



**HAL**  
open science

# Antennes miniatures basses fréquences, reconfigurables pour le LTE

Kadidiatou Diallo

► **To cite this version:**

Kadidiatou Diallo. Antennes miniatures basses fréquences, reconfigurables pour le LTE. Electronique. Université Côte d'Azur; Université Cheikh Anta Diop (Dakar, Sénégal; 1957-..), 2021. Français. ⟨NNT: 2021COAZ4010⟩. ⟨tel-03214941v2⟩

**HAL Id: tel-03214941**

**<https://hal.science/tel-03214941v2>**

Submitted on 22 Jun 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire HAL, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HAL Authorization

# THÈSE DE DOCTORAT

Antennes miniatures basses fréquences,  
reconfigurables pour le LTE

**Kadidiatou DIALLO**

Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications  
(LEAT)

**Présentée en vue de l'obtention  
du grade de docteur en Electronique  
d'Université Côte d'Azur  
et d'Université Cheikh Anta DIOP**  
**Dirigée par :** Jean-Marc RIBERO/Samuel OUYA  
**Co-encadrée par :** Aliou DIALLO/Ibra DIOUM  
**Soutenue le :** 01/03/2021

**Devant le jury, composé de :**  
Xavier BEGAUD, Professeur des universités, Télécom  
Paris de l'Institut Polytechnique de Paris  
Loïc BERNARD, Chargé de recherche HDR, ISL-  
Institut franco-allemand de recherches de Saint-Louis  
Aliou DIALLO, Maître de conférences, Université Côte  
d'Azur  
Ibra DIOUM, Professeur assimilé, Ecole Supérieure  
Polytechnique-Université Cheikh Anta DIOP  
Philippe LE THUC, Professeur des universités,  
Université Côte d'Azur  
Samuel OUYA, Professeur assimilé, Ecole Supérieure  
Polytechnique-Université Cheikh Anta DIOP  
Jean-Marc RIBERO, Professeur des universités,  
Université Côte d'Azur



# Antennes miniatures basses fréquences, reconfigurables pour le LTE

## Jury

Président du jury

Philippe LE THUC, Professeur des universités, Université Côte d'Azur

Rapporteurs

Xavier BEGAUD, Professeur des universités, Télécom Paris de l'Institut Polytechnique de Paris

Loïc BERNARD, Chargé de recherche HDR, ISL-Institut franco-allemand de recherches de Saint-Louis

Examineurs

Samuel OUYA, Professeur assimilé, Ecole Supérieure Polytechnique-Université Cheikh Anta DIOP

Jean-Marc RIBERO, Professeur des universités, Université Côte d'Azur

Aliou DIALLO, Maître de conférences, Université Côte d'Azur

Ibra DIOUM, Professeur assimilé, Ecole Supérieure Polytechnique-Université Cheikh Anta DIOP

**Titre :** Antennes miniatures basses fréquences, reconfigurables pour le LTE

## **Résumé**

Cette thèse porte sur l'étude, la conception et l'optimisation d'antennes miniatures, multi-bandes et agiles en fréquence, destinées à des applications IoT et mobiles dans les bandes LTE et 5G sub-6 GHz. Ces antennes sont réalisées sur des plans de masse de dimensions 120x60 mm<sup>2</sup>. D'abord la conception d'une antenne PIFA bi-bande, couvrant les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz est effectuée. Ensuite, nous avons proposé la conception et l'optimisation d'un système multi-antennaires multistandards à deux accès, fonctionnant aux fréquences basses de la bande LTE (700 à 900 MHz) et couvrant en même temps la bande LTE 2600 et une partie de la bande 5G 3600. Ce système MIMO est constitué de deux antennes de type PIFA, associées à des éléments parasites également de type quart d'onde, permettant l'élargissement de leurs bandes passantes dans certaines bandes de fréquences. L'une des antennes travaille dans trois bandes de fréquences, elle est agile en fréquence sur sa bande basse. L'autre antenne opère quant à elle dans deux bandes de fréquences (la bande LTE 2600 et la bande 5G 3600). L'agilité en fréquence de l'antenne reconfigurable est obtenue au moyen d'une diode varactor polarisée directement à partir du port d'alimentation de l'antenne, à l'aide d'un circuit LC parallèle connecté à sa ligne d'alimentation. Enfin, grâce à l'étude des modes caractéristiques du plan de masse, les positions des différentes antennes du système MIMO sont choisies de manière à ce qu'elles soient naturellement isolées sans l'emploi des méthodes de découplage classiques. Le système final couvre la bande LTE [700 - 900 MHz], reconfigurable en fréquence, la bande LTE 2600 et une partie de la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz]. Les mesures ont montré une bonne isolation des antennes ( $|S_{21}| \leq -20$  dB) dans les deux bandes où le système fonctionne en mode MIMO. Les efficacités mesurées dans la bande reconfigurable ne sont pas très élevées, cependant, elles restent correctes pour l'application visée.

