LES COEFFICIENTS DE COUPLAGE (S_{12}) MESURES ET SIMULES DU MIMO A DEUX PORTS.	97
FIGURE V. 11 STRUCTURES D'ANTENNE MIMO Q-CDR A 4 PORTS. (A) UNE VUE DE DESSUS DE L'ANTENNE MIMO A 4 PORTS. (B) ZOOM DE L'ELEMENT DE L'ANTENNE. (C) LA CONCEPTION DE L'ANTENNE MIMO 3D A 4 PORTS. (D) PROTOTYPE FABRIQUE.....	98

Liste des figures et tableaux

FIGURE V. 12 COEFFICIENTS DE REFLEXION SIMULES ET MESURES (S ₁₁) DU SYSTEME D'ANTENNE MIMO A QUATRE ELEMENTS.	100
FIGURE V. 13 COEFFICIENTS DE COUPLAGE (S ₁₂) SIMULES ET MESURES ENTRE DES ELEMENTS D'ANTENNE PARALLELES	100
FIGURE V. 14 COEFFICIENTS DE COUPLAGE (S ₁₂) SIMULES ET MESURES POUR LES ELEMENTS D'ANTENNE ORTHOGONAUX.....	101
FIGURE V. 15 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT NORMALISE A 5,5 GHz (LA MESURE AVEC LA LIGNE POINTILLEE ET LE SIMULE AVEC LA LIGNE CONTINUE) POUR UNE ANTENNE MIMO A 4 PORTS. (A) PLANS E. (B) PLANS H	102
FIGURE V. 16 L'EFFICACITE DE RAYONNEMENT ET GAIN POUR L'ANTENNE MIMO A 4 PORTS.	102
FIGURE V. 17 COEFFICIENTS D'ENVELOPPE DE CORRELATION MESURES POUR LES ELEMENTS PARALLELES DE L'ANTENNE (ECC ANT1-ANT3, ECC ANT2-ANT4 POUR LE MIMO A 4 PORTS ET ECC ANT1-ANT2 POUR LE MIMO A 2 PORTS).	103
FIGURE V. 18 COEFFICIENTS D'ENVELOPPE DE CORRELATION MESURES POUR L'ANTENNE MIMO A 4 PORTS (ELEMENTS D'ANTENNE ORTHOGONAUX : ECC ANT1-ANT2, ECC ANT1-ANT4, ECC ANT2-ANT3 ET ECC ANT3-ANT4).....	104
FIGURE V. 19 COEFFICIENT D'ENVELOPPE DE CORRELATION ET GAIN DE DIVERSITE POUR L'ANTENNE MIMO A 4 PORTS.	104
FIGURE V. 20 GAIN EFFECTIF MOYEN DE L'ANTENNE MIMO A 4 PORTS.	105
FIGURE V. 21 DE L'ANTENNE MIMO A 4 PORTS.	106
FIGURE V. 22 CCL MESURE POUR LES ANTENNES MIMO A 2 ET A 4 PORTS	107

Liste des tableaux

Chapitre II

TABEAU II. 1 PARAMETRES DE CONCEPTION D'ANTENNE	28
--	----

Chapitre III

TABEAU III. 2 AVANTAGE ET INCONVENIENT DES METHODES D'ISOLEMENT	56
TABEAU III. 3 L'INFLUENCE DE LA POSITION DE SONDE COAXIALE SUR LA BANDE PASSANTE	60

Chapitre IV

TABEAU IV. 1 LES VALEURS OPTIMALES DES PARAMETRES DE L'ANTENNE PROPOSEE	76
TABEAU IV. 2 COMPARAISONS DES PERFORMANCES DE L'ANTENNE PROPOSEE PAR RAPPORT AU CAS ETUDIES.	79
TABEAU IV. 3 COMPARAISON ENTRE LES ECC A L'AIDE DE MODELES 3D ET DE PARAMETRES S.....	84

Chapitre V

TABEAU V. 1 PARAMETRES OPTIMAUX POUR LES ANTENNES MIMO	99
---	----

Liste des figures et tableaux

TABLEAU V. 2 ECC OBTENU EN UTILISANT LES PARAMETRES S COMPAREE PAR CELLE OBTENUE PAR LES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT 3D.....	105
TABLEAU V. 3 COMPARAISON DE PLUSIEURS ANTENNES MIMO RECENTES.....	107



Chapitre 01

Introduction générale



I.1 Introduction sur la technologie MIMO

Le besoin continu d'augmenter les débits de transfert de données sans fil pousse le secteur des communications sans fil à améliorer les réseaux existants et à mettre en œuvre de meilleures alternatives aux futurs besoins. L'arrivée au système de troisième génération (3 G) au XXI^e siècle a contribué à une augmentation des débits de données à plusieurs mégabits par seconde. Les réseaux de quatrième génération (4 G) lancés il y a quelques années offrent des vitesses beaucoup plus élevées pour une grande variété d'installations téléphoniques, y compris l'accès mobile à large bande, l'IP, la télévision mobile, etc. L'infrastructure 4 G possède des vitesses de données maximales allant jusqu'à 1 gigabit par seconde [1-3]. D'ici 2030, le nombre d'appareils cellulaires augmentera considérablement et l'on s'attend à ce que 75 % de la population mondiale possède un téléphone intelligent et 60 % d'entre eux soient connectés à Internet [4].

Cependant, la capacité des réseaux sans fil traditionnels est limitée par la disponibilité de la bande passante et de la puissance de transmission [5]. Par conséquent, de nouvelles stratégies sont également très nécessaires pour augmenter les vitesses de données et renforcer l'efficacité des connexions.

Aujourd'hui, la technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) augmentera efficacement la capacité et la fiabilité des communications sans fil. Les conceptions d'antennes MIMO ont suffisamment évolué pour devenir une approche de plus en plus populaire dans les réseaux de communication sans fil actuels et futurs, afin d'exploiter des vitesses de données élevées et d'assurer des communications stables et une couverture efficace. La notion MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) a été introduite pour la première fois dans les années 1990 [6]. Depuis lors, ce type de système a fait l'objet de plusieurs recherches dans le monde entier [7-11]. La technologie MIMO a été adoptée dans des protocoles haut débit sans fil tels que IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac, HSPA+, WiMax (Worldwide Interoperability For Microwave Access) et LTE (Long-Term-Evolution) [12] en tant qu'un booster d'efficacité physique pour les communications sans fil. Par exemple, jusqu'à huit antennes sur les stations de base et terminales sont disponibles par la norme LTE [13]. Les exemples de la station de base cellulaire et du point d'accès Wi-Fi (Wireless Fidelity) avec différentes antennes sont illustrés sur la figure I.1.



(a)



(b)

Figure I. 1 Exemple de la technologie MIMO utilisée dans notre vie quotidienne. (a) Une tour de station de base cellulaire avec plusieurs antennes. (b) Un routeur sans fil Linksys avec plusieurs antennes

L'idée de base de la technologie MIMO est fondée sur la diversité et le multiplexage spatial qui sont les principaux avantages des systèmes MIMO. Lorsque plusieurs antennes sont utilisées et correctement séparées au niveau du récepteur, la probabilité que les signaux subissent le même évanouissement par multitrajets en même temps est considérablement réduite, ainsi que le rapport signal sur bruit (en anglais, Signal to Noise Ratio : SNR) du système est amélioré grâce à la formation de faisceau en concentrant l'énergie de rayonnement de l'antenne dans une direction. Par conséquent, le récepteur reçoit différentes copies du signal, ce qui produit un gain appelé gain de diversité qui provient de plusieurs antennes [14]. Conséquence inévitable, la technologie MIMO améliore la capacité de transmission de données grâce au multiplexage spatial.

Les signaux originaux sont récupérés par plusieurs techniques de traitement du signal. Il a été démontré que la sélection de l'antenne avec le signal le plus fort au niveau du récepteur à chaque instant réduisait l'effet négatif de l'évanouissement à trajets multiples sur le signal global reçu au fil du temps. C'est ainsi qu'est née la technique de combinaison par sélection (en anglais, Selection Combination : SC). À la fin des années 1960, le choix des méthodes de combinaison de signaux linéaires a été élargi pour inclure la combinaison à rapport maximal (en anglais, Maximal Ratio Combination : MRC) et la combinaison à gain équivalent (en anglais, Equal Gain Combination : EGC) [15], qui améliorent encore le niveau moyen du signal reçu.

En général, les systèmes MIMO offrent les principaux avantages suivants par rapport aux systèmes à antenne unique, en utilisant le domaine spatial du canal sans fil :

- Augmentation de la capacité du canal,
- Puissance d'émission réduite,
- Gain de lien plus élevé,

- Débit de données plus rapide,
- Meilleure fiabilité,
- Amélioration du débit du réseau,
- Amélioration de la couverture sans nécessiter de bande passante supplémentaire.

En raison de ces avantages significatifs en termes d'efficacité spectrale par rapport aux systèmes SISO (Single-Input Single-Output) traditionnels, la technologie MIMO est devenue une technique incontournable de nombreuse norme de communication sans fil, telle que WLAN (Wireless Local Area Network), 4 G LTE, WiMax et 5 G.

I.2 Défis d'implémentation des systèmes MIMO

Plusieurs facteurs dans la mise en œuvre physique peuvent affecter les performances d'un système MIMO. Ceci est particulièrement évident dans les intégrations de nombreux éléments rayonnants embarqués comme dans le cas des terminaux mobiles. La raison derrière ces limitations dans la conception des standards MIMO est due à l'espace physique limité.

I.2.1 Limitations physiques

Les limitations physiques de la bande passante de l'antenne sont des défis majeurs pour la conception des antennes denses. D'après l'étude effectuée par Mr. CHU [16], le facteur Q de l'antenne augmente considérablement avec la diminution de son volume électrique. Selon [17], la largeur de bande d'une antenne est inversement proportionnelle à son facteur Q . Plus la taille électrique de l'antenne est petite, plus son facteur Q est élevé et plus la bande passante de l'antenne est étroite. C'est la limite critique pour les antennes intégrées. En plus de la bande passante des antennes, l'efficacité du rayonnement d'antenne diminue souvent physiquement. Dans [18,19], les auteurs ont montré que l'efficacité de rayonnement des petites antennes diminue souvent avec leur taille électrique, ce qui rend difficile le développement des antennes à taille réduite.

Par conséquent, on conclut qu'en raison des limitations physiques de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement, la conception d'antennes compactes sans les réductions de performances est difficile à réaliser. Malheureusement, de nombreuses conceptions de produits progressent vers la réduction de taille, comme le démontrent les smartphones et les appareils portables intégrés. Cela conduit à un autre problème qui est le couplage mutuel entre les ports.

I.2.2 Couplage mutuel

L'effet de couplage mutuel est une autre contrainte lors de la mise en œuvre d'un système MIMO. Cet effet est inversement proportionnel à la distance entre les éléments rayonnants, comme il est démontré dans la référence [20]. Lorsque plusieurs antennes sont étroitement espacées, les ondes électromagnétiques rayonnées par une antenne pourraient induire du courant et des tensions au niveau des antennes voisines, ce qui dégrade le gain et l'efficacité de l'antenne [21]. La charge de l'antenne peut également modifier le diagramme de rayonnement et introduire des lobes secondaires indésirables [22]. Par conséquent, cela introduit des impédances mutuelles et donc des matrices d'impédance couplées qui compliquent encore la conception d'un réseau d'adaptation efficace, et provoquera une corrélation plus élevée entre les canaux ce qui correspond directement à la réduction de la capacité du système MIMO [8].

De nombreuses méthodes pour maximiser l'isolation et surmonter l'effet de couplage ont été publiées dans la littérature. Ces approches comprennent l'architecture du réseau de découplage/adaptation multiport [23], la modification du plan de masse (des structures de plan de masse défectueuses) [24], en utilisant des structures de la bande interdite électromagnétique (en anglais, Electromagnetic bandgap : EBG) [25], insertion de radiateurs parasites entre les antennes [26], les lignes de neutralisation [27], l'utilisation des diodes [28], ou placer des parois de blindage entre les antennes [29-31].

I.3 Les antennes MIMO

Il est évident d'après ce qui précède que l'antenne MIMO devrait avoir plusieurs ports, et qu'ils seraient bien isolés et adaptés. Pour réduire l'espace occupé par la structure MIMO, plusieurs chercheurs suggèrent des antennes MIMO avec plusieurs radiateurs étroitement dispersés et se concentrent sur la manipulation des éléments d'antenne et la géométrie du plan de masse pour réduire le couplage mutuel [32, 33, 34].

Les antennes à résonateur diélectrique (en anglais, Dielectric Resonator Antenna : DRA) ont aujourd'hui attiré une grande popularité en raison de leurs diverses caractéristiques telles que ; efficacité de rayonnement élevée, absence des pertes ohmiques, souplesse d'excitation, etc. [35]. En conséquence, les antennes imprimées sont remplacées par les DRA dans certaines applications de réseau sans fil. Dans les recherches qui utilisent le phénomène de diversité [36–43], il y a très peu d'articles basés sur les DRA.

Dans [36], une antenne à résonateur diélectrique de forme rectangulaire a été excitée par une ligne coplanaire (en anglais, Coplanar Waveguide : CPW). Dans cette étude, les modes orthogonaux ont été stimulés pour renforcer l'isolation entre les ports en choisissant les modes pairs et impairs de la structure. Dans [37], une antenne DR, à double port et à double polarisation, a été présentée. Pour exciter cette dernière, deux ouvertures positionnées orthogonalement ont été gravées sur le plan de masse (en anglais, Ground : GND). Une isolation élevée de 35 dB a été accomplie lors de l'excitation de deux modes orthogonaux. Une autre antenne MIMO à résonateur diélectrique de forme cylindrique, qui fonctionne dans les bandes WLAN 2,4 et 5,8 GHz, a été proposée dans la référence [38].

Un résonateur de forme anneau à double ports couvrant la bande entre 3,3 et 7,65 GHz a été introduit dans [39]. Cette conception a pris en charge la diversité de diagramme de rayonnement bidirectionnel. Cette diversité a été réalisée grâce à l'utilisation de fentes de rayonnement autonomes. En conséquence, les ports d'antenne avaient une isolation de plus de 20 dB.

Dans [40], une antenne MIMO basée sur un DR à double polarisation a été suggérée, avec un isolement de 35 dB. La diversité a été accomplie par l'excitation des composants de champ verticaux et horizontaux du résonateur. Une autre structure d'antenne avec deux ports a été introduite avec une bande passante de 3.78–4.07 GHz [41]. La diversité de polarisation a été obtenue en excitant deux modes d'excitation orthogonaux (TM_{01} et TE_{01}).

D'après [42], un MIMO CDRA avec deux ports a été présenté dans le contexte de l'amélioration de la diversité. L'antenne proposée consiste en un résonateur cylindrique alimenté par un anneau imprimé. De plus, une fente étroite a été utilisée pour augmenter l'isolation et pour obtenir une diversité de diagramme bidirectionnelle. Un CDRA bi-bande (1,71–1,88 GHz et 2,4–2,48 GHz) a été discuté dans [43]. Deux différents mécanismes (alimentation par ligne microstrip et alimentation par fente) ont été utilisées pour exciter les deux ports de résonateur. Cette technique permet une grande efficacité d'isolation entre les deux ports.

I.4 Objectifs de la thèse

L'objectif principal de cette thèse est l'étude, la conception et la fabrication de nouveaux systèmes multiantennaires pour des applications multi-input multi-output (MIMO). Dans ce cadre, l'accent est mis sur la recherche des antennes compactes à base des résonateurs diélectriques dédiées aux standards MIMO, en assurant de meilleures

performances de l'antenne et en luttant contre le couplage entre les ports. On se concentre sur la réponse aux questions suivantes :

- Est-il possible de concevoir une antenne MIMO avec un taux de réduction de plus de 70% de ses éléments rayonnants (résonateurs diélectriques cylindriques) sans perte de performances et de propriétés de base?
- Est-il possible de réduire le couplage mutuel et d'obtenir une diversité spatiale en utilisant des murs électriques placés sur chaque éléments rayonnants d'une antenne MIMO?
- Peut-on obtenir une polarisation circulaire à l'intérieure d'un résonateur diélectrique en utilisant une seule point d'excitation ?

I.5 Organisation de la thèse

L'organisation de cette thèse est comme suit ;

Le chapitre II donne un aperçu sur la théorie des antennes à résonateur diélectrique, leurs caractéristiques, les différents modes d'excitation (TE, TM, HEM), les mécanismes d'alimentation ainsi que leurs facteurs Q. Ensuite, une brève description sur les techniques utilisées afin d'élargir la bande passante sera présentée. Finalement, cette étude théorique permet de concevoir une antenne DR reconfigurable pour les systèmes WLAN et WiMax.

Le chapitre III présente une description sur les systèmes d'antennes MIMO. De plus, la technique de multiplexage et la diversité spatiales ont été abordées en citant leurs avantages y compris l'amélioration de la capacité des canaux, l'augmentation de la diversité. Ensuite, un aperçu détaillé sur la diversité d'antenne, les paramètres de diversité, et les techniques de découplage seront discutés. Enfin, une analyse d'une antenne MIMO va être présentée dans le but de clarifier ces concepts.

Le chapitre IV explore les différents équipements utilisés pour réaliser et mesurer les antennes ainsi que les outils de simulation électromagnétique CST et HFSS. Une antenne à résonateur diélectrique à quart cylindrique (Q-CDRA) large bande avec un faible profil et une polarisation circulaire (CP) sera présentée pour les systèmes multiples-sorties multiples entrées (MIMO). L'approche utilisée pour obtenir une antenne à polarisation circulaire, avec un rapport axial de large bande, est réalisée à travers la combinaison de deux techniques, notamment la déformation de la géométrie du CDR et l'utilisation d'une ligne d'alimentation quasi spirale pour exciter deux modes résonants en quadrature de phase (HEM_{11} et HEM_{12}).

Introduction générale

Dans le chapitre V, le concept de réduction de la taille du DRA basé sur la théorie d'image pour l'étude d'une antenne MIMO compacte à faible isolation sera présenté. Tout d'abord, on présentera une structure d'antenne MIMO à demi cylindre (HCDRA) avec deux ports pour les applications WLAN. Ensuite, une nouvelle configuration d'antenne MIMO compacte à 4 ports QCDRA est conçue pour améliorer la diversité. En outre, les performances de diversité d'antenne MIMO à deux et quatre ports seront évaluées.

Enfin, une conclusion générale résume les contributions de cette thèse de doctorat, tire des conclusions et aborde les travaux futurs.

Références

- [1] GESBERT, David, KOUNTOURIS, Marios, HEATH, Robert W., *et al.* Shifting the MIMO paradigm. *IEEE signal processing magazine*, 2007, vol. 24, no 5, p. 36-46.
- [2] 3GPP TR 36.913. Requirements for Further Advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E- UTRA)(LTE- Advanced). 2009.
- [3] RUSEK, Fredrik, PERSSON, Daniel, LAU, Buon Kiong, *et al.* Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE signal processing magazine*, 2012, vol. 30, no 1, p. 40-60.
- [4] Emerging Science and Technology Trends 2016-2045, *Office of the Deputy Assistant Secretary of the Army (Research and Technology)*, Tech. Rep., 04 2016.
- [5] GOLDSMITH, Andrea. *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [6] FOSCHINI, Gerard J. et GANS, Michael J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, 1998, vol. 6, no 3, p. 311-335.
- [7] MIETZNER, Jan, SCHOBER, Robert, LAMPE, Lutz, *et al.* Multiple-antenna techniques for wireless communications-a comprehensive literature survey. *IEEE communications surveys & tutorials*, 2009, vol. 11, no 2, p. 87-105.
- [8] WALLACE, Jon W. et JENSEN, Michael A. Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis. *IEEE transactions on wireless communications*, 2004, vol. 3, no 4, p. 1317-1325.
- [9] DOMIZIOLI, Carlo P. et HUGHES, Brian L. Front-end design for compact MIMO receivers: A communication theory perspective. *IEEE transactions on communications*, 2012, vol. 60, no 10, p. 2938-2949.
- [10] STUBER, Gordon L., BARRY, John R., MCLAUGHLIN, Steven W., *et al.* Broadband MIMO-OFDM wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, 2004, vol. 92, no 2, p. 271-294.
- [11] LARSSON, Erik G., EDFORS, Ove, TUFVESSON, Fredrik, *et al.* Massive MIMO for next generation wireless systems. *IEEE communications magazine*, 2014, vol. 52, no 2, p. 186-195.
- [12] MARZETTA, Thomas L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. *IEEE transactions on wireless communications*, 2010, vol. 9, no 11, p. 3590-3600.
- [13] RUSEK, Fredrik, PERSSON, Daniel, LAU, Buon Kiong, *et al.* Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE signal processing magazine*, 2012, vol. 30, no 1, p. 40-60.
- [14] BEVERAGE, H. H. et PETERSON, H. O. Diversity receiving system of RCA communications, inc., for radiotelegraphy. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1931, vol. 19, no 4, p. 529-561.
- [15] BRENNAN, Donald G. Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IRE*, 1959, vol. 47, no 6, p. 1075-1102.
- [16] CHU, Lan Jen. Physical limitations of omni- directional antennas. *Journal of applied physics*, 1948, vol. 19, no 12, p. 1163-1175.

- [17] YAGHJIAN, Arthur D. et BEST, Steven R. Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2005, vol. 53, no 4, p. 1298-1324.
- [18] CAPEK, Miloslav, EICHLER, Jan, et HAZDRA, Pavel. Evaluating radiation efficiency from characteristic currents. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2014, vol. 9, no 1, p. 10-15.
- [19] KUNDU, Lopamudra, *et al.* Information-Theoretic Limits on MIMO Antennas. 2016.
- [20] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2016.
- [21] VAUGHAN, Rodney et ANDERSEN, J. Bach. *Channels, propagation and antennas for mobile communications*. Iet, 2003.
- [22] WANG, H., FANG, D. G., XI, Y. P., *et al.* On the mutual coupling of the finite microstrip antenna arrays. In : *2007 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. IEEE, 2007. p. 10-14.
- [23] LAU, Buon Kiong, ANDERSEN, Jrgen Bach, KRISTENSSON, Gerhard, *et al.* Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006, vol. 54, no 11, p. 3225-3238.
- [24] AHN, Dal, PARK, J.-S., KIM, C.-S., *et al.* A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 2001, vol. 49, no 1, p. 86-93.
- [25] PYNTTARI, Vesa, MAKINEN, Riku, HEIKKINEN, Jouko, *et al.* Microstrip antenna arrays on thin substrates with electromagnetic band-gap structures. In : *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, 2006. p. 1-5.
- [26] LI, Jian-Feng, CHU, Qing-Xin, et HUANG, Tian-Gui. A compact wideband MIMO antenna with two novel bent slits. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 2011, vol. 60, no 2, p. 482-489.
- [27] WANG, Yan et DU, Zhengwei. A wideband printed dual-antenna system with a novel neutralization line for mobile terminals. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2013, vol. 12, p. 1428-1431.
- [28] PIAZZA, Daniele, KIRSCH, Nicholas J., FORENZA, Antonio, *et al.* Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 2008, vol. 56, no 3, p. 869-881.
- [29] SUWAILAM, Mohammed M. Bait, BOYBAY, Muhammed S., et RAMAHI, Omar M. Single-negative (SNG) metamaterials for mutual coupling reduction in high-profile antennas. In : *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. IEEE, 2009. p. 1-4.
- [30] ZAVOSH, Frank et ABERLE, James T. Infinite phased arrays of cavity-backed patches. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 1994, vol. 42, no 3, p. 390-398.
- [31] SARRAZIN, Julien, MAHÉ, Yann, AVRILLON, Stéphane, *et al.* Four co-located antennas for MIMO systems with a low mutual coupling using mode confinement. In : *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. IEEE, 2008. p. 1-4.
- [32] SOLTANI, Saber et MURCH, Ross D. A compact planar printed MIMO antenna design. *IEEE*

Transactions on Antennas and Propagation, 2015, vol. 63, no 3, p. 1140-1149.

- [33] REN, Jian, HU, Wei, YIN, Yingzeng, *et al.* Compact printed MIMO antenna for UWB applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, p. 1517-1520.
- [34] LIU, Li, CHEUNG, S. W., et YUK, T. I. Compact MIMO antenna for portable devices in UWB applications. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 2013, vol. 61, no 8, p. 4257-4264.
- [35] PETOSA, Aldo. Dielectric resonator antenna handbook, Artech House. *Inc., Norwood, USA*, 2007.
- [36] GAO, Yang, FENG, Zhenghe, et ZHANG, Li. Compact CPW-fed dielectric resonator antenna with dual polarization. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2011, vol. 10, p. 544-547.
- [37] GUO, Yong-Xin et LUK, Kwai-Man. Dual-polarized dielectric resonator antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2003, vol. 51, no 5, p. 1120-1124.
- [38] SHARAWI, Mohammad S., PODILCHAK, Symon K., KHAN, Muhammad U., *et al.* Dual-frequency DRA-based MIMO antenna system for wireless access points. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2017, vol. 11, no 8, p. 1174-1182.
- [39] DAS, Gourab, SHARMA, Anand, et GANGWAR, Ravi Kumar. Wideband self-complementary hybrid ring dielectric resonator antenna for MIMO applications. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2017, vol. 12, no 1, p. 108-114.
- [40] TANG, X.-R., ZHONG, S.-S., KUANG, L.-B., *et al.* Dual-polarised dielectric resonator antenna with high isolation and low cross-polarisation. *Electronics letters*, 2009, vol. 45, no 14, p. 719-720.
- [41] ZOU, Longfang, ABBOTT, Derek, et FUMEAUX, Christophe. Omnidirectional cylindrical dielectric resonator antenna with dual polarization. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, vol. 11, p. 515-518.
- [42] DAS, Gourab, SHARMA, Anand, et GANGWAR, Ravi Kumar. Dielectric resonator-based two-element MIMO antenna system with dual band characteristics. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2017, vol. 12, no 5, p. 734-741.
- [43] SUN, Yu Xiang et LEUNG, Kwok Wa. Dual-band and wideband dual-polarized cylindrical dielectric resonator antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, vol. 12, p. 384-387.



Chapitre II

ANTENNES À RÉSONATEURS DIÉLECTRIQUES CYLINDRIQUES



II.1 Historique des antennes à résonateurs diélectriques

Pendant de nombreuses années, les résonateurs diélectriques (DR : Dielectric Resonator) ont été largement utilisés dans les hyperfréquences, tels que les filtres et les oscillateurs, pour leurs caractéristiques de matériau à faible perte ($\tan \delta \approx 10^{-4}$ ou moins) et leur permittivité relative élevée (constantes diélectriques de $\epsilon_r \approx 20$ à 100). Le facteur de qualité Q d'un DR non chargé est généralement compris entre 50 et 500 ; mais il peut atteindre à 10 000 [1] en raison de ses applications traditionnelles, le DR a été utilisé comme un dispositif de stockage d'énergie plutôt que comme un radiateur. Cependant, le facteur de qualité Q d'un DR peut être réduit de manière significative pour les modes inférieurs, de 10 à 100, lorsque le DR est placé dans un environnement ouvert. Dans cette condition, la puissance est perdue sous forme de champs rayonnés. Cela suggère l'idée d'utiliser un DR comme un élément rayonnant.

Le résonateur diélectrique (DR) est constitué d'un matériau en céramique caractérisé par un volume, une forme définie, une constante diélectrique élevée (>10) et une faible perte. Le concept d'un DR est apparu pour la première fois en 1939, lorsque *Richtmeyer* a mentionné qu'il était possible qu'un DR placé dans l'espace libre soit rayonné en raison des conditions aux limites à l'interface entre le diélectrique et l'air [2].

Par la suite, *Sager* et *Tisi* ont commencé à envisager la possibilité de concevoir une antenne compacte en utilisant un résonateur diélectrique [3].

Van Bladel a présenté une théorie détaillée en 1975 pour évaluer les modes d'un résonateur diélectrique (DR) [4]. Dans cette étude, il a dérivé la théorie générale des champs internes et des champs de rayonnement pour un résonateur diélectrique de forme arbitraire pour des matériaux à constante diélectrique élevée [4, 5].

Long, *McAllister* et *Shen* ont d'abord proposé le concept de l'utilisation du DR comme radiateur en 1983 [6]. Dans ce travail, un DR cylindrique (CDR) a été établi pour fournir un rayonnement efficace dans la direction normale à son plan de masse. Ensuite, des recherches approfondies ont été menées sur l'analyse des formes, les caractéristiques de rayonnement, les schémas d'excitation et les modes de résonance des antennes DR [7-10].

Plusieurs recherches ont été effectuées par différents groupes de recherche, dans la seconde moitié des années 80. *Haneishi* et al. à l'Université Saitama du Japon ont présenté une antenne à DR avec une polarisation circulaire [11]. Ultérieurement, trois groupes de recherche étaient les innovateurs dans ce domaine, notamment le groupe de *Kishk*, *Junker*,

Glisson et Kajfez, le groupe de *Petosa, Ittipiboon, Mongia et Barthia* et celui dirigé par *Luk et Leung*.

Dans les années 90, un réseau d'antennes à résonateur diélectrique a été présenté [12]. Des résonateurs à base des ferrites sont également apparus au cours de cette période [13], ainsi que des antennes fonctionnant dans la bande millimétrique et des antennes à large bande [14].

II.2 Caractéristiques des DRA

Les DRA ont des caractéristiques intéressantes, comme la petite taille, la facilité de fabrication, une efficacité de rayonnement élevée, une bande passante étendue et un faible coût de fabrication. Ainsi, ils sont très prometteurs pour les applications dans les systèmes de communications sans fil. Ces distinctes informations ont mis en évidence les avantages attractifs de DR, à savoir :

- La dimension d'un DRA est proportionnelle à $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}$, où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence de résonance, et ε_r et μ_r est la constante diélectrique et magnétique du matériau, respectivement. Pour les matériaux diélectriques, $\mu_r = 1$, ce qui implique que la dimension principale de DRA est $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$ [15].
- Les DRA peuvent être excités par différents mécanismes d'alimentation, tels que les sondes coaxiales, les lignes microrubans, les fentes, les guides d'ondes, les guides d'ondes intégrés au substrats (SIW).
- La disponibilité de plusieurs matériaux diélectriques, la largeur de bande et les dimensions du DRA sont de meilleures approximations pour répondre aux besoins.
- Différentes conditions aux limites appliquées à l'interface du résonateur diélectrique peuvent réduire ses dimensions globales (théorie d'image).
- Une liberté supplémentaire offerte par la structure 3D du DRA, dont différents modes excités dans un seul volume d'antenne [16]. Chaque mode peut être utilisé pour une application différente, ce qui fait du DRA un candidat rentable pour les systèmes de communication multibande, diversité et entrées multiples sorties-multiples (MIMO). En outre, la distribution de champ orthogonal des modes du DR peut être exploitée pour obtenir une conception de couplage inter-mode faible.

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

- Les DRA offrent plusieurs types de polarisation. Elles peuvent être conçues pour une polarisation linéaire, simple, double ou circulaire.
- Un rayonnement remarquable est fourni par les DRA dans la catégorie des ondes millimétriques (MMW) en raison de l'absence de pertes ohmiques dues aux métallisations [17].

II.3 Géométries du DRA

De nombreuses formes de résonateurs diélectriques, simples à concevoir, ont existé. Les formes conventionnelles sont ; cylindrique [6], rectangulaire [7], l'hémisphérique [8] ... etc. comme le montre la figure II.1.

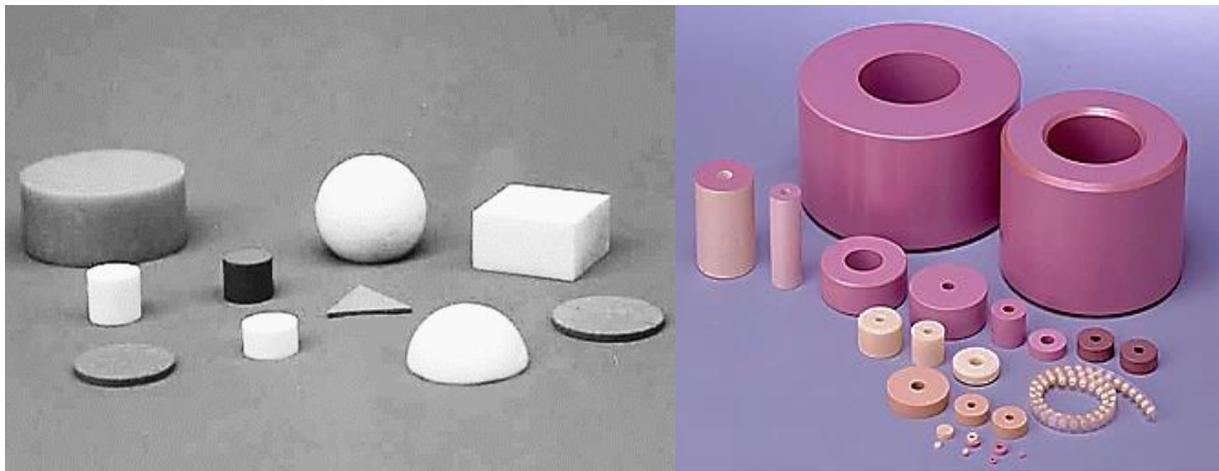


Figure II. 1 Toutes les formes connues des résonateurs diélectriques sur la gauche et les formes cylindriques sur la droite

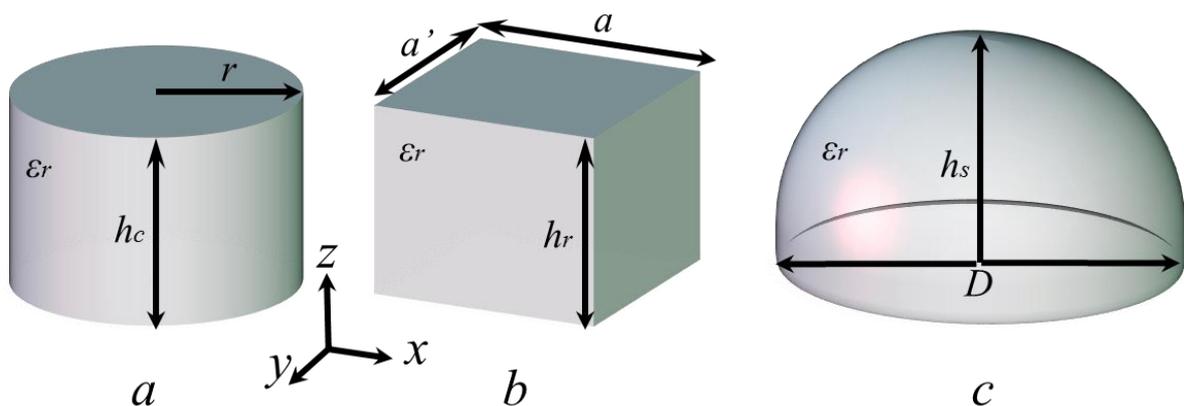


Figure II. 2 Géométries des DRA (a) DRA cylindriques (b) DRA rectangulaire (c) DRA hémisphérique

Les dimensions d'une forme cylindrique, rectangulaire et sphérique peuvent être facilement ajustées pour obtenir la fréquence de résonance désirée. Cependant, on s'intéresse dans notre travail à la forme cylindrique. Le DR hémisphérique est limité en valeur pratique, en raison de la difficulté impliquée lors de sa fabrication et pour le manque de degrés de

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

liberté dans le choix des paramètres de conception. Alors que la forme rectangulaire offre la plus grande flexibilité de conception des trois formes de base, avec trois degrés de liberté (h , a , a'), mais dont l'analyse mathématique sera plus compliquée que les autres formes (figure II.2).

II.4 Antenne à résonateur diélectrique cylindrique (CDRA)

Dans cette section, le résonateur diélectrique cylindrique (CDR) sera adopté pour la conception des antennes. La figure II.3 illustre la géométrie de base d'un résonateur cylindrique et sa carte des champs électromagnétiques dans les différents plans. On va présenter par la suite son principe de fonctionnement, ses trois modes fondamentaux notés $HEM_{11\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $TE_{01\delta}$, la description des mécanismes d'alimentation correspondants, suivis de la distribution du son champ électromagnétiques (EM), et le facteur de qualité Q .

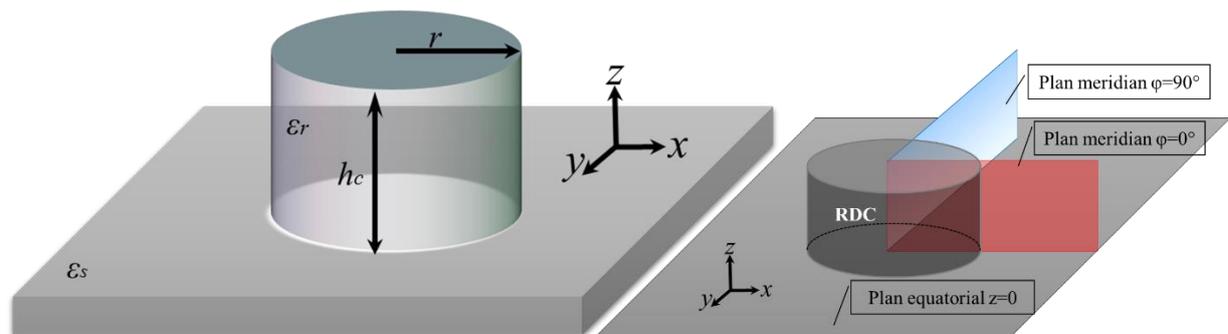


Figure II. 3 Géométrie de l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique avec la carte des champs électromagnétiques.

Le résonateur diélectrique cylindrique représente un candidat approprié pour les applications de diversité, multi-bandes, et/ou MIMO [18,19], dû au nombre important des modes qui peuvent être excités dans un seul élément. Parfois, les performances de ce type de résonateur sont améliorées (augmentation de la bande passante, amélioration du couplage... etc.) en le transformant en forme annulaire [19].

II.4.1 Murs électriques et magnétiques d'un résonateur diélectrique

Généralement, pour analyser un DR isolé les murs électriques et magnétiques sont utilisés comme des conditions aux limites. Le mur électrique est défini comme la surface sur laquelle le champ électrique tangentiel \vec{E} et la composante normale du champ magnétique \vec{H} doivent être nuls ($\hat{n} \times \vec{E} = 0$, et $\hat{n} \cdot \vec{H} = 0$), où \hat{n} représente le vecteur normal par rapport aux surfaces du résonateur. Un conducteur à conductivité finie ($\sigma < \infty$) peut être considéré comme un mur électrique lorsque la profondeur de peau atteint zéro à $\sigma \rightarrow \infty$. [20-21].

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

Le mur magnétique résulte quand le champ magnétique \vec{H} tangential disparaît le long de l'interface entre deux domaines magnétiques $\hat{n} \times \vec{H} = 0$, ainsi que la composante normale du champ électrique de cette surface doit être égale à zéro $\hat{n} \cdot \vec{E} = 0$ [20-21].

II.4.2 Modes de résonances $TE_{mnp+\delta}$, $TM_{mnp+\delta}$, et $HEM_{mnp+\delta}$

Il est possible de classer les modes résonants en trois catégories pouvant être excités à l'intérieur des résonateurs diélectriques cylindriques isolés ; notamment le mode transverse électrique (TE), transverse magnétique (TM) et hybride électromagnétique (HEM) [1,21,22].

On note que pour les modes TE et TM les variations du champ selon φ n'existent pas, on peut dire que les modes sont en symétrie autour de l'axe z (axisymétriques), par contre pour le mode HEM présente des variations azimutales [1,21,22].

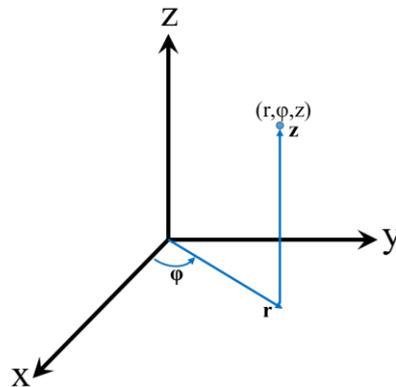


Figure II. 4 Système de coordonnées cylindriques

La configuration spatiale du champ électromagnétique de ces modes est indiquée par trois entiers m, n, et p:

- **m** : un nombre entier qui représente le nombre de variations du champ selon l'angle φ (variation azimutale)
- **n** : un nombre entier qui représente le nombre de variations du champ selon le rayon r (variation radiale)
- **p** : un nombre entier qui représente le nombre de variations du champ selon z (variation longitudinale). Étant donné que ce nombre est peu déterminé par un réel δ ($0 < \delta < 1$), le troisième indice sera exprimé en $p+\delta$.

a. Modes $TE_{mnp+\delta}$

Les modes transverses électriques possèdent trois composantes nulles des champs (Equation II.1).

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

Les champs électromagnétiques peuvent être décomposés par les équations montrées ci-dessous (Equation II.2).

$$\begin{cases} E_r = 0 \\ E_z = 0 \\ H_\varphi = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (II.1)$$

$$\begin{cases} \vec{E} = E_\varphi \cdot \vec{e}_\varphi \\ \vec{H} = H_r \vec{e}_r + H_z \vec{e}_z \end{cases} \dots\dots\dots (II.2)$$

- E_r : la composante radiale de champ électrique
- E_z : la composante axiale de champ électrique
- H_φ : la composante azimutale de champ magnétique

b. Modes $TM_{mnp+\delta}$

La définition des modes transverses magnétiques est mutuelle par rapport au mode précédent, la composante du champ magnétique selon l'axe z est nulle (Equation II.3). Les champs s'expriment par les expressions (Equation II.4) :

$$\begin{cases} H_r = 0 \\ H_z = 0 \\ E_\varphi = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (II.3)$$

$$\begin{cases} \vec{H} = H_\varphi \cdot \vec{e}_\varphi \\ \vec{E} = E_r \vec{e}_r + E_z \vec{e}_z \end{cases} \dots\dots\dots (II.4)$$

- H_r : la composante radiale de champ magnétique
- H_z : la composante axiale de champ magnétique
- E_φ : la composante azimutale de champ électrique

c. Modes $HEM_{mnp+\delta}$

Les modes hybrides électromagnétiques n'ont aucune composante nulle du champ électromagnétique. L'excitation de ce mode se fait entièrement par un couplage électrique ou magnétique.