**Mots clés :** Antennes miniatures, reconfigurables, LTE, IoT, MIMO, modes caractéristiques

**Title:** Miniature low frequency reconfigurable antennas for LTE

## **Abstract**

This thesis focuses on the study, design and optimization of miniature multiband and frequency reconfigurable antennas for IoT and mobile applications in LTE and 5G frequency bands. Ground planes of dimensions 120\*60 mm<sup>2</sup> were used. First the design of a dual-band PIFA antenna operating in the ISM 868 MHz and 915 MHz bands is carried out. Then, we proposed the design and optimization of a two-port multi-antenna system, operating on the low frequency LTE band (from 700 MHz to 900 MHz) and covering at the same time the LTE 2600 band and part of the 5G middle band. This antenna system consists of two PIFA antennas associated with parasitic elements that used to expand their bandwidths in certain frequency bands. One of the antennas operates on three frequency bands and it is frequency tunable on the low band. The other antenna operates only on two frequency bands, the LTE 2600 band (from 2500 MHz to 2700 MHz) and 5G band middle (from 3.4 GHz to 3.8 GHz). The frequency agility of the reconfigurable antenna is achieved by using a varactor diode which is directly biased on the antenna feeding port. Finally, thanks to the study of the characteristic modes of

the ground plane, the positions of the MIMO system antennas are chosen so that they are naturally isolated without the use of conventional decoupling methods. The final system covers the LTE [700 - 900 MHz] band, reconfigurable in frequency, the LTE 2600 band and part of the 5G middle band. The measurements showed good port isolation ( $|S_{21}| \leq -20$  dB) in the two bands where the system operates in MIMO mode. The efficiencies measured in the reconfigurable band are not very high, however, they remain correct for the intended application.

**Keywords:** Miniature antennas, reconfigurable, LTE, IoT, MIMO, Characteristic modes



## **Remerciements**

*Cette thèse est réalisée dans le cadre d'une cotutelle internationale entre l'université Côte d'Azur et l'université Cheikh Anta Diop de Dakar.*

*Ainsi, j'aimerais tout d'abord exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur Ibra DIOUM pour la confiance qu'il m'a accordée en me choisissant pour effectuer cette thèse en cotutelle. Merci pour la confiance et pour la disponibilité.*

*Je tiens aussi à adresser mes très sincères remerciements à mes encadrants, mon directeur de thèse Monsieur Jean-Marc RIBERO et mon co-encadrant Monsieur Aliou DIALLO. Je vous remercie pour votre disponibilité, votre gentillesse, pour le soutien moral et technique et pour l'encadrement de qualité. J'ai beaucoup apprécié tout ce temps passé à vos côtés. Mes séjours au LEAT furent des expériences très enrichissantes tant au niveau professionnel qu'au niveau personnel. Un grand MERCI à vous !*

*Mes remerciements vont également à l'endroit de Monsieur Samuel OUYA, mon codirecteur de thèse, pour m'avoir accueillie au sein du LIRT et pour sa disponibilité.*

*Je remercie aussi Monsieur Robert STARAJ, le directeur du LEAT pour avoir accepté de m'accueillir au sein du LEAT et pour tous les moyens mis à ma disposition.*

*Je tiens également à remercier Monsieur Xavier BEGAUD et Monsieur Loïc BERNARD, qui m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de ma thèse, ainsi que le président du jury, Monsieur Philippe LE THUC.*

*Je remercie aussi Monsieur Samba DIAW, Enseignant-chercheur à l'ESP de Dakar pour avoir transmis mon CV à Monsieur DIOUM.*

*Merci à mes collègues des labos LIRT et LIMBI de l'ESP, Mansour, Lamine, Abdourahmane, Gaye, Madiop, Papis, Birahime, Khouma, Sadio, Jeanne, Mboup, Ndiaga, Bemba, Mamadou BA, Kéba, Sérigne Mass, Samba Diouf... Un grand MERCI à toi Mansour pour tous les services rendus!*

*Je remercie également les doctorants, docteurs et postdocs du LEAT, Koffi, Lamia, David, Lucas, Laurent, Ibtissam, Assane, Van Hieu, Akimu, Chaka, Ahmed, Nassime, Innocent, Yasmina, Bruce, Roland, Wissem, Maria, Kaï,...*

*Mes remerciements vont aussi à l'endroit du personnel technique du LEAT, en l'occurrence Monsieur Laurent BROCHIER et Monsieur Olivier BENEVELLO pour leur gentillesse à mon égard.*

*Enfin, je tiens à exprimer toute ma gratitude à mes parents, à toute ma famille sans exception et à mes amis, pour leur soutien et leurs encouragements. Merci papa et maman pour tout ce que vous avez fait pour moi, vos prières m'ont toujours accompagnée. Merci aussi à mes frères Mamadou et Amadou, tous les deux, vous m'avez beaucoup soutenue, je vous en suis très reconnaissante. Un grand MERCI à toi aussi Mame Fakha THIAM DIOP « yayou Mohamed » pour tout le soutien que tu m'as apporté durant cette thèse.*