II.5 Modes fondamentaux d'une CDRA

Dans cette partie, on va détailler les modes fondamentaux d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique. Ensuite, les mécanismes d'excitation de chaque mode et leurs fréquences de résonances ainsi que leurs facteurs de qualités seront étudiés.

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

Les cartes de champ et les mécanismes d'alimentation des modes $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ et $HEM_{11\delta}$ d'un DR cylindrique sont esquissés sur les figures II.5-II.10. Les modes $HEM_{11\delta}$ et $TE_{01\delta}$ ont été largement utilisés pour générer des diagrammes de rayonnement latéraux et omnidirectionnels [1,21-23].

II.5.1 Mode $TE_{01\delta}$

Pour la raison du facteur de qualité très élevé ; le mode $TE_{01\delta}$ est bien adopté dans la conception des filtres et des oscillateurs.

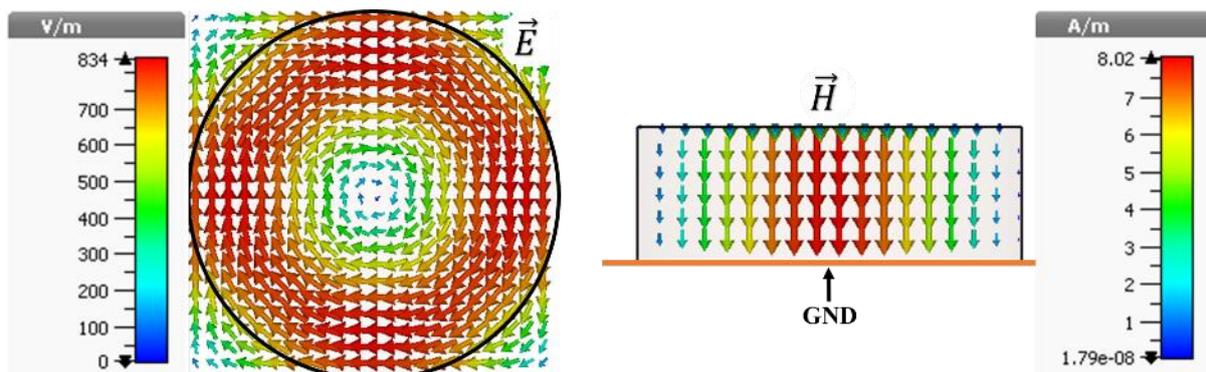


Figure II. 5 Distributions du champ du mode $TE_{01\delta}$

La distribution du champ magnétique du mode $TE_{01\delta}$ ressemble à un dipôle magnétique au centre de DR, le long de l'axe z. La figure II.5 montre la distribution des champs électromagnétiques ; les champs électrique et magnétique sont présentés dans le plan équatorial et le plan méridien, respectivement. Le mode étant axisymétrique, le champ H est alors le même dans chacun des plans méridiens. Le champ électrique présente un minimum au centre du résonateur, alors que le champ magnétique présente un maximum de concentration au centre et des niveaux faibles aux bords du résonateur [21-23].

II.5.1.1 Mécanismes d'excitation du Mode $TE_{01\delta}$

Comme le montre la figure II.6, le couplage au mode $TE_{01\delta}$ est généralement réalisé à travers le champ magnétique ; donc, l'impédance du résonateur et de l'alimentation doit être adaptée à la fréquence de résonance. Premièrement, en plaçant une ligne microruban sur un substrat près de la face d'extrémité du résonateur comme indiquer sur la figure II.6 (a), de sorte que les lignes de champ magnétique soient alignées avec le microruban [21-23].

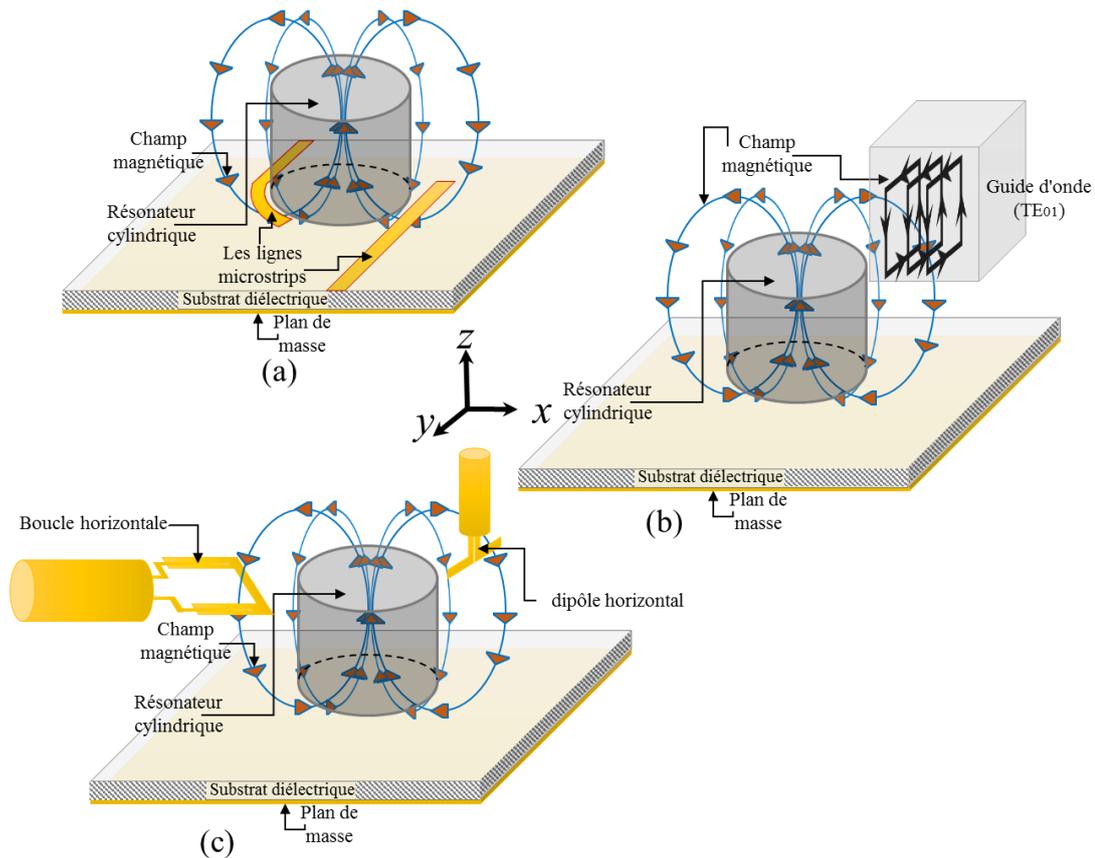


Figure II. 6 Mécanismes d'excitation du mode $TE_{01\delta}$

Ensuite, le couplage à un guide d'ondes fonctionnant en mode TE_{01} peut être accompli en plaçant le résonateur sur son côté à l'intérieur du guide d'ondes, comme illustré dans la figure II.6 (b). Le couplage à ce mode via le champ électrique peut également être obtenu en utilisant un petit dipôle horizontal ou un monopôle courbé ; ou via le champ magnétique à travers une petite boucle de fil horizontale placée dans le plan équatorial comme indiqué sur la figure II.6 (c) [21-23].

II.5.1.2 Fréquence de résonance et facteur de qualité du Mode $TE_{01\delta}$

La fréquence de résonance $f_{r_{TE_{01\delta}}}$ et le facteur de qualité $Q_{TE_{01\delta}}$ du mode transverse électrique sont donnés par les expressions suivantes [21-23] :

$$k_0 = \frac{2\pi f_r}{c} \dots\dots\dots (II.5)$$

- ✓ c : représente la vitesse de la lumière dans le vide (3×10^8 m/s).
- ✓ f_r : la fréquence de résonance.
- ✓ k_0 : nombre d'onde.

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

La fréquence de résonance est calculée par l'équation II.6 en remplaçant $k_0 r_{(cm)}$ par l'équation II.7 :

$$f_r (GHZ) = \frac{30(k_0 r_{(cm)})}{2\pi r_{(cm)}} \dots\dots\dots (II.6)$$

$$k_0 r_{(TE_{01\delta})} = \frac{2.327}{(\epsilon_r + 1)} \left\{ 1 + 0.212 \left(\frac{r}{h_c} \right) - 0.008 \left(\frac{r}{h_c} \right)^2 \right\} \dots\dots\dots (II.7)$$

Le facteur de qualité est donné par l'équation II.8

$$Q_{(TE_{01\delta})} = 0.078192 \epsilon_r^{1.27} \left(1 + 17.31 \left(\frac{h_c}{r} \right) - 21.57 \left(\frac{h_c}{r} \right)^2 + 10.86 \left(\frac{h_c}{r} \right)^3 - 1.98 \left(\frac{h_c}{r} \right)^4 \right) \dots\dots\dots (II.8)$$

- ✓ r : rayon de résonateur diélectrique cylindrique.
- ✓ h_c : hauteur de résonateur diélectrique cylindrique.
- ✓ ϵ_r : permittivité du CDR.

II.5.2 Mode $TM_{01\delta}$

Le mode $TM_{01\delta}$ rayonne comme un monopole électrique. Les champs électromagnétiques sont représentés sur la figure II.7, dans les plans équatorial et méridien pour mode $TM_{01\delta}$.

De ce fait, on observe que le champ magnétique de ce mode est bien maintenu à l'intérieur du résonateur, contrairement au champ électrique qui est relativement fort près des faces supérieure et inférieure du résonateur. Ainsi que, le champ électrique étant solide à l'intérieur de résonateurs le long de l'axe de rotation z [21-23].

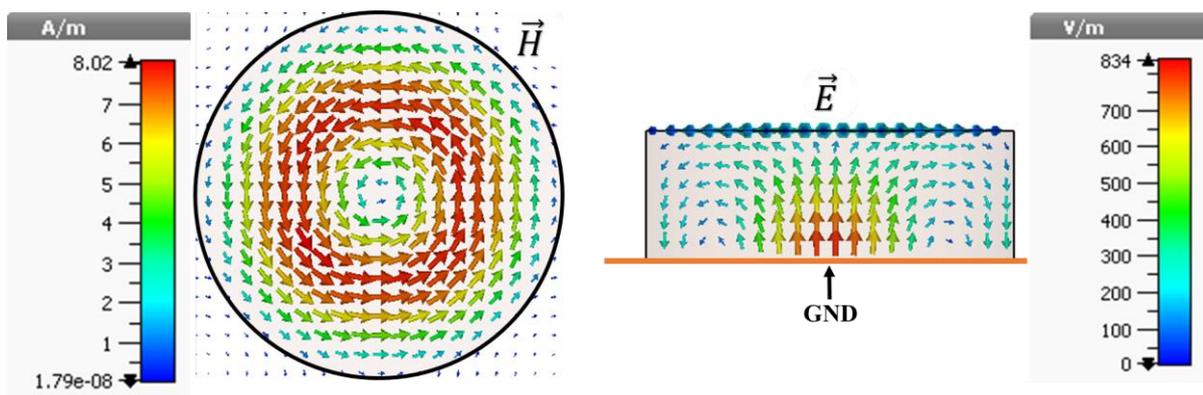


Figure II. 7 Distributions du champ du mode $TM_{01\delta}$

II.5.2.1 Mécanismes d'excitation du Mode $TM_{01\delta}$

Plusieurs méthodes de couplage du mode $TM_{01\delta}$ sont illustrées sur la figure II.8, tel que ; une sonde coaxiale, une fente microruban ou un guide d'ondes coplanaire.

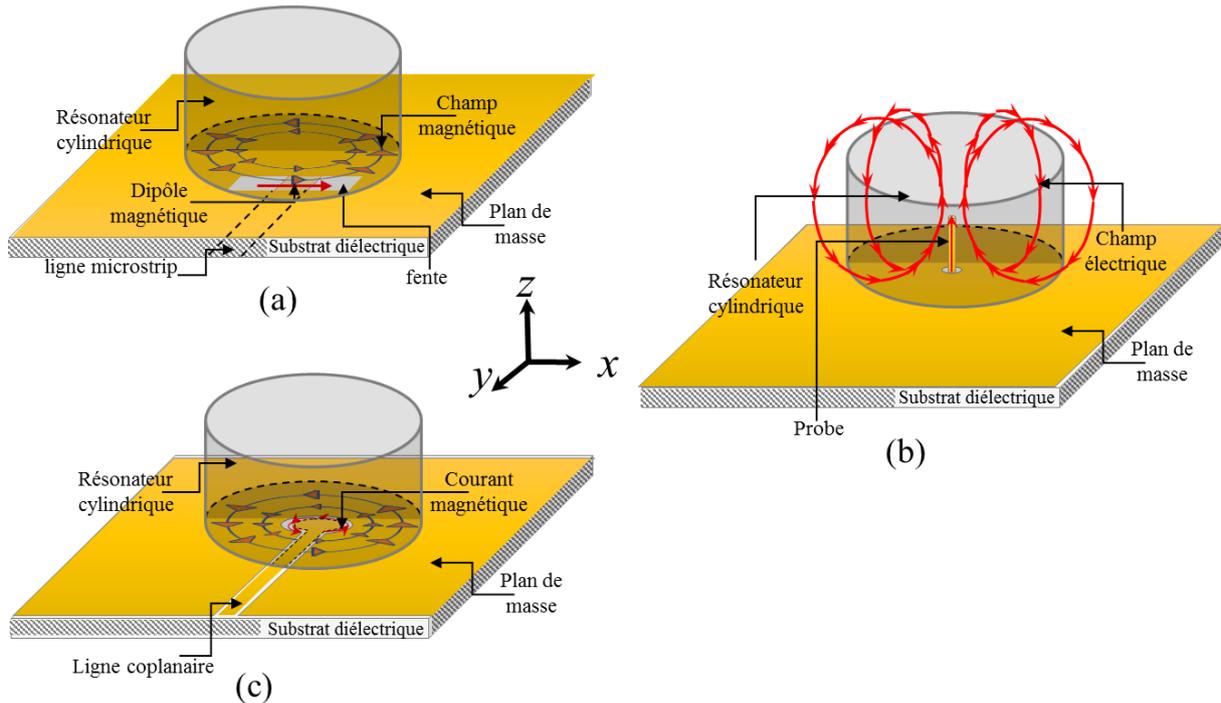


Figure II. 8 Mécanismes d'excitation du mode $TM_{01\delta}$

La première technique consiste à placer une fente micro-ruban équivalente à un dipôle magnétique horizontal près de la périphérie d'où l'intensité du champ magnétique est maximale, figure II.8 (a). Le deuxième mécanisme sert à diriger une sonde coaxiale le long du résonateur selon la répartition du champ électrique, figure II.8 (b). L'avantage d'une sonde, dans ce cas, est qu'elle ne produit aucun couplage entre les autres modes, tant que la sonde est bien alignée avec l'axe du résonateur.

Finalement, l'excitation par le guide d'onde coplanaire comme le montre la figure II.8 (c), peut être obtenue en plaçant une boucle coplanaire au centre du cylindre, car le comportement de couplage du guide d'onde coplanaire est identique à celui de la sonde coaxiale [21-23].

II.5.2.2 Fréquence de résonance et facteur de qualité du Mode $TM_{01\delta}$

La fréquence de résonance $f_{r_{TM_{01\delta}}}$ et le facteur de qualité $Q_{TM_{01\delta}}$ du mode transverse magnétique sont donnés par les expressions suivantes [21-23] :

La fréquence de résonance est obtenue à partir de l'équation II.5 en remplaçant $k_0 r_{(cm)}$ par l'équation II.9 :

$$k_0 r_{(TM_{01\delta})} = \frac{\sqrt{(3.83^2) + \left(\frac{\pi r}{2h_c}\right)^2}}{(\epsilon_r + 2)} \dots \dots \dots (II.9)$$

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

Le facteur de qualité est donné par l'équation II.10

$$Q_{(TM_{01\delta})} = 0.008721\epsilon_r^{0.888413} e^{0.0397475\epsilon_r} \left\{ 1 - \left(0.3 - 0.2 \frac{r}{h_c} \right) \left(\frac{38 - \epsilon_r}{28} \right) \right\} \times \left\{ 9.498186 \left(\frac{r}{h_c} \right) + 2058.33 \left(\frac{r}{h_c} \right)^{4.322261} e^{-3.50099 \left(\frac{r}{h_c} \right)} \right\} \dots \dots \dots (II.10)$$

II.5.3 Mode $HEM_{11\delta}$

Le mode électromagnétique hybride ($HEM_{11\delta}$) rayonne comme un dipôle magnétique horizontal. Ainsi qu'il représente le plus faible facteur Q par rapport aux modes présentés précédemment. Les champs magnétiques et électriques sont montrés dans les plans équatoriaux et méridiens sur la figure II.9.

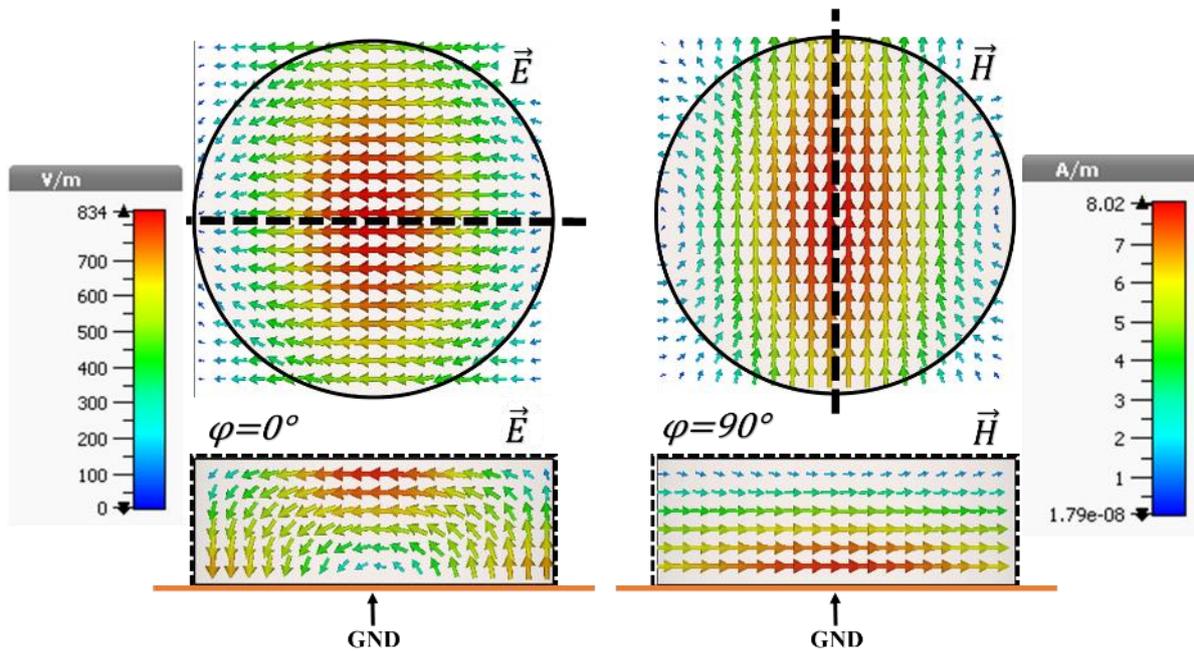


Figure II. 9 Distributions du champ du mode $HEM_{11\delta}$

Les composantes correspondantes au plan équatorial du champ électrique sont toujours nulles, car le champ E a une symétrie impaire par rapport au plan équatorial, et le contraire pour le champ magnétique qui présente une intensité maximale à l'intérieur du résonateur. Les intensités maximales des champs électrique et magnétique se produisent sur les plans méridiens à $\varphi=0$ et $\varphi=90$, respectivement. Par conséquent, le champ magnétique est très faible à l'extérieur de chaque face du résonateur, tandis que le champ électrique y est le plus consistant [21-23].

II.5.3.1 Mécanismes d'excitation du Mode $HEM_{11\delta}$

Comme le montre la figure II.10, l'excitation du mode $HEM_{11\delta}$ est assurée via le champ magnétique et le champ électrique. La première technique consiste à graver une fente équivalente à un dipôle magnétique horizontal placée à la position de l'intensité maximale du champ magnétique au centre du cylindre comme illustré sur la figure II.10 (a). Ce mode peut être excité en exploitant une sonde coaxiale, cette dernière doit être située à l'endroit où l'intensité du champ électrique est maximale pour obtenir un couplage maximum. Selon la distribution de champ de la figure II.10. (b), l'intensité maximale du champ électrique du $HEM_{11\delta}$ est située à la périphérie du cylindre DR ; l'impédance peut être adaptée en optimisant la hauteur et le rayon de la sonde. De plus, la ligne microruban peut être également utilisée pour l'excitation de ce mode. Le point d'alimentation peut être situé sous le DR, ou peut être connecté à une bande d'un conducteur à la périphérie du DR, comme le montre la figure II.10 (c).

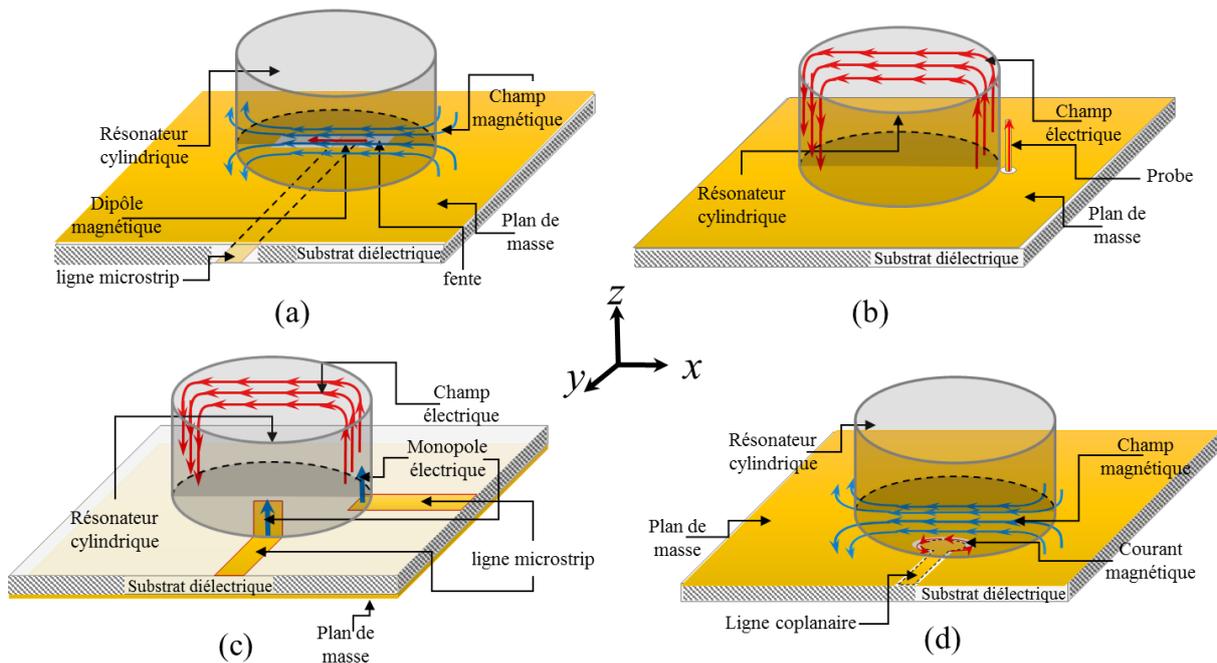


Figure II. 10 Mécanismes d'excitation du mode $HEM_{11\delta}$

Le couplage maximal est obtenu en ajustant la forme et la longueur de la ligne microruban ou en ajoutant un patch parasite. Finalement, un guide d'onde coplanaire est utilisé comme le cas du mode $TM_{01\delta}$, figure II.10 (d), l'excitation peut être obtenue en plaçant la boucle coplanaire au bord du cylindre [21-23].

II.5.3.2 Fréquence de résonance et facteur de qualité du Mode $HEM_{11\delta}$

La fréquence de résonance $f_{r_{HEM_{11\delta}}}$ et le facteur de qualité $Q_{HEM_{11\delta}}$ du mode transverse magnétique sont donnés par les expressions suivantes [21-23] :

La fréquence de résonance est donnée par l'équation II.5 en remplaçant $k_0 r_{(cm)}$ par l'équation II.11 :

$$k_0 r_{(HEM_{11\delta})} = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left\{ 0.27 + 0.36 \left(\frac{r}{2h_c} \right) - 0.02 \left(\frac{r}{2h_c} \right)^2 \right\} \dots \dots \dots (II.11)$$

Le facteur de qualité peut être obtenu à partir de l'équation II.12

$$Q_{(HEM_{11\delta})} = 0.01007 \epsilon_r^{1.3} \left(\frac{r}{h_c} \right) \left\{ 1 + 100 e^{-2.05 \left(\frac{r}{2h_c} - \frac{1}{80} \left(\frac{r}{h_c} \right)^2 \right)} \right\} \dots \dots \dots (II.12)$$

II.6 Miniaturisation des DRA

La miniaturisation des DRA a été toujours une voie très importante et un problème difficile pour les chercheurs.

- ✓ Au début, des matériaux à constante diélectrique élevée ont été utilisés pour la conception des antennes compactes qui résonnent en basses fréquences. Mais cela provoque la diminution de la bande passante [24].
- ✓ La deuxième approche consiste à l'utilisation des murs magnétique et électrique. Premièrement, les plaques métalliques peuvent être placées perpendiculairement au plan de masse. Ces plaques jouent le rôle d'un mur électrique pour certains modes. Deuxièmement, les AMC (conducteur magnétique artificiel) peut fonctionner comme des murs magnétiques. Tam [25] a utilisé ce concept pour obtenir un résonateur diélectrique demi-cylindrique réduit. Une plaque métallique perpendiculaire au plan de masse agit comme un court-circuit pour le champ électrique et permet de retirer la moitié du CDRA. Cette technique est valable lorsque les champs électromagnétiques sont symétriques.

II.7 Techniques d'amélioration de bande passante des DRA

Il existe de nombreuses techniques pour améliorer le fonctionnement les antennes à résonateur diélectrique afin d'obtenir des bandes passantes plus élevées, en utilisant différentes méthodes de fabrication peuvent [26] :

- ✓ Optimisation des dimensions des résonateurs diélectriques ainsi que leurs types d'excitation,
- ✓ Modification de la forme du résonateur diélectrique (les formes elliptiques [28], coniques [27], pyramidales [29], et fractales [30] ... etc.),
- ✓ Intégration des gaps d'air entre le plan de masse et le résonateur diélectrique. [31],
- ✓ Utilisation des résonateurs diélectriques à faible permittivité,
- ✓ Combinaison de différents matériaux diélectriques,
- ✓ Creusement du centre du résonateur diélectrique.
- ✓ Utilisation d'antennes hybrides comprenant l'antenne à résonateur diélectrique et un patch microruban, dite antenne à résonateur diélectrique monopôle chargé.

II.8 Polarisation linéaire et circulaire

La polarisation est définie selon l'orientation du vecteur de champ électrique. Le vecteur de champ électrique est perpendiculaire à la fois à la direction de l'onde progressive et au vecteur de champ magnétique. En général, toutes les ondes électromagnétiques sont polarisées elliptiquement. La figure II.11 montre l'orientation du champ électrique en deux dimensions XY. Le champ total E égale à la somme vectorielle des vecteurs \vec{E}_x et \vec{E}_y . Il existe deux cas particuliers de polarisation elliptique ; la polarisation linéaire (LP) et la polarisation circulaire (CP). Une onde électromagnétique polarisée linéairement est composée d'une seule composante électrique. La polarisation linéaire est en outre subdivisée en deux types ; polarisation verticale (VP), et polarisation horizontale (HP). La polarisation verticale est celle qui se déplace orthogonalement à la surface de la terre et la polarisation horizontale se déplace parallèlement à la surface de la terre [32-33].

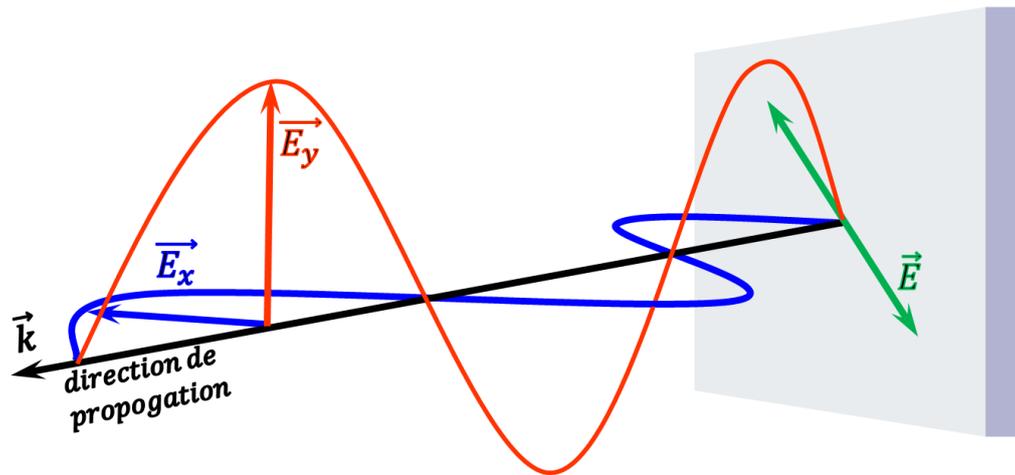


Figure II. 11 Polarisations linéaires d'une onde électromagnétique

La combinaison de deux ondes électromagnétiques à polarisation linéaire orthogonales, ayant la même amplitude et un déphasage de 90° , crée ce qu'on appelle des ondes électromagnétiques à polarisation circulaire. La polarisation circulaire est subdivisée en deux catégories ; la polarisation circulaire de la main droite (RHCP), si le sens du champ électrique tourne dans le sens horaire, et la polarisation circulaire de la main gauche (LHCP), si le sens du champ tourne dans le sens antihoraire. La figure II.12 illustre l'onde électromagnétique à polarisation circulaire [32-33].

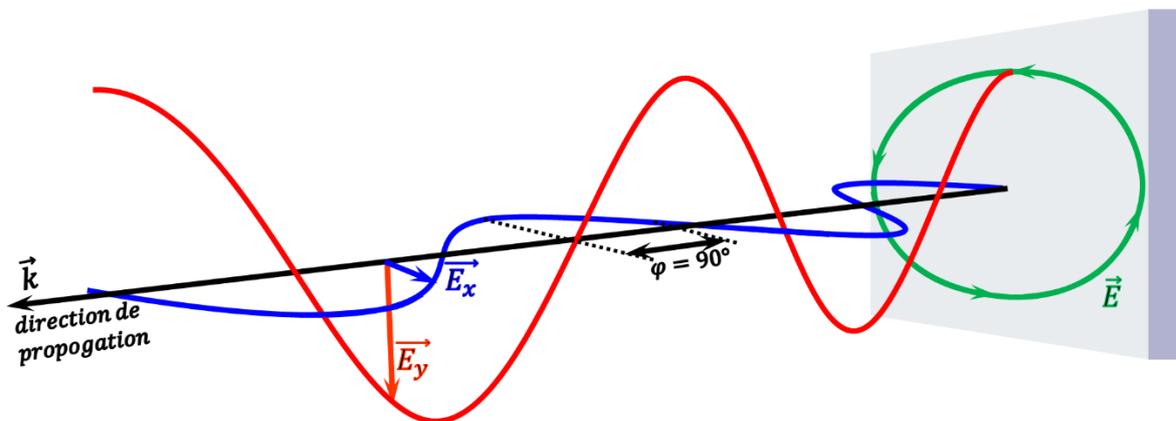


Figure II. 12 Polarisations circulaires d'une onde électromagnétique

On définit le rapport axial (AR) comme étant le rapport de magnitude de deux composantes du champ électrique à polarisation linéaire. Pour avoir une onde polarisée circulairement, le rapport axial doit être inférieur à 3 dB ($10 \log [AR]$) [32-33].

II.9 Antenne à Résonateur Diélectrique Cylindrique Reconfigurable pour les Applications WiMax/WLAN

II.9.1 Objectif

Dans ce travail, on propose une antenne à résonateur diélectrique cylindrique (CDR) excitée avec deux modes différents ($HEM_{11\delta}$ et $TM_{01\delta}$), pour une application en fréquence reconfigurable. Le coefficient de réflexion et les caractéristiques de rayonnement de la structure d'antenne proposée sont calculés en utilisant à la fois le CST et le simulateur de structure haute fréquence Ansoft HFSS.

II.9.2 Conception

L'antenne présentée a considéré un CDRA fonctionnant à la fréquence de l'application WiMax en mode $HEM_{11\delta}$ et à celle de WLAN en mode $TM_{01\delta}$. La configuration géométrique de l'antenne souhaitée est représentée sur la Figure II.13. Un résonateur de forme cylindrique (de permittivité relative $\epsilon_{rd} = 9,8$ (Rogers TMM 10i), de rayon R et d'une hauteur H_D) est monté sur un substrat de type Rogers TMM 6 (avec une permittivité $\epsilon_{rs} = 6$, une tangente de perte de 0,0023, une épaisseur $H_S = 0,762$ mm et occupant une surface totale de $W \times L = 50 \times 50$ mm²) et situé à 5 mm au centre de ce substrat. Le plan de masse est totalement imprimé sur la face inférieure du substrat.

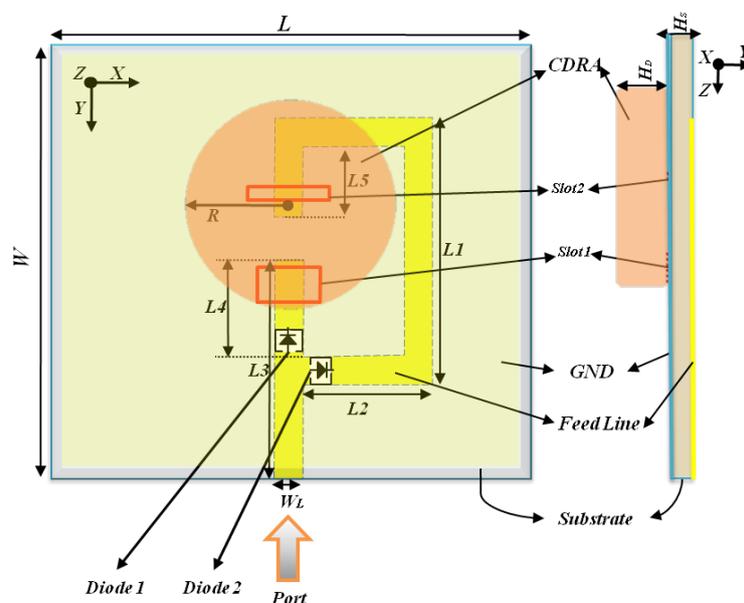


Figure II. 13 DRA cylindrique avec la ligne d'alimentation (sur la gauche) vue d'en haut au niveau du plan XY (à droite) vue de côté en plan YZ.

Antennes à résonateurs diélectriques cylindriques

Le DR cylindrique est excité en utilisant une ligne microruban à partir de deux fentes gravées sur le plan de masse. Deux diodes PIN ont été implantées au niveau de la ligne d'alimentation pour obtenir la reconfigurabilité, comme indiqué sur la figure II.13. La fente de couplage latéral a une longueur de 6,5 mm et une largeur de 4 mm. La deuxième fente a une taille de $8,5 \times 1,3 \text{ mm}^2$. Les paramètres optimaux de l'antenne proposée sont spécifiés dans le Tableau II.1

Tableau II. 1 paramètres de conception d'antenne

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
H_s	0.762	L₂	13.5
W/L	50	L₃	23
H_D	6.35	L₄	10
R	11	L₅	7.25
L₁	28	W_L	3

II.9.2.1 Description de la diode PIN

La diode PIN est un élément essentiel la réalisation de la reconfigurabilité. Dans ce contexte, on a utilisé un modèle pour obtenir des résultats de simulation similaires avec ceux de mesure. Les paramètres S de cette diode ont été mesurés dans un environnement réel entre 1-6 GHz [34]. Cette procédure est effectuée pour les deux cas ; ON (circuit fermé) et OFF (circuit ouvert). La figure II.14 montre la conception schématique de l'antenne CDR intégrée avec deux diodes PIN sous la plateforme du logiciel CST.

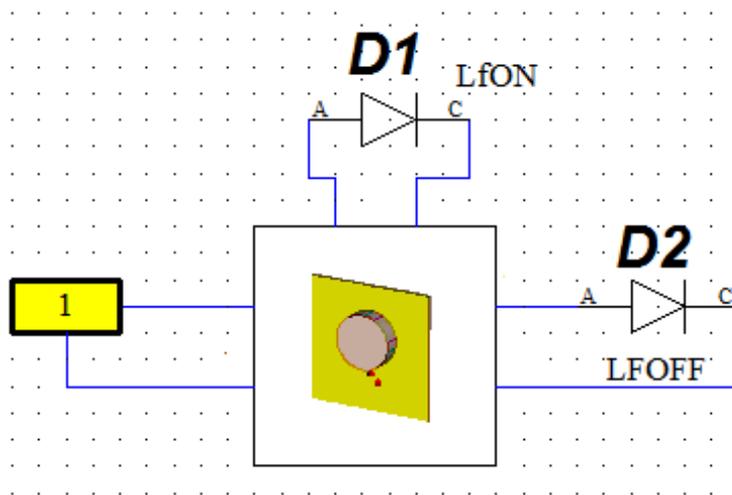


Figure II. 14 Conception schématique du CDRA avec les diodes PIN utilisant CST.

II.9.3 Résultats numériques

Tout d'abord, la structure de l'antenne proposée est analysée à l'aide du simulateur électromagnétique CST (Computer Simulation Technology) basé sur la méthode de la technique d'intégration finie (FIT). Ensuite, les résultats obtenus du CST sont validés en simulant la même structure à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique appelé Ansoft HFSS dans le domaine fréquentiel. Les résultats numériques sont présentés et comparés en termes de coefficients de réflexion S_{11} et de diagrammes de rayonnement. La figure II.15 illustre les performances S_{11} de cette antenne pour les différents états des diodes (passantes ou bloquées). Deux configurations ont été testées. Premièrement, on a mis la première diode à l'état passante (ON), tandis que la deuxième diode est désactivée (D1 & D2 comme indiqué sur la figure II.13) et inversement. La figure II.13 montre que lorsque D1 est activée et D2 désactivée (couplage à travers la fente 1) le coefficient de réflexion de CDRA est inférieur à -33 dB à la fréquence de 5,48 GHz et la largeur de bande est de 5,38-5,6 GHz (pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB). Alors que le coefficient de réflexion obtenu à partir de l'excitation à travers la fente 2 (D2 est activée et D1 désactivée) est inférieur à -36 dB à 3,77 GHz et couvre la bande de fréquence de 3,75 à 3,81 GHz. Avec cette configuration d'antenne, il est déterminé que lorsque on commute l'état des diodes PIN, l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique fonctionne sur deux bandes différentes, y compris la bande WiMax à 3,77 GHz et la bande WLAN à 5,48 GHz.

Les simulations des paramètres S sous les logiciels HFSS et CST sont représentées aux figures II.16 et II.17. La figure II.16 représente les courbes de coefficient de réflexion simulées lorsque D1 est activée et D2 est désactivée. Dans ce cas, la largeur de bande passante de l'antenne couvre le spectre des fréquences comprises entre 5,38-5,77 GHz. La figure II.17 montre les courbes de paramètre S lorsque D2 à l'état ON et D1 à l'état OFF, cela donne une largeur de bande comprise entre 3,78-3,83 GHz, obtenu à partir de la simulation HFSS. Les résultats numériques en termes de coefficients de réflexion pour les deux simulateurs sont quasiment similaires. Cependant, les petites différences entre ces courbes (CST et HFSS) sont dues au modèle simulé par diode. Pour le système HFSS, nous avons simulé la diode PIN avec son modèle RLC, tandis que le modèle CST est extrait de la mesure d'une diode réelle.