*À mes chers parents*

*À toute ma famille*

*À mon frère Abdoul Khadre, parti très tôt !*



# Table des Matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : L'Internet des Objets et l'évolution des réseaux mobiles de la 4G à la 5G .....</b>	<b>4</b>
<b>Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I. La quatrième génération de réseaux mobiles (4G) .....</b>	<b>5</b>
I.1 L'architecture du réseau LTE .....	6
I.2 LTE-A (4G+).....	7
I.3 Conclusion.....	8
<b>II La technologie M2M .....</b>	<b>8</b>
II.1 Définition .....	8
II.2 Le développement du M2M avec le réseau 4G .....	8
<b>III. L'Internet des Objets .....</b>	<b>9</b>
III.1 Du M2M à l'Internet des Objets.....	9
III.2 Quelques applications de l'IoT.....	11
III.3 Les bandes de fréquences de l'IoT .....	12
III.4 Les solutions technologiques pour l'IoT .....	12
III.4.1 Les caractéristiques des réseaux LPWAN .....	13
III.4.2 Sigfox et LoRa : réseaux propriétaires dédiés à l'IoT.....	13
III.4.3 Les Standards 3GPP pour l'IoT .....	15
<b>IV. La cinquième génération de réseaux mobiles (5G).....</b>	<b>19</b>
IV.1 Les objectifs de la 5G.....	19
IV.2 Le spectre 5G et les classes de communications supportées par le réseau .....	20
IV.2.1 Le spectre 5G.....	20
IV.2.2 Les classes de communications supportées .....	21
IV.3 Les technologies d'accès .....	22
IV.4 L'architecture du réseau 5G .....	24
<b>Conclusion de chapitre .....</b>	<b>25</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>26</b>
<b>Chapitre II : Antenne bi-bande pour l'IoT et le LTE .....</b>	<b>29</b>
<b>Introduction .....</b>	<b>29</b>
<b>I. Etat de l'art.....</b>	<b>30</b>
I.1 Les antennes pour applications IoT .....	30
I.1.1 L'antenne monopole.....	30
I.1.2 L'antenne ILA .....	31
I.1.3 L'antenne IFA.....	31
I.1.4 L'antenne PIFA.....	33
I.1.5 Conclusion .....	35
I.2 Antennes multi-bandes .....	35
I.2.1 Antennes multi-bandes utilisant des fentes dans l'élément rayonnant .....	35
I.2.2 Antennes multi-bandes utilisant des résonateurs parasites .....	37
I.2.3 Antennes multi-bandes à base de résonateurs diélectriques.....	38
I.3 Les antennes agiles en fréquence.....	39
I.3.1 Antennes reconfigurables en fréquence à base de diode PIN .....	40
I.3.2 Antennes reconfigurables en fréquence à base de diode varactor.....	42
I.3.3 Antennes reconfigurables en fréquence à base de DTC .....	44

1.3.4	Antennes reconfigurables en fréquence à base de MEMS RF .....	46
1.3.5	Avantages et Inconvénients des différentes méthodes .....	48
I.4	Conclusion .....	48
<b>II</b>	<b>Conception d'une antenne PIFA bi-bande pour des applications IoT dans la bande ISM</b>	<b>49</b>
II.1	Dimensionnement et conception de l'antenne PIFA bi-bande .....	49
II.1.1	Dimensionnement de la PIFA à 915 MHz.....	49
II.1.2	Création de la seconde résonance .....	51
II.1.3	Amélioration de l'efficacité de rayonnement dans la bande 868 MHz .....	53
II.1.4	Fabrication d'un prototype de l'antenne bi-bande .....	54
<b>III</b>	<b>Conception d'une antenne PIFA bi-bande et reconfigurable en fréquence pour LTE-M/NB-IoT et le LTE .....</b>	<b>58</b>
III.1	Dimensionnement et optimisation de l'antenne PIFA reconfigurable.....	58
III.1.1	Optimisation de la PIFA dans une bande de fréquence .....	59
III.1.2	Reconfiguration de l'antenne dans la bande [700 - 900 MHz] .....	59
III.2	Création d'une seconde résonance de l'antenne dans la bande LTE 2600 .....	64
III.3	Fabrication d'un prototype et mesure.....	66
	<b>Conclusion de chapitre .....</b>	<b>69</b>
	<b>Bibliographie.....</b>	<b>71</b>
	<b>Chapitre III. Conception d'un système multi-antennaires multistandards à deux accès, avec exploitation de la théorie des modes caractéristiques .....</b>	<b>75</b>
	<b>Introduction .....</b>	<b>75</b>
<b>I.</b>	<b>Théorie des modes caractéristiques : Etat de l'art.....</b>	<b>76</b>
I.1	Introduction .....	76
I.2	Les attributs des modes caractéristiques .....	76
I.3	Utilisation de la TCM dans la conception d'antennes .....	77
I.2.1	Antennes multi-bandes (Multimodes) et large bande.....	77
I.2.2	Antennes reconfigurables en diagramme .....	78
I.2.3	Isolation des ports dans les systèmes MIMO .....	78
<b>II.</b>	<b>Analyse des modes caractéristiques d'un châssis de terminal mobile.....</b>	<b>78</b>
II.1	Simulation des modes caractéristiques du plan métallique .....	78
II.2	Excitation des modes résonants avec des antennes PIFA.....	81
II.3	Simulation des modes caractéristiques du plan de masse avec substrat .....	87
II.4	Conclusion.....	88
<b>III.</b>	<b>Diversité et systèmes MIMO : Etat de l'art.....</b>	<b>89</b>
III.1	Notion de diversité .....	89
III.1.1	La diversité d'antennes.....	90
III.1.2	Diversité temporelle .....	90
III.1.3	Diversité fréquentielle .....	90
III.2	Performances en diversité .....	91
III.3	Systèmes MIMO .....	92
III.3.1	Types de codage en MIMO.....	93
III.3.2	Capacité des systèmes MIMO.....	93
<b>IV</b>	<b>Système MIMO multistandards à deux accès .....</b>	<b>96</b>
IV.1	Fonctionnement MIMO dans la bande LTE 2600.....	96
IV.1.1	Choix de la position de la deuxième antenne .....	96
IV.1.2	Simulation de la structure MIMO bi-bande.....	97