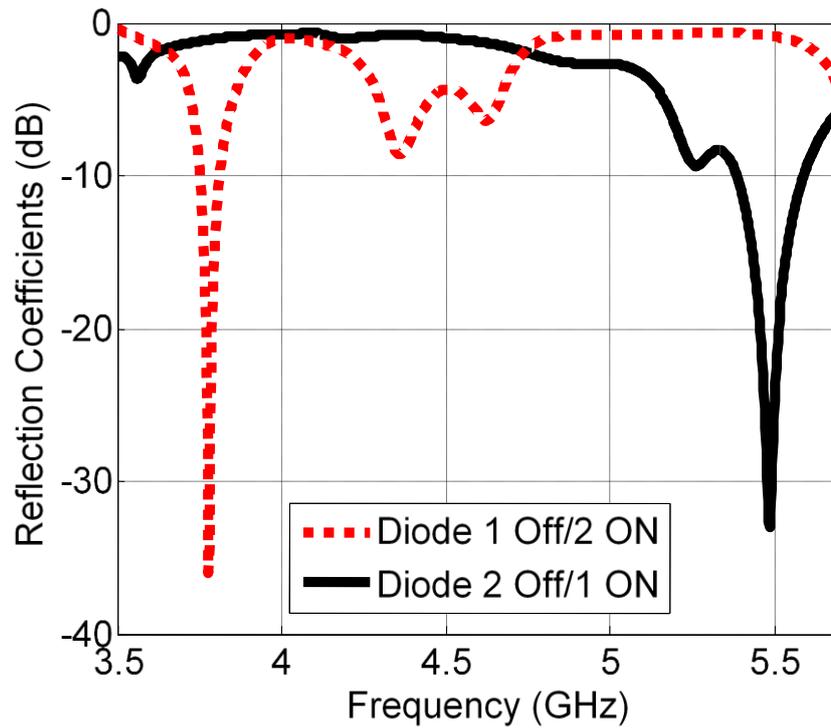


Figure II. 15 Coefficients de réflexion simulés de l'antenne reconfigurable pour différentes configurations

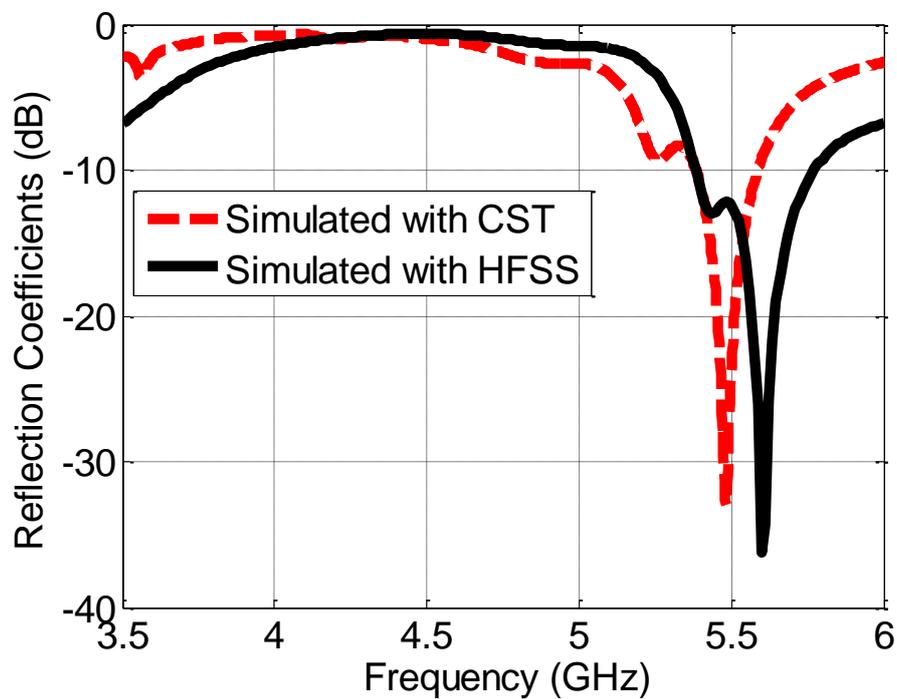


Figure II. 16 Résultats simulés avec CST et HFSS de S_{11} en fonction de la fréquence dans le cas de la diode 1 activée/diode 2 désactivée.

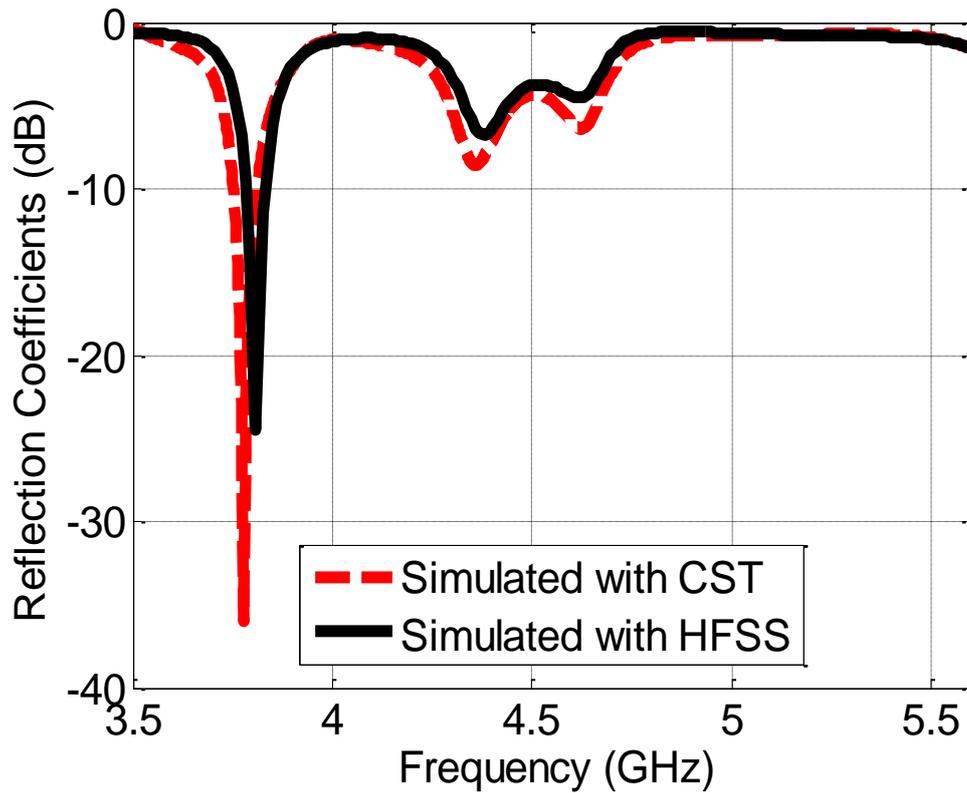
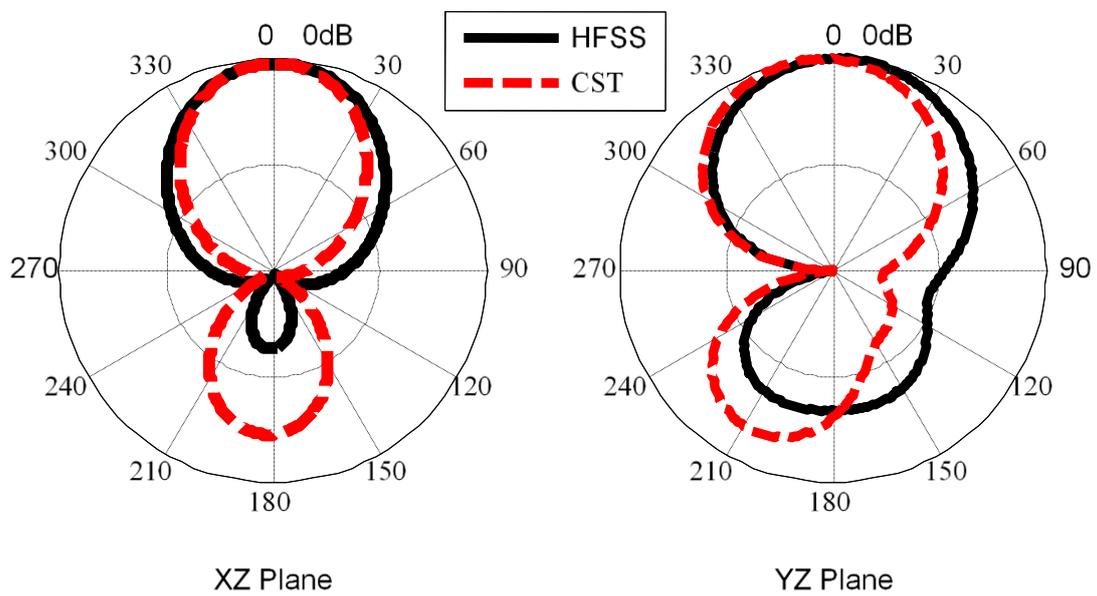
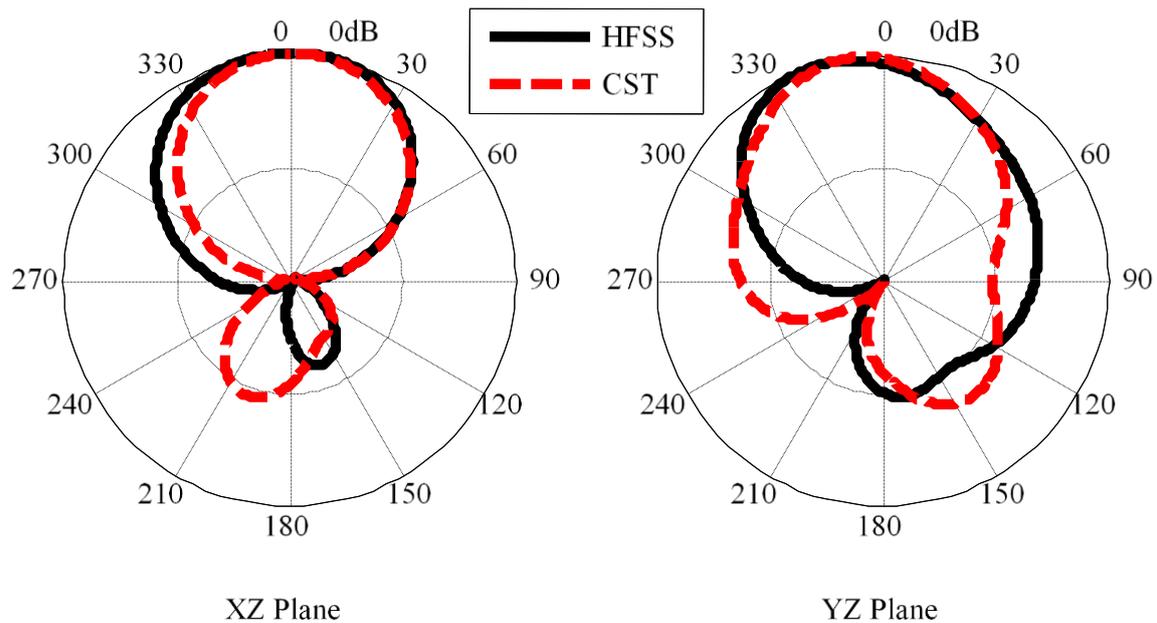


Figure II. 17 Résultats simulés avec CST et HFSS de S_{11} en fonction de la fréquence dans le cas de la diode 2 activée/diode 1 désactivée.



(a)



(b)

Figure II. 18 Diagrammes de rayonnement simulés pour l'antenne proposée avec CST et HFSS (a) 3,77 GHz (b) 5,5 GHz.

Afin d'analyser les caractéristiques de rayonnement de l'antenne proposée, les champs lointains sont étudiés en termes de diagrammes de rayonnement et de gain. Les modèles simulés de l'antenne CDR ont été obtenus de deux logiciels CST et HFSS. Ces courbes sont tracées aux figures II.18 (a) et II.18 (b) pour une antenne excitée à 3,77 GHz et à 5,5 GHz, respectivement. Pour la bande de 3,77 GHz, les plans XZ (plan d'élévation avec $\varphi = 0^\circ$) et le plan YZ (plan d'élévation avec $\varphi = 90^\circ$) sont illustrés à la figure II.18 (a). Le gain maximal à 3,77 GHz atteint 3,8 dB. De même, les diagrammes de rayonnement dans les plans XZ et YZ à la fréquence 5,5 GHz sont illustrés à la figure II.18 (b) avec un gain maximal de 4,43 dB. La légère différence entre les simulations CST et HFSS est principalement produite par les méthodes numériques utilisées pour la simulation.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, les principales notions liées aux antennes à résonateurs diélectriques cylindriques sont étudiées. Tout d'abord, un bref historique, des caractéristiques et des géométries communes de ce type d'antenne ont été introduits.

Ainsi, on a montré les différents modes de résonance d'une antenne CDR (TE, TM et HEM), ainsi que leurs mécanismes d'excitation, leurs fréquences de résonances et leurs facteurs de qualités Q . Par la suite, une brève description sur les techniques de miniaturisation et d'amélioration de la bande passante a été présentée. On a également présenté les différents types de polarisation pour les ondes EM.

Enfin, une première contribution dans ce domaine a été présentée consistant en une antenne à résonateur diélectrique cylindrique, avec une ligne microruban reconfigurable via deux diodes PIN. La structure d'antenne proposée convient aux applications WiMax/WLAN reconfigurables.

Références

- [1] MONGIA, Rajesh K. et BHARTIA, Prakash. Dielectric resonator antennas—A review and general design relations for resonant frequency and bandwidth. *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, 1994, vol. 4, No. 3, pp. 230–247.
- [2] RICHTMYER, R. D. Dielectric resonators. *Journal of Applied Physics*, 1939, vol. 10, No. 6, p. 391–398.
- [3] SAGER, O. et TISI, F. On eigenmodes and forced resonance-modes of dielectric spheres. *Proceedings of the IEEE*, 1968, vol. 56, No. 9, pp. 1593–1594.
- [4] VAN BLADEL, Jean. On the resonances of a dielectric resonator of very high permittivity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1975, vol. 23, No. 2, pp. 199–208.
- [5] VAN BLADEL, Jeant. The excitation of dielectric resonators of very high permittivity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1975, vol. 23, No. 2, pp. 208–217.
- [6] LONG, S., MCALLISTER, Mark, et SHEN, Liang. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1983, vol. 31, No. 3, pp. 406–412.
- [7] MCALLISTER, M. W., LONG, S. Andrew, et CONWAY, G. L. Rectangular dielectric resonator antenna. *Electronics letters*, 1983, vol. 19, No. 6, pp. 218–219.
- [8] MCALLISTER, M. W. et LONG, S. Andrew. Resonant hemispherical dielectric antenna. *Electronics Letters*, 1984, vol. 20, No. 16, pp. 657–659.
- [9] ITTIPIBOON, A., MONGIA, R. Kumar, ANTAR, Y. M. M., *et al.* Aperture fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas. *Electronics Letters*, 1993, vol. 29, No. 23, pp. 2001–2002.
- [10] LEUNG, K. W., LUK, K. M., et YUNG, E. K. N. Spherical cap dielectric resonator antenna using aperture coupling. *Electronics Letters*, 1994, vol. 30, No. 17, pp. 1366–1367.
- [11] HANEISHI, M. et TAKAZAWA, H. Broadband circularly polarised planar array composed of a pair of dielectric resonator antennas. *Electronics Letters*, 1985, vol. 21, No. 10, p. 437–438.
- [12] PETOSA, A., MONGIA, R. K., ITTIPIBOON, A., *et al.* Investigation of various feed structures for linear arrays of dielectric resonator antennas. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*. IEEE, 1995. pp. 1982–1985.
- [13] PETOSA, Aldo. *Ferrite and dielectric antennas for personal communications*. 1995. Thèse de doctorat. Carleton University.
- [14] GUO, Yong-Xin, LUK, Kwai-Man, et LEUNG, Kwok-Wa. Mutual coupling between millimeter-wave dielectric-resonator antennas. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 1999, vol. 47,

No. 11, pp. 2164–2166.

- [15] HUITEMA, Laure et MONÉDIÈRE, Thierry. Dielectric materials for compact dielectric resonator antenna applications. *Dielectric Material*, 2012, vol. 2.
- [16] MESSAOUDENE, Idris, DENIDNI, Tayeb A., et BENGHALIA, Abdelmadjid. CDR antenna with dual-band 1.9/2.7 GHz for MIMO-LTE terminals. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2015, vol. 57, No. 10, pp. 2388–2391.
- [17] LAI, Qinghua, ALMPANIS, Georgios, FUMEAUX, Christophe, *et al.* Comparison of the radiation efficiency for the dielectric resonator antenna and the microstrip antenna at Ka band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, vol. 56, No. 11, pp. 3589–3592.
- [18] HADY, Laila K., KAJFEZ, Darko, et KISHK, Ahmed A. Triple mode use of a single dielectric resonator. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, vol. 57, No. 5, pp. 1328–1335.
- [19] ZOU, Longfang, ABBOTT, Derek, et FUMEAUX, Christophe. Omnidirectional cylindrical dielectric resonator antenna with dual polarization. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, vol. 11, p. 515–518.
- [20] COLLIN, Robert E. Foundations for microwave engineering. *John Wiley & Sons*, 2007.
- [21] K.M., Luk et K.W., Leung. Dielectric Resonator Antennas. *Electronic & Electrical Engineering Research Studies*, 2003.
- [22] KAJFEZ, Darko et GUILLON, P. Dielectric Resonators, Artech House. *Inc.: Norwood, MA, USA*, 1986.
- [23] PETOSA, Aldo. Dielectric resonator antenna handbook, Artech House. *Inc., Norwood, USA*, 2007.
- [24] RAGAD, Hedi. *Étude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF*. 2013. Thèse de doctorat.
- [25] TAM, M. T. K. et MURCH, Ross David. Half volume dielectric resonator antenna designs. *Electronics Letters*, 1997, vol. 33, No. 23, pp. 1914–1916.
- [26] KISHK, A. A. et ANTAR, Y. M. M. Dielectric resonator antennas, from J.L. Volakis: *Antenna Engineering Handbook*, Chapter 17. 2007.
- [27] KISHK, Ahmed A., GLISSON, A. W., et YIN, Yan. Conical dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2001, vol. 29, No. 3, pp. 160–161.
- [28] YANG, Shing-lung Steven, CHAIR, Ricky, KISHK, Ahmed A., *et al.* Study on sequential feeding networks for subarrays of circularly polarized elliptical dielectric resonator antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, vol. 55, No. 2, pp. 321–333.

- [29] CHAIR, R., KISHK, A. A., LEE, K. F., *et al.* Wideband flipped staired pyramid dielectric resonator antennas. *Electronics Letters*, 2004, vol. 40, No. 10, pp. 581–582.
- [30] DHAR, Sayantan, GHATAK, Rowdra, GUPTA, Bhaskar, *et al.* A wideband Minkowski fractal dielectric resonator antenna. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2013, vol. 61, No. 6, pp. 2895–2903.
- [31] COOPER, M., PETOSA, A., ITTIPIBOON, A., *et al.* Investigation of dielectric resonator antennas for L-band communications. In: *1996 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*. IEEE, 1996. pp. 167–170.
- [32] POZAR, David M. Microwave Engineering. *Fourth Editions, University of Massachusetts at Amherst, John Wiley & Sons, Inc*, 2012.
- [33] STUTZMAN, Warren L. *Polarization in electromagnetic systems*. Artech house, 2018.
- [34] BELAZZOUG, Massinissa, AIDEL, Salih, MESSAOUDENE, Idris, *et al.* A reconfigurable cylindrical dielectric resonator antenna for WiMAX/WLAN applications. In: *2016 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT)*. IEEE, 2016. p. 1-4.



Chapitre III

Les systèmes MIMO



III.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la demande pour l'accès mobile à l'information continue de croître, la prochaine génération de technologie sans fil doit fournir d'une manière fiable un débit de données plus élevé et une portée de liaisons plus longue sans bande passante supplémentaire ni puissance de transmission. Par conséquent, la technologie MIMO (entrées multiples et sorties multiples) a révolutionné les communications sans fil, qui utilisent plusieurs antennes au niveau des émetteurs et/ou des récepteurs. Cette technologie attire beaucoup d'attention en raison de la capacité d'améliorer la fiabilité (via la diversité) ou les débits de données (via le multiplexage) [1]. Les systèmes d'antennes multiples sont maintenant utilisés dans les stations de base et ont également reçu une grande attention de recherche dans la conception de téléphones mobiles compacts et les normes sans fil telles que WiFi, WiMax, HSPA + et LTE [2].

Ce chapitre va permettre de donner un aperçu sur les systèmes MIMO et de décrire les deux techniques importantes (multiplexage spatial et diversité spatiale) avec leurs avantages dans un système sans fil performant. Ensuite, on présente les paramètres de performance de diversité et les techniques de découplage.

III.2 Évolution vers les systèmes MIMO

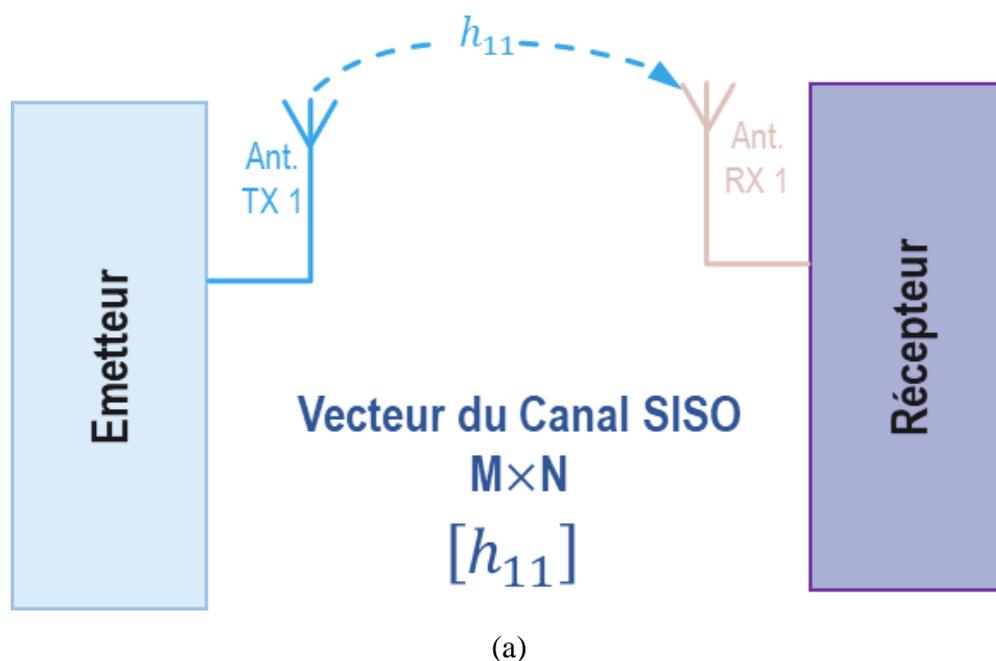
Les systèmes de transmission classiques utilisent généralement un élément d'antenne au niveau de l'émetteur et du récepteur ; cette configuration est appelé système à entrée unique et sortie unique (SISO) comme le montre la figure III.1 (a). Malgré la simplicité de ce système, il est exposé à des risques importants dus à l'évanouissement du signal provoqué par l'effet du multitrajet. Aussi, il est limité par la loi du Shannon-Nyquist [3]. Le débit du système SISO dépend du rapport signal/bruit (SNR) reçu ; les largeurs de bande sont généralement étroites. Cela pose des problèmes dans le côté du récepteur en obtenant un faible débit de données et de faibles niveaux de fiabilité.

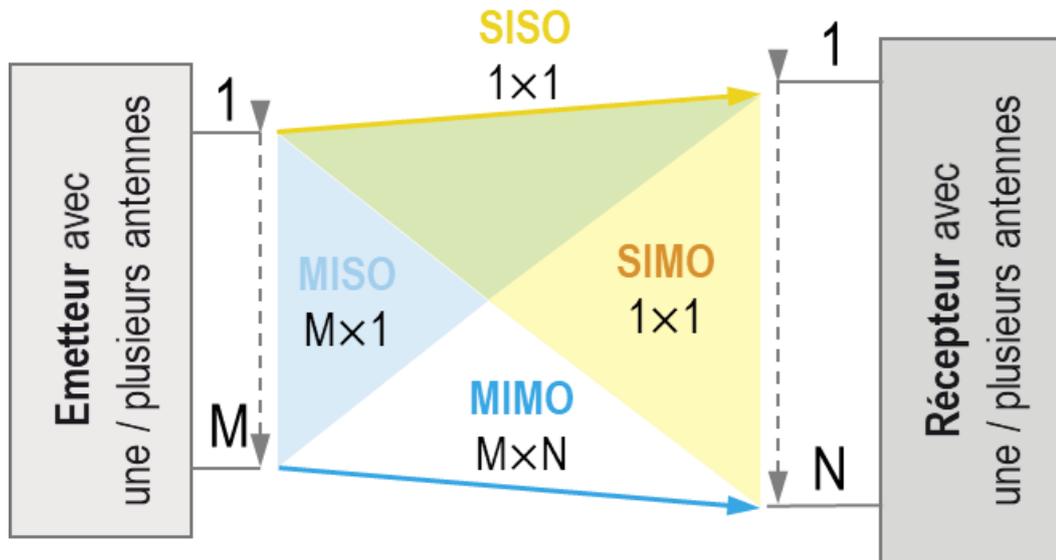
La diversité d'antennes est la méthode efficace pour réduire l'effet de l'évanouissement et améliorer la fiabilité des systèmes sans fil. En 1931, la transition du système SISO vers un système à sortie multiple comme illustré sur la figure III.1 (b) (SIMO : single input multiple output) [4,5], a été implémentée dans de nombreuses applications sans fil [6]. Au début des années 1990, un nouveau type de technologie multi-antenne a été appliqué dans le système portable 2G (GSM) pour améliorer la couverture radio des BTS

Les systèmes MIMO

(stations de base) [7], en utilisant la technique de diversité de transmission pour développer un système à sortie unique et à entrée multiple (MISO).

En fin des années 1990, Fuchini et son groupe de recherche ont utilisé la diversité spatiale pour lutter contre les évanouissements et ont développé une nouvelle méthode d'exploitation des évanouissements et du multiplexage spatial pour améliorer le débit [7] (la diversité spatiale et le multiplexage spatial sont les normes les plus importantes des systèmes MIMO) ; cette technique est appelée MIMO (MIMO : Multiple input multiple output) [7,8]. Après ces réalisations impressionnantes, la technologie MIMO a été adoptée dans diverses applications et normes sans fil commerciales telles que WiMax en 2005, les systèmes mobiles 4G LTE en 2010, en plus les systèmes de cinquième génération (5G). L'émetteur et le récepteur d'un système MIMO ont besoin de plusieurs antennes ; comme le montre la figure III.2, avec M antennes au niveau d l'émetteur et N antennes à la réception. La réponse du canal d'un système MIMO est décrite par une matrice H à $M \times N$ éléments au lieu d'un seul élément dans le cas d'un système SISO. Les paramètres h_{ij} de la figure III.2 représentent les coefficients de transmission complexe du canal unique entre les antennes Tx-Rx.





(b)

Figure III. 1. (a) Système à entrée unique et sortie unique (SISO) et son canal (b) Évolution de SISO à MIMO

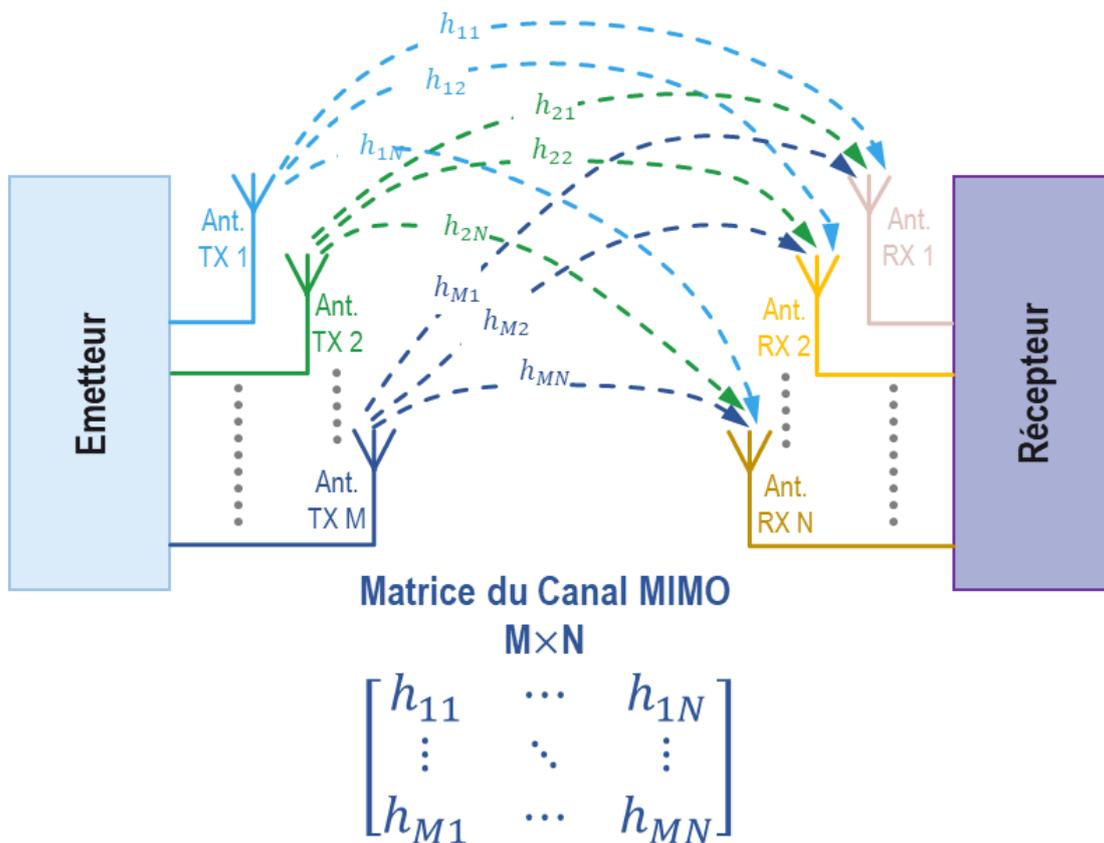


Figure III. 2 Systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) et sa Matrice de canal

III.2.1 Concepts de multiplexage spatial

L'une des technologies MIMO les plus importantes est le multiplexage spatial (SM). Plusieurs avantages du SM sont cités ci-dessous :

- Il permet de transmettre plusieurs flux de données parallèles dans plusieurs canaux de données sur la même bande de fréquence et le même intervalle de temps ; ce qui est l'une des caractéristiques les plus importantes de cette technologie par rapport aux autres techniques (multiplexage par répartition en fréquence (FDM), multiplexage par répartition dans le temps (TDM) et multiplexage par répartition dans code (CDM)).
- Il ne souffre pas d'une augmentation de la bande passante due à l'attribution de plusieurs signaux à des canaux spatiaux indépendants [6].

La figure III.3 illustre le principe de base de SM dans un système MIMO avec 2×2 éléments ; la séquence de bits de données est transformée via un convertisseur série-parallèle (S/P), puis modulée et transmise simultanément à partir de chaque élément d'antenne d'émission. Lorsque les antennes de l'émetteur et du récepteur sont espacées l'une de l'autre, les canaux propagés sont décorrélés. Après démodulation, ils sont récupérés via un convertisseur P/S pour produire le flux de données original.

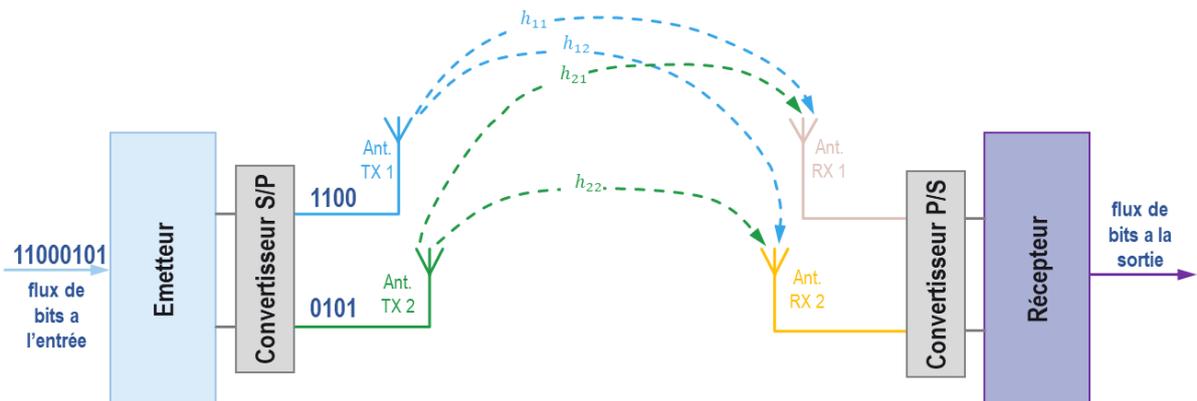


Figure III. 3 Principes de multiplexage spatial dans les système MIMO

Par conséquent, l'augmentation du nombre d'antennes d'émission et de réception augmente la capacité du canal [8, 9]. Pour le cas général de MIMO, le nombre maximal de flux de données, avec le nombre d'éléments émetteurs M , et le nombre d'éléments récepteurs N , est le suivant (Equation III.1):

$$N_{max} = \min(M, N) \dots\dots\dots (III.1)$$

Si l'état du canal est inconnu au niveau de l'émetteur, l'émetteur alimentera toutes les antennes de manière égale et la capacité de canal résultante est la suivante (Equation III.2) [9] :

$$C = \log_2 \det \left[I_N + \frac{\rho}{M} H \cdot H^H \right] [\text{bit/sec/Hz}] \dots\dots\dots (III.2)$$

ρ désigne le rapport signal sur bruit (SNR) moyen à chaque récepteur ; \det est l'opérateur déterminant ; I_N désigne la matrice d'identité et H est la matrice de canal normalisée de taille $M \times N$.

Un critère intéressant pour cette technique est l'utilisation de phénomènes multi-trajets pour augmenter la capacité des canaux. Ceci peut être montré à partir de l'équation (III.3) après application de la décomposition des valeurs propres sur $H.H^H$ et en remplaçant dans l'équation (III.2).

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \det \left[1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i \right] \text{ [Bit/sec/Hz]} \dots\dots\dots (III.3)$$

Où r est le rang de la matrice du canal, λ_i représente la valeur propre positive de la matrice $H.H^H$. À partir de l'équation (III.3) on distingue que la capacité du canal MIMO est la somme de la capacité de r canaux SISO.

III.2.2 Fiabilité des systèmes MIMO

Comme il est expliqué dans la section précédente, la technologie SM MIMO est utilisée pour augmenter la capacité de canal des systèmes sans fil. Le deuxième objectif de la technologie MIMO est d'utiliser des techniques de diversité pour augmenter la fiabilité des systèmes sans fil. La diversité spatiale élimine les évanouissements par trajets multiples en envoyant plusieurs versions du même signal transmis au récepteur via un canal à trajets multiples, comme illustré à la figure III.4. Si ces canaux ne sont pas liés les uns aux autres, la possibilité d'obtenir un évanouissement simultané dans chaque canal est considérablement réduite. Par conséquent, le récepteur peut avoir plus de liberté pour choisir la meilleure qualité du signal reçu dans le cas où l'une des techniques de combinaison de diversité est déployée, ce qui améliorera la fiabilité du système sans fil. Cette amélioration est appelée gain de diversité qui est l'amélioration du SNR reçu en sortie par rapport au SNR résultant d'une seule antenne [10,11]. Le gain de diversité apparent DG est donné comme suit (Equation III.4):

$$DG = \frac{\left(\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} \right)}{\left(\frac{\gamma_s}{\Gamma} \right)_M} \Bigg|_{P(\gamma_c)} \dots\dots\dots (III.4)$$

Où γ_c et γ_s sont des SNR instantanés dans les signaux combinés à une seule branche, respectivement, Γ_c et Γ sont des SNR moyens et la probabilité typique $P(\gamma_c)$ est généralement de 0,01 (fiabilité de 0,99).

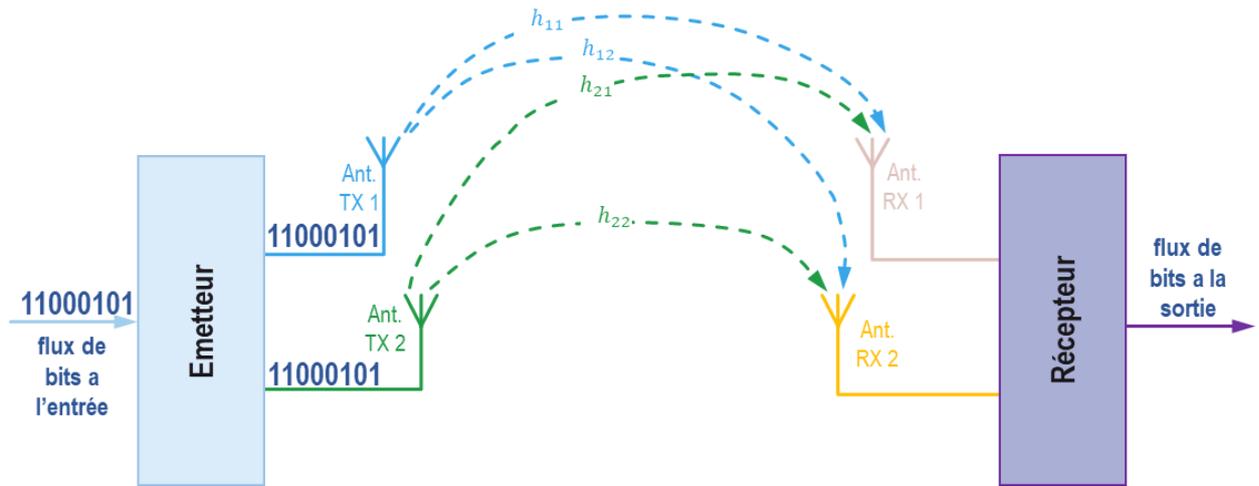


Figure III. 4 Diversité spatiale dans les systèmes MIMO.

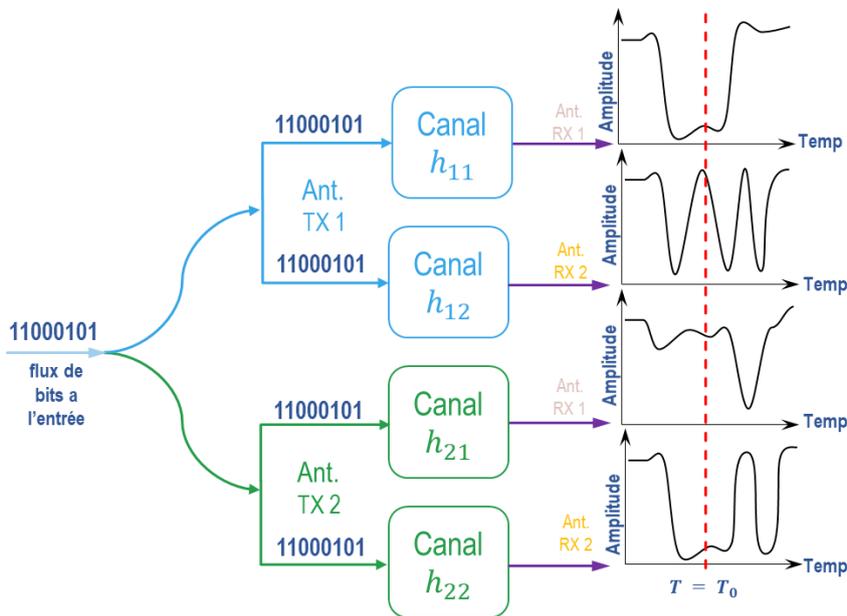


Figure III. 5 Principe de diversité spatiale dans un canal MIMO.

Le signal reçu du canal à multi trajets avec NLOS (no line of sight) est suivi de la fonction de distribution Rayleigh donnée par la relation suivante (Equation III.5):

$$P(\gamma \leq \gamma_s) = \left[1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right] \dots \dots \dots (III.5)$$

Pour la technique de combinaison sélective avec N canaux indépendants à évanouissement de Rayleigh, on suppose que chaque branche a le même rapport signal sur bruit moyen (SNR) utilisé comme illustré à la figure III.5 ; on peut dire que la probabilité que toutes les branches de diversité indépendante N reçoivent des signaux à taux de bruit instantané (SNR) γ et en dessous du seuil γ_s est donné par l'équation III.6 :

$$P(\gamma \leq \gamma_s) = \left[1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right]^N \dots \dots \dots (III.6)$$

Sur la figure III.6, les distributions de probabilité du seuil SNR relatif pour N branches, avec l'utilisation de la technique de combinaison sélective par l'utilisation des équations (III.5) et (III.6), sont illustrées. Le gain de diversité dans (III.4) est également illustré dans le graphique avec une probabilité $P(\gamma \leq \gamma_s)$ de 1 %. La figure montre qu'il y a une augmentation du gain de diversité quand on passe de deux branches jusqu'à quatre branches.

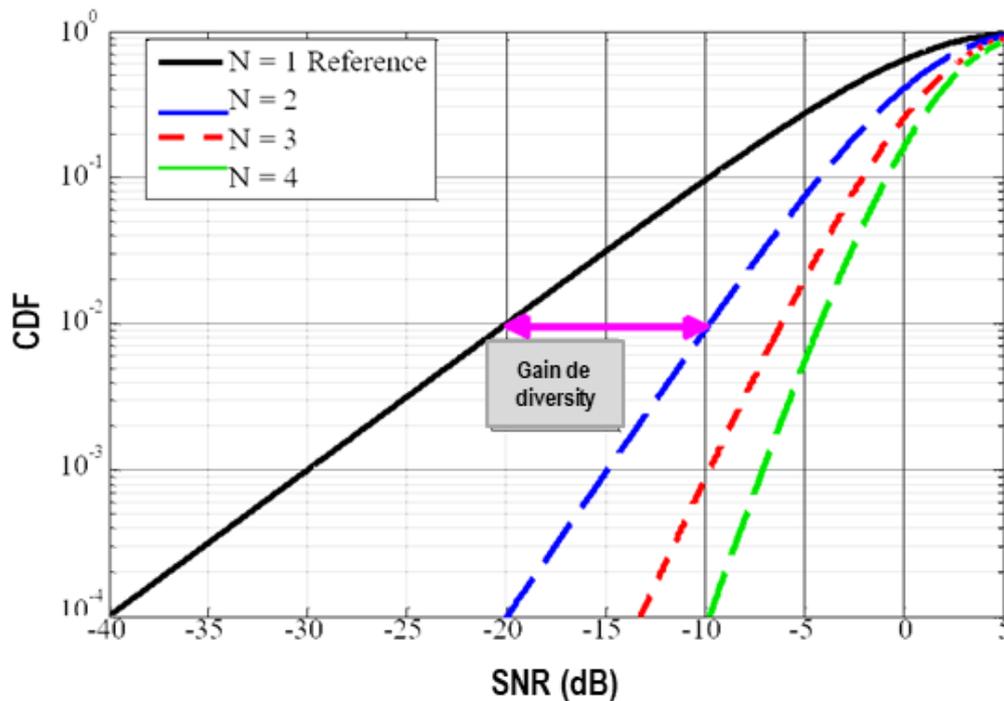


Figure III. 6 Estimation du gain de diversité (DG) en fonction du SNR relative avec la fonction de probabilité.

III.3 Techniques de diversité d'antenne

Comme mentionné précédemment, le principe de base de la diversité est que le récepteur doit avoir plusieurs versions du signal émis, qui sont reçues sur des canaux indépendants. Pour obtenir une bonne diversité, la corrélation spatiale entre les antennes doit être réduite. Il existe de nombreuses techniques de diversité notamment la diversité spatiale, de diagramme et de polarisation.

III.3.1 Diversité spatiale

La diversité spatiale est la technique la plus courante et la plus simple à réaliser. On utilise deux ou plusieurs antennes suffisamment séparées comme le montre la figure III.7, cet espacement créera une différence de phase de sorte que les signaux reçus sur les antennes de

réception disparaissent à des moments différents. Pour de meilleures performances de diversité, les antennes doivent être espacées d'au moins $\frac{\lambda}{2}$ pour que les signaux puissent être décorrélés. Ce fait pose un problème dans le cas des téléphones portables dont la taille est très limitée.

En raison de ce problème, la diversité spatiale n'est plus considérée comme la diversité principale dans le cas des antennes très rapprochées, c'est pourquoi d'autres techniques sont apparues pour résoudre ce problème en utilisant la diversité angulaire ou de diagramme de rayonnement [12].

III.3.2 Diversité angulaire

Lorsque de nombreuses antennes ont des diagrammes de rayonnement différents, ce phénomène peut être décrit comme une diversité angulaire. Ce type de diversité peut garantir une réception de différents ensembles d'ondes à multi trajets [13]. Une performance remarquable est obtenue pour la diversité de diagrammes lors de son utilisation dans les stations de base, en particulier, dans les zones denses [14, 15]. Le diagramme de rayonnement peut être orienté en utilisant différentes méthodes telles que des circuits hybrides à 90° pour incorporer des signaux provenant de différentes directions [16]. La figure III.7 montre un exemple d'antenne à deux éléments qui utilise la diversité de diagramme.

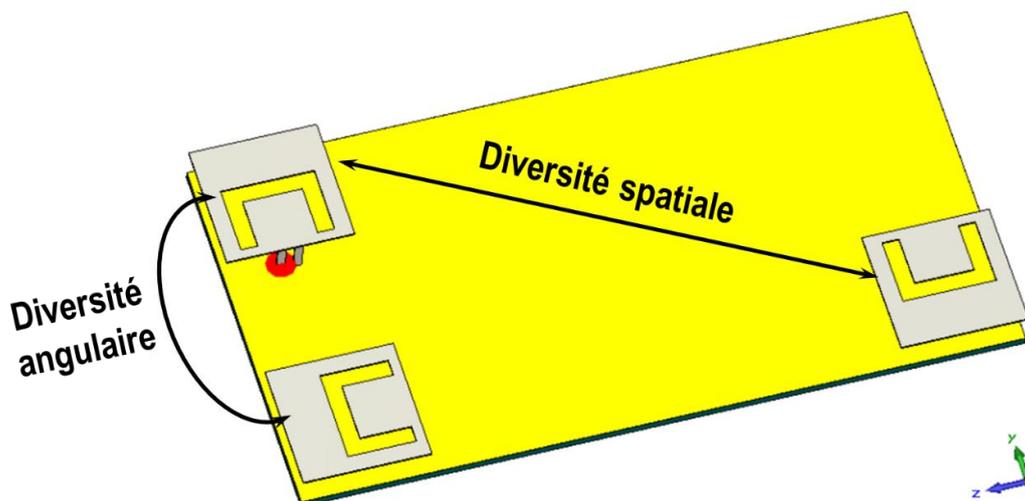


Figure III. 7 Diversités spatiale et angulaire [17]

III.3.3 Diversité de polarisation

La diversité de polarisation peut être obtenue lorsque deux ou plusieurs antennes dans un récepteur ou un émetteur sont polarisées différemment (polarisation circulaire droite ou

gauche, linéaire vertical ou horizontal). En raison de la petite taille des structures d'antenne des téléphones mobiles modernes, la diversité spatiale traditionnelle a été remplacée par la diversité de polarisation [18]. À cet égard, plusieurs études récentes ont été publiées en diversité de polarisation pour accomplir des systèmes multi-antennaires très compacts pour les applications mobiles [19,20]. La figure III.8 montre un exemple d'utilisation de la diversité en polarisation dans un téléphone mobile, où le premier élément est une antenne monopôle et l'autre est une antenne dipôle magnétique (antenne-cadre).

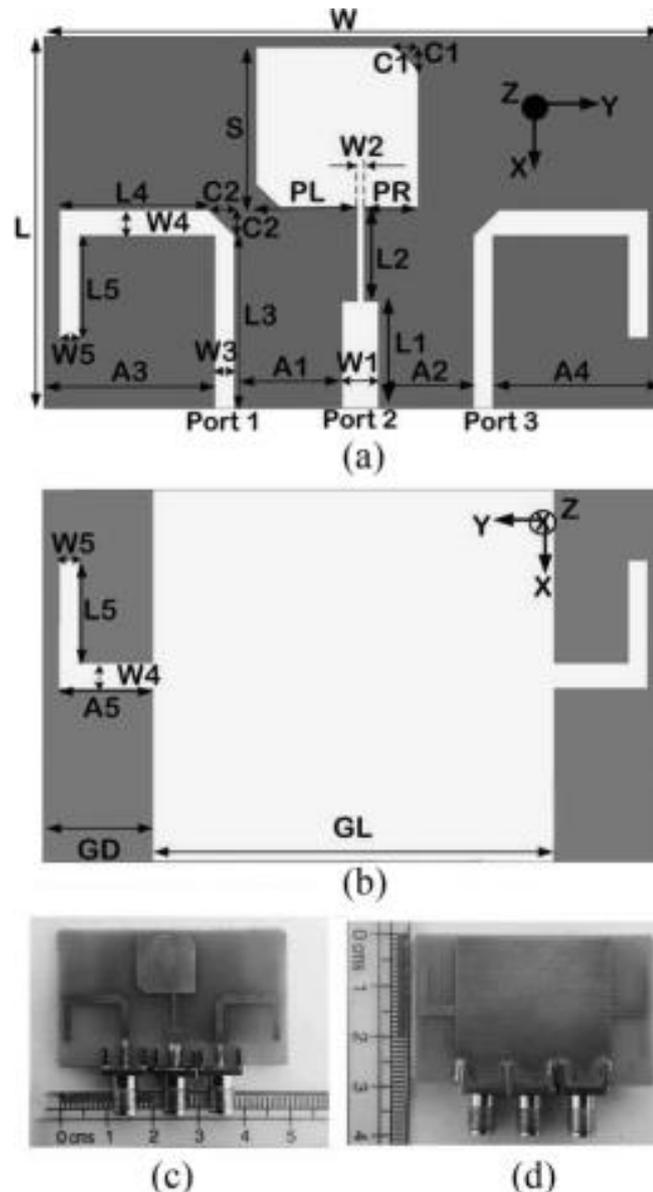


Figure III. 8 Diversités de polarisation (circulaire et linéaire) et de diagrammes [18].

III.4 Techniques de combinaison de la diversité

La combinaison de diversité est nécessaire au niveau du récepteur lors de la réception des répliques de données afin d'obtenir un signal sans évanouissements. Il existe quatre

différentes techniques de combinaison de diversité y compris : la combinaison par commutation, la combinaison par sélection (SC), la combinaison par gain égal (EGC) et la combinaison par le rapport maximal (MRC) [21].

- **Combinaison par commutation (SC) :** dans ce mécanisme un seul récepteur est utilisé entre les branches. Sur la base d'un seuil prédéfini, le récepteur bascule vers les autres branches uniquement lorsque le rapport signal sur bruit (SNR) de la branche sélectionnée est inférieur au minimum (seuil). Comparé à d'autres techniques de combinaison, ce système est rentable pour l'utiliser dans les appareils mobiles [22]. Cependant, la branche avec le SNR le plus élevé peut ne pas être identifiée exactement ce qui rend de cette méthode une méthode moins efficace.
- **Combinaison par sélection (SC) :** c'est une méthode semblable à la précédente la seule différence réside dans l'utilisation d'un nombre de récepteurs égal au nombre de branches, ce concept rend cette technique plus performante par rapport à la méthode de combinaison par commutation. Elle contrôle les SNR instantanés dans toutes les branches et choisit toujours celui avec le rapport SNR le plus élevé. En comparaison avec les autres schémas, SC possède le matériel de traitement de signal le plus simple.
- **Combinaison par gain égal (EGC) :** Les récepteurs avec EGC sont les plus intelligents par rapport aux sélectives ou commutées ; ceci parce qu'ils ont une information de phase du canal de chaque branche. Les signaux de toutes les branches sont additionnés de manière cohérente. Une compensation de phase est ajoutée à chaque branche avant la combinaison pour que les signaux ne soient plus déphasés.
- **Combinaison par le rapport maximal (MRC) :** MRC est la méthode de combinaison optimale pour augmenter le SNR global à la sortie du combineur. Réciproquement à EGC, MRC fait un bon usage des branches avec un SNR élevé, cela se fait en multipliant les branches ayant des SNR plus élevés par un coefficient de pondération. Cependant, cette technique fonctionne seulement pour les cas où le SNR est élevé.

III.5 Performance des antennes MIMO

Dans cette section, les performances de la diversité d'antenne MIMO seront présentées, y compris la matrice de dispersion S, le coefficient de corrélation (ECC), le rapport de puissance de branche, le gain de diversité (DG), le coefficient de réflexion active totale (TARC) et les pertes de capacité de canal.

III.5.1 Matrices d'impédance Z de paramètres S

En réalité, la présence de plusieurs antennes proches les unes des autres créent une interaction entre elles due au courant induit. De ce fait, une partie de l'énergie va se dissiper dans l'autre antenne, c'est ce qu'on appelle le couplage mutuel [23]. Par conséquent, ce phénomène modifie les impédances d'entrée de chaque élément d'antenne dans lequel l'impédance d'entrée (Z_{ii}) (l'impédance intrinsèque) et l'impédance mutuelle (Z_{ij}). Ce changement se traduit par une matrice de résistance comme la montre (III.7).

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1J} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{i1} & \cdots & Z_{ij} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (III.7)$$

Par conséquent, la matrice de diffusion (S) s'exprime par des coefficients de réflexion et des coefficients de transmission comme dans (III.8). S_{ii} est le rapport entre la tension d'onde réfléchiée et la tension incidente au port du $i^{\text{ème}}$ élément lorsque tous les autres éléments se terminent par des charges adaptées (généralement une charge de 50 Ω). Alors que S_{ij} représente le rapport de la tension transférée du $j^{\text{ème}}$ port au $i^{\text{ème}}$ port à la tension incidente au $j^{\text{ème}}$ port. S_{ij} est également connu sous le nom de coefficient de couplage mutuel.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1J} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{i1} & \cdots & S_{ij} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (III.8)$$

L'isolation entre deux ports i et j peut être exprimée par la relation suivante (Equation III.9) :

$$Isolation = -10 \log_{10} |S_{ij}|^2 \dots\dots\dots (III.9)$$

III.5.2 Coefficient de corrélation

Afin d'obtenir de bonnes performances MIMO et de diversité, les signaux reçus au niveau du récepteur doivent être indépendants. Cette indépendance peut être mesurée à l'aide d'un facteur appelé coefficient de corrélation [24, 25-27].

Le coefficient de corrélation complexe (ρ_{ij}) entre deux antennes peut être calculé à partir des diagrammes de rayonnement comme suit [26,28]:

$$\rho_{ij} = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} [XPR \cdot E_{\theta i}(\theta, \phi) \cdot E_{\theta j}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi i}(\theta, \phi) \cdot E_{\phi j}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi)] \cdot \sin(\theta) d\phi d\theta}{\sqrt{\sigma_i^2 \sigma_j^2}} \dots \dots \dots \text{(III.10)}$$

Où la variance σ_n^2 est la puissance du signal dans la n^{ième} branche (Equation III.11) :

$$\sigma_n^2 = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} [XPR \cdot E_{\theta n}(\theta, \phi) \cdot E_{\theta n}^*(\theta, \phi) P_{\theta n}(\theta, \phi) + E_{\phi n}(\theta, \phi) \cdot E_{\phi n}^*(\theta, \phi) P_{\phi n}(\theta, \phi)] \cdot \sin(\theta) d\phi d\theta \dots \dots \dots \text{(III.11)}$$

Le XPR (cross polrization ratio) signifie le rapport de polarisation croisée dans un environnement à évanouissements par multi-trajet comme dans l'équation (III.12), il est défini comme un rapport entre la puissance moyenne verticale (P_V) et la puissance moyenne horizontale (P_H) [25].

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \dots \dots \dots \text{(III.12)}$$

$E_{\theta n}$ et $E_{\phi n}$ sont les composantes du champ lointain. P_θ et P_ϕ les spectres de puissance en élévation (vertical) et en azimut (horizontal), respectivement.

Empiriquement, le calcul du coefficient de corrélation en utilisant l'approche de diagrammes de rayonnement 3D est difficile à obtenir avec précision. Par conséquent, le coefficient de corrélation peut être défini sous une autre forme qui est l'enveloppe de coefficient de corrélation (ECC ou ρ_e). Cela peut être fait en utilisant les paramètres S [30] comme indiqué ci-dessous (Equation III.13) :

$$\rho_e = \frac{|S_{ii}^* S_{ij} + S_{ji}^* S_{jj}|}{(1 - |S_{ii}|^2 - |S_{ji}|^2)(1 - |S_{jj}|^2 - |S_{ij}|^2)} \dots \dots \dots \text{(III.13)}$$

Malgré sa rapidité et sa simplicité de la méthode utilisant les paramètres S n'est précise que dans le cas d'antennes sans à faible pertes. Par conséquent, une autre méthode du paramètre S est développée dans laquelle l'effet de l'efficacité du rayonnement a été pris en compte [31]. La relation (III.14) représente cette méthode pour calcul de l'ECC [31, 32].

$$\rho_e = \left| \frac{|S_{ii}^* S_{ij} + S_{ji}^* S_{jj}|}{|(1 - |S_{ii}|^2 - |S_{ji}|^2)(1 - |S_{jj}|^2 - |S_{ij}|^2) \cdot \eta_{radi} \cdot \eta_{radj}|^{0.5}} \right|^2 \dots \dots \dots \text{(III.14)}$$

Pour un meilleur gain de diversité, l'ECC entre les signaux reçus doit être $\rho_e < 0.5$ [25,26].

III.5.3 Rapport de puissance et gain effectif moyen

Une deuxième condition, pour vérifier le bon revenu de diversité, est le rapport de puissance entre les antennes. Cette condition peut être exprimée en utilisant le rapport de deux niveaux de puissance de branche k comme suit (Equation III.15):

$$k = \left| \frac{P_1}{P_2} \right| \cong 0dB \dots\dots\dots (III.15)$$

Où P_i [W] est la puissance de la $i^{\text{ème}}$ antenne, k est le rapport de puissance de branche.

Une autre méthode est dérivée du gain effectif moyen (MEG) des antennes pour obtenir le rapport de puissance de branche k [25, 26]. La MEG pour une antenne est définie comme le rapport de la puissance moyenne reçue à la puissance incidente moyenne totale (Equation III.16) [32] :

$$k = \left| \frac{MEG_1}{MEG_2} \right| \cong 0dB \dots\dots\dots (III.16)$$

MEG peut être calculé à l'aide de l'équation (III.17) :

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{XPR}{XPR+1} G_\theta(\theta, \varphi) P_\theta(\theta, \varphi) + \frac{1}{XPR+1} G_\varphi(\theta, \varphi) P_\varphi(\theta, \varphi) \right] \sin(\theta) d\theta d\varphi \dots (III.17)$$

Où XPR est le rapport de polarisation croisée de la puissance moyenne du champ incident dans différents états de polarisation. G_θ et G_φ sont les composantes θ et φ du gain de la puissance de l'antenne, et P_θ et P_φ représentent les composantes θ et φ des fonctions de densité angulaire de la puissance incidente, respectivement.

Dans le cas idéal de la diversité d'antenne, k doit être égal à 0 dB. En pratique, il a été constaté que pour un ECC faible, k devrait être inférieur à 3 dB pour éviter une perte significative du gain de diversité [25-26].

III.5.4 Gain de diversité

Le gain de diversité (DG) est décrit précédemment dans la section III.1.2, ce qui signifie l'amélioration du SNR à la sortie d'un combineur de diversité par rapport à l'entrée de l'antenne de diversité à une valeur CDF donnée (généralement 1 %). Dans de nombreux cas, il est nécessaire de savoir la variation du gain de diversité en fonction de la fréquence. Pour ce faire, l'enveloppe de coefficient de corrélation entre les antennes dans l'équation (III.13) est utilisée pour le calcul du gain de diversité comme dans l'équation (III.18) [33].

$$DG = 10,48 \sqrt{(1 - \rho^2)} \dots\dots\dots (III.18)$$

III.5.5 Coefficient de réflexion actif total

TARC (Total Active Reflection Coefficient) (Γ) est défini comme la racine carrée du rapport entre la puissance réfléchie et la puissance incidente, donnée mathématiquement par [34]:

$$\Gamma_a^t = \frac{\text{puissance disponible} - \text{puissance rayonnée}}{\text{puissance disponible}}$$

Pour une antenne N-ports sans perte, le TARC peut être décrit

$$\begin{cases} \Gamma_a^t = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |b_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |a_i|^2}} \\ [b] = [S_p][a] \end{cases} \dots\dots\dots (III.19)$$

Où b_i et a_i sont respectivement les vecteurs de puissances réfléchie et incidente, N représente le nombre d'antennes, et S_p est la matrice de diffusion de l'antenne MIMO.

La valeur du TARC est un nombre réel compris entre zéro et un. La puissance délivrée est rayonnée lorsque la valeur du TARC est égale à zéro ; dans le cas inverse (lorsqu'elle est égale à un), la puissance est réfléchie ou elle est transmise vers d'autres ports.

III.5.6 Perte de capacité de canal

La perte de capacité de canal (en anglais CCL) est un paramètre important pour évaluer les performances de capacité de canal [35]. Dans le cas idéal, le CCL doit être égal à zéro en absence des pertes. Cependant, dans les cas pratiques, le CCL n'est pas nul en raison de la corrélation induite par le couplage mutuel. La CCL peut être exprimée comme donnée sur l'équation III.20.

$$CCL = -\log_2 \det(\Psi^R) \dots\dots\dots (III.20)$$

Où Ψ^R est une matrice de corrélation $N \times N$ comme le montre l'équation III.21, elle peut être obtenue en utilisant les équations (III.22) et (III.23) pour $i, j = 1, 2, \dots, N$, où $i \neq j$ [30].

$$\Psi^R = \begin{pmatrix} \Psi_{11} & \dots & \Psi_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{N1} & \dots & \Psi_{NN} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (III.21)$$

$$\Psi_{ii} = 1 - (|S_{ii}|^2 + |S_{ij}|^2) \dots\dots\dots (III.22)$$

$$\Psi_{ij} = -(S_{ii}^* S_{ij} + S_{ji}^* S_{jj}) \dots\dots\dots (III.23)$$

III.5.7 Efficacité totale

Dans le domaine des antennes, le rendement de rayonnement d'une antenne est généralement défini comme le rapport de la puissance totale rayonnée par l'antenne et la puissance reçue sur son port d'excitation [36]. L'efficacité totale du rayonnement η_{Tot} peut être exprimée mathématiquement comme un produit de l'efficacité de rayonnement η_{Rad} et de l'efficacité de désadaptation $(1 - |S_{11}|^2)$ d'une antenne comme dans l'équation (III.24) :

$$\eta_{Tot} = \eta_{Rad}(1 - |S_{11}|^2) \dots\dots\dots (III.24)$$

Où S_{11} est le coefficient de réflexion de l'antenne excitée.

Dans le domaine des antennes MIMO, l'efficacité (lorsqu'un port est excité et que les autres ports inutilisés se terminent par des charges adaptées) est l'un des paramètres de performance les plus importants ; elle affecte le gain de diversité et la capacité du canal [37]. Mathématiquement, l'efficacité totale en cas d'un système MIMO a plusieurs antennes peut être exprimée comme suit (Equation III.25):

$$\eta_{Tot_i} = \eta_{Rad_i}(1 - \sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2) \dots\dots\dots (III.25)$$

Où le deuxième terme du côté droit est généralement appelé efficacité de découplage $(1 - \sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2)$. Il ressort clairement de l'équation (III.25) que l'efficacité totale du rayonnement dépend non seulement de la perte de réflexion (S_{ii}), mais également de la perte de couplage mutuelle (S_{ij}).

III.6 Techniques de découplage pour les antennes MIMO

Dans un appareil portable MIMO compact, l'espace accessible pour implémenter des antennes multi-éléments est restreint. Cela entraînerait un niveau de couplage mutuel très élevé. Un couplage mutuel fort implique une corrélation élevée ; cette corrélation élevée dégrade les performances de systèmes MIMO telles que : l'efficacité de l'antenne, la capacité du canal et le gain de diversité [38]. Par conséquent, diverses stratégies de découplage d'antennes (dites aussi techniques d'isolation) ont été proposées.

III.6.1 Réseau de découplage

Dans cette solution, l'intervention sera uniquement sur les impédances de l'antenne sans modifier sa configuration. Par exemple, un réseau de découplage et d'adaptation (DMN : Decoupling Matching Networks) est réalisé en ajoutant un segment de ligne de transmission entre des antennes étroitement couplées [39-41]. Dans le but de réduire la taille, cette technique de découplage peut être réalisée à l'aide d'éléments localisés [42]. Un réseau est

généralement placé entre deux radiateurs afin de maximiser l'isolation. L'isolation de 20 dB est réalisée à l'aide de ce réseau de découplage [43]. Sur la figure III.9, l'influence de la distribution du courant de surface est régulée par une structure de découplage en forme de T. La présence d'une structure en forme de T entraîne une isolation de plus de 10 dB. La figure III.9 indique que lors de l'utilisation de cette technique, le courant de couplage entre les deux antennes sera piégé au niveau de découpleur [44]. Cependant, l'utilité de cette technique pourrait être limitée par la taille, et le faible rendement total résultant par les pertes ohmiques dans les éléments localisés [45]. En outre, cette stratégie de découplage considérée comme une solution à bande étroite qui augmente la sensibilité de désadaptation du système d'antenne [46].

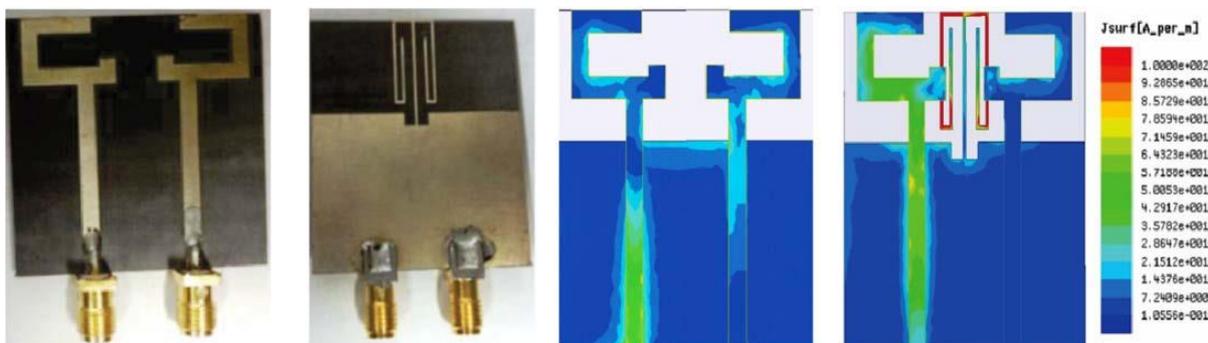


Figure III. 9 Antenne MIMO avec réseau de découplage avec la distribution du courant de surface

III.6.2 Structure à bande électromagnétique interdite (EBG)

La structure EBG est connue sous le nom de structure périodique artificielle (voir la figure III.10). Elle a été utilisée par les antennes MIMO pour réduire le couplage mutuel. La structure EBG supprimera les ondes de surface entre les antennes rapprochées et fournira un degré élevé d'isolation, mais souffre d'une faible bande passante d'isolation, et la complexité de réalisation [47].

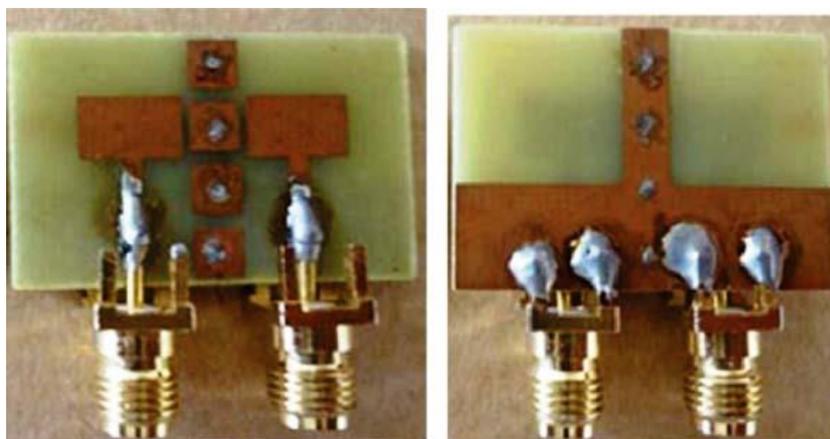


Figure III. 10 Structure EBG entre deux antennes microruban [47].

III.6.3 Structure à plan de masse défectueux (DGS)

A cause de la complexité de la fabrication des structures EBG [47] ; cela a conduit les chercheurs à trouver une autre approche claire et simple. Ils trouvent que dans les patches et dans les plans de masse, divers types de fentes peuvent être graduées pour l'ajustement de fréquence, la minimisation des tailles, le fonctionnement en multibandes et précisément pour l'amélioration de l'isolation. L'application d'une fente décorrèle les ports des antennes étroitement séparées. Cet ajustement créera une procédure de filtrage coupe-bande pour assurer un degré élevé d'isolation en raison de la combinaison de l'inductance et de la capacité [42]. Par exemple, dans [48] une structure DGS a été appliquée sur le plan de masse pour éliminer les effets du couplage mutuel entre les composants d'antenne étroitement séparés comme le montre la figure III.11. Dans d'autres travaux, un arrangement de fentes résonantes sont gravées sur le plan de masse pour l'amélioration de l'isolation en piégeant le courant entre les composants d'antenne [49-51]. Cependant, il existe trois inconvénients lors de l'utilisation des structures DGS notamment une bande passante limitée, un rayonnement arrière (lobes secondaires) et une difficulté de leurs applications directes, vue que le plan de masse est partagé avec d'autres éléments [42].

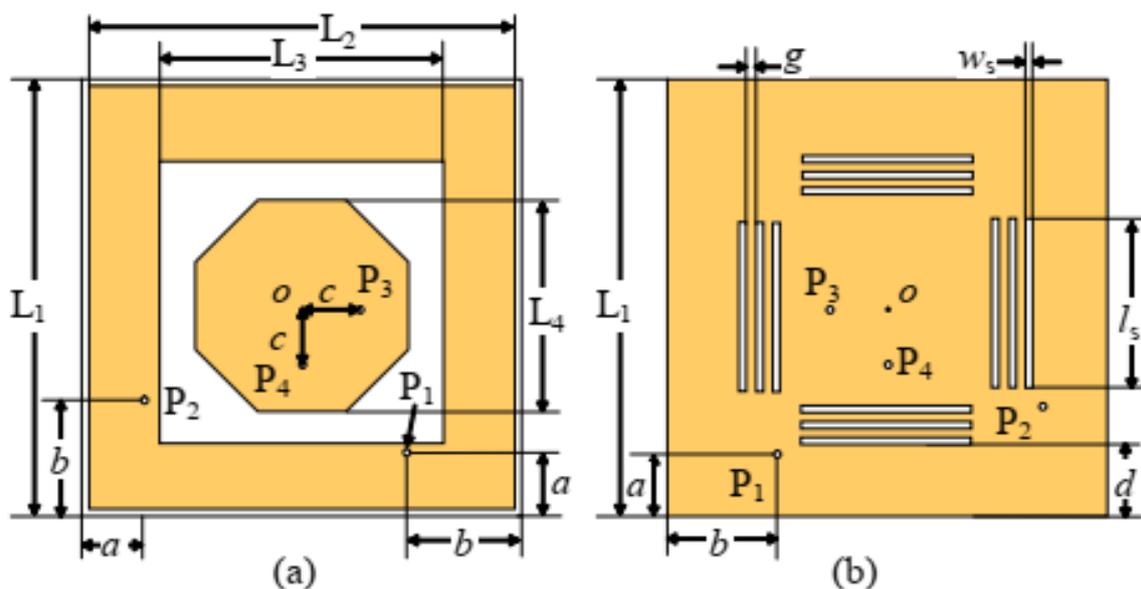


Figure III. 11 Isolation à l'aide de la structure DGS [48].

III.6.4 Ligne de neutralisation

Une ligne de neutralisation est une structure métallique mince entre des antennes étroitement couplées, elle peut fournir un chemin de couplage inverse qui maintient l'isolation et l'adaptation. La structure de la ligne de neutralisation est très simple, elle est

Les systèmes MIMO

basée sur sa forme, sa taille et son orientation sur les composants d'antenne. Mais ce n'est pas si simple de trouver une voie vers la neutralité. L'efficacité d'isolation de l'antenne peut être augmentée en insérant une ligne de dérivation, connectée à la ligne de neutralisation [52-53], comme le montre la figure III.12. Cette technique a été adoptée dans plusieurs travaux rapportés dans la littérature [52-55]. Enfin, cette stratégie de séparation ne peut être utilisée que dans le cas de monopôles court-circuités [54].

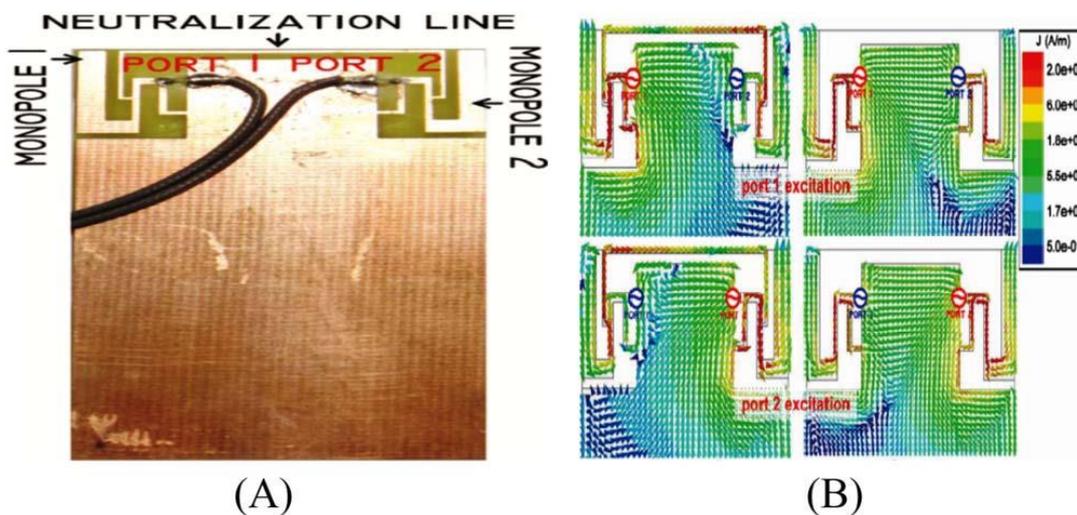


Figure III. 12 Ligne de neutralisation entre quatre antennes [53].

III.6.5 Découplages par élément parasite

Plusieurs projets de recherche ont discuté la possibilité d'introduire un ou plusieurs éléments parasites [56-60]. L'arrangement est simple et peut contrôler l'influence du couplage mutuel. Cet élément parasite peut être configuré en cas d'effet inductif entre les antennes par l'annulation du champ. La figure III.13 illustre une antenne MIMO avec un découplage basé sur un élément parasite [56].

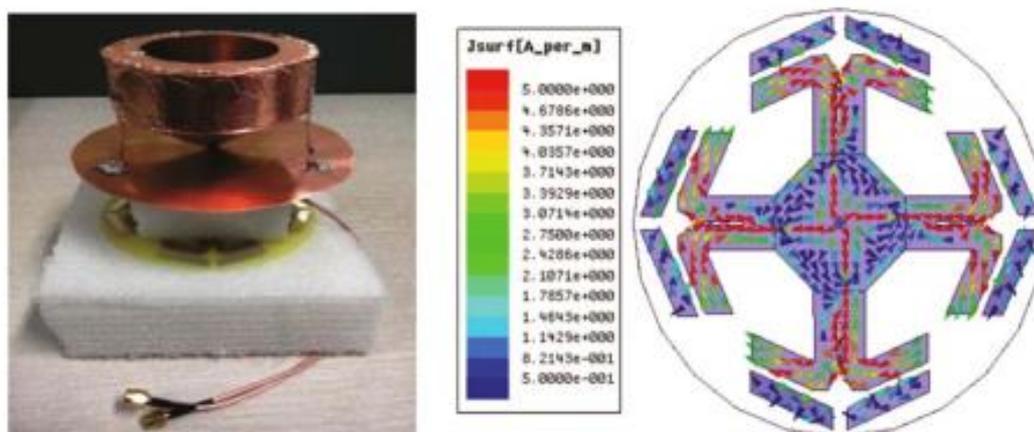


Figure III. 13 Isolation par élément de découplage parasite [56].

III.6.6 Isolation par les diodes

En plus des approches d'isolation mentionnées ci-dessus, une amélioration d'isolation est également réalisée par une diode PIN ou une diode varactor. L'utilisation des diodes PIN dans les conceptions d'antennes induit des diagrammes de rayonnement reconfigurable (dynamique) [61,62]. De plus, ce type de diodes peut être utilisée dans des structures d'antenne MIMO, de cet effet la longueur électrique des antennes est contrôlée et l'isolation est également améliorée [63].

III.6.7 Séparation par des murs électriques

Afin de minimiser le couplage mutuel entre les antennes, une autre méthode a été considérée dans cette thèse qui est l'utilisation des murs électriques dans une antenne à résonateur diélectrique pour incliner les diagrammes de rayonnement de façon à créer une diversité spatiale, les résultats de cette technique sont dévoilés dans les chapitres suivants.

III.6.8 Avantages et inconvénients des techniques d'isolations

Le tableau III.2 récapitule les principaux avantages et inconvénients des mécanismes de découplage cités précédemment.

Tableau III. 2 Avantages et inconvénients des méthodes d'isolement

Technique	Avantages	Inconvénients
Réseaux de découplage	<ul style="list-style-type: none"> • Simple. • Amélioration des caractéristiques du champ lointain. 	<ul style="list-style-type: none"> • Un espace supplémentaire est requis. • Présence de pertes ohmiques supplémentaires.
Fente et structure DGS	<ul style="list-style-type: none"> • Le DGS offre une taille d'antenne compacte. • Bonne diversité spatiale. 	<ul style="list-style-type: none"> • Non adéquation aux applications mobiles. • Faible gain.
Lignes de neutralisation	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne adaptation d'impédance • Bonne diversité d'antenne. 	<ul style="list-style-type: none"> • Sa bande de fréquence est inférieure à la bande passante de l'antenne en considération.
EBG	<ul style="list-style-type: none"> • Réduction de taille significative. • Amélioration significative de la 	<ul style="list-style-type: none"> • Réduction de l'efficacité d'environ de 30 % pour une

	capacité des canaux.	antenne à substrat en métamatériau. • Faible bande d'isolation
Élément parasite	• Ajustement de l'effet du couplage mutuel. • Bon gain de diversité (DG).	• Décalages de fréquences.
Diodes PIN, Varactor	• Bonne isolation obtenue • Obtention d'un gain élevé	• Pertes dues aux composants. • Faible bande passante. • Structure complexe. • Consommation supplémentaire de puissance.
Murs électriques (plaques métalliques)	• Réduction de taille énorme 75 % • Faible perte de capacité de canal • Faible corrélation obtenue • Bonne diversité spatiale • Amélioration de l'adaptation	• Le diagramme de rayonnement incliné ne convient pas à toutes les applications mobiles.

III.7 Conception d'antenne MIMO compacte pour les applications WLAN et RADAR

III.7.1 Objectif

Dans ce travail, on a conçu une antenne MIMO très compacte fonctionnant dans deux bandes WLAN et X-band ; avec une large bande passante de 3 GHz. L'antenne proposée comprend deux résonateurs diélectriques demi-cylindriques (HCDRA) ; ces résonateurs sont excités par deux ports SMA pour assurer le maximum couplage d'énergie entre le port et le résonateur.

III.7.2 Configuration de l'antenne

La structure d'antenne MIMO se compose de deux résonateurs avec une constante diélectrique de 9.8, figure III.14. Les H-CDRA sont montés sur un substrat de type FR4-époxy avec une permittivité relative de 4.4, une épaisseur de 1.68 mm et une taille globale de 16×10 mm². Le plan de masse (GND) est imprimé sur la couche inférieure du substrat avec différentes formes, comme indiqué sur la figure III.15.

Les systèmes MIMO

Initialement, un plan de masse de forme rectangulaire a été conçu comme exposé sur III.15 (a) et (b). Ensuite, les dimensions du plan de masse ont été minimisées pour obtenir une importante large bande. Enfin, le plan de masse a été complètement enlevé pour avoir un diagramme de rayonnement bidirectionnel afin d'améliorer l'efficacité de notre conception en termes de bande passante.

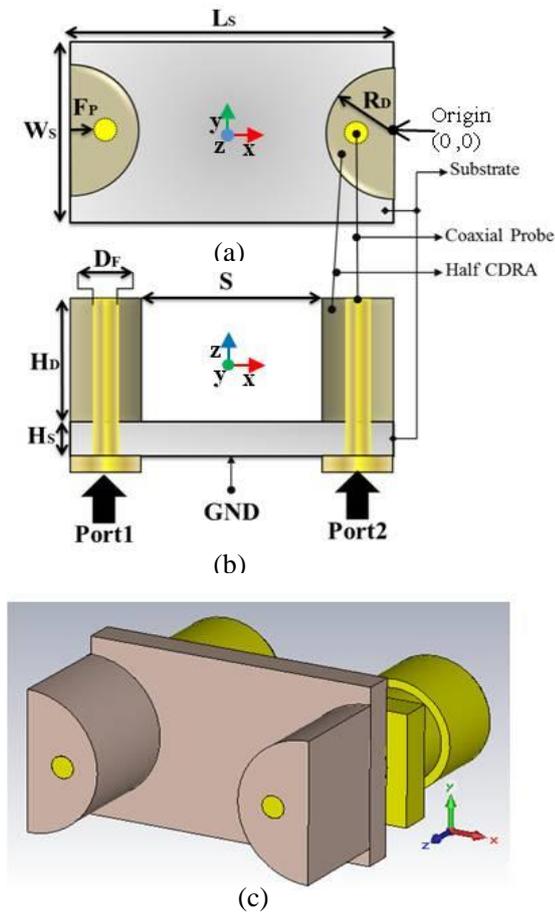


Figure III. 14 Géométries d'antenne proposée avec différentes positions (a) perspective supérieure (b) perspective latérale (c) antenne 3D sur CST.

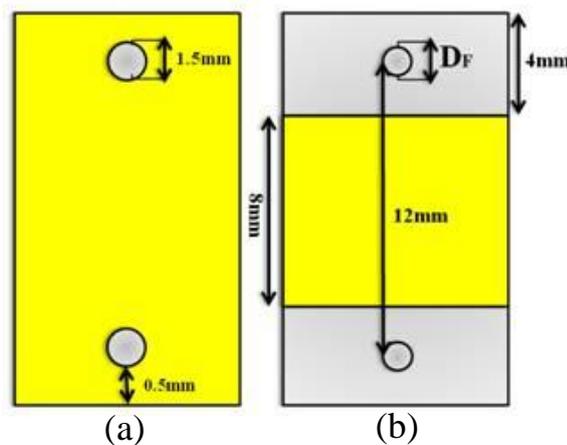


Figure III. 15 Forme de plan de masse (a) le premier GND projeté (b) la seconde forme GND.

Les H-CDRA ont été excités par deux sondes coaxiales d'une longueur $H_D + H_S$. L'intérêt important de l'emploi d'une sonde coaxiale est d'améliorer le couplage avec le résonateur sans utiliser de grands réseaux d'alimentation, principalement dans le cas d'antennes compactes. La position de la sonde est optimisée pour obtenir la meilleure adaptation d'impédance. Les paramètres optimaux d'antenne sont ; $W_S = 10$ mm, $LS = 16$ mm, $RD = 4$ mm, $FP = 1.37$ mm, $S = 8$ mm, $DF = 0.63$ mm, $HD = 6.35$ mm, $HS = 1.68$ mm.

III.7.3 Résultats numériques

Pour valider les caractéristiques électromagnétiques, cette conception a été simulée sous le logiciel commercial CST MWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio). Les coefficients de réflexion simulés de cette conception d'antenne utilisant différentes formes de plan de masse sont rapportés sur la figure III.16. L'absence du plan de masse montre une largeur de bande passante considérable par rapport aux deux autres cas avec les GND proposés sur les figures III.15 (a) et (b). L'antenne sans plan de masse est opérationnelle dans la bande 5.7–8.7 GHz où le S_{11} est inférieur à -10 dB. Cependant, les deux premières configurations fonctionnent respectivement sur les bandes 5,62–7,45 GHz et 5,75–8,5 GHz.