IV.1.3	<i>Réalisation d'un prototype et mesure</i> .....	98
IV.2	Fonctionnement du système dans la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz] .....	101
IV.2.1	<i>Fonctionnement de l'antenne active dans la bande 5G</i> .....	101
IV.2.2	<i>Ajout de la deuxième antenne et optimisation du système MIMO</i> .....	103
IV.2.3	<i>Fabrication d'un prototype et mesure</i> .....	109
	<b>Conclusion de chapitre</b> .....	<b>111</b>
	<b>Bibliographie</b> .....	<b>113</b>
	<i>Conclusion et perspectives</i> .....	<b>116</b>
	<i>Tables des figures</i> .....	<b>119</b>
	<i>Communications et publications</i> .....	<b>122</b>

# Glossaire

<b>ADS</b>	<b>Advanced Designed System</b>	<b>LTE-M</b>	<b>Long Term Evolution for Machines</b>
<b>AMF</b>	<b>Access and Mobility Management Function</b>	<b>LoRa</b>	<b>Longue Range</b>
<b>CSS</b>	<b>Chirp Spread Spectrum</b>	<b>LoRaWAN</b>	<b>Long Rang Wide Area Network</b>
<b>D-BPSK</b>	<b>Differential Binary Phase Shift Keying</b>	<b>LPWAN</b>	<b>Low Power Wide Area Network</b>
<b>D2D</b>	<b>Device-2-Device</b>	<b>M2M</b>	<b>Machine-to-Machine</b>
<b>DG</b>	<b>Diversity Gain</b>	<b>MTC</b>	<b>Machine-Type-Communication</b>
<b>DL</b>	<b>Downlink</b>	<b>MEG</b>	<b>Mean Effective Gain</b>
<b>DSSS</b>	<b>Direct-Sequence Spread Spectrum</b>	<b>MIMO</b>	<b>Multiple Input Multiple Output</b>
<b>EC-GSM-IoT</b>	<b>Extended Coverage GSM-IoT</b>	<b>MME</b>	<b>Mobility Manager Entity</b>
<b>EDGE</b>	<b>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</b>	<b>mMTC</b>	<b>massive Machine Type Communication</b>
<b>EDG</b>	<b>Effective Diversity Gain</b>	<b>MS</b>	<b>Modal Significance</b>
<b>eDRX</b>	<b>extended Discontinuous Reception</b>	<b>NB-IoT</b>	<b>Narrowband IoT</b>
<b>eMBB</b>	<b>enhanced Mobile Boardband</b>	<b>NG-RAN</b>	<b>Next Generation Radio Acces Network</b>
<b>eMTC</b>	<b>enhancement for MTC</b>	<b>OFDM</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</b>
<b>eNB</b>	<b>evolved NodeB</b>	<b>OFDMA</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</b>
<b>EPS</b>	<b>Evolved Packet System</b>	<b>PDN-GW</b>	<b>Packet Data Network Gateway</b>
<b>EPC</b>	<b>Evolved Packet Core</b>	<b>PMR</b>	<b>Professional Mobile Radio</b>
<b>E-UTRA</b>	<b>Evolved- UMTS Terrestrial Access Network</b>	<b>PRB</b>	<b>Physical Resource Block</b>
<b>FDD</b>	<b>Frequency Division Duplex</b>	<b>PSM</b>	<b>Power Saving Mode</b>
<b>FDMA</b>	<b>Frequency Division Multiple Acces</b>	<b>QPSK</b>	<b>Quadrature Phase Shift Keying</b>
<b>FHSS</b>	<b>Frequency-Hopping Spread Spectrum</b>	<b>QAM</b>	<b>Quadrature Amplitude Modulation</b>
<b>GMSK</b>	<b>Gaussian Minimum-Shift Kaying</b>	<b>SC-FDMA</b>	<b>Single-Carrier Frequency Division Multiple Access</b>
<b>GSM</b>	<b>Global System for Mobile communications</b>	<b>SDL</b>	<b>Supplementary Downlink</b>
<b>HSS</b>	<b>Home Subscriber Server</b>	<b>SISO</b>	<b>Single Input Single Output</b>
<b>HFSS</b>	<b>High Frequency Simulation System</b>	<b>S-GW</b>	<b>Serving-Gateway</b>
<b>HSDPA</b>	<b>High-Speed Downlink Packet Access</b>	<b>SMS</b>	<b>Short Message Service</b>
<b>IEEE</b>	<b>Institute of Electrical and Electronics Engineers</b>	<b>SNR</b>	<b>Signal to Noise Ratio</b>
<b>IFA</b>	<b>Inverted-F Antenna</b>	<b>SUP</b>	<b>Supplementary Uplink</b>
<b>ILA</b>	<b>Inverted-F Antenna</b>	<b>TARC</b>	<b>Total Active Reflection Coefficient</b>
<b>IMT-Advanced</b>	<b>International Mobile Telecommunications- Advanced</b>	<b>TIC</b>	<b>Technologies de l'Information et de la Communications</b>
<b>IMT-2020</b>	<b>International Mobile Telecommunications for year 2020</b>	<b>TDD</b>	<b>Time Division Duplex</b>
<b>IP</b>	<b>Internet Protocol</b>	<b>TCM</b>	<b>Theory of Characteristic Modes</b>
<b>ITU-R</b>	<b>International Telecommunications Union Radiocommunication sector</b>	<b>TDMA</b>	<b>Time Division Multiple Acces</b>
<b>IoT</b>	<b>Internet-of-Things</b>	<b>UE</b>	<b>User Equipment</b>
<b>ISM</b>	<b>Industrial Scientist and Medical</b>	<b>UL</b>	<b>Uplink</b>
<b>LTE</b>	<b>Long Term Evolution</b>	<b>UNB</b>	<b>Ultra-NarrowBand</b>
<b>LTE-A</b>	<b>Long Term Evolution-Advanced</b>	<b>UPF</b>	<b>User Plan Function</b>
		<b>URLLC</b>	<b>Ultra-Reliable and Low Latency Communication</b>
		<b>V2X</b>	<b>Vehicle-to-Everything</b>
		<b>WAN</b>	<b>Wide Area Network</b>
		<b>3GPP</b>	<b>Third Generation Partnership Project</b>