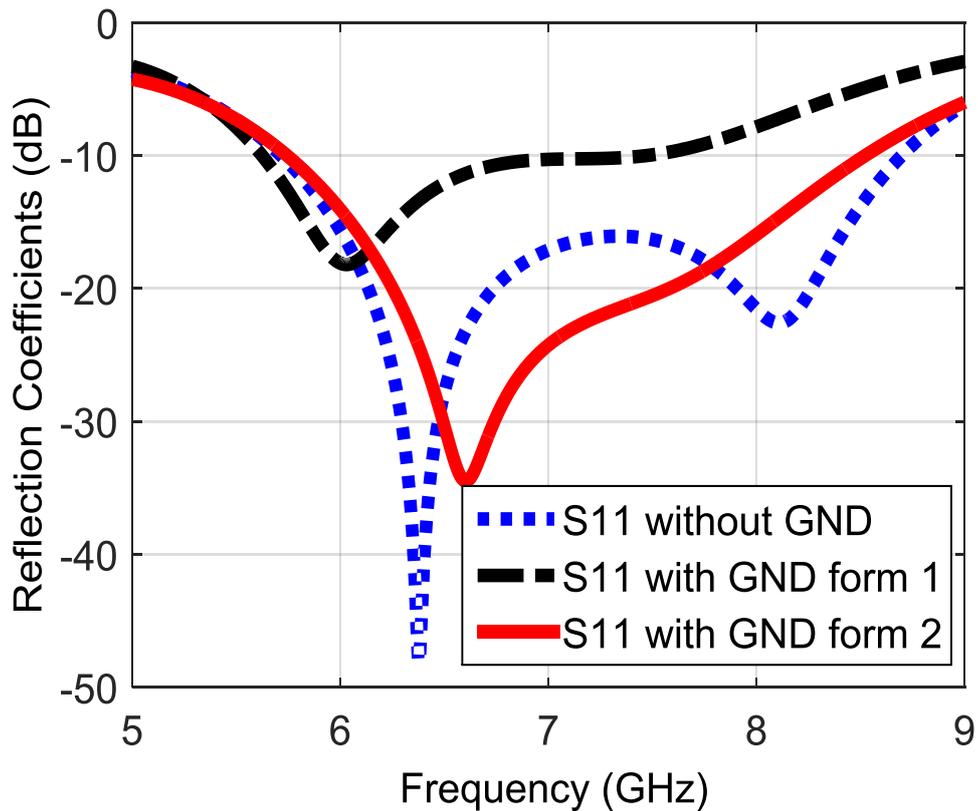


Figure III. 16 Coefficients de réflexion de l'antenne avec et sans plans de masse.

Afin d'obtenir les meilleures performances de la conception proposée, l'optimisation de la position de la sonde a été approuvée, comme le montre la figure III.17. La largeur de bande est ajustée en décalant la position d'alimentation par rapport à l'origine du H-CDRA. Quatre positions ont été rapportées dans le tableau III.3 pour illustrer son effet sur la largeur de bande passante.

Tableau III. 3 l'influence de la position de sonde coaxiale sur la bande passante

Cas	Position X (mm)	Position Y (mm)	Bande passante
1 ^{re} position	(2,-2)	0	3 GHz
2 ^e position	(0.5,-0.5)	(-1,1)	2.7 GHz
3 ^e position	(1,-1)	(-2,2)	2.63 GHz
4 ^e position	(1,-1)	(-1,2)	2.77 GHz

Comme illustré dans le tableau III.3, la position optimale de la sonde coaxiale est obtenue pour $x = 2$ mm et $y = 0$ mm à l'intérieur du DRA.

Pour examiner les performances de l'antenne MIMO, le coefficient de transmission est représenté sur la figure III.18. D'après cette figure, le couplage mutuel simulé est inférieur à -8,55 dB (avec un niveau inférieur à -15 dB pour la bande 8-8,7 GHz) ce qui représente une isolation moyenne sans la nécessité d'employer un mécanisme de découplage. De plus, cette conception a un avantage important en termes de taille $16 \times 10 \text{ mm}^2$ et d'efficacité par rapport aux travaux réalisés par [64] et [65].

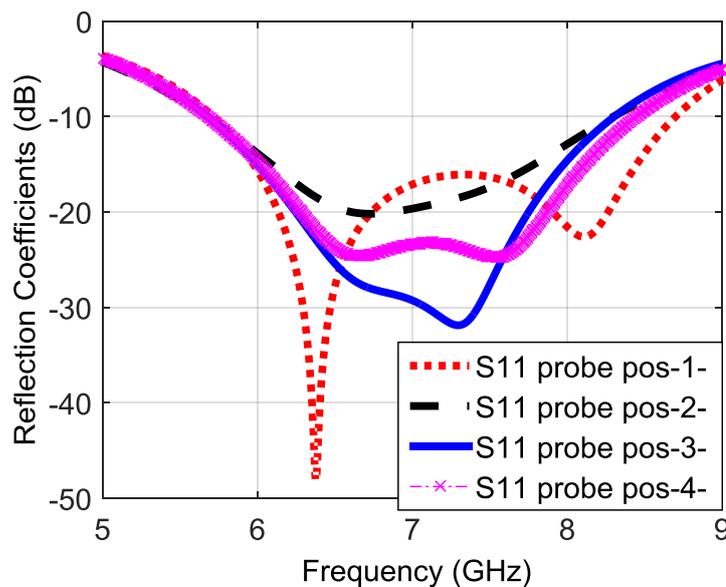


Figure III. 17 Coefficients de réflexion de la conception proposée avec différentes positions de sonde coaxiale.

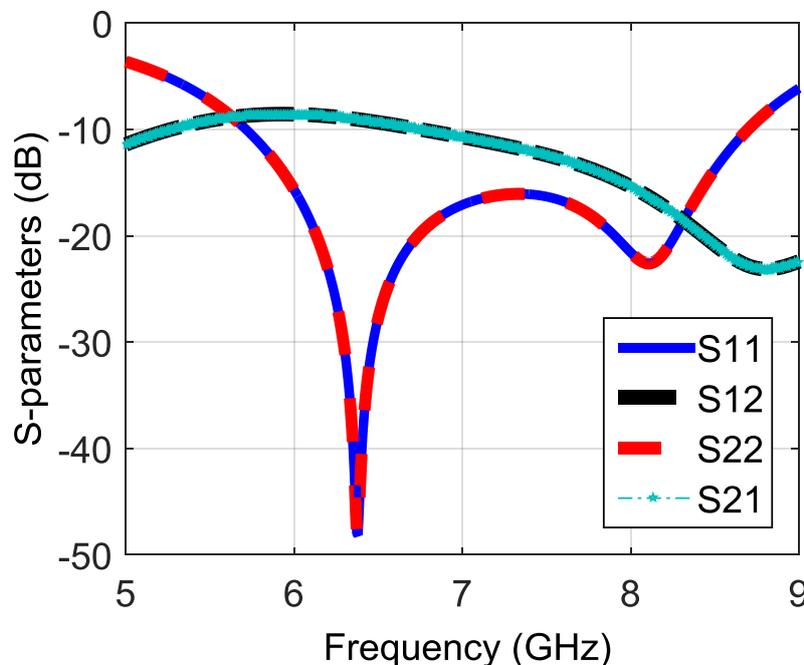


Figure III. 18 Paramètres S de l'antenne MIMO proposée.

Les diagrammes de rayonnement polaires de l'antenne MIMO proposée, dans les plans XZ et YZ pour quatre différentes fréquences, sont représentés à la figure III.19. Ces

Les systèmes MIMO

courbes montrent que l'antenne MIMO a approximativement le même comportement de rayonnement dans toute la bande de couverture, ainsi elle fournit un gain maximum considérable de 4,66 dBi.

De plus, l'efficacité de rayonnement est supérieure à 91 % pour la bande allant de 5,7 jusqu'à 8,7 GHz, comme illustré sur la figure III.20.

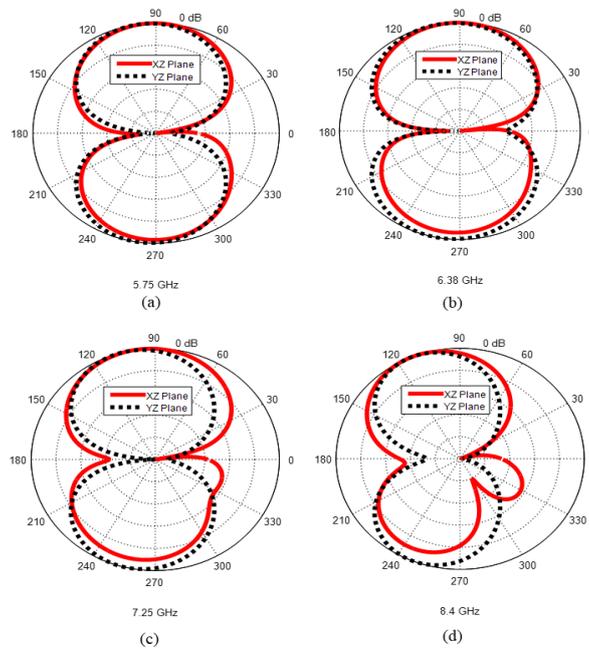


Figure III. 19 Diagrammes de rayonnement dans le plan XZ et le plan YZ à (a) 5,75 GHz (b) 6,38 GHz (c) 7,25 GHz (d) 8,4 GHz.

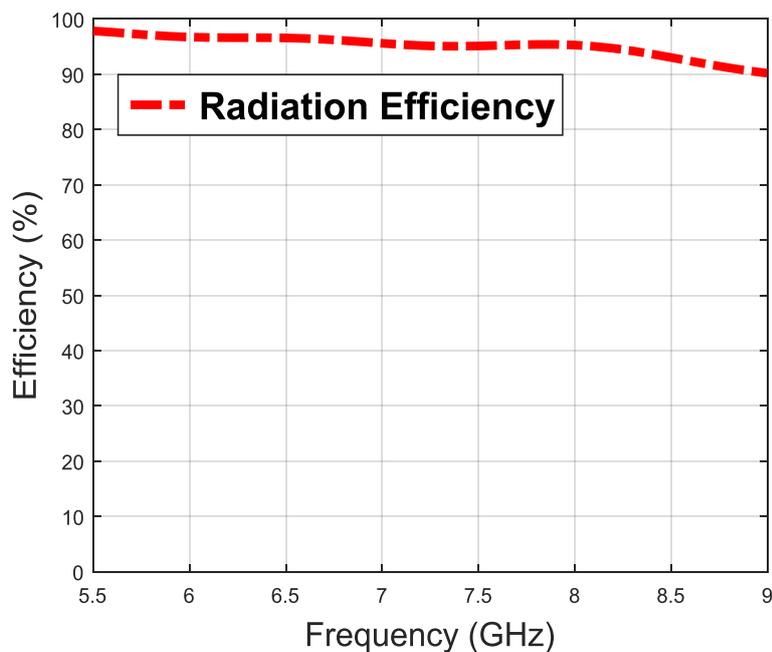


Figure III. 20 Efficacité de rayonnement simulée de l'antenne MIMO.

III.8 Conclusion

Un aperçu sur les systèmes multi-antennaires a été discuté dans ce chapitre. Tant la stratégie du multiplexage spatial que la diversité spatiale ont été abordées avec leurs avantages : l'amélioration de la capacité du canal et l'amélioration du gain de diversité. De plus, des descriptions concernant diverses formes de diversité d'antenne, des paramètres de diversité et des techniques de découplage typiques ont été détaillées. Enfin, une deuxième contribution sur les systèmes MIMO a été rapportée. Une antenne MIMO à deux ports a été étudiée pour les normes WLAN et les systèmes RADAR.

Références

- [1] GOLDSMITH, Andrea. *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [2] ARUNABHA, Ghosh, ZHANG, Jun, ANDREWS, Jeffrey G., *et al.* Fundamentals of LTE. *The Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series*, 2010.
- [3] SHANNON, Claude E. A mathematical theory of communication. *The Bell system technical journal*, 1948, vol. 27, No. 3, pp. 379–423.
- [4] BEVERAGE, H. H. et PETERSON, H. O. Diversity receiving system of RCA communications, Inc., for radiotelegraphy. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1931, vol. 19, No. 4, pp. 529–561.
- [5] PETERSON, H. O., BEVERAGE, H. H., et MOORE, J. B. Diversity Telephone Receiving System of RCA Communications, Inc. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1931, vol. 19, No. 4, pp. 562–584.
- [6] JERRY, R. Hampton. *Introduction to MIMO Communications*. Cambridge. 2014.
- [7] WITTNEBEN, Armin. Base station modulation diversity for digital simulcast. In: *[1991 Proceedings] 41st IEEE Vehicular Technology Conference*. IEEE, 1991. pp. 848–853.
- [8] FOSCHINI, Gerard J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1996, vol. 1, No. 2, pp. 41–59.
- [9] FOSCHINI, Gerard J. et GANS, Michael J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, 1998, vol. 6, No. 3, pp. 311–335.
- [10] JAKES, W. *Microwave Mobile Communications*, 445 Hoes Lane, Piscataway. 1993.
- [11] KHALEGHI, Ali. Diversity techniques with parallel dipole antennas: Radiation pattern analysis. *Progress In Electromagnetics Research*, 2006, vol. 64, pp. 23–42.
- [12] VAUGHAN, Rodney. Switched parasitic elements for antenna diversity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1999, vol. 47, No. 2, pp. 399–405.
- [13] MATTHEIJSEN, Paul, HERBEN, Matti HAJ, DOLMANS, Guido *et al.* Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds. *IEEE Transactions on vehicular Technology*, 2004, vol. 53, No. 4, pp. 1035–1042.
- [14] PERINI, Patrick L. et HOLLOWAY, Christopher L. Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, vol. 46, No. 6, pp. 764–775.
- [15] VAUGHAN, Rodney G. Pattern translation and rotation in uncorrelated source distributions for multiple beam antenna design. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, vol. 46, No. 7, pp. 982–990.
- [16] DIETRICH, Carl B., DIETZE, Kai, NEALY, J. Randall, *et al.* Spatial, polarization, and pattern

- diversity for wireless handheld terminals. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2001, vol. 49, No. 9, pp. 1271–1281.
- [17] <https://vdocuments.mx/mimo-antenna-simulation-cst-koreacokrwwwest-koreacokrmimo-antenna-simulationpdf.html>
- [18] SHARMA, Yashika, SARKAR, Debdeep, SAURAV, Kushmanda, *et al.* Three-element MIMO antenna system with pattern and polarization diversity for WLAN applications. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2016, vol. 16, pp. 1163–1166.
- [19] H. Deng, L. Zhu, N. -W. Liu and Z. -X. Liu, “Single-Layer Dual-Mode Microstrip Antenna with No Feeding Network for Pattern Diversity Application,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, doi: 10.1109/LAWP.2020.3035159.
- [20] XU, Zhan et DENG, Changjiang. High-Isolated MIMO Antenna Design Based on Pattern Diversity for 5G Mobile Terminals. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2020, vol. 19, No. 3, pp. 467–471.
- [21] TARKIAINEN, Markku et WESTMAN, Tapani. Predictive switched diversity for slow-speed mobile terminals. In: *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*. IEEE, 1997. pp. 2042–2044.
- [22] VAUGHAN, Rodney et ANDERSEN, J. Bach. *Channels, propagation and antennas for mobile communications*. Iet, 2003.
- [23] FLETCHER, P. N., DEAN, M., et NIX, A. R. Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity. *Electronics Letters*, 2003, vol. 39, No. 4, pp. 342–344.
- [24] KILDAL, P.-S. et ROSENGREN, Kent. Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber. *IEEE Communications Magazine*, 2004, vol. 42, No. 12, pp. 104–112.
- [25] FLETCHER, P. N., DEAN, M., et NIX, A. R. Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity. *Electronics Letters*, 2003, vol. 39, No. 4, pp. 342–344.
- [26] VAUGHAN, Rodney G. et ANDERSEN, J. Bach. Antenna diversity in mobile communications. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 1987, vol. 36, No. 4, pp. 149–172.
- [27] KO, Samuel CK et MURCH, Ross D. Compact integrated diversity antenna for wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, vol. 49, No. 6, pp. 954–960.
- [28] OZDEMIR, Mehmet Kemal, ARVAS, Ercument, et ARSLAN, Huseyin. Dynamics of spatial correlation and implications on MIMO systems. *IEEE Communications Magazine*, 2004, vol. 42, No. 6, p. S14-S19.
- [29] PEDERSEN, G. Frølund et ANDERSEN, J. Bach. Handset antennas for mobile communications: Integration diversity and performance. *Review of radio science*, 1999, vol. 1996, pp. 119–138.
- [30] BLANCH, Sebastian, ROMEU, Jordi, et CORBELLA, Ignasi. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description. *Electronics letters*, 2003, vol. 39,

No. 9, pp. 705–707.

- [31] HALLBJORNER, P. The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, vol. 4, pp. 97–99.
- [32] TAGA, Tokio. Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1990, vol. 39, No. 2, pp. 117–131.
- [33] YANG, Jian, PIVNENKO, Sergey, LAITINEN, Tommi, *et al.* Measurements of diversity gain and radiation efficiency of the eleven antennas by using different measurement techniques. In: *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, 2010. pp. 1–5.
- [34] MANTEGHI, Majid et RAHMAT-SAMIII, Yahya. Broadband characterization of the total active reflection coefficient of multiport antennas. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No. 03CH37450)*. IEEE, 2003. pp. 20–23.
- [35] SHIN, Hyundong et LEE, Jae Hong. Capacity of multiple antenna fading channels: Spatial fading correlation, double scattering, and keyhole. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, vol. 49, No. 10, pp. 2636–2647.
- [36] BOARD, I. S. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. *IEEE Std*, 1993, p. 145–1993.
- [37] VALENZUELA-VALDÉS, Juan F., GARCÍA-FERNÁNDEZ, Miguel A., MARTÍNEZ-GONZÁLEZ, Antonio M., *et al.* The influence of efficiency on receive diversity and MIMO capacity for Rayleigh-fading channels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, vol. 56, No. 5, pp. 1444–1450.
- [38] KO, Samuel CK et MURCH, Ross D. Compact integrated diversity antenna for wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, vol. 49, No. 6, pp. 954–960.
- [39] ANDERSEN, J. et RASMUSSEN, H. Decoupling and descattering networks for antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1976, vol. 24, No. 6, pp. 841–846.
- [40] WALLACE, Jon W. et JENSEN, Michael A. Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis. *IEEE transactions on wireless communications*, 2004, vol. 3, No. 4, pp. 1317–1325.
- [41] ZHAO, Luyu, YEUNG, Lap K., et WU, Ke-Li. A coupled resonator decoupling network for two-element compact antenna arrays in mobile terminals. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, No. 5, pp. 2767–2776.
- [42] AL JA'AFREH, Saqer. *MIMO antennas for mobile phone applications*. 2015. Thèse de doctorat. University of Liverpool.
- [43] KEWEI, Qian et DECHENG, Gan. Compact tunable network for closely spaced antennas with high isolation. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2016, vol. 58, No. 1, pp. 65–69.
- [44] LIU, Yi, YANG, Lin, LIU, Ying, *et al.* Dual-band planar MIMO antenna for WLAN

- application. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2015, vol. 57, No. 10, pp. 2257–2262.
- [45] SIBILLE, Alain, OESTGES, Claude, et ZANELLA, Alberto. *MIMO: from theory to implementation*. Academic Press, 2010.
- [46] MOHARRAM, Mohamed A. et KISHK, Ahmed A. General decoupling network design between two coupled antennas for MIMO applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 2013, vol. 37, pp. 133–142.
- [47] KUMAR, Jayendra. Compact MIMO antenna. *Microwave and optical technology letters*, 2016, vol. 58, No. 6, pp. 1294–1298.
- [48] HAN, Guorui, HAN, Liping, MA, Runbo, *et al.* A novel MIMO antenna with DGS for high isolation. In: *2016 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*. IEEE, 2016. pp. 1–2.
- [49] ZHANG, Shuai, XIONG, Jiang, et HE, Sailing. MIMO antenna system of two closely positioned PIFAs with high isolation. *Electronics letters*, 2009, vol. 45, No. 15, pp. 771–773.
- [50] ZHANG, Shuai, KHAN, Salman Naeem, et HE, Sailing. Reducing mutual coupling for an extremely closely packed tunable dual-element PIFA array through a resonant slot antenna formed in between. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, vol. 58, No. 8, pp. 2771–2776.
- [51] ZHANG, Shuai, LAU, Buon Kiong, TAN, Yi, *et al.* Mutual coupling reduction of two PIFAs with a T-shape slot impedance transformer for MIMO mobile terminals. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011, vol. 60, No. 3, pp. 1521–1531.
- [52] BAE, Hongpyo, HARACKIEWICZ, Frances J., PARK, Myun- Joo *et al.* Compact mobile handset MIMO antenna for LTE700 applications. *Microwave and optical technology letters*, 2010, vol. 52, No. 11, pp. 2419–2422.
- [53] DIALLO, Aliou, LUXEY, Cyril, LE THUC, Philippe, *et al.* Enhanced two- antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals. *IET microwaves, antennas & propagation*, 2008, vol. 2, No. 1, pp. 93–101.
- [54] WANG, Yan et DU, Zhengwei. A wideband printed dual-antenna system with a novel neutralization line for mobile terminals. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2013, vol. 12, pp. 1428–1431.
- [55] PELOSI, Mauro, KNUDSEN, Mikael Bergholz, et PEDERSEN, Gert Frølund. Multiple antenna systems with inherently decoupled radiators. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2011, vol. 60, No. 2, pp. 503–515.
- [56] HUANG, He, LIU, Ying, et GONG, Shu- Xi. Broadband omnidirectional dual- polarized antenna with high isolation. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2015, vol. 57, No. 8, pp. 1848–1852.
- [57] LI, Zhengyi, DU, Zhengwei, TAKAHASHI, Masaharu, *et al.* Reducing mutual coupling of MIMO antennas with parasitic elements for mobile terminals. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011, vol. 60, No. 2, pp. 473–481.
- [58] PAYANDEHJOO, Kasra et ABHARI, Ramesh. Investigation of parasitic elements for coupling

- reduction in multiantenna hand- set devices. *International Journal of RF and Microwave Computer- Aided Engineering*, 2014, vol. 24, No. 1, pp. 1–10.
- [59] WU, Tzuenn-Yih, FANG, Shyh-Tirng, et WONG, Kin-Lu. Printed diversity monopole antenna for WLAN operation. *Electronics Letters*, 2002, vol. 38, No. 25, pp. 1625–1626.
- [60] CHI, Gaoming, LI, Binhong, et QI, Dongsheng. Dual- band printed diversity antenna for 2.4/5.2-GHz WLAN application. *Microwave and optical technology letters*, 2005, vol. 45, No. 6, p. 561–563.
- [61] WANG, Yan et DU, Zhengwei. A wideband printed dual-antenna system with a novel neutralization line for mobile terminals. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2013, vol. 12, pp. 1428–1431.
- [62] LI, Guihong, ZHAI, Huiqing, MA, Zhihui, *et al.* Isolation-improved dual-band MIMO antenna array for LTE/WiMAX mobile terminals. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2014, vol. 13, pp. 1128–1131.
- [63] PIAZZA, Daniele, KIRSCH, Nicholas J., FORENZA, Antonio, *et al.* Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 2008, vol. 56, No. 3, pp. 869–881.
- [64] KHAN, Muhammad Saeed, CAPOBIANCO, Antonio-D., ASIF, Sajid M., *et al.* A compact CSRR-enabled UWB diversity antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, vol. 16, pp. 808–812.
- [65] TAO, Jun et FENG, Quanyuan. Compact ultrawideband MIMO antenna with half-slot structure. *IEEE Antennas and wireless Propagation letters*, 2016, vol. 16, pp. 792–795.



Chapitre IV

Antenne Q-CDR à polarisation circulaire pour les systèmes MIMO



IV.1 Introduction

Les systèmes d'antennes MIMO souffrent d'un couplage mutuel ce qui réduit leurs performances. Pour surmonter cette dégradation, plusieurs techniques ont été employées [1-5]. De plus, de nombreuses approches ont été adoptées pour générer des ondes a polarisation circulaire (CP) pour les DRA, en raison de la flexibilité d'alignement entre les antennes d'émission et celles de réception, de la robustesse contre les multitrajets, et du contrôle contre les problèmes de corrélation entre les éléments de l'antenne [6-14].

Ce chapitre est réparti en trois sections ; dans un premier temps, les équipements de fabrication et mesures ainsi que les outils de simulation des antennes sont présentés brièvement. Ensuite, une antenne a deux résonateurs diélectriques quarts de cylindres (QCDRA) à large bande avec une polarisation circulaire (CP) est proposée pour les applications MIMO. L'antenne conçue à une taille réduite de $20 \times 20 \text{ mm}^2$. Les deux quarts de CDR inversement opposés, et excités par une ligne microruban quasi spiral, pour atteindre un niveau de rapport axial inférieur à 3 dB dans la bande souhaitée. La théorie de l'image est appliquée, en plaçant des murs électriques et magnétiques pour réduire la taille du CDR, avec une bande passante de 4,4–6,2 GHz (34 %).

IV.2 Aménagements de fabrication et de mesures



Figure IV. 1 la salle principale du labo LATAMS

Les réalisations et les mesures des prototypes ont été accomplies dans deux laboratoires de recherche scientifique au Canada, le laboratoire LATAMS (Laboratory of Advanced

Technology on Antenna and Microwave Systems) de l'université de Concordia à Montréal, figure IV.1, et le laboratoire RF de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) à Montréal, Canada.

IV.2.1 Analyseurs de réseaux et Chambre anéchoïques

L'analyseur de réseau vectoriel ou le VNA (Vector Network Analyzer) représente un instrument de test qui mesure la réponse d'un réseau en tant que vecteur (paramètres réels et imaginaires) afin que ses performances puissent être caractérisées. Les analyseurs de réseau RF sont des éléments essentiels de l'instrumentation de test pour les laboratoires de conception RF, et peuvent être utilisés pour toutes les fréquences RF et micro-ondes [16]. Les figures IV.2 (a-c) présentent les VNA utilisées pour évaluer les performances des antennes conçues. Le VNA N5227A a 4 ports et fonctionne sur la bande de 10MHz-67GHz. Il est dédié au calcul des paramètres S, et Z des antennes. Le VNA E8364B à deux ports est dédié à la mesure des diagrammes des antennes et fonctionne sur la gamme de 10MHz-50GHz. L'analyseur de réseau vectoriel 8722ES de l'INRS à deux ports est opérationnel sur la plage de fréquence de 50MHz-40GHz.



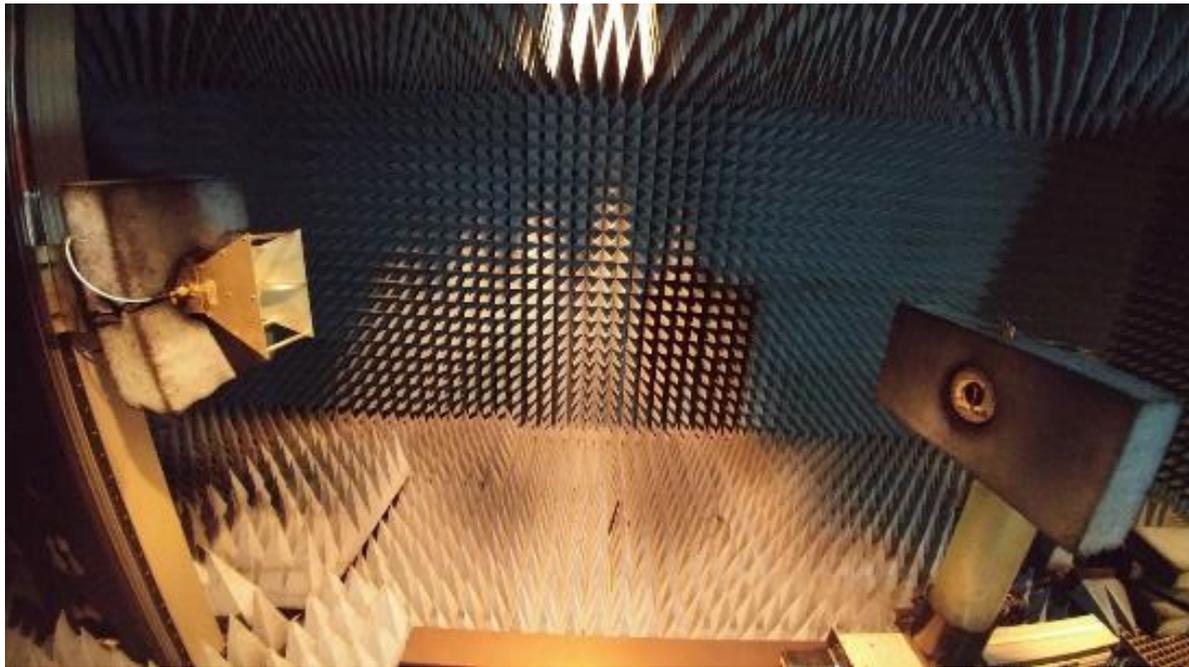
(a)

(b)

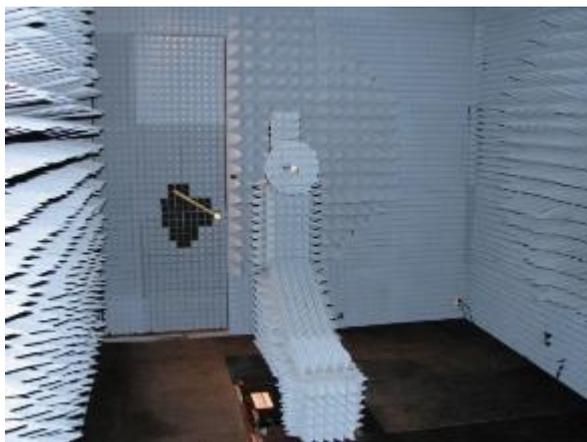


(c)

Figure IV. 2 photos des équipements de mesure (a) Agilent PNA N5227A (67 GHz) de LATAMS (b) Agilent PNA E8364B (50 GHz) de LATAMS dédié aux mesures de diagrammes de rayonnement (c) Agilent VNA 8722ES d'INRS.



(a)



(b)

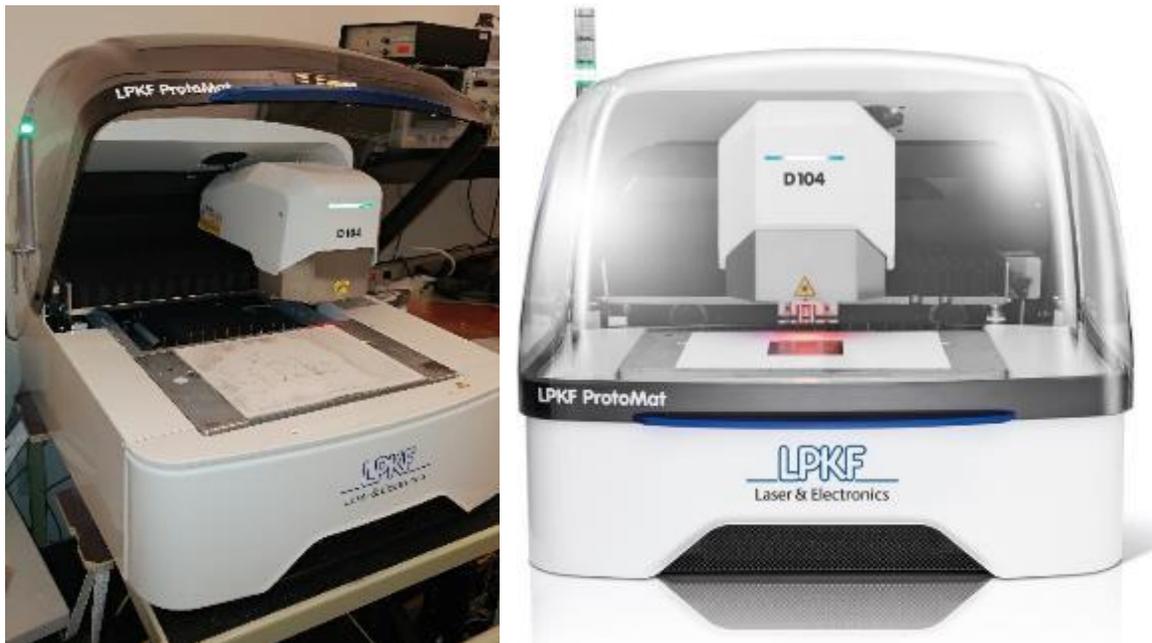


(c)

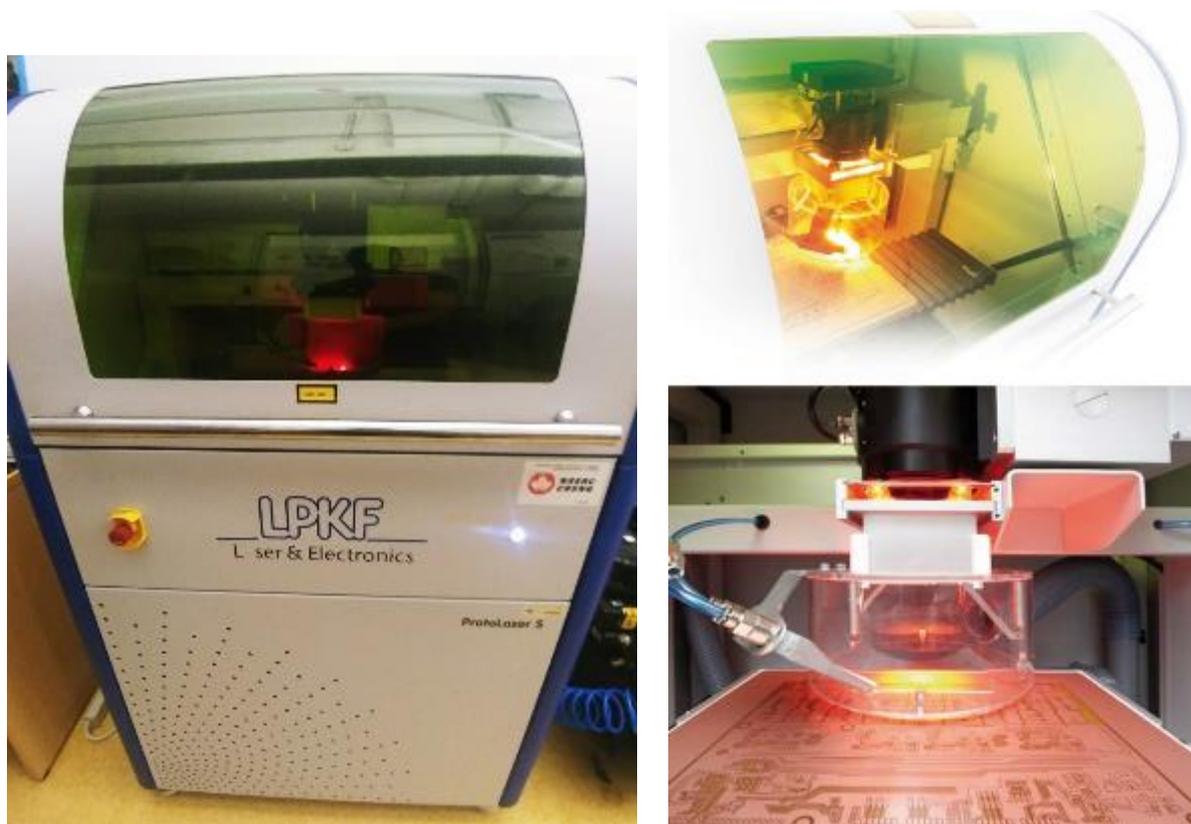
Figure IV. 3 photos des chambres anéchoïques (a) la chambre anéchoïque de l'INRS (b) scanner sphérique de LATAMS (c) Scanner planaire du champ proche de LATAMS.

La chambre anéchoïque est définie comme étant « sans écho ni réverbération » ; c'est une grande pièce bordée de matériaux absorbants aux limites pour simuler l'environnement dans l'espace libre. La figure IV.3 (a-c) montre les chambres anéchoïques des laboratoires INRS et LATAMS. La plage de fréquence de fonctionnement d'une chambre anéchoïque est déterminée par le matériau absorbant utilisé pour les murs, le plafond et le plancher de la chambre. Les chambres anéchoïques utilisent généralement des absorbeurs d'ondes aux propriétés d'absorption supérieures, car les absorbeurs à bande étroite limitent la capacité de la chambre [17].

IV.2.1 Machine LPKF ProtoMat D104 et ProtoLaser S



(a)



(b)

Figure IV. 4 outils de fabrication (a) machine mécanique et laser LPKF ProtoMat D104 du LATAMS (b) machine laser LPKF ProtoLaser S de l'INRS.

Le *LPKF ProtoMat D104* combine la gravure mécanique de haute précision avec un outil laser. Avec cet outil de gravure laser et mécanique, des structures avec une trace de 50 μm et un espace de 35 μm peuvent être produits sur des matériaux céramiques et les circuits RF complexes. Grâce au traitement au laser, la taille de canal de coupe le plus fin possible est de 15 μm . Le ProtoMat D104 comprend un capteur sans contact, pour un réglage automatique de la profondeur de l'outil ce qui permet des opérations sans surveillance. Une table à vide intégrée maintient le substrat fermement en place [18].

Le *ProtoLaser S* est idéal pour le prototypage efficace de circuits numériques et analogiques complexes et de circuits imprimés HF et micro-ondes, jusqu'à 229 x 305 mm avec une précision ligne/espace de 50/25 μm . Il a été spécialement développé pour une utilisation en laboratoire ; avec un volume compact et facile à utiliser. La production des géométries très précises dans presque tous les matériaux fait du ProtoLaser S un système parfait pour la production d'antennes, de filtres et de nombreuses autres applications qui nécessitent une qualité précise. Le ProtoLaser S traite des gammes différentes de substrats, par exemple FR4 cuivré, céramiques, TMM, Duorid ou PTFE. Les substrats sont solidement maintenus sur la table à vide intégrée, y compris les substrats minces et flexibles. Son logiciel de fabrication est conçu pour une utilisation aisée de la machine et une importation fluide des formats de données habituels tels que les fichiers Gerber ou DXF [19].

IV.3 Outils de simulation

Plusieurs outils numériques ont été utilisés pour simuler les structures des antennes avant le processus de réalisation. Pour ces travaux de recherche, on a utilisé deux logiciels de simulation (CST et HFSS) pour la résolution des problèmes électromagnétiques.

IV.3.1 HFSS

Il est l'un des premiers outils sur le marché, et également l'un des outils les plus utilisés dans les environnements de conception industrielle en raison de sa généralité et de sa flexibilité. Le but du HFSS est l'extraction des paramètres de diffusion, admittances avec les impédances (S, Y, Z) ; ainsi que la visualisation des champs électromagnétiques tridimensionnels (champ proche et lointain) ... etc. Le HFSS est basé sur la méthode FEM (Finite Element Method) tridimensionnelle afin de résoudre les problèmes électromagnétiques. Les caractéristiques très utiles du HFSS sont la génération automatique de maillage adaptatif et son raffinement, ce qui donne plus de liberté au concepteur dans la plupart des cas [20].

IV.3.1 CST

CST MWS (CST Microwave Studio) est basé sur la technique d'intégration finie (en anglais, Finite Integration Technique : FIT). Il permet de choisir le domaine temporel ainsi que l'approche du domaine fréquentiel. Il existe aussi nombreux solveurs, celui de domaine transitoire, de mode propre et de fréquence. Le solveur transitoire a été examiné pour l'analyse comparative ; le solveur dans le domaine temporel calcule le comportement à large bande des dispositifs électromagnétiques en une seule simulation, avec une résolution de fréquence arbitrairement fine. L'analyse transitoire des antennes proposées est effectuée en utilisant le type de maillage hexaédrique. Le CST en tant que logiciel polyvalent est un véritable concurrent du HFSS [21].

IV.4 Géométrie de l'antenne MIMO à polarisation circulaire

Dans cette section, on va présenter en détail la conception de l'antenne MIMO à polarisation circulaire.

La conception de l'antenne MIMO à polarisation circulaire est illustrée sur la figure IV.5 Elle comprend deux Q-CDRA identiques (avec un rayon $R_d = 10$ mm, une épaisseur $D = 6,35$ mm et une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 10$) l'une devant l'autre avec un plan de masse commun 20×20 mm². Le mécanisme d'excitation est réalisé par une ligne d'alimentation quasi spirale, optimisée et imprimées sur la couche supérieure du substrat diélectrique Rogers RT-6006, avec un volume de $W \times W \times H$ ($L = 20$ mm, $H = 1,27$ mm, $\epsilon_r = 6,45$).

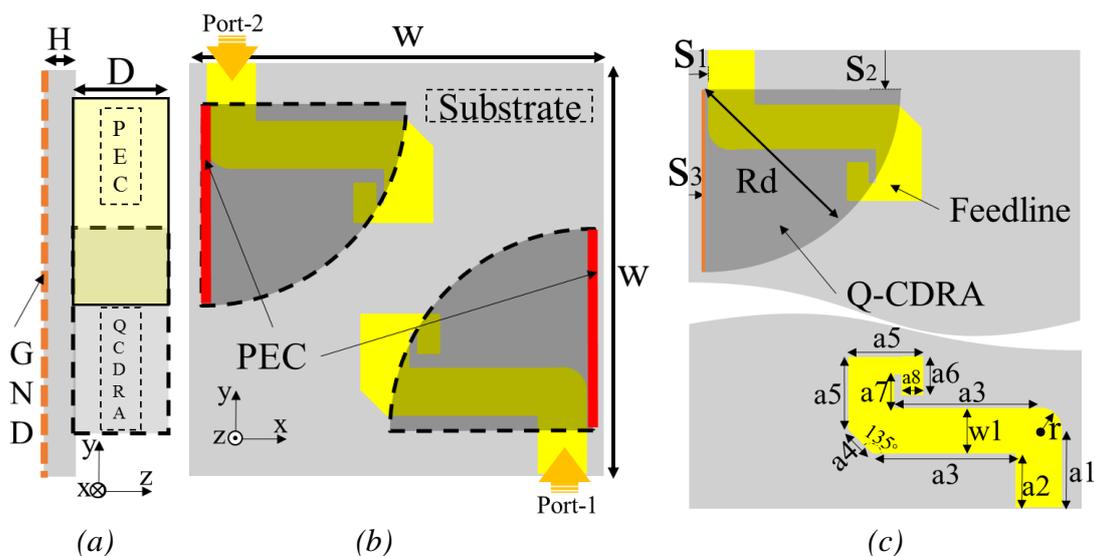


Figure IV. 5 Géométrie de l'antenne CP-MIMO à deux ports (a) vue latérale (b) vue de dessus (c) dimension et emplacement de la ligne d'alimentations avec le Q-CDRA

Tableau IV. 1 les valeurs optimales des paramètres de l'antenne proposée

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
W	20	A_2	2.8	A_8	1.2
H	1.27	A_3	7.4	R	1.2
D	6.35	A_4	1.66	S_1	0.8
R_D	10	A_5	4	S_2	2
W_I	2.4	A_6	2	S_3	0.5
A_I	4	A_7	1.6		

25 % de la taille du résonateur original (CDR) a été maintenue pour aboutir à la forme finale Q-CDR. Cette réduction est obtenue après l'application de la théorie d'image, par l'insertion orthogonale de parois électriques et magnétiques, pour maintenir approximativement la même distribution de champ électromagnétique que celle du cas d'un résonateur CDR complet.