## Introduction générale

L'avènement de l'Internet des Objets (IdO), communément appelé IoT (Internet of Things) dans les années 2009 a complètement révolutionné le marché des technologies de l'information et de la communication. En effet, cette nouvelle technologie occupe une place de plus en plus importante sur le marché des télécommunications. Aujourd'hui, les solutions IoT se retrouvent dans tous les secteurs d'activité, entraînant ainsi une explosion du nombre d'objets connectés à travers le monde. Il en va de même pour la part de marché de l'IoT.

Ce phénomène prendra davantage d'ampleur avec l'arrivée de la 5G, technologie pour laquelle les communications de machine à machine (M2M) occupent une place centrale. C'est ce qui explique le grand intérêt que suscite cette nouvelle technologie pour les opérateurs de téléphonie mobile. En effet, depuis 2013, des travaux de normalisation visant l'adaptation des réseaux mobiles aux contraintes de l'IoT sont en cours. Ces travaux ont déjà abouti à la mise au point de trois nouveaux standards de télécommunications mobiles permettant l'intégration de l'IoT dans les réseaux mobiles. Il s'agit de LTE-M (LTE for Machines) qui est une adaptation de la norme LTE (Long Term Evolution) pour la technologie IoT, de sa version bande étroite (NB-LTE-M ou NB-IoT, pour Narrowband IoT) et de EC-GSM-IoT (Extended Coverage GSM IoT), une adaptation de la norme GSM (Global System for Mobile communications) pour l'IoT. Ces nouveaux réseaux mobiles longue portée, bas débit et basse consommation d'énergie (LPWAN, pour Low Power Wide Area Network) sont compatibles avec le LTE, le GSM et la 5G. Ils utiliseront la bande LTE [700 - 900 MHz], connue pour ses excellentes propriétés de propagation, et viendront compléter les réseaux LPWAN dédiés à l'IoT (Sigfox, LoRa etc.). L'avantage des réseaux mobiles par rapport aux réseaux tels que Sigfox et LoRa réside dans leur capacité à offrir des débits plus élevés, un niveau de sécurité accru et des temps de latence réduits. Leur déploiement permettra alors à la technologie IoT d'atteindre des domaines d'application encore plus larges.

Aussi l'un des objectifs de conception pour les futurs terminaux 5G est la prise en charge à la fois des communications humaines dans les bandes de fréquences dédiées et des communications M2M dans les bandes de fréquences sub-GHz.