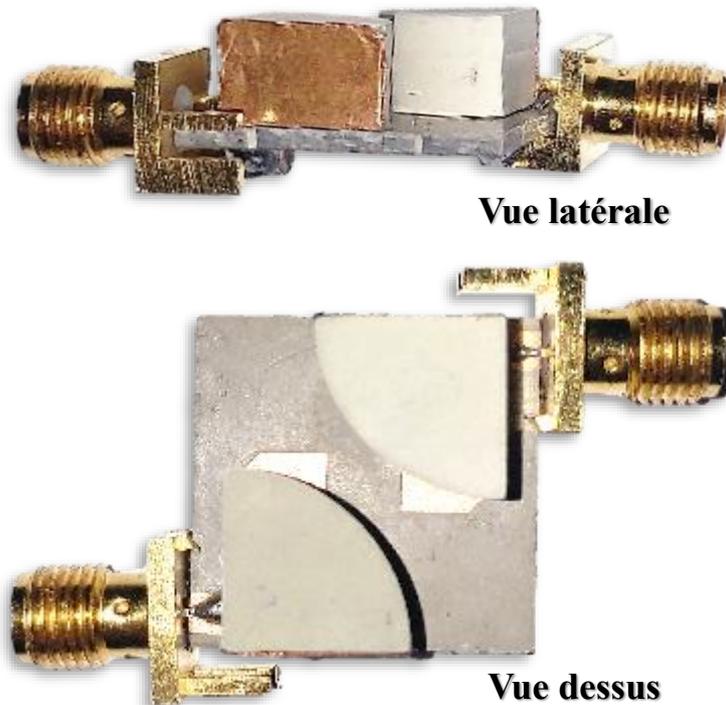


Figure IV. 6 photographie de l'antenne CP-MIMO fabriquée

IV.5 Analyse de l'antenne MIMO à polarisation circulaire

Dans cette section, les résultats de simulation et de mesures de l'antenne MIMO à polarisation circulaire vont être présentés. Premièrement, on va évaluer les paramètres de diffusions (les paramètres S), pour les différentes configurations de la ligne d'alimentation, afin d'obtenir une excitation de deux modes orthogonaux de même famille

(HEM, TE ou TM). Le choix de la ligne d'alimentation a été sélectionné précisément ; pour cela, une étude comparative a été effectuée pour démontrer l'effet de la ligne sur le rapport axial et sur la fréquence de résonance. Ensuite, le gain et l'efficacité de l'antenne proposée seront présentés. Finalement, l'enveloppe des coefficients de corrélation (ECC) est calculée.

IV. 3.1 Optimisation de la ligne d'alimentation

Dans cette partie, on présentera une étude comparative entre les différents cas des formes de la ligne microruban et ses effets sur l'acquisition de la polarisation circulaire. Quatre cas ont été étudiés pour accomplir ce type de polarisation. La figure IV.7 prévoit la ligne d'alimentation avec les différentes partitions qui présentent les cas suggérés (1 représente le premier cas, 1 + 2 représente le 2e cas, 1 + 2 + 3 représente le 3e cas, 1 + 2 + 3 + 4 représente le dernier cas).

Les figures IV.8 (a-c) représentent les performances de l'antenne par rapport aux formes de la ligne. La figure IV.8 (a) montre les résultats simulés du coefficient de réflexion de l'antenne MIMO des différents cas étudiés. On peut conclure que l'augmentation de la bande passante peut être obtenue en excitant deux modes distincts. Pour le premier cas, une bande de 4-5Ghz a été obtenue lors de l'excitation avec une ligne microruban classique avec une isolation entre les éléments de l'antenne de 8 dB à 36 dB. Ainsi, la polarisation circulaire n'existe pas dans ce cas. Dans le deuxième cas, une forme en L inversé de la ligne électrique a été envisagée ; cependant, l'antenne ne résonne pas dans la bande souhaitée.

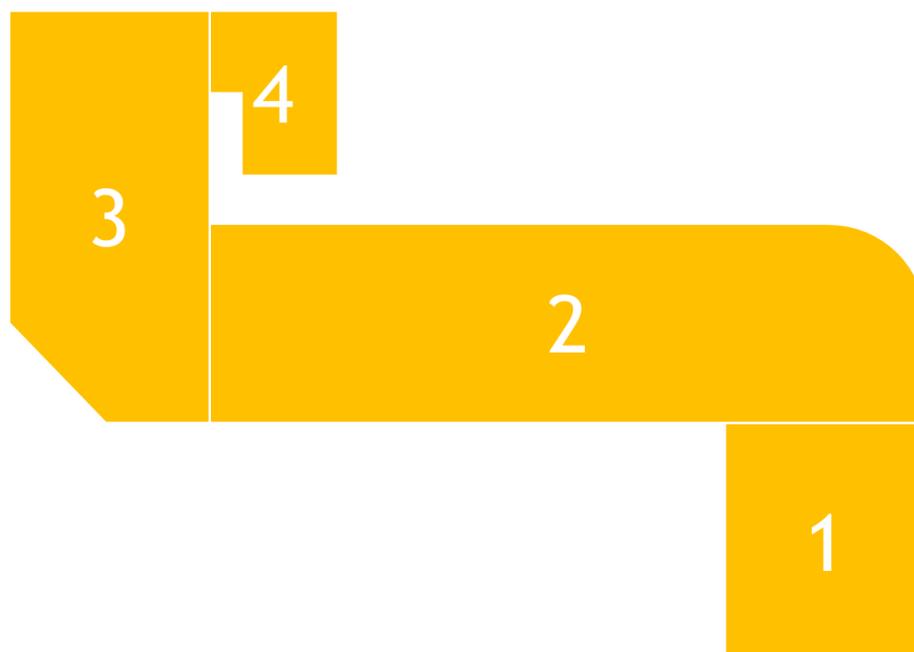
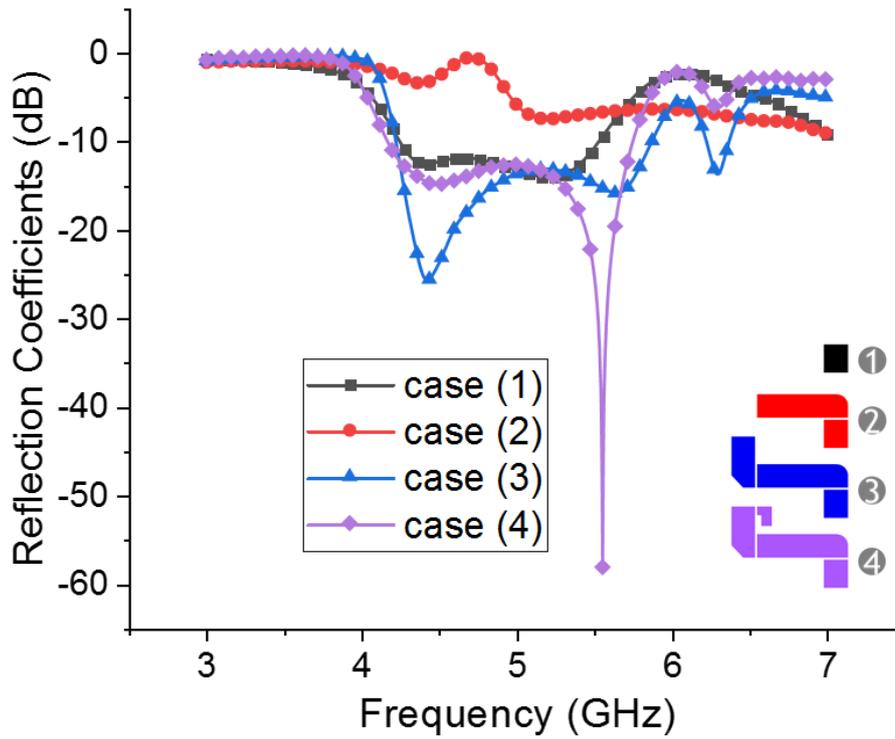
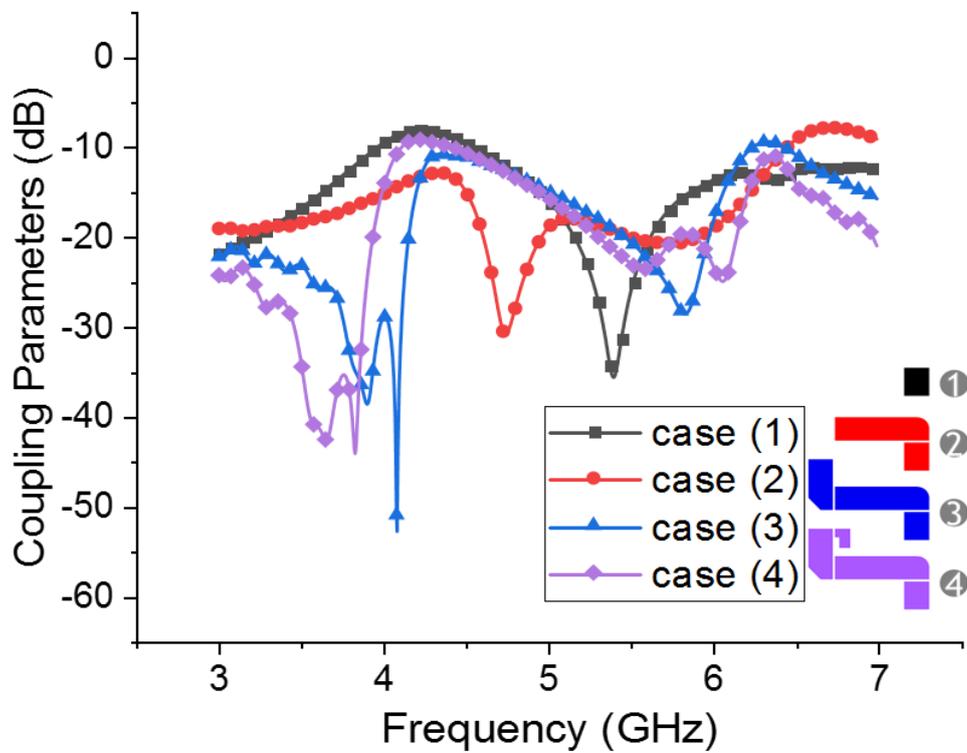


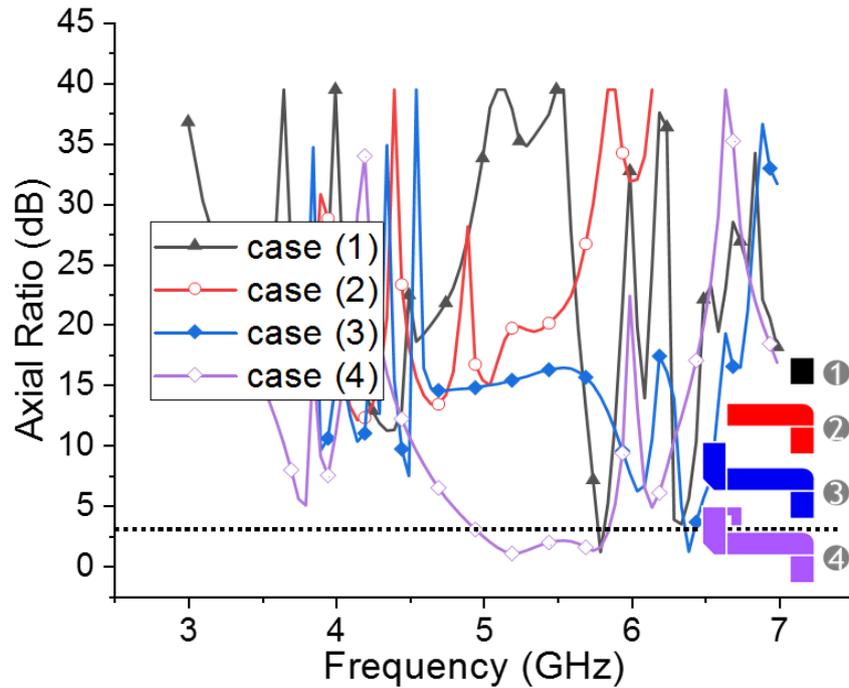
Figure IV. 7 les différents cas proposés de la ligne d'alimentation afin d'obtenir la CP.



(a)



(b)



(c)

Figure IV. 8 les performances de l'antenne proposée versus les différents cas de la ligne (a) les coefficients de réflexion (b) l'isolation entre les éléments de l'antenne (c) le rapport axial.

Dans le troisième cas, on a ajouté à la fin de la ligne L inversée un rectangle avec encoche pour faire tourner les champs à l'intérieur de DRA. Par conséquent, deux modes sont excités, mais aucune polarisation circulaire (CP) n'est produite. Dans le dernier cas, un petit patch en forme de L en rotation à 180° a été connecté à la fin de la ligne précédente pour avoir concrètement tourné les champs. Pour cela, deux modes étaient bien excités ; la bande totale est de 4,12-5,75 GHz pour $S_{11} < -10$ dB (mode HEM_{11} et HEM_{12} comme indiqué sur les figures IV.9 et IV.10). Une bande du rapport axial (AR < 3 dB) de 4,9-5,8 GHz a été atteinte avec une isolation de 23 dB. Le tableau IV.2 présente les différents paramètres étudiés et montre la différence entre les résultats obtenus lorsque la forme de la ligne change pour obtenir une polarisation circulaire.

Tableau IV. 2 Comparaisons des performances de l'antenne proposé par rapport au cas étudiés.

Cas	Bande passante (GHz)	Isolation min/max (dB)	Bande de l'axial ratio à <3 dB	Cas adopté
1 ^{ER}	4.25–5.53	8.3/35.7	HORS BANDE DE RESONANCE	NON
2 ^{EME}	PAS DE RESONANCE SUR LA BANDE DU 3–7 GHz	—	—	NON
3 ^{EME}	4.23–5.9	10.8/28.6	HORS BANDE DE RESONANCE	NON
4 ^{EME}	4.15–5.75	9.2/23.5	4.9–5.8	OUI

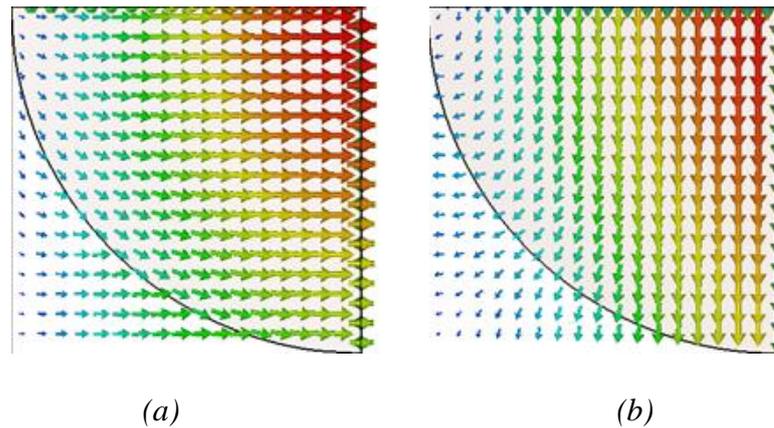


Figure IV. 9 Distributions des champs électromagnétiques du Q-CDRA pour le mode HEM_{11} a 4.5 GHz (a) champ Electric (b) champ magnétique

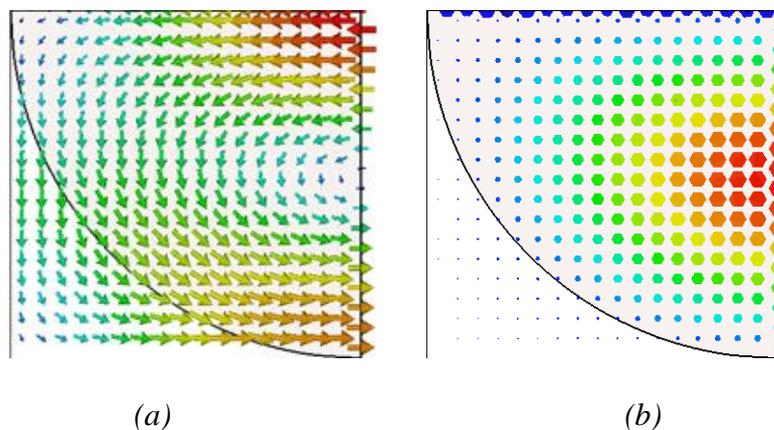


Figure IV. 10 Distributions des champs électromagnétiques du Q-CDRA pour le mode HEM_{12} a 5.5 GHz (a) champ Electric (b) champ magnétique.

Les figures IV.9 et IV.10 illustrent la distribution de champ de ces modes dans le plan équatorial. Sur la base de la théorie de l'image, on suppose que les champs de la Q-CRDA sont approximativement les mêmes que ceux de la CDRA.

IV. 3.2 Paramètres S

La figure IV.11 (a-b) illustre les paramètres S mesurés et simulés de l'antenne proposée. Un accord acceptable entre les résultats de mesure et de simulation est observé. La bande passante mesurée couvre le spectre entre 4.4–6.2 GHz, et celle de simulation est de 4,15 à 5,75 GHz.

De plus, l'isolement mesuré est inférieur à -15 dB pour toute la bande de fonctionnements (4,4 à 6,2 GHz). De ce fait, cette condition est suffisante pour obtenir un système MIMO convenable avec des critères de diversité appropriés. On peut également remarquer que pour la bande du rapport axial (4,5-5,75 GHz), le couplage mutuel diminue

pour atteindre une valeur de -27 dB à la fréquence 5,75 GHz. Par conséquent, la présence d'ondes à polarisation CP conduit à lutter contre le problème de couplage mutuel.

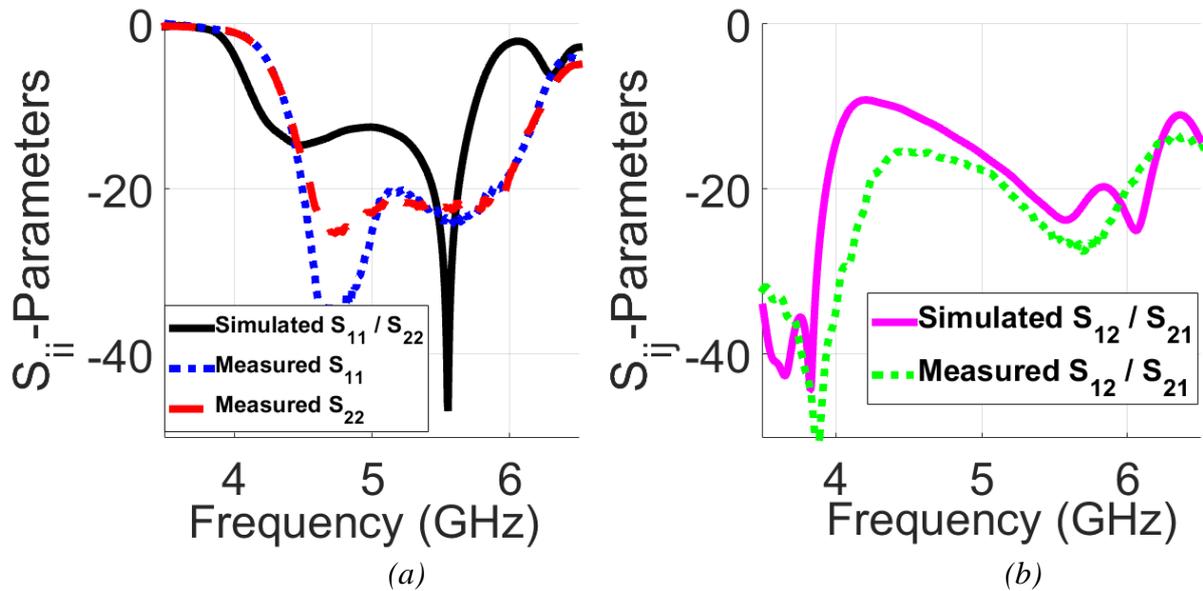


Figure IV. 11 les paramètres S de l'antenne MIMO à CP (a) coefficients de réflexion S_{11}/S_{22} (b) coefficients de couplage S_{12}/S_{21} .

À partir de ces résultats, une divergence mineure peut être observée entre les mesures et les simulations ; en raison de la tolérance de fabrication, du désalignement des Q-CDRA, des pertes de matière, des connecteurs SMA, des courants parasites et de la super-colle entre le substrat et le résonateur.

IV. 3.3 Rapport axial et le gain de l'antenne MIMO à CP

Le rapport axial (AR) est défini comme le rapport entre les axes supérieurs et inférieurs de l'ellipse de polarisation ; si les axes de l'ellipse sont égaux, elle se transforme en cercle, et on dit que l'antenne a une polarisation circulaire, pour plus de détail voire la référence [22].

La figure IV.12 montre l'AR et le gain mesurés dans le sens large ($\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$). L'antenne proposée fournit une polarisation CP (AR < 3 dB) dans la gamme de fréquences de 4,5 à 5,75 GHz (24,4 %) et un gain stable de plus de 5 dBi dans la même bande.

Pour identifier la direction du CP, les distributions de champ magnétique avec la période T sont examinées sur la surface du résonateur Q-CDR, à 4,5 et 5,5 GHz, comme indiqué sur la Figure IV.13.

D'après les Figures IV.13 (a-b), les vecteurs de champ magnétique pour $t = 0$ pointent vers le mur électrique ; à la même fréquence pour $t = T/4$ les vecteurs de champ magnétique pointent vers le haut du Q-CDR et tournent dans le sens antihoraire. De même, sur les

Figures IV.13 (c-d), les vecteurs H sont dans le sens de rotation antihoraire. Par conséquent, la conception de l'antenne proposée offre une polarisation circulaire droite (RHCP).

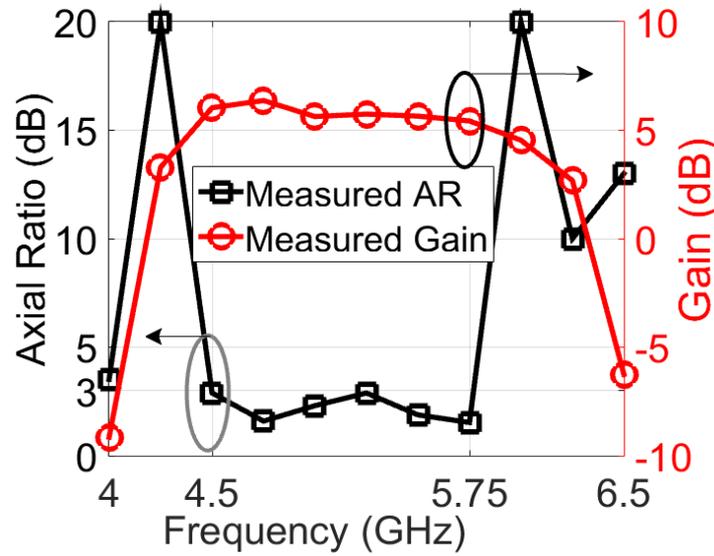


Figure IV. 12 Rapport axial et gain mesurés de l'antenne MIMO à Polarisation circulaire.

Ensuite, l'emplacement du mur électrique (la face métallique) verticalement par rapport au plan de masse dans une position appropriée, induit des courants orthogonaux sur cette paroi couplée en raison de l'interaction avec le résonateur diélectrique. Par conséquent, une bande passante supplémentaire peut être générée pour le rapport axial. On peut donc dire que le mur électrique joue un double rôle en améliorant la bande passante du rapport axial et en réduisant la taille du DRA de 75 %.

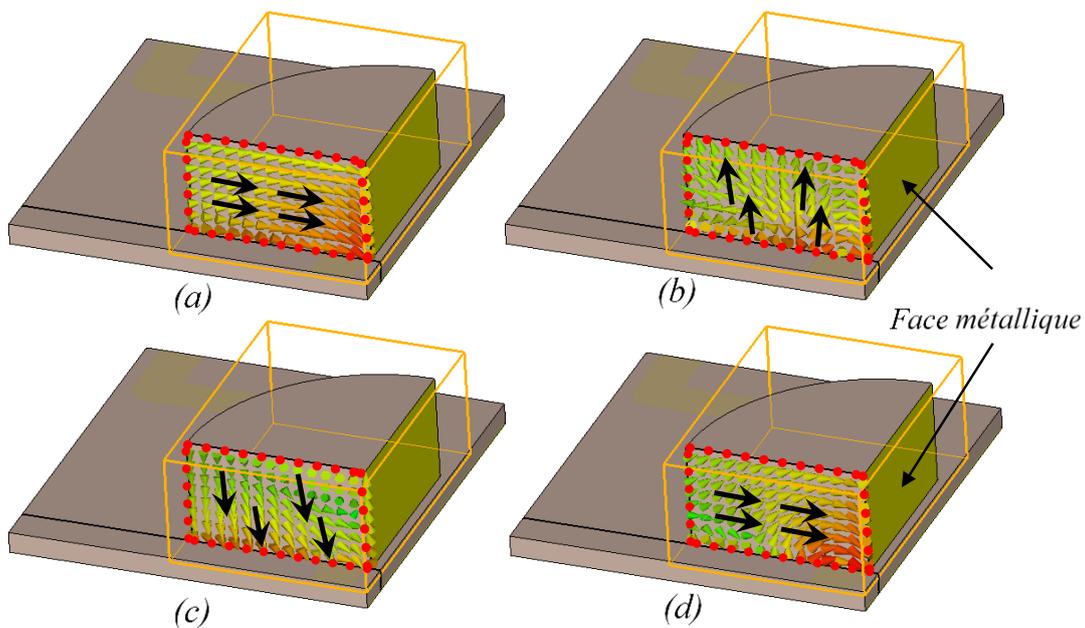


Figure IV. 13 Distributions du champ magnétique sur la face DRA, pour les deux modes ; (a) HEM11 (4,5 GHz pour $t = 0$) (b) HEM11 (4,5 GHz pour $t = T/4$) (c) HEM12 (5,5 GHz pour $t = 0$) (d) HEM12 (5,5 GHz pour $t = T/4$)

IV. 3.4 Coefficients d'enveloppe de corrélation (ECC)

Le ECC est obtenu en utilisant deux méthodes, la première utilise les paramètres S (Equations III.13 ou III.14) et la seconde utilise le diagramme de rayonnement en 3D (Equation III.10) pour des résultats plus réalistes. Une autre définition de ces équations a été donnée par Sharawi et al. [15] (Equations IV.1 et IV.2).

$$\rho_{ij} = \frac{-\sum_{n=1}^N S_{ni}^* S_{nj}}{(1-\sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2)(1-\sum_{n=1}^N |S_{nj}|^2)} \dots\dots\dots (IV.1)$$

Où ρ_{ij} est la corrélation entre les éléments i et j, S_{ni} et S_{nj} sont les paramètres S entre chacun des n différents ports et éléments i et j du système d'antenne MIMO ; (*) est l'opérateur conjugué.

$$\rho_{ij} = \frac{|\iint_{4\pi} \vec{F}_i(\theta, \phi) * \vec{F}_j(\theta, \phi) d\Omega|}{\iint_{4\pi} |\vec{F}_i(\theta, \phi)| d\Omega \iint_{4\pi} |\vec{F}_j(\theta, \phi)| d\Omega} \dots\dots\dots (IV.2)$$

D'où * est le produit Hermitien, $\vec{F}_i(\theta, \phi)$ et $\vec{F}_j(\theta, \phi)$ sont les champs 3D rayonnés des antennes lorsque les i^{ème} et j^{ème} ports sont excités et Ω présente l'angle solide.

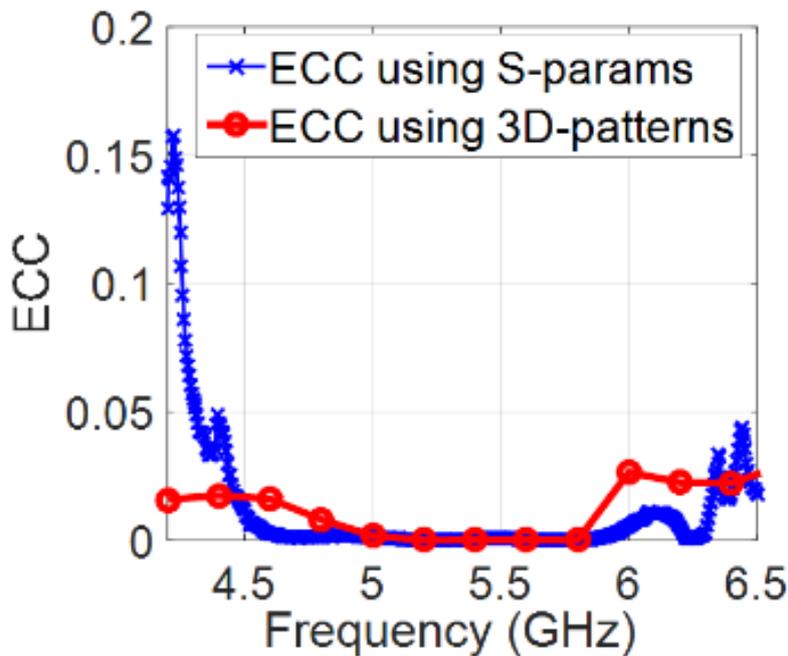


Figure IV. 14 le coefficient d'enveloppe de corrélation par l'utilisation des paramètres S et diagrammes 3D.

La figure IV.14 présente le ECC mesuré. Sur cette figure, on peut voir que le niveau ECC est inférieur à 0,03 sur la bande souhaitée.

D'après le tableau IV.3, on peut distinguer que l'enveloppe de corrélation obtenue par les diagrammes 3D est plus pratique que l'utilisation des paramètres S. Par conséquent, la

Antenne Q-CDR a polarisation circulaire pour les systèmes MIMO

présence des ondes à polarisation circulaire à l'intérieur des DRA conduit à diminution du couplage dans la bande 5-5,8 GHz.

Tableau IV. 3 Comparaison entre les ECC à l'aide de modèles 3D et de paramètres S

Bande de fréquence	Max ECC (par la méthode des diagrammes en 3D)	Max ECC (par la méthode des paramètres S)
4.4-5	<0.02	<0.002
5-5.8	<0.001	<0.001
5.8-6.2	<0.03	<0.01

IV.3.5 Digrammes de rayonnement de l'antenne MIMO à CP

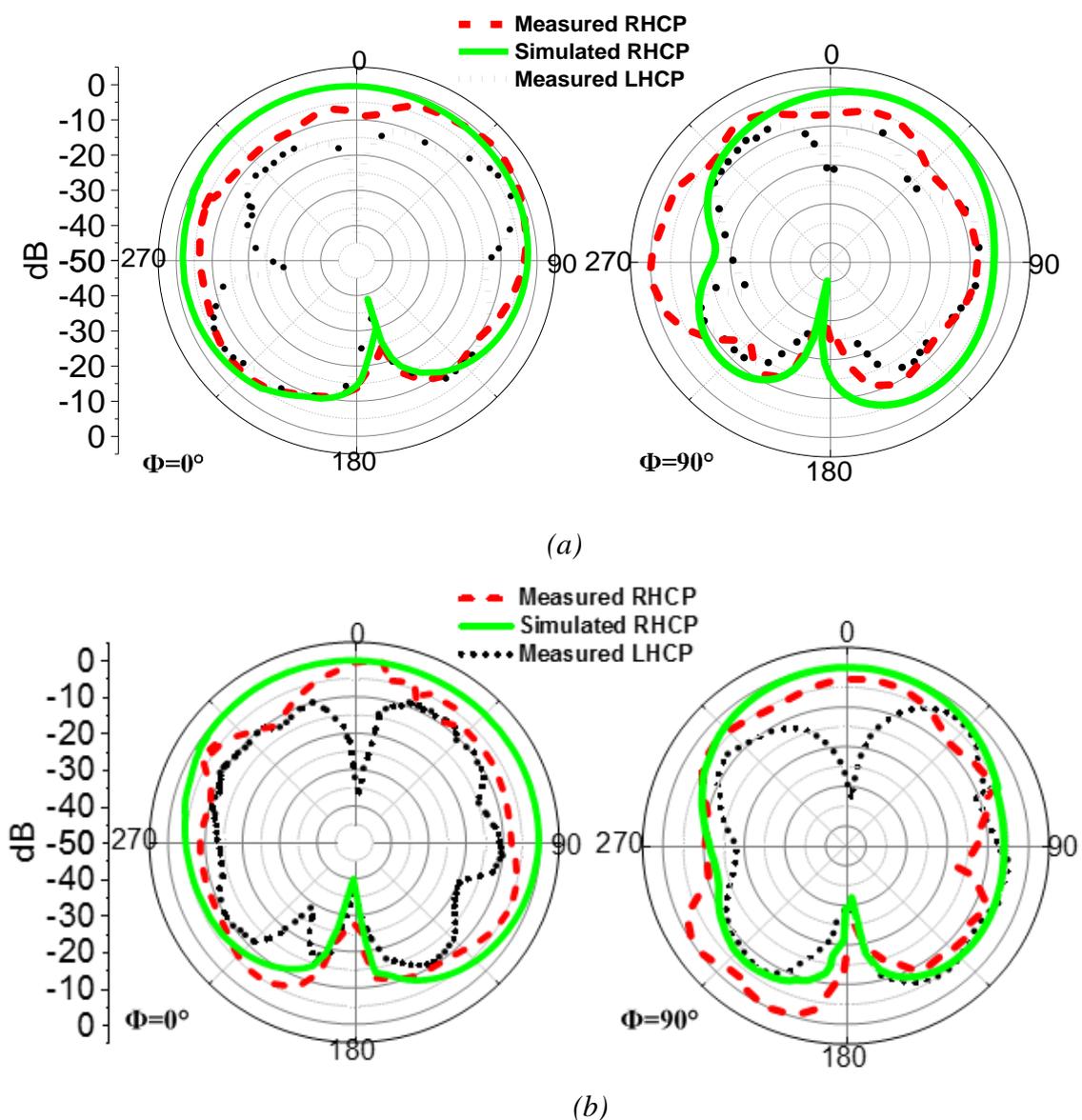


Figure IV. 15 le diagramme de rayonnement normalisé de la RHCP mesuré/simulé du système d'antenne MIMO (a) 4,5 GHz (b) 5,5 GHz.

Les diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne CP-MIMO à 4,5 GHz et 5,5 GHz dans deux plans ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$) sont tracés sur la Figure IV.15. Les diagrammes sont dans le sens principal de rayonnement avec une séparation des ondes RHCP plus forte par rapport à la composante LHCP de plus de 20 dB. De plus, les diagrammes mesurés sont en bon accord avec ceux de simulation.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé les différents équipements utilisés dans la réalisation et les mesures des antennes ainsi que les outils numériques de modélisation électromagnétique CST et HFSS. Ensuite, une antenne MIMO compacte large bande à polarisation circulaire a été étudiée et analysée. Une nouvelle approche pour générer des ondes à polarisation circulaire a été appliquée, en modifiant la forme de l'antenne, avec une nouvelle forme de ligne d'alimentation conçue pour exciter simultanément deux modes orthogonaux (HEM_{11} et HEM_{12}), à l'intérieur du QCDRA. Une polarisation CP droite (RHCP) a été obtenue avec un niveau de séparation élevé par rapport à la composante LHCP dans l'orientation de rayonnement. Par conséquent, une diversité de polarisation a été obtenue et cela conduit à réduire le couplage mutuel. Les résultats mesurés ont montré que la bande passante atteint 34 % (4,4–6,2 GHz) ainsi que la bande du rapport axial est de 24,4 % (4,5–5,75 GHz) avec un gain de plus de 5 dBi dans toute la bande opérationnelle.

Références

- [1] Brown, T., Kyritsi, P., De Carvalho, E. 'Practical guide to MIMO radio channel: With MATLAB examples', *John Wiley & Sons.*, 2012.
- [2] Petosa, A. 'Dielectric resonator antenna handbook', *Artech House Publishers.*, 2007.
- [3] Fan, Y., Huang, J., Chang, T., Liu, X. 'A Miniaturized Four-Element MIMO Antenna with EBG for Implantable Medical Device.' *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Bio.*, 2018, **2**, (4), pp. 226-33.
- [4] Anitha, R., Sarin, VP., Mohanan, P., Vasudevan, K. 'Enhanced isolation with defected ground structure in MIMO antenna', *Electronics Letters*. 2014, **50**, (24), pp.1784-1786.
- [5] Valenzuela-Valdés, Juan F., et al. 'The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2006, **5**, pp.534-536.
- [6] Gao, Steven Shichang., Qi, Luo., and Fuguo, Zhu. 'Circularly polarized antennas,' *John Wiley & Sons.*, 2013.
- [7] Karamzadeh, S., Kartal, M. 'Circularly polarised MIMO tapered slot antenna array for C-band application', *Electronics Letters*. 2015, **51**, (18), pp.1394-1396.
- [8] Kishk, AA., 'An elliptic dielectric resonator antenna designed for circular polarization with single feed.' *Microwave and Optical Technology Letters*. 2003, **37**, (6), pp.454-456.
- [9] Bezerra, JW., Sousa, DG., Junqueira, CC., et al. 'Circularly polarized quarter-cylinder-shaped dielectric resonator antenna using a single probe feed,' *Microwave and Optical Technology Letters*. 2015, **57**, (3), pp.722-726.
- [10] Simeoni, M., Cicchetti, R., Yarovoy, A., Caratelli, D. 'Plastic-based supershaped dielectric resonator antennas for wide-band applications', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2011, **59**, (12), pp.4820-4825.
- [11] Pan, Y., Leung, KW. 'Wideband circularly polarized trapezoidal dielectric resonator antenna,' *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2010, **9**, pp.588-591.
- [12] Chowdhury, R., Chaudhary, RK. 'An Approach to Generate Circular Polarization in a Modified Cylindrical-Shaped Dielectric Resonator Antenna Using PMC Boundary Approximation,' *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, **17**, (9), pp.1727-1731.
- [13] Patel, P., Mukherjee, B., Mukherjee, J. 'Wideband circularly polarized rectangular dielectric resonator antennas using square-shaped slots', *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* 2016, **15**, pp.1309-1312.
- [14] Zhou, YD., Jiao, YC., Weng, ZB., Ni, T. 'A novel single-fed wide dual-band circularly polarized dielectric resonator antenna', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2016, **15**, pp.930-933.
- [15] Sharawi, M. S., Hassan, A. T., Khan, M. U. 'Correlation coefficient calculations for MIMO antenna systems: a comparative study', *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2017, **9**, (10), pp.1991-2004.

- [16] Keysight Technologies, 'PNA Microwave Network Analyzers', 2020, <https://www.keysight.com/>
- [17] W. H. Emerson, 'Absorbeurs d'ondes électromagnétiques et chambre anéchoïque au fil des ans', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, **21**, (4), pp. 484-490.
- [18] LPKF Laser & Electronics AG, "LPKF ProtoMat D104 Manuel", 2020, www.lpkf.com
- [19] LPKF Laser & Electronics AG, "LPKF ProtoLaser S Manuel", 2020, www.lpkf.com
- [20] Ansys Corporation, 'ANSYS 2020 R1 user manual', 2020, <https://www.ansys.com>
- [21] Dassault systèmes, the 3DEXPERIENCE company, 'CST Studio Suite 2020 user manual', 2020, <https://www.3ds.com/>
- [22] BALANIS, Constantine A. *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2012.



Chapitre V

Antenne DR Ultra-compacte à 4 ports pour les normes MIMO



V.1 Introduction

Récemment, plusieurs solutions utiles pour obtenir de niveaux d'isolement appropriés et des structures MIMO compactes sont rapportées dans la littérature [1-12]. Cependant, la plupart de ces techniques souffrent de faibles rendements, de tailles encombrantes, de ports d'antenne limités ou de techniques de découplage complexes.

Dernièrement, les antennes à résonateur diélectrique (DRA) ont été largement suggérées en raison de leurs nombreuses caractéristiques intéressantes par rapport aux antennes planaires conventionnelles comme le découplage entre différents modes, une efficacité de rayonnement élevée, une large bande passante et l'absence des ondes surfaciques [13]. De plus, le DRA peut être excité par différents mécanismes, tels que la ligne microruban, l'ouverture à fentes, la sonde coaxiale et le guide d'onde coplanaire [14] (comme montré dans le chapitre II section 4.2). De plus, la réduction de la taille du DRA a été proposée pour plusieurs modes possibles en utilisant le concept de caractéristiques de mode symétrique et antisymétrique [15]. Tous ces avantages font DRA le bon candidat pour les systèmes MIMO [16-23].

Cependant, la majorité des études utilisant des modes orthogonaux, pour atteindre de bons niveaux d'isolement, sont très limitées (en termes d'éléments d'antenne et/ou de nombre de ports). De plus, l'utilisation de techniques de découplage augmente les coûts et complique le processus de fabrication.

Dans ce chapitre, un nouveau système d'antenne MIMO-DRA est développé pour les applications sans fil compactes (WLAN). La théorie d'image est utilisée pour réduire la taille de l'élément rayonnant de l'antenne en basant sur la symétrie géométrique du résonateur et la distribution du champ du mode considéré. Un résonateur diélectrique cylindrique (CDR) a été examiné pour générer 2- et 4-ports, qui ont pratiquement les mêmes performances en termes de fréquence de résonance et de bande passante. Le MIMO-DRA proposé permet d'obtenir une bonne compacité et une bonne capacité du canal. La faible isolation est obtenue en disposant chaque deux éléments successifs d'une manière orthogonale.

La partie restante du chapitre est structurée comme suit. Dans la deuxième section, le concept de réduction de taille est expliqué. La section 3 décrit les deux systèmes d'antennes MIMO proposés avec des géométries détaillées. La section 4 présente les résultats de simulation et de mesure pour l'antenne MIMO finale à 4 ports, avec une comparaison avec les travaux rapportés récemment.