C'est donc dans ce contexte d'intégration de l'IoT dans la téléphonie mobile que s'inscrivent nos travaux de thèse. Ainsi, nous proposons un système multi-antennaires, reconfigurable en fréquence, couvrant simultanément les bandes de fréquences de l'IoT, du LTE et la bande médiane 5G. Le type d'antenne et la taille du plan de masse sont choisis de manière à être adaptés à une intégration dans un terminal mobile.

Ce manuscrit présente la conception, l'analyse et l'optimisation d'un système MIMO (Multiple Input Multiple Output) constitué de deux antennes de type PIFA (Planar Inverted-F Antenna), couvrant plusieurs standards de télécommunications mobiles.

Afin de mieux comprendre les besoins actuels en antennes miniatures, multistandards et agiles en fréquence, le premier chapitre présente l'évolution des réseaux de télécommunications mobiles d'un point de vue historique et technique, de la quatrième à la cinquième génération, la technologie M2M et l'Internet des Objets.

Le deuxième chapitre abordera quant à lui l'état de l'art des antennes actuellement proposées pour les applications IoT et des techniques de conception d'antennes multi-bandes

et agiles en fréquence. Ensuite, la conception et l'optimisation de deux antennes PIFAs bi-bandes pour des applications IoT et LTE seront présentées. La première structure couvre les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz, la deuxième structure fonctionne quant à elle dans la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600. Les antennes PIFAs étant connues pour leur faible bande passante, plus particulièrement lorsqu'elles sont utilisées en basse fréquence, afin de couvrir toute la bande [700 - 900 MHz] avec une seule PIFA, une diode varactor est employée pour reconfigurer sa fréquence de résonance dans cette bande-là. Un élément parasite est également employé pour élargir la bande passante de l'antenne dans la bande LTE 2600.

Enfin, le troisième chapitre concerne les systèmes MIMO et les modes caractéristiques. Ainsi, après un état de l'art, l'analyse des modes caractéristiques d'un plan métallique de la taille d'un smartphone standard sera d'abord présentée. Ensuite, nous présenterons la conception l'analyse et l'optimisation d'un système MIMO multistandards utilisant la théorie des modes caractéristiques pour l'isolation des ports. Ce système est d'abord optimisé pour fonctionner simultanément dans la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600. Ensuite, la structure est modifiée afin de couvrir la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz]. Un fonctionnement MIMO n'étant pas requis pour les communications de type machine, la première bande de fréquence n'est donc couverte que par une seule antenne. La structure finale est ainsi constituée d'une antenne tri-bande, reconfigurable en fréquence sur sa bande basse, et d'une antenne bi-bande, couvrant la bande LTE 2600 et la bande médiane 5G. Des résonateurs parasites sont employés pour élargir les bandes passantes des deux antennes dans les deux bandes hautes. Grâce à l'analyse préalable des modes caractéristiques du plan de masse, une isolation naturelle est obtenue entre les antennes dans les deux bandes où elles fonctionnent en MIMO.

Ce manuscrit se termine par une conclusion et des perspectives sur nos travaux de recherche.



# Chapitre I : L'Internet des Objets et l'évolution des réseaux mobiles de la 4G à la 5G

## Introduction

L'évolution des technologies de télécommunications mobiles à travers les années s'est exprimée par un besoin de connectivité de plus en plus fort, une augmentation des vitesses de transmission et une amélioration de la qualité de service. En effet, depuis la deuxième génération de réseaux mobiles (2G) qui a marqué le début des communications numériques, l'augmentation des débits et la réduction des temps de latence ont été au cœur des préoccupations.

Les débits de données qui ne dépassaient pas 384 bits/s avec les technologies 2G [1,2] se sont vus considérablement améliorés avec l'arrivée de la 3G (jusqu'à 42Mbits/s) grâce à l'introduction de nouvelles méthodes d'accès [3]. La 3G a ainsi marqué le début de l'Internet haut débit et du multimédia mobile. La quatrième génération a quant à elle multiplié les débits par 10 grâce à l'utilisation de nouvelles techniques tels que la méthode d'accès OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et le multiplexage spatial de canaux (MIMO) [4,5], permettant ainsi la diversification des applications mobiles. De plus, son architecture réseau fortement développée a largement contribué au développement des communications de machine à machine (M2M) et de l'Internet des Objets. Cependant, avec l'explosion du nombre d'abonnés et du trafic, et l'augmentation significative des contenus multimédias, le réseau 4G va vite atteindre ses limites.

La prochaine génération de technologies mobiles (5G) est conçue, pour pallier les limites de la 4G et pour répondre aux besoins de connectivité massive, ultra rapide et très haut débit. À la différence des précédentes générations de réseaux mobiles, la 5G accordera une place particulière aux communications M2M et à l'Internet des Objets [6,8].

Ce chapitre présente l'évolution des réseaux mobiles de la quatrième à la cinquième génération, la technologie M2M et l'Internet des Objets.