V.2 Configuration de l'antenne

Dans un premier temps, un seul résonateur, utilisé comme antenne CDR SISO, est conçu et fabriqué. Un concept de réduction a été envisagé pour obtenir une taille de résonateur réduite. Ce concept est basé sur la technique de la théorie d'image [15,24] en utilisant les notions de mur électrique parfait (PEC) et/ou de magnétique parfait (PMC).

La disposition de la structure SISO CDR est illustrée à la figure V.1. Le matériau Rogers TMM06, avec une constante diélectrique de $\epsilon_{rd} = 6$ et une tangente de perte de 0,0023 est utilisé comme un substrat. La couche supérieure de la structure se compose d'un résonateur à disque construit à partir de Rogers TMM10i avec un volume de $\pi \times D \times R^2$ ($R = 9$ mm, $D = 6,35$ mm, $\epsilon_{rd} = 9,8$), où R et D sont respectivement le rayon et la hauteur de CDRA.

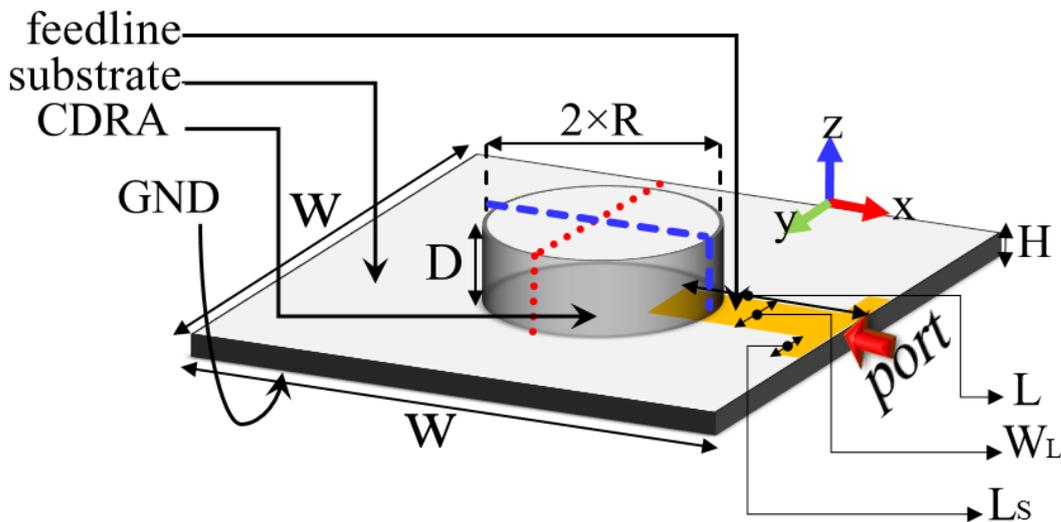


Figure V. 16 Croquis du prototype CDRA.

Le mécanisme d'excitation est réalisé en plaçant le résonateur au-dessus de la ligne d'alimentation microruban en maximisant le couplage électrique avec le CDRA.

La fréquence de résonance du mode $HEM_{11\delta}$ excité peut être déterminée à partir de l'équation (V.1) [25,26]. Avec les dimensions CDR citées précédemment, la fréquence de résonance analytique est d'environ 5,5 GHz.

$$f_{HEM_{11\delta}} = \frac{6.324}{\sqrt{(\epsilon_{rd}+2)}} \left(0.27 + 0.36 \left(\frac{R}{2D} \right) + 0.02 \left(\frac{R}{2D} \right)^2 \right) \frac{4.7713}{R} \dots\dots\dots (V.1)$$

V.2.1 Réduction de la taille en utilisant des murs électriques et magnétiques

Les figures V.2 (a-c) montrent l'orthogonalité de la distribution des champs H et E de l'antenne CDR conventionnelle. On peut remarquer que le champ H est très faible à chaque

Antenne DR ultra-compacte a 4 ports pour les normes MIMO

face du résonateur, tandis que le champ électrique est le plus fort. La figure V.3 illustre les résultats de simulation en terme du coefficient S_{11} par rapport à la longueur d'excitation L_S de la ligne d'alimentation à microruban. A partir de ces courbes, on peut noter que la fréquence de résonance est décalée lors de l'ajustement de la longueur « L_S » et que le couplage optimal est obtenu pour $L_S = 5$ mm.

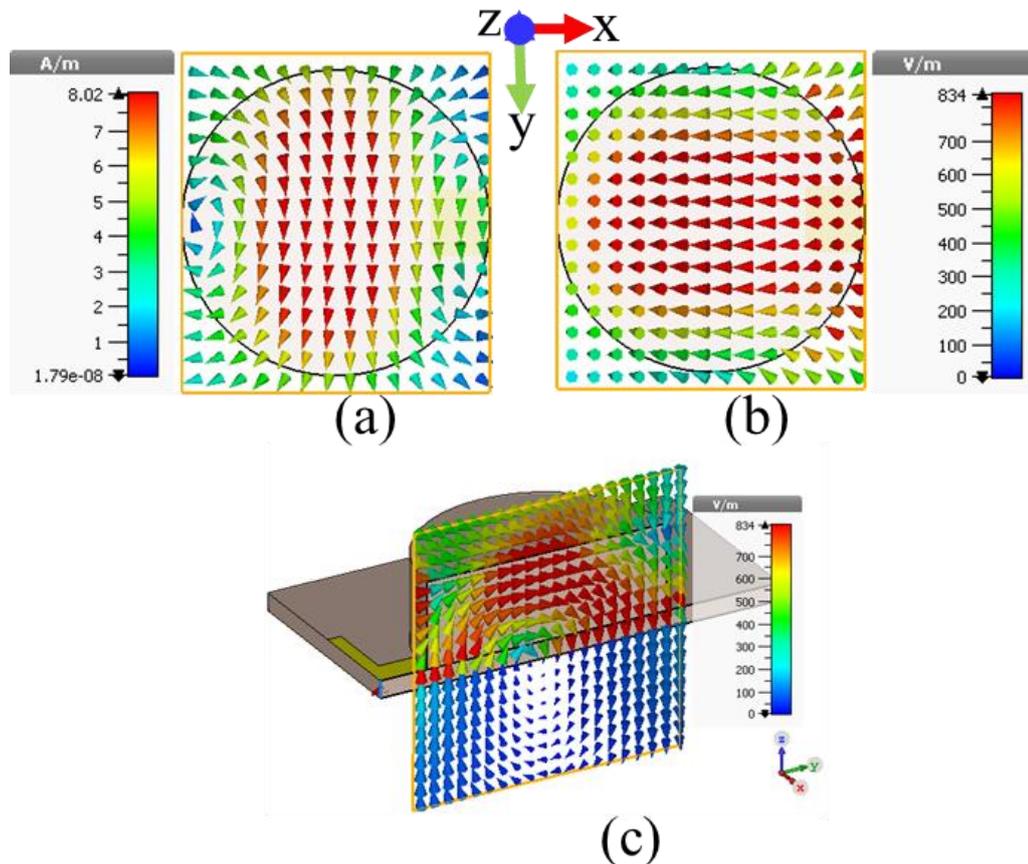


Figure V. 17 Distribution des champs HEM_{116} de l'antenne proposée (a) Le champ magnétique (b) Le champ électrique, et (c) le champ électrique dans la vue latérale.

La théorie d'image [15] est considérée pour analyser la compacité de l'antenne en gardant la même fréquence de résonance. Dans ce cas, le champ électrique doit être perpendiculaire au mur électrique, où il doit disparaître lorsqu'il est tangent au plan de symétrie. D'un autre côté, les conditions inverses sont obtenues pour le champ magnétique [15]. La figure V.4 illustre ce phénomène pour obtenir des formes de taille réduite en utilisant l'approche de murs électriques et magnétiques.

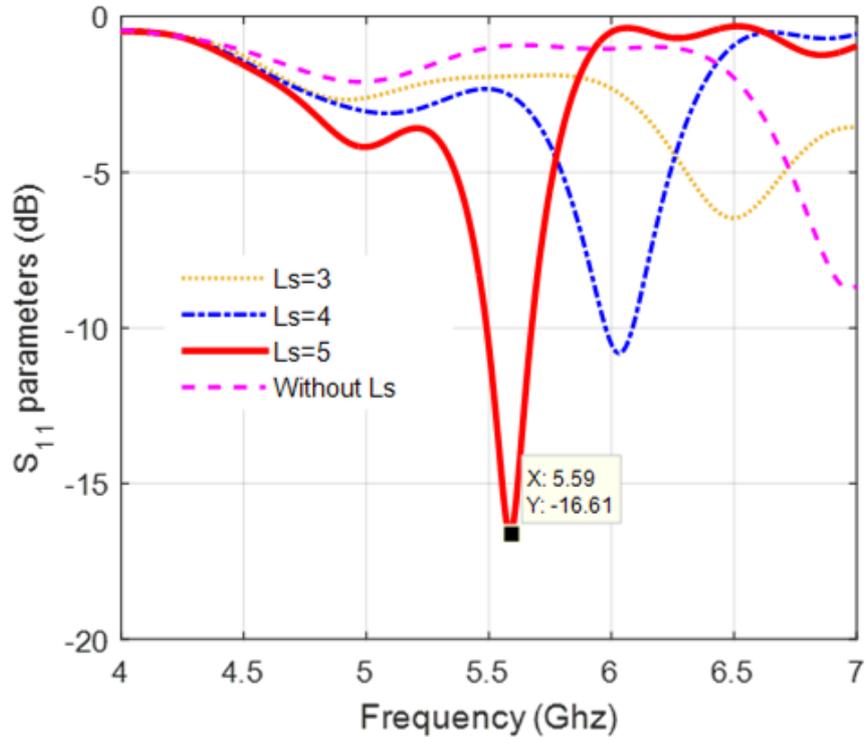


Figure V. 18 Coefficients de réflexion pour diverses valeurs de L_s .

La figure V.5 montre respectivement la distribution du champ électrique et magnétique pour le DRA demi-et quart cylindre. On peut observer sur la figure V.5 (a) que le champ électrique est approximativement équipotentiel pour toutes les régions du mur électrique. Pour cette raison, la moitié de CDRA peut être enlevée, tout en conservant la même fréquence de résonance. De plus, on peut également observer que la puissance magnétique maximale est concentrée au milieu du disque.

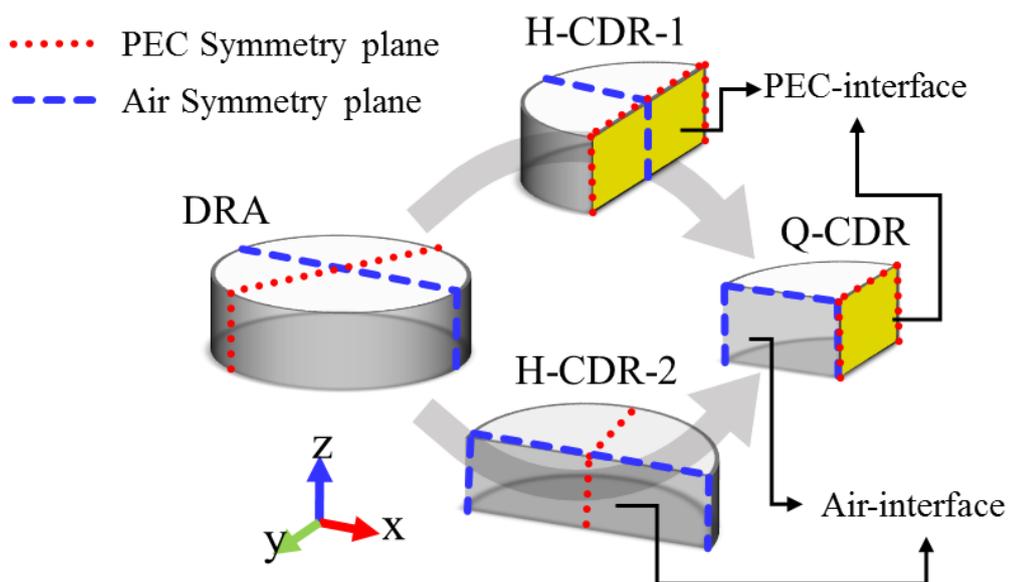


Figure V. 19 Approche de la théorie d'image utilisée pour obtenir l'antenne compacte.

Antenne DR ultra-compacte a 4 ports pour les normes MIMO

Par conséquent, un quart de cylindre DRA est obtenu en divisant la moitié de CDRA en deux parties équivalentes. On peut distinguer sur la figure V.5 (b) que les champs magnétiques sont orthogonaux au plan de symétrie de l'air (le plan de la ligne en pointillés bleus), ce qui signifie que 50 % de la moitié du CDRA pourrait être encore tronquée.

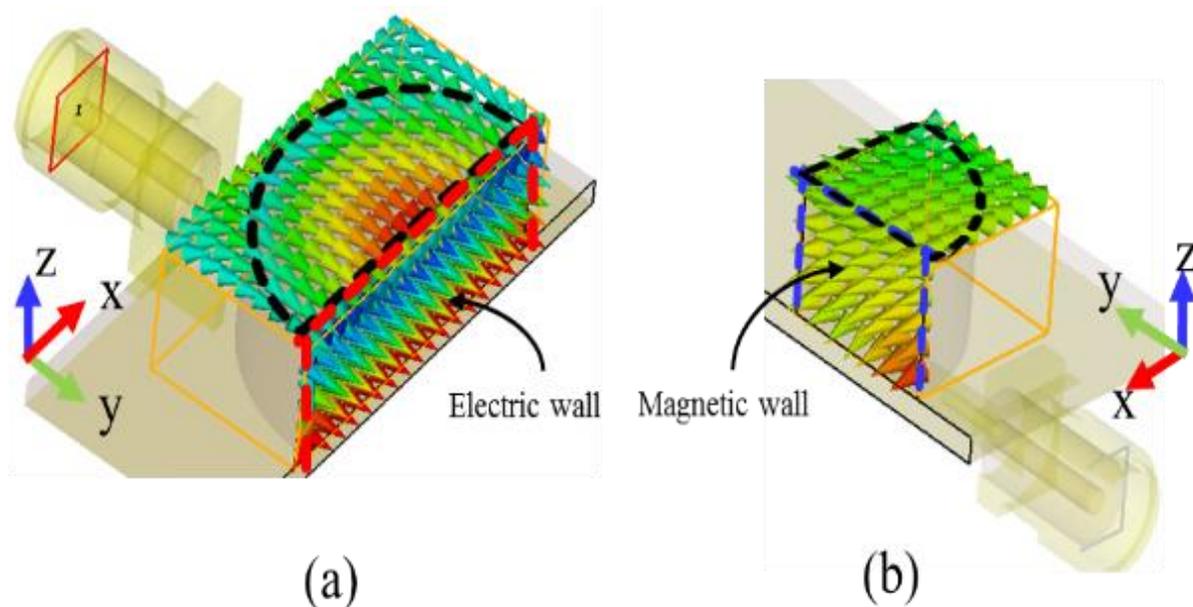


Figure V. 20 Distributions de champ aux murs électrique et magnétique à la fréquence de résonance 5,5 GHz (a) Le champ électrique du H-CDRA. (b) Champ magnétique du Q-CDRA.

Pour valider cette approche proposée, deux prototypes d'antenne (demi et quart) sont conçus et simulés afin d'être comparés au cylindre de taille complète, en termes de coefficient de réflexion et d'efficacité de rayonnement. Les résultats simulés sont effectués à l'aide du simulateur commercial CST Microwave STUDIO.

La figure V.6 montre les coefficients de réflexion simulés pour les deux formes avec et sans PEC. Par conséquent, l'antenne d'origine fonctionne autour de 5,6 GHz avec une bande passante de 5,53 à 5,64 GHz. Cependant, dans le cas d'un demi-disque, on peut remarquer que la fréquence de résonance du mode $HEM_{11\delta}$ est décalée en raison de l'utilisation d'un mur électrique de taille finie, voir l'explication dans la référence [15].

Par contre, pour le quart CDRA, quand on considère un PEC (mur de cuivre) et un PMC (mur d'interface diélectrique-air), la bande passante est presque la même que celle de l'antenne de forme cylindrique. Cela confirme que la présence du PMC et du PEC maintient la distribution du champ électrique et magnétique similaire à celle d'antenne à résonateur complet.

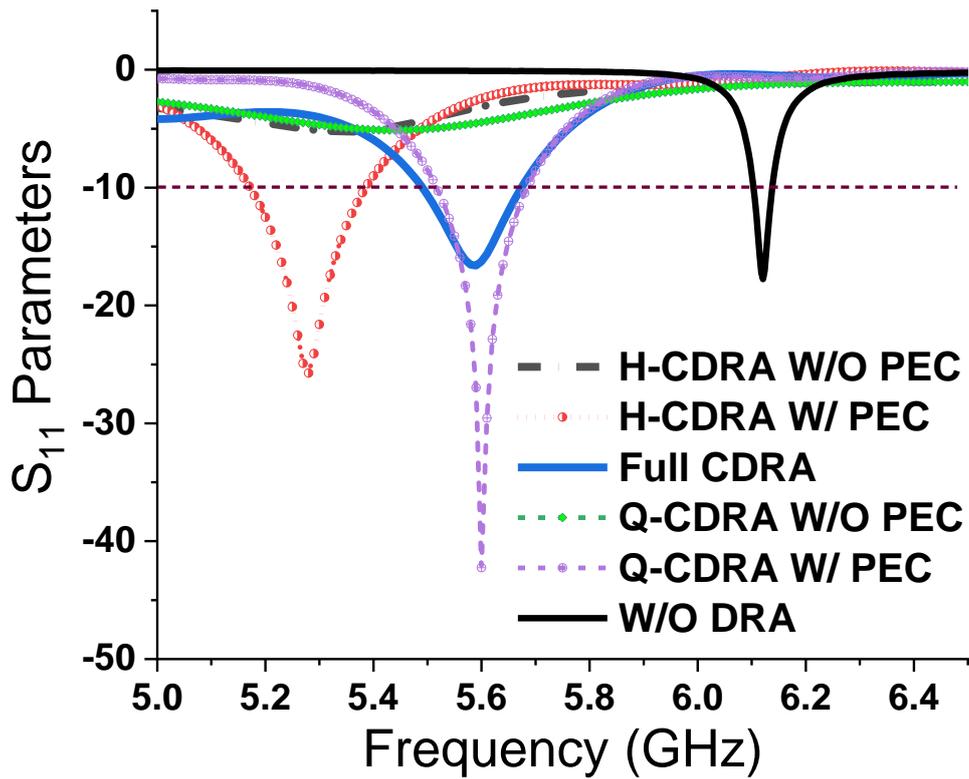
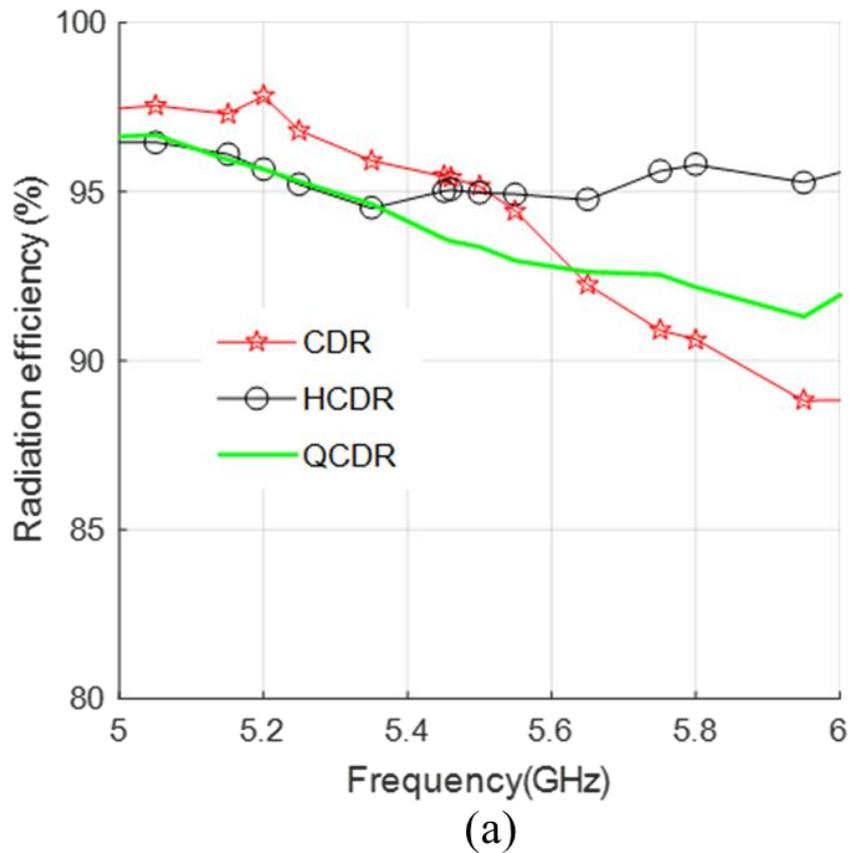


Figure V. 21 Coefficients de réflexion pour différentes structures d'antenne (CDR complet, demi-et quart).



(a)

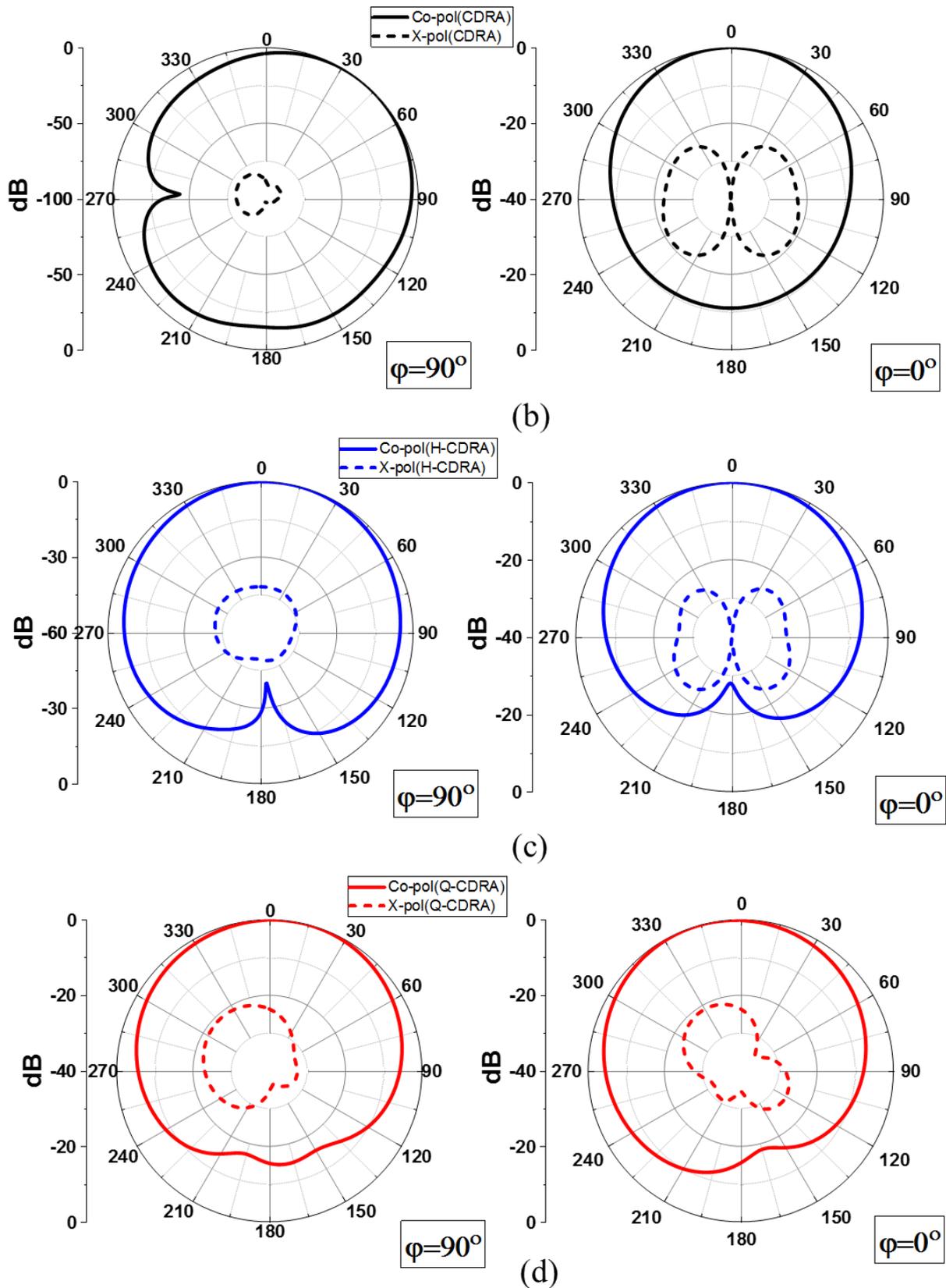


Figure V. 22 Performances des antennes SISO. (a), Efficacité de rayonnement pour les différentes configurations d'antenne. (b-d), Diagrammes de rayonnement et polarisation croisée pour différentes formes d'antenne (CDRA, H-CDRA, Q-CDRA) à la fréquence de résonance.

La figure V.7 (a) montre l'efficacité de rayonnement des trois configurations d'antenne. Les efficacités sont presque maintenues au-dessus de 90 % sur la bande concernée.

Les figures V.7 (b-d) illustrent les diagrammes de rayonnement et la polarisation croisée des trois éléments d'antenne (CDRA complète, Demi-CDRA et Quart-CDRA). Les diagrammes de rayonnement sont quasi-omnidirectionnels dans les plans E et H. Les niveaux de polarisation croisée sont meilleurs que -20 dB, ce qui est acceptable.

V.3 Antennes MIMO compactes

Le but de cette approche est de valider la méthode de réduction présentée précédemment à une antenne cylindrique à résonateur diélectrique (CDRA) pour les systèmes MIMO à 2 et à 4 ports tout en conservant la même surface occupée par la structure MIMO.

De plus, les performances des antennes MIMO à 2 et à 4 ports sont évaluées et comparées à celles de système SISO, en termes de caractéristiques électromagnétiques et de capacité de canal.

Pour améliorer la capacité du canal et fournir des caractéristiques plus pertinentes pour l'antenne précédente, le concept de réduction de taille mentionné dans la section II est appliqué pour obtenir une nouvelle antenne MIMO à 2 ports.

Tout d'abord, un système MIMO à deux demi-CDR (avec $\epsilon_r = 9,8$ et un volume compact de $\pi^2 \times D \times R^2$ mm³) est conçu et simulé comme illustré sur la figure V.8 (a-b). L'espacement entre les éléments d'antenne est « S », comme le montre la figure V.8 (a). Les deux antennes sont alimentées par deux lignes en forme de T inversé (la même ligne utilisée dans le premier cas, SISO).

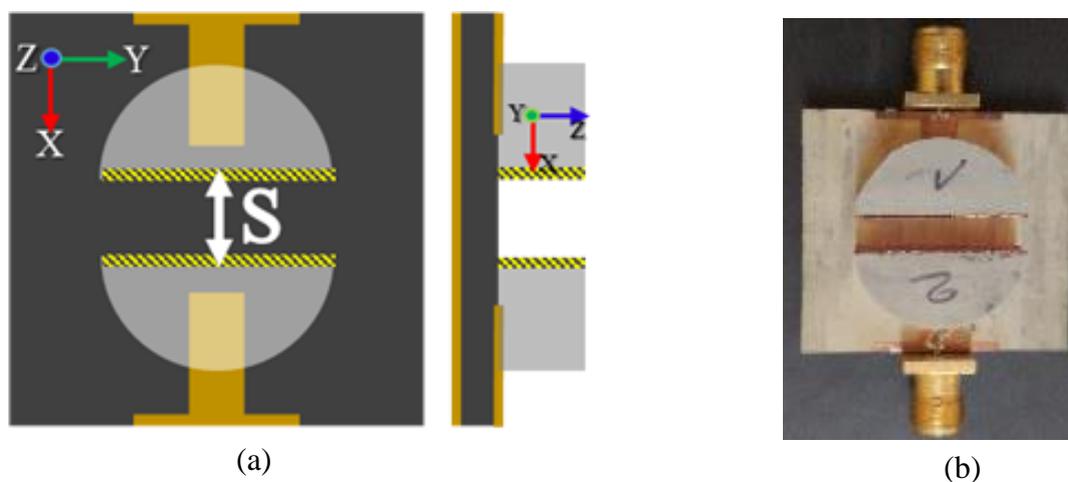


Figure V. 23 Structure d'antenne MIMO H-CDR à 2 ports. (a) Vue de dessus et latérale de l'antenne MIMO (b) Photographie de l'antenne fabriquée.

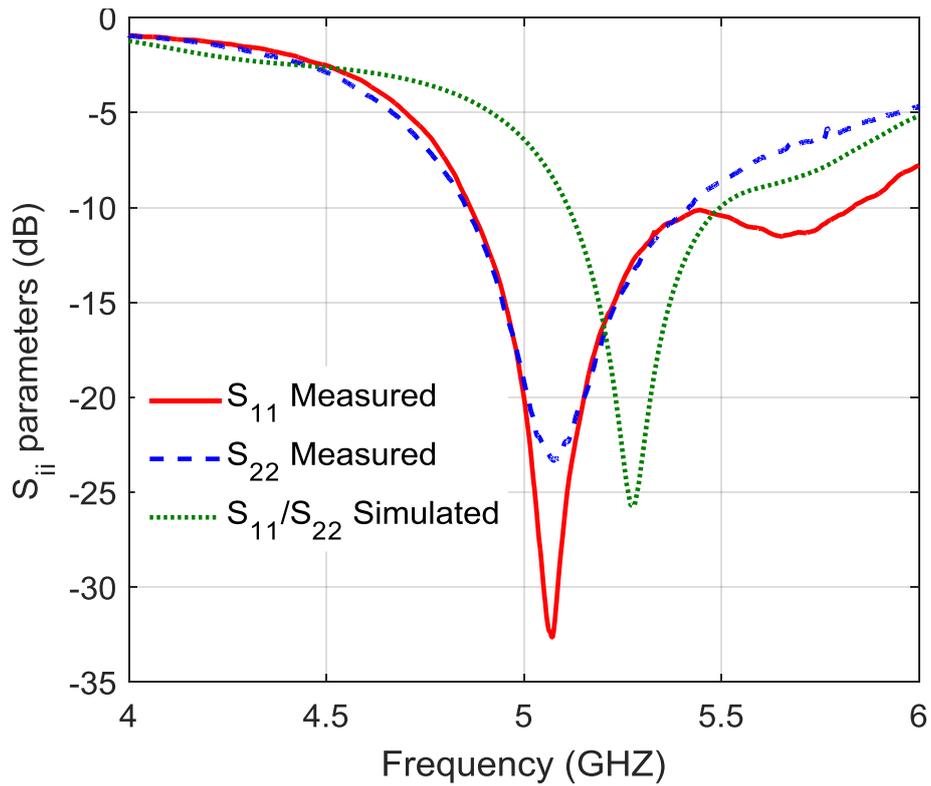


Figure V. 24 Les coefficients de réflexion (S_{ii}) mesurés et simulés du MIMO à deux ports.

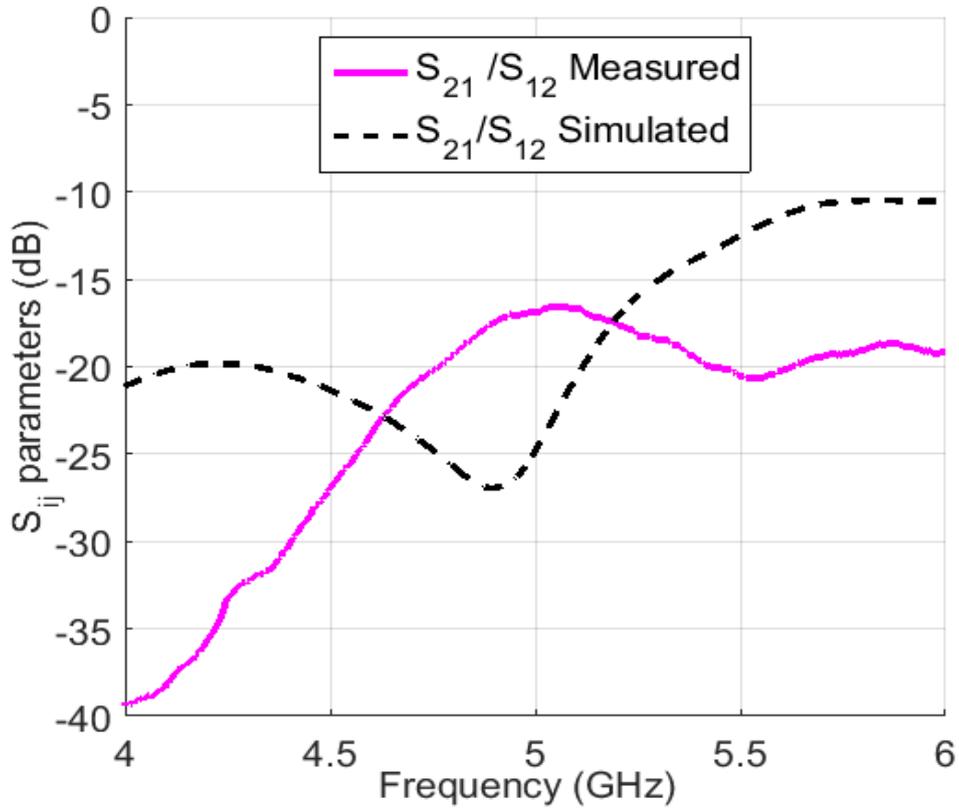
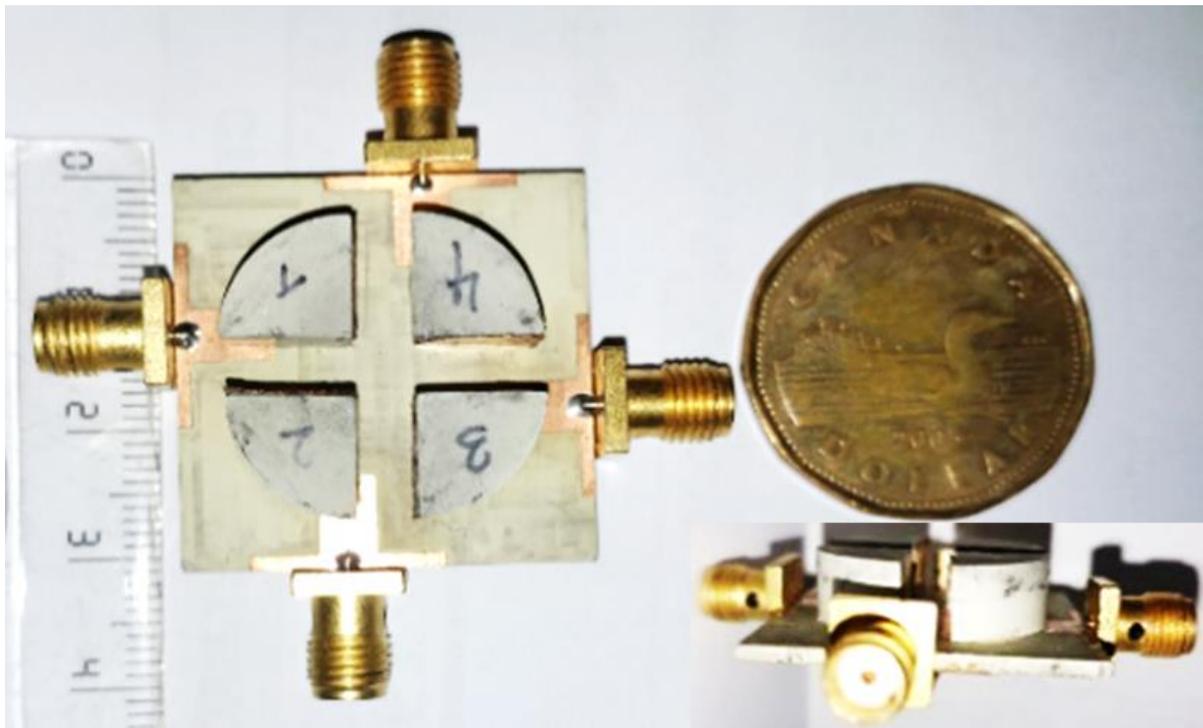
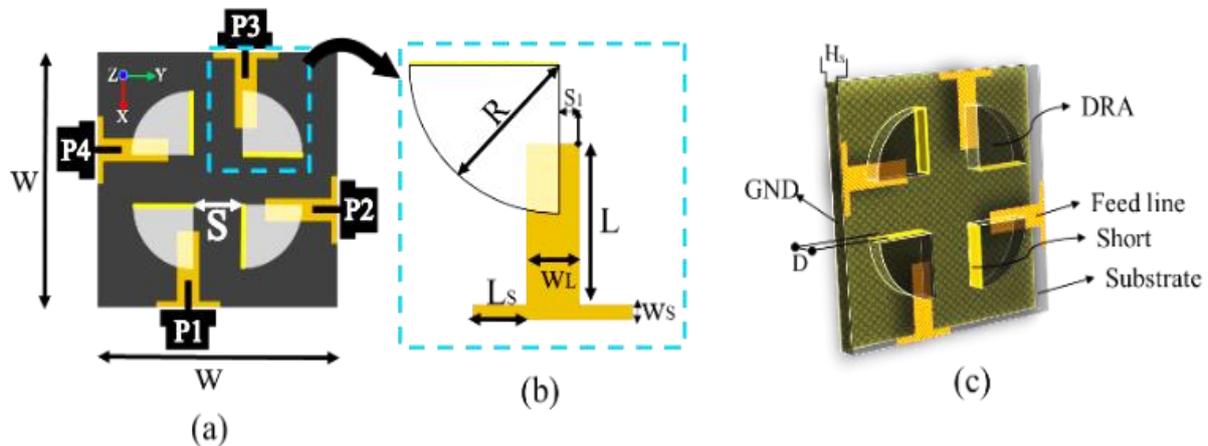


Figure V. 25 Les coefficients de couplage (S_{ij}) mesurés et simulés du MIMO à deux ports.

Antenne DR ultra-compacte a 4 ports pour les normes MIMO

Les paramètres S mesurés sont effectués en utilisant l'analyseur de réseau N5227A. Les figures V.9 et V.10 montrent un bon accord entre les résultats simulés et mesurés des coefficients de réflexion et de couplage, S_{ii} et S_{ij} .

L'antenne MIMO à 2 ports proposée offre une largeur de bande de 380 MHz (5,12-5,5 GHz pour $S_{11} < -10$ dB) et assure un bon niveau d'isolement dans toute la bande de fonctionnement. Un léger décalage entre les résultats simulés et mesurés est observé en raison des imperfections de fabrication.



(d)

Figure V. 26 Structures d'antenne MIMO Q-CDR à 4 ports. (a) une vue de dessus de l'antenne MIMO à 4 ports. (b) zoom de l'élément de l'antenne. (c) la conception de l'antenne MIMO 3D à 4 ports. (d) prototype fabriqué

En outre, une autre conception d'une structure MIMO à quatre éléments basée sur des résonateurs diélectriques quarts cylindres (QCDR) est également conçue comme illustrée à la

Antenne DR ultra-compacte a 4 ports pour les normes MIMO

figure V.11. Les quatre résonateurs quarts cylindres sont identiques et disposés uniformément autour de l'axe z, chacun ayant un mur électrique, avec une taille de $\pi/4 \times D \times R^2$ mm³. Le plan de masse et les dimensions de la ligne d'alimentation sont maintenus comme dans les cas précédents. Toutes les dimensions sont listées dans le tableau V.1.

Tableau V. 1 Paramètres optimaux pour les antennes MIMO

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
W	30	W_S	1
H	1.27	W_L	4
L	6	R	9
S	4	S₁	1
L_S	5	D	6.35

Pour obtenir plus d'isolement entre les éléments d'antenne, la structure conçue est arrangée pour assurer l'orthogonalité entre chaque deux ports successifs, comme illustrés sur la figure V.11 (a-c). La figure V.11 (d) montre une photographie du prototype de l'antenne fabriquée. Les paramètres S_{ii} et S_{ij} sont mesurés en utilisant l'analyseur de réseau N5227A. La caractérisation de l'antenne en terme de diagramme de rayonnement est effectuée à l'intérieur d'une chambre anéchoïque en utilisant un ensemble d'outils avec l'analyseur de réseau de la marque Agilent E8364B.

Les coefficients de réflexion simulés et mesurés des quatre éléments QCDRA sont tracés sur la figure V.12. On peut voir qu'un bon accord entre les résultats simulés et mesurés est obtenu avec un petit décalage de fréquence dû au processus de fabrication. Ce système d'antenne 4 — MIMO couvre la bande de fréquence de 5,4 à 5,7 GHz (avec S_{ii} inférieur à -10 dB).

Dans cette partie, l'orthogonalité entre les éléments d'antenne est utilisée pour améliorer l'isolement. Pour les ports parallèles, l'isolement obtenu est d'environ de 15 dB, alors pour le cas orthogonal l'isolation atteint 25 dB, comme le montrent les figures V.13 et V.14.

Ces niveaux d'isolement sont excellents, en absence d'utilisation de techniques de découplage compliquées.

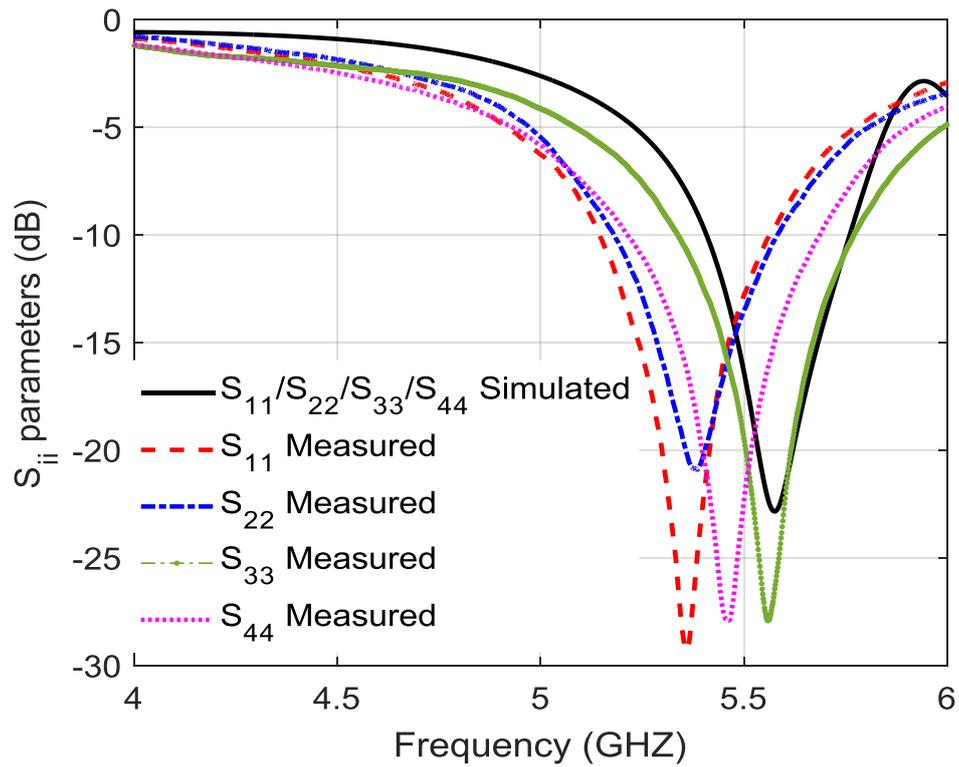


Figure V. 27 Coefficients de réflexion simulés et mesurés (S_{ii}) du système d'antenne MIMO à quatre éléments.

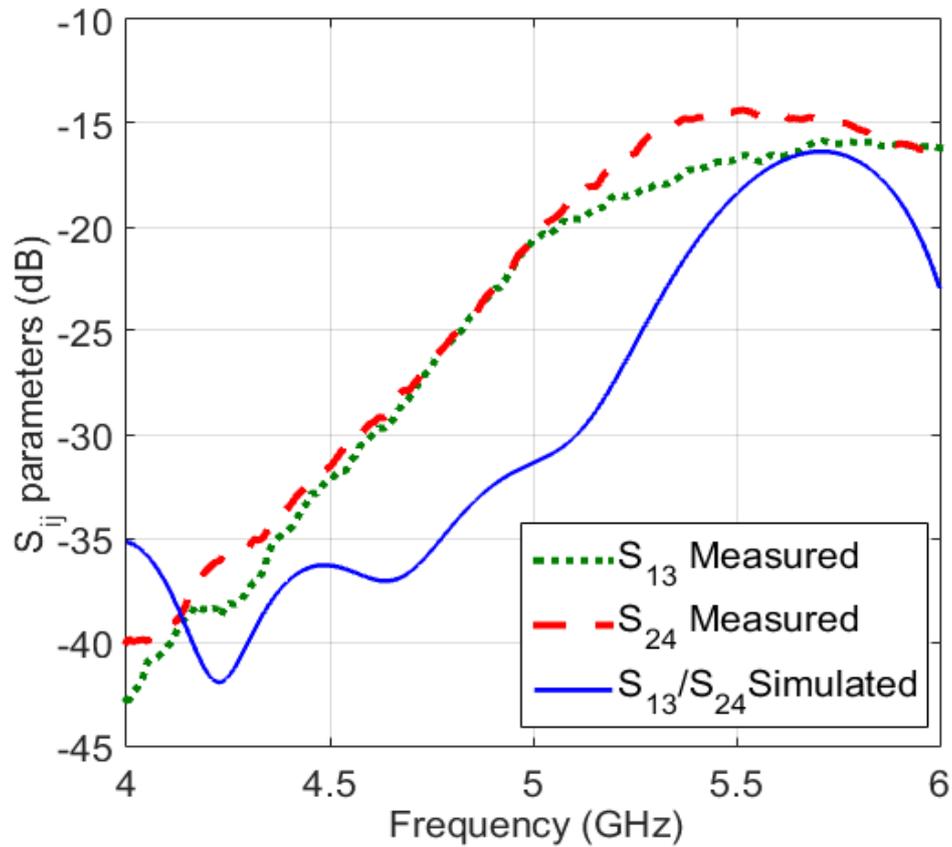


Figure V. 28 Coefficients de couplage (S_{ij}) simulés et mesurés entre des éléments d'antenne parallèles

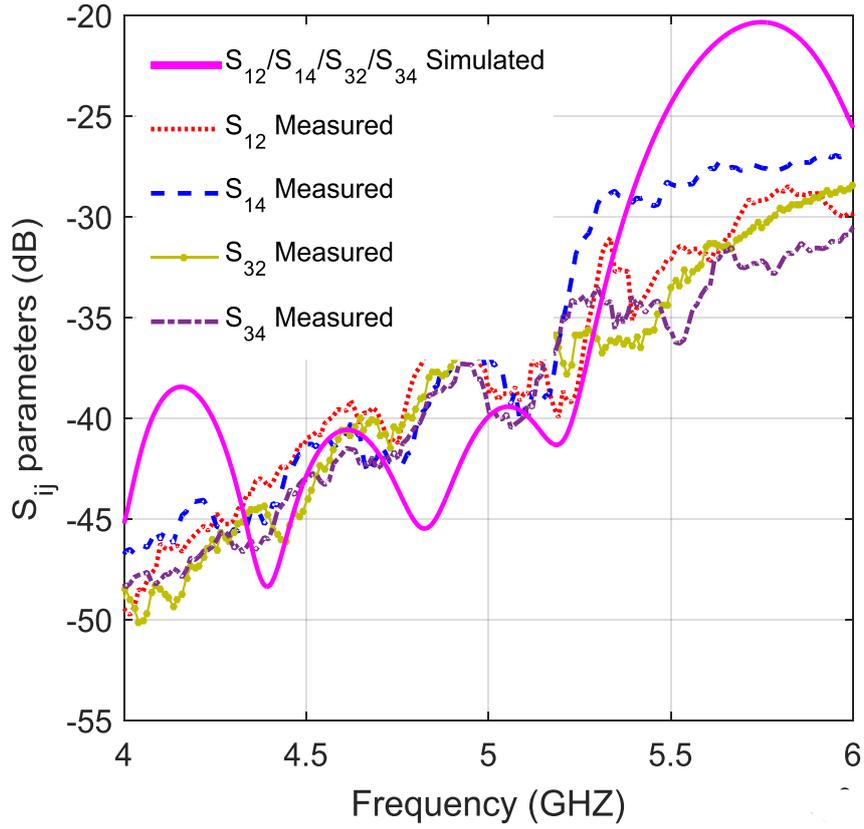
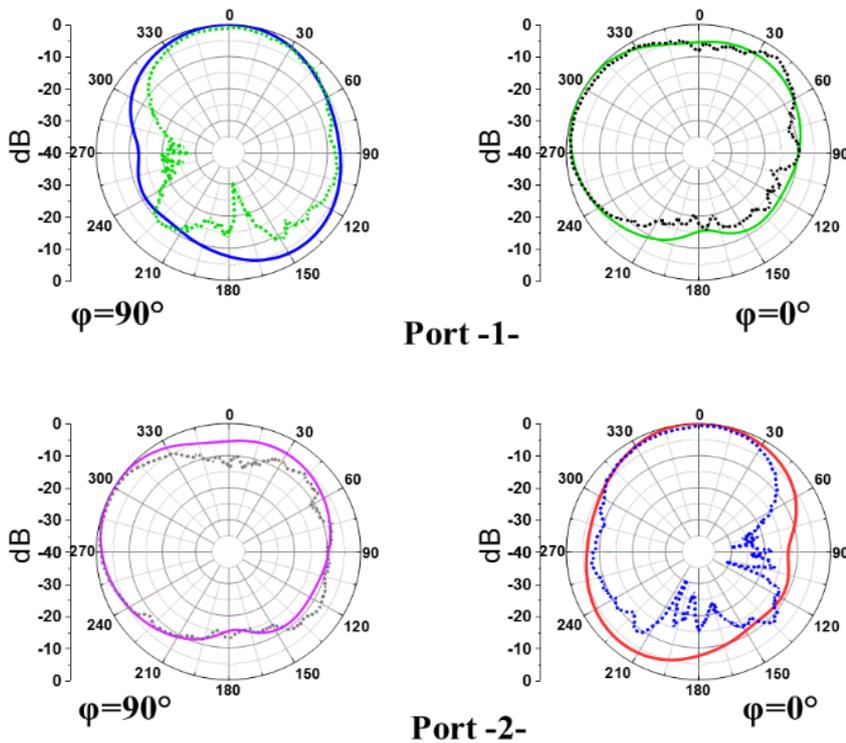


Figure V. 29 Coefficients de couplage (S_{ij}) simulés et mesurés pour les éléments d'antenne orthogonaux



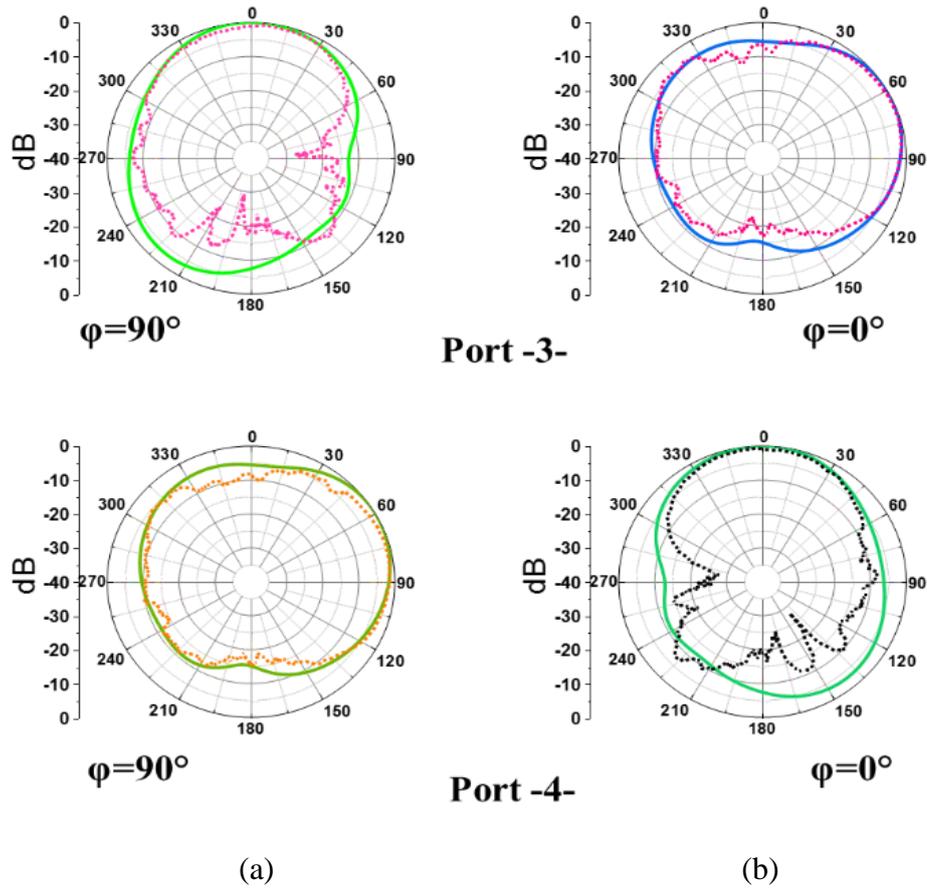


Figure V. 30 Diagramme de rayonnement normalisé à 5,5 GHz (la mesure avec la ligne pointillée et le simulé avec la ligne continue) pour une antenne MIMO à 4 ports. (a) plans E. (b) plans H

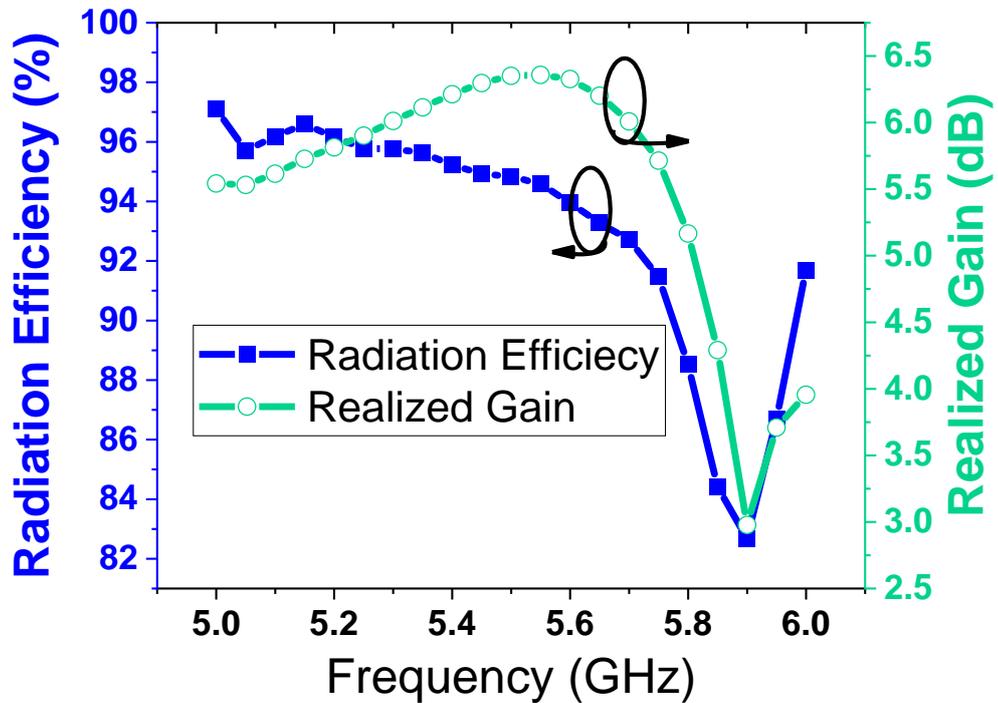


Figure V. 31 l'efficacité de rayonnement et gain pour l'antenne MIMO à 4 ports.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont mesurés dans une chambre anéchoïque à la fréquence de résonance de 5,5 GHz, et les résultats sont présentés sur la figure V.15 (a-b). Un bon accord est observé entre les résultats simulés et mesurés. On peut noter que les diagrammes de rayonnement ressemblent à un diagramme du dipôle magnétique placé horizontalement. En outre, comme le montre la figure V.16, le gain calculé et l'efficacité de rayonnement de l'antenne proposée sont respectivement de 6,5 dBi et de plus de 94 %, à 5,5 GHz.

V.4 Performances de l'antenne MIMO à quatre ports

Dans cette section, les performances de diversité du système 4 — MIMO sont étudiées et discutées. Afin d'évaluer les performances du système MIMO, l'enveloppe du coefficient de corrélation (ECC) et la perte de capacité de canal (CCL) sont prises en compte. Ces résultats sont obtenus en utilisant les paramètres S et les diagrammes de rayonnement en 3D.

V. 4.1 Enveloppe du coefficient de corrélation et gain de diversité

L'enveloppe des coefficients de corrélation introduit l'évaluation des similitudes entre les éléments d'antenne MIMO. Il s'agit d'un paramètre important qui indique les performances de diversité du système MIMO. L'équation IV.1 est utilisée pour déterminer l'enveloppe des coefficients de corrélation (ECC), comme indiqué dans la référence [27].

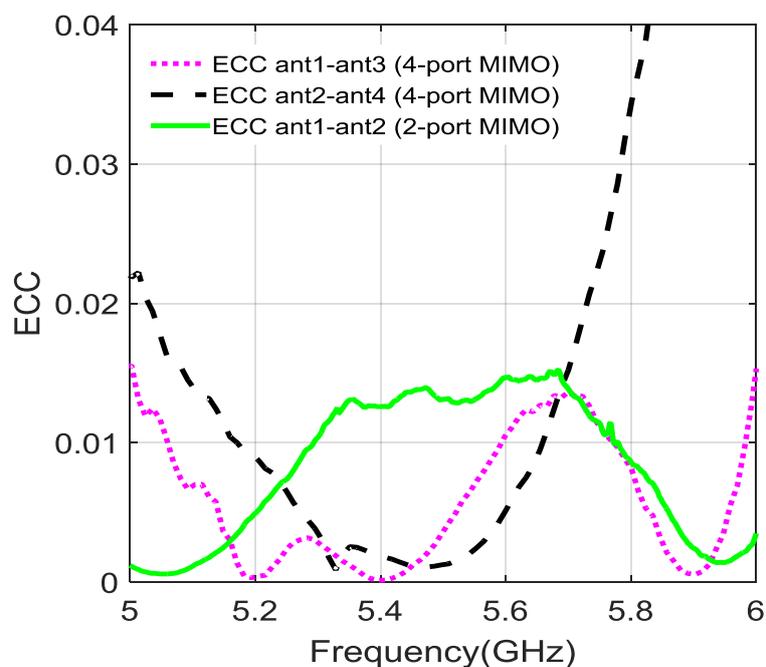


Figure V. 32 Coefficients d'enveloppe de corrélation mesurés pour les éléments parallèles de l'antenne (ECC ant1-ant3, ECC ant2-ant4 pour le MIMO à 4 ports et ECC ant1-ant2 pour le MIMO à 2 ports).

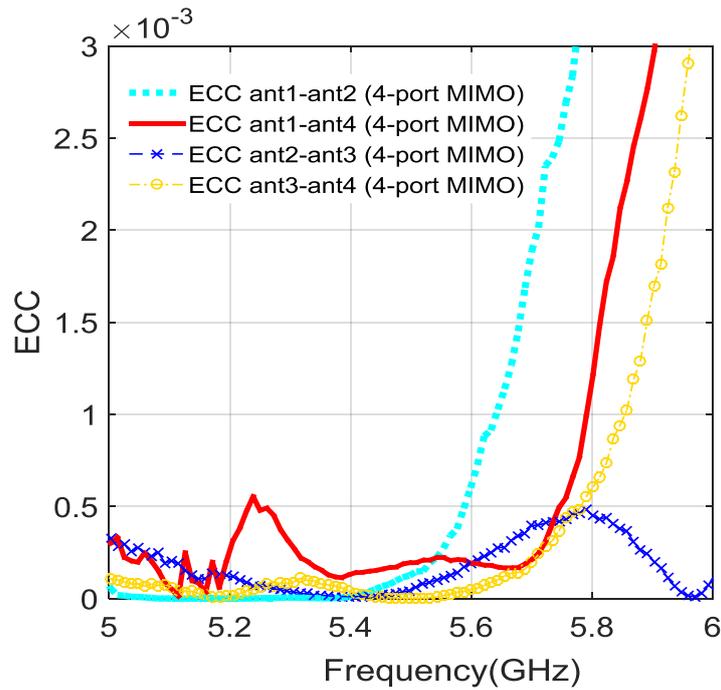


Figure V. 33 Coefficients d'enveloppe de corrélation mesurés pour l'antenne MIMO à 4 ports (éléments d'antenne orthogonaux : ECC ant1-ant2, ECC ant1-ant4, ECC ant2-ant3 et ECC ant3-ant4).

Selon les figures V.17 et V.18, les ECC entre les ports d'antenne orthogonaux sont presque inférieurs à 2×10^{-3} ($ECC_{12} \approx ECC_{14} \approx ECC_{23} \approx ECC_{34}$). Pour le cas des ports d'antenne parallèle, les ECC sont également inférieurs à 15×10^{-3} ($ECC_{13} \approx ECC_{24}$). D'après ces résultats, on peut conclure que ce système d'antenne MIMO fournit d'excellentes performances en termes d'ECC ($\rho_{ij} < 0,5$) dans les bandes souhaitées. D'un autre côté, une méthode réaliste a également été introduite [28] pour déterminer l'ECC à partir des diagrammes de rayonnement en champ lointain tridimensionnel (3D) en utilisant l'équation (IV.2).

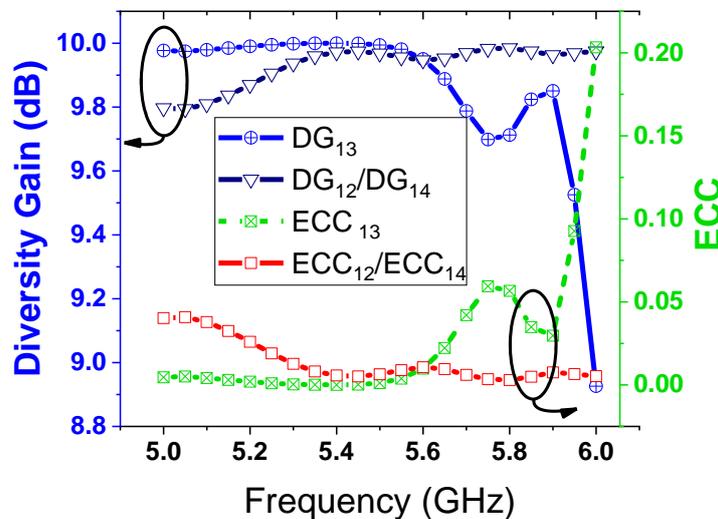


Figure V. 34 Coefficient d'enveloppe de corrélation et gain de diversité pour l'antenne MIMO à 4 ports.

D'après la figure V.19, on peut dire que l'utilisation du champ 3D est plus réaliste et pratique que les paramètres S, lors du calcul de l'ECC. Pour le DG, on peut remarquer qu'il atteint environ 10 dB dans la bande passante opérationnelle, ce qui présente de bons critères de diversité.

Le tableau V.2 fournit une comparaison entre la méthode des paramètres S ainsi que la méthode du diagramme de rayonnement 3D dans le calcul de l'ECC.

Tableau V. 2 ECC obtenue en utilisant les paramètres S comparée à celui obtenue par les diagrammes de rayonnement 3D

Bande de fréquences	Emplacement des ports	ECC max obtenu par les paramètres S	ECC max obtenu par les diagrammes en 3D
5.4-5.7 GHz	PORTS PARALLELES	<0.02	<0.04
	PORTS ORTHOGONAUX	<0.002	<0.01

V.4.2 Gain effectif moyen

Le gain effectif moyen (en anglais, Mean Effective Gain : MEG) peut être calculé par deux équations soit par l'équation III.17 ou en utilisant les paramètres de couplage mutuel (Equation V.2). Une bonne performance de diversité peut être obtenue lorsque $MEG_i > -10$ dB et $|MEG_i - MEG_j| < 3$ dB.

Le rapport de puissance entre tous les ports (orthogonaux et parallèles) est inférieur à 0,2 dB dans la bande requise.

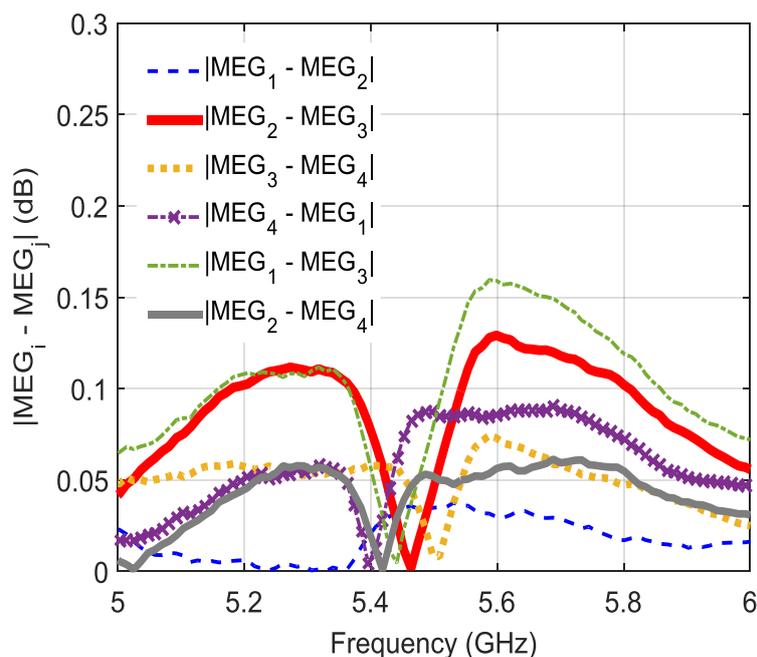


Figure V. 35 Gain effectif moyen de l'antenne MIMO à 4 ports.

V.4.3 Coefficient de réflexion active totale

Pour caractériser correctement le système d'antenne MIMO en termes de largeur de bande, le coefficient de réflexion active totale (en anglais, Total Active Ratio Coefficient : TARC) est pris en compte.

TARC est calculé à partir de l'équation (III.19). Les paramètres S_{ii} , S_{ij} et S_{ik} représentent respectivement le coefficient de réflexion, les paramètres de couplage entre antennes orthogonales et parallèles. L'équation (V.2) montre la relation TARC finale après le processus de compensation.

$$\Gamma_a^t = \sqrt{|S_{ii} + 2 S_{ij} + S_{ik}|^2} \dots\dots\dots (V.2)$$

La courbe TARC ressemble aux paramètres S_{ii} (Figure V.21). Cependant, il existe une légère différence causée par le couplage mutuel.

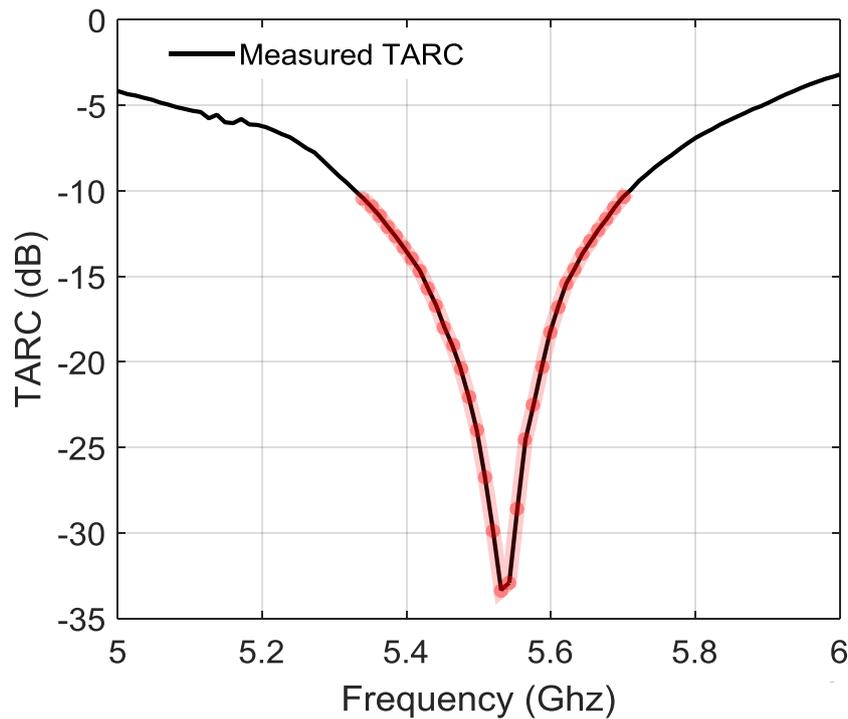


Figure V. 36 de l'antenne MIMO à 4 ports.

V.4.4 Perte de capacité de canal

La perte de capacité de canal (en anglais, Capacity Chanel Loss : CCL) est considérée comme un paramètre important pour vérifier les performances de capacité de canal [29].

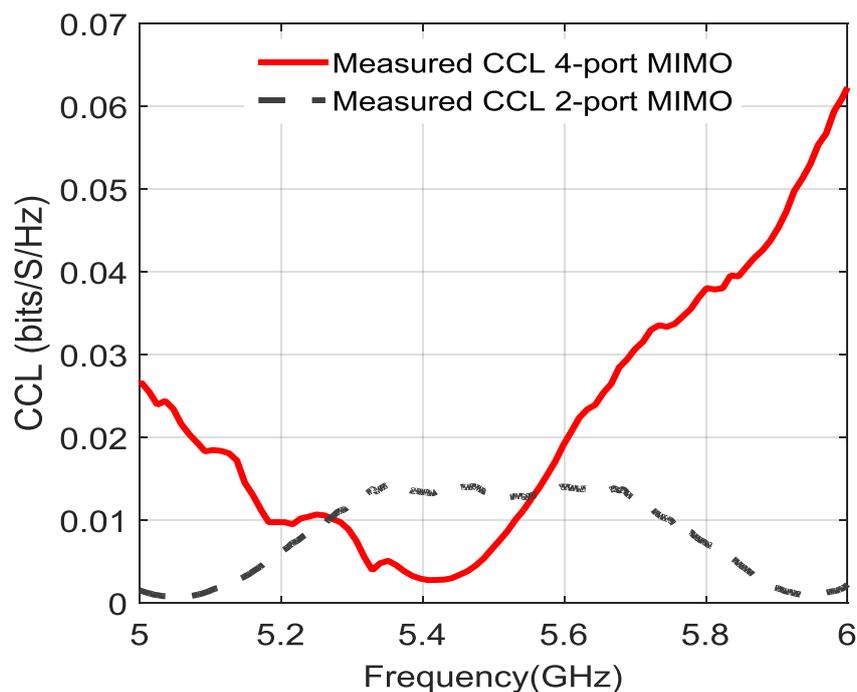


Figure V. 37 CCL mesuré pour les antennes MIMO à 2 et à 4 ports

Les courbes des pertes de capacité pour les antennes MIMO proposées sont illustrées à la figure V.20. La CCL est inférieure à 0,015 et à 0,04 bits/S/Hz dans la bande de fonctionnements pour les antennes MIMO à 2 et 4 ports, respectivement.

Tableau V. 3 Comparaison de plusieurs antennes MIMO récentes.

Réf.	Bande passante (GHz) ($ S_{11} < -10$ dB)	Dimensions (mm ³)	Isolation entre les ports (dB)	CCL (bits/s/Hz)	ECC (*=avec l'usage de diagramme 3D)	N° des antennes	Technique de découplage	Efficacité de radiation
Li et al. [6]	2.39–2.51	55×38×0.8	>18	-	-	2	Oui	-
Ryu et al. [8]	2.4 – GHz ($ S_{11} < -7.5$ dB)	40.6×10×1	>15	-	<0.1	2	Oui	-
Chen et Chang [10]	0.698–0.96	$\pi \times 80^2 \times 50$	>10→>15	-	<0.075	4	Oui	70 %
Ahmad et al. [12]	2.4–2.473	44 × 24 × 6	>10	-	<0.015	4	Non	-
Zhang et al [18]	1.69–1.96	90×90×25.6	>18	-	<0.002	2	Oui	>92 %
Ce travail	5.4-5.7	30×30×7.62	>15→>25	<0.04	<0.04* <0.01*	4	Non	>94 %

Le tableau V.3 illustre une comparaison entre les antennes MIMO proposées (MIMO QCDRA 4 ports) avec les travaux de recherche récemment publiés. On voit que l'antenne MIMO proposée présente les meilleures performances en termes de niveaux ECC et faible CCL avec une taille ultra-compacte.

V.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le concept de réduction de la taille du DRA basé sur la théorie d'image a été introduit pour concevoir une antenne MIMO compacte à forte isolation. Tout d'abord, un MIMO H-CDRA à 2 ports a été étudié pour fonctionner dans la bande du WLAN. Ensuite, une nouvelle structure d'antenne compacte MIMO-QCDRA à 4 ports ($30 \times 30 \times 7,62 \text{ mm}^3$) a été conçue pour améliorer les performances en termes de diversité. De bons résultats ont été obtenus en termes de largeur de bande des paramètres S (5,4-5,7 GHz) et d'isolation ($> 15 \text{ dB}$). De plus, les performances de diversité de l'antenne MIMO à deux et quatre ports ont été évaluées (ECC 1×10^{-2} - 4×10^{-2} et CCL $< 0,04 \text{ bit/S/Hz}$), ce qui présentent de bons critères de diversité. Le système MIMO compact proposé est un excellent candidat pour les applications sans fil.

Références

- [1] V. Kuhn, "Wireless communications over MIMO channels: applications to CDMA and multiple antenna systems," *John Wiley & Sons.*, 2006.
- [2] L. Malviya, K.P. Rajib, and M.V. Kartikeyan, "MIMO antennas with diversity and mutual coupling reduction techniques: a review," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies.*, vol. 09, no. 08, 2017, pp. 1763–1780.
- [3] A. Cihangir, F. Ferrero, G. Jacquemod, P. Brachat, and C. Luxey, "Neutralized coupling elements for MIMO operation in 4G mobile terminals," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, vol. 13, 2014, pp. 141–144.
- [4] G. Zhai, Z. N. Chen, and X. Qing, "Enhanced isolation of a closely spaced four-element MIMO antenna system using metamaterial mushroom," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 63, no. 8, 2015, pp.3362–3370.
- [5] C. H. Wu, C. L. Chiu, and T. G. Ma, "Very compact fully lumped decoupling network for a coupled two-element array," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, vol. 15, 2016, pp. 158–161.
- [6] J. Li, X. You, J. Ge, P. Li, and J. Chen, "A compact MIMO antenna system for WLAN with enhanced isolation," *Microwave and Opt. Technology Let.*, vol 58, no. 8, 2016, pp. 1968–1973.
- [7] M. S. Sharawi, "A 5-GHz 4/8-element MIMO antenna system for IEEE 802.11 AC devices," *Microwave and Opt. Technology Let.*, vol. 55, no 7, 2013, pp. 1589–1594.
- [8] J. Ryu, and H. Kim, "Compact MIMO antenna for application to smart glasses using T-shaped ground plane," *Microwave and Opt. Technology Let.*, vol. 60, no. 8, 2018, pp. 2010–2013.
- [9] A.A. Ibrahim, M.A. Abdalla, A.B. Abdel-Rahman, and H.F. Hamed, "Compact MIMO antenna with optimized mutual coupling reduction using DGS," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, no. 2, 2014, pp. 173–180.
- [10] Y.S. Chen, and C.P. Chang, "Design of a four-element multiple-input–multiple-output antenna for compact long-term evolution small-cell base stations," *IET Microwaves, Antennas & Propag.*, vol. 10, no. 4, 2016, pp.385–392.
- [11] M. Khan, A.D. Capobianco, A. Iftikhar, R. Shubair, D. Anagnostou, and Braaten, D.B." An ultra-compact dual-polarised UWB MIMO antenna with meandered feeding lines," *IET Microwaves, Antennas & Propag.*, vol. 11, no. 7, 2017, pp. 997–1002.
- [12] M.S. Ahmad, W. Mohyuddin, H.C. Choi, and K.W. Kim, "4×4 MIMO antenna design with folded ground plane for 2.4 GHz WLAN applications," *Microwave and Opt. Technology Let.*, vol. 60, no. 2, 2018, pp.395–399.
- [13] I. Messaoudene, T. A., and A. Benghalia, "CDR Antenna with Dual-Band 1.9/2.7 GHz for MIMO-LTE Terminals," *Microwave and Opt. Technology Let.*, vol. 57, no. 10, 2015, pp.2388–2391.
- [14] A. Petosa, "Dielectric resonator antenna handbook," Artech House Publishers., 2007.
- [15] Ahmed Kishk, and Wie Huang, "Size Reduction Method for Dielectric Resonator Antennas," *IEEE*

- [16] J. Nasir, M.H. Jamaluddin, M. Khalily, M.R. Kamarudin, I. Ullah, and R. Selvaraju, "A reduced size dual port MIMO DRA with high isolation for 4G applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 25, no. 6, 2015, pp.495–501.
- [17] A. Abdalrazik, A.S.A. El-Hameed, and A.B. Abdel-Rahman, "A three-port MIMO dielectric resonator antenna using decoupled modes," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, vol. 16, 2017, pp.3104–3107.
- [18] Y. Zhang, J.Y. Deng, M.J. Li, D. Sun, and L.X., Guo, "A MIMO Dielectric Resonator Antenna with Improved Isolation for 5G Mm-Wave Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, 2019.
- [19] M.S. Sharawi, S.K. Podilchak, M.U. Khan, and Y.M. Antar, "Dual-frequency DRA-based MIMO antenna system for wireless access points," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no.8, 2017, pp.1174–1182.
- [20] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B.S. Virdee, T.A. Denidni, and A.A. Kishk, "Mutual coupling reduction in dielectric resonator antennas using metasurface shield for 60-GHz MIMO systems," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, vol. 16, 2017, pp.477–480.
- [21] R. Karimian, A. Kesavan, M. Nedil, and T.A. Denidni, "Low-mutual-coupling 60-GHz MIMO antenna system with frequency selective surface wall" *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, vol. 16, 2017, pp.373–376.
- [22] Das G, Sahu NK, Sharma A, Gangwar RK, and Sharawi MS. "Dielectric resonator-based four-element eight-port MIMO antenna with multi-directional pattern diversity," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2018; vol. 13, no. 01, pp. 16–22.
- [23] Das G, Sharma A, Gangwar R.K, and Sharawi M.S, "Compact back-to-back DRA-based four-port MIMO antenna system with bi-directional diversity," *Electronics Letters*.; vol. 54, no. 14, 2018, pp. 884–886.
- [24] P. Hammond, "Electric and magnetic images," *Proceedings of the IEE-Part C: Monographs*, vol. 107, no. 12, 1960, pp.306–313.
- [25] A. Perron, T.A. Denidni, and A.R. Sebak, "Computer-aided design and analysis of dielectric resonator antennas," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*., vol. 20, no. 1, 2010, pp.42–50.
- [26] Kishk, Ahmed A. "Body of Revolution (BOR) Analysis of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna," Chapter 4 on Dielectric Resonator Antennas, Edited by K. M. Luk and K. W. Leung. *Research Studies Press*, 2003.
- [27] D. Kajfez, W.A. Glisson, and J. Joseph, "Computed modal field distributions for isolated dielectric resonators," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no.12, 1984, pp.1609–1616.
- [28] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *IET. Elec. Let.*, vol. 39, no. 9, 2003, pp.705–707.
- [29] Sharawi, M. S., Hassan, A. T., and Khan, M. U. "Correlation coefficient calculations for MIMO antenna systems: a comparative study," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 10, 2017, pp.1991-2004.

- [30] H. Shin, and J.H. Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, 2003, pp. 2636–2647.



CONCLUSION GENERALE



Conclusion générale et perspectives

La technologie MIMO est devenue récemment comme l'une des grandes solutions cellulaires qui répondent au besoin croissant de vitesses de données plus élevées dans les applications sans fil. La réalisation des fonctions MIMO à fiabilité améliorée est basée sur les antennes multiples ou des systèmes de diversité. L'objectif de cette thèse était, d'étudier, de modéliser et de fabriquer de nouveaux systèmes multi-antennaires pour les standards MIMO. Pour cela, on a présenté dans le premier chapitre une introduction sur les antennes MIMO et les défis d'implantation de ces derniers dans des appareils de tailles réduite.

Dans le chapitre II une description de l'état de l'art et les connaissances des antennes à résonateur diélectrique ont été présentés ; ainsi que les différents modes d'opération de ce type d'antenne (TE, TM et HEM), leurs mécanismes d'excitation, leur fréquence de résonance et leur facteur de qualité Q. Par la suite, une brève description sur les techniques de miniaturisation et d'amélioration de la bande passante a été abordée. On a également dévoilé les types de polarisation existants pour les ondes EM.

Ensuite, dans le chapitre III une description détaillée est effectuée sur les systèmes MIMO, les paramètres de sortie d'un système MIMO et la diversité d'antenne. De plus, l'enveloppe du coefficient de corrélation, le gain de diversité et l'efficacité de rayonnement globale..., ont été également étudiés. A la fin de ce chapitre, des descriptions concernant les techniques de découplage typiques ont été accomplies.

Dans le chapitre IV, une structure d'antenne MIMO a polarisation circulaire a été présentée. Une nouvelle technique pour générer des ondes CP afin de minimiser le couplage mutuel a été appliquée, en modifiant la forme de l'antenne et en utilisant une ligne d'alimentation conçue pour exciter simultanément deux modes orthogonaux (HEM_{11} et HEM_{12}), à l'intérieur du Q-CDRA. Dans ce chapitre, nous avons pu démontrer que l'existence des ondes a polarisation circulaire droite abouti à une isolation considérable entre les éléments de l'antenne, et créent une diversité de polarisation ce qui l'un des critères nécessaires pour un système MIMO fiable. Les résultats mesurés ont montré que la largeur de bande atteint 34 % (4,4–6,2 GHz) et la largeur de bande de rapport axial est de 24,4 % (4,5–5,75 GHz) avec un gain supérieur de 5 dBi dans toute la bande.

Dans le dernier chapitre, le concept de réduction de la taille du DRA basé sur la théorie d'image a été introduit pour concevoir une antenne MIMO compacte à faible isolation. Deux nouvelles structures d'antennes compactes MIMO à 2 et à 4 ports ($30 \times 30 \times 7,62 \text{ mm}^3$) ont été conçues pour améliorer les performances en termes de diversité, à la place

Conclusion générale et perspectives

d'une antenne SISO. Dans ce chapitre, nous avons réussi à atteindre de forts taux de réduction taille, jusqu'à 75% à l'aide du concept de théorie d'image (murs électriques et magnétiques). Enfin, nous avons confirmé que la présence des murs électriques peut également introduire une diversité spatiale et minimise l'effet du couplage mutuel. De bons résultats ont été obtenus en termes de largeur de bande des paramètres S (5,4-5,7 GHz) et d'isolation (> 15 dB). De plus, les performances de diversité de l'antenne MIMO à deux et quatre ports ont été évaluées (ECC 1×10^{-2} - 4×10^{-2} et CCL $< 0,04$ bit/S/Hz), et qui présentent de bons critères de diversité.

Des études futures devraient être menées dans les domaines suivants :

- Application de nouvelles techniques par l'utilisation des surfaces partiellement réfléchissantes (PRS) ou les surfaces sélectives en fréquence (FSS) pour améliorer le découplage entre les éléments d'une antenne MIMO, augmenter le gain, et réaliser la diversité spatiale.
- L'étude, la conception et la réalisation des nouveaux types d'antennes pour les applications 5 G et 6 G.
- L'étude, la conception et la réalisation des réflecteurs par la manipulation des ondes EM avec des structures réfléchissantes à base des métamatériaux.
- Application de nouvelles techniques pour l'amélioration du gain, formation et direction de faisceaux dans les systèmes 5G.
- L'implantation de nouveaux types d'antennes dans le corps humain pour les applications médicales.