## I. La quatrième génération de réseaux mobiles (4G)

En 2008, les spécifications pour les technologies de quatrième génération de réseaux mobiles ainsi que certaines évolutions des réseaux 3G furent définies dans le cadre des IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications Advanced) par la composante radio de l'Union Internationale des Télécommunications (ITU-R, pour International Telecommunications Union Radiocommunication sector) [9,10]. Deux normes technologiques de quatrième génération ont ainsi été adoptées, il s'agit de LTE (Long Term Evolution), définie dans la Release 8 de la 3GPP (Third Generation Partnership Project) comme une évolution à long terme de l'UMTS (Universal Mobile Télécommunications System), et Mobile WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), plus connue sous le nom de IEEE 802.16 [11,12]. Cette dernière fut normalisée par WiMax Forum et IEEE d'abord comme une technologie de troisième génération avant d'être adoptée comme une technologie 4G.

LTE, comme Mobile WiMax se base sur la technique d'accès radio multi-porteuses OFDM, constituant ainsi une rupture technologique par rapport aux précédentes normes de téléphonie mobile. Le principe de la technique d'accès radio OFDM est de transmettre simultanément des données numériques modulées sur plusieurs porteuses. Un utilisateur pourra désormais transmettre ses données sur un sous-ensemble de porteuses. Avec cette nouvelle technique d'accès radio, le réseau 4G offre une capacité largement supérieure à celle fournie par les réseaux 3G. De plus, l'OFDM présente l'avantage d'être particulièrement immunisée contre les interférences entre symboles, liées à l'environnement de propagation [5].

D'un autre côté, la technologie LTE se base sur les deux modes de duplexage utilisés par l'UMTS, à savoir le mode FDD (Frequency Division Duplex) et le mode TDD (Time Division Duplex) et utilise les modulations QPSK, 16-QAM 64-QAM. C'est cette norme qui fut majoritairement adoptée comme technologie de quatrième génération de réseaux mobiles. Le standard WiMax est quant à lui plus largement employé dans le déploiement des réseaux à grand échelle (WAN, Wide Area Network).

Les bandes de fréquences allouées à la 4G sont nombreuses et réparties différemment selon chaque région du monde. La plupart de ces bandes se situent en dessous de 1GHz et entre 2 et 3 GHz. La Figure 1 ci-dessous donne la répartition du spectre de fréquence pour la 4G à travers le monde [4, 10].



Figure 1. Répartition des bandes de fréquences pour la 4G

Les IMT-Advanced ont fixé un certain nombre d'exigences en termes de débit, de capacité et de qualité de service pour la 4G. De nouvelles fonctionnalités sont également introduites au réseau d'accès, notamment le multiplexage spatial de canaux (MIMO) aussi bien sur la liaison

montante que sur la liaison descendante. Les réseaux 4G se caractérisent ainsi par : [9, 4]

- des débits très élevés, de l'ordre de 1Gbit/s pour les communications en faible mobilité et 100Mbit /s pour les communications en forte mobilité ;
- une faible latence ;
- une efficacité spectrale accrue ;
- une agilité en fréquence ;
- une amélioration de la gestion et du contrôle des ressources radio ;
- la garantie d'un certain niveau de qualité de service.

### I.1 L'architecture du réseau LTE

La technologie LTE est un protocole de quatrième génération le plus largement déployé à travers le monde. Son implémentation nécessita non seulement une refonte de l'interface radio mais également du réseau cœur. En effet, afin de prendre en charge d'une part, les techniques de transmission multi-antennes (MIMO) et la technologie d'accès OFDM, et d'autre part, les nouvelles bandes de fréquences attribuées à la 4G, une nouvelle architecture réseau a été déployée pour accueillir le LTE. Il s'agit de EPS (Evolved Packet System), constituée par le nouveau réseau d'accès E-UTRAN (Evolved-UMTS Terrestrial Access Network) et le nouveau réseau cœur EPC (Evolved Packet Core) [4,13,14]. Le déploiement de cette nouvelle architecture réseau a engendré de lourds investissements pour les opérateurs mobiles.

Le réseau d'accès E-UTRAN est essentiellement constitué par les stations de base renommées eNodeB (Evolved-NodeB), intégrant désormais les fonctions de contrôle et, reliées entre elles par des liens IP (lien X2). Son architecture est donc simplifiée par rapport aux réseaux d'accès de deuxième et troisième génération qui eux sont dotés de contrôleurs de station de base. Il convient cependant de noter que l'intégration des fonctions de contrôle et la gestion de la mobilité au sein des stations de base ont considérablement élevé leur niveau de complexité.

La plus grande évolution notée au niveau du réseau cœur EPC est la séparation des plans contrôle et usager. Ainsi, les eNodeB sont reliés par des liens IP (lien S1) au MME (Mobility Manager Entity), entité chargée de la gestion du plan usager et, au S-GW (Serving-Gateway), assurant la gestion du plan de contrôle. Le MME gère la localisation, l'authentification, et l'activation ou la désactivation de l'UE (User Equipment). Il se charge également de la sécurité entre l'UE et le réseau cœur. Le S-GW est quant à lui chargé de l'acheminement des paquets IP vers les UEs et vers le réseau cœur. C'est aussi le point d'ancrage pour l'interconnexion avec les autres réseaux mobiles (2G et 3G). L'adressage IP des UEs est assuré par le PDN-GW (Packet Data Network Gateway) qui sert aussi de passerelle vers réseaux non-3GPP, notamment Internet. Les informations d'identification des abonnés sont enregistrées dans le HSS (Home Subscriber Server).

Le réseau LTE remplacera progressivement les architectures réseaux de deuxième et troisième génération avec qui il cohabite actuellement. À la différence des précédentes générations de réseaux mobiles, le réseau LTE a la particularité de ne supporter que la transmission en mode paquet. Ainsi, pour être transportée sur le réseau LTE, la voix est numérisée et transformée en paquets de données IP : c'est ce que l'on appelle la voix sur IP (ou VoIP pour Voice over IP). Le réseau LTE est donc un réseau « full IP ».

Cependant, par souci de maintenir un niveau élevé de qualité de service, la plupart des opérateurs ont fait le choix de continuer le transport de la voix en mode circuit via les réseaux 2G et 3G. Le réseau LTE est de fait interconnecté aux réseaux 2G et 3G qu'il utilise pour l'acheminement des appels vocaux et des SMS.

Une architecture simplifiée du réseau LTE est présentée à la Figure 2 ci-dessous [4,13].

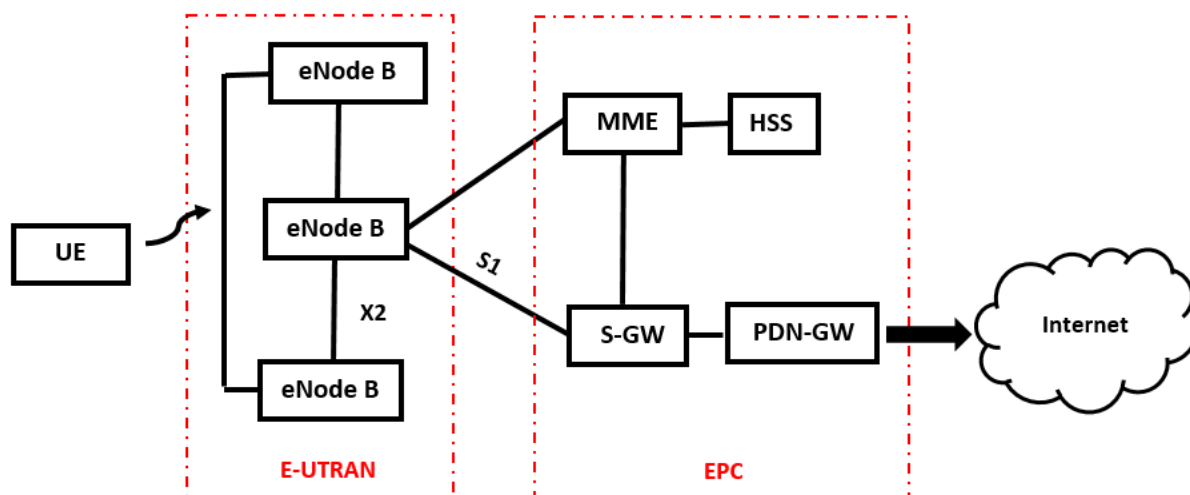


Figure 2. Architecture simplifiée du réseau LTE

## I.2 LTE-A (4G+)

La norme LTE, telle qu'elle était définie sous sa première version (release 8) ne remplit pas parfaitement les exigences fixées pour les réseaux de quatrième génération. Elle a alors subi des améliorations progressives à travers ses différentes releases. C'est son évolution nommée LTE-Advanced (LTE-A), définie dans la release 10 [15] qui est en réalité une véritable technologie de quatrième génération. Cette norme technologique a été créée dans le but d'améliorer les performances du LTE en termes de capacité, de débit, de latence, de couverture, mais aussi de réduire les interférences. Elle s'est vu attribuer de bandes de fréquences supplémentaires, notamment la bande 800 MHz, connue pour ses excellentes propriétés de propagation [4]. LTE-A utilise l'agrégation de porteuses [16], permettant d'accroître la capacité des systèmes et d'augmenter les débits.

De plus, dans le protocole LTE-A, le nombre de canaux en multiplexage spatial (MIMO) ainsi que les schémas de modulation ont été augmentés. En effet, dans les zones à forte couverture radio, pour les UEs compatibles, la modulation 264-QAM sera utilisée sur la voie descendante et la modulation 64-QAM sur la voie montante. Et, le nombre de canaux MIMO pourra désormais atteindre 8 sur la voie descendante (MIMO 8x8).

L'introduction des services de proximité de mobile à mobile (D2D, pour Device-to-Device) dans la release 12 a largement contribué à la réduction des temps de latence des systèmes dans les réseaux 4G.

Il est à noter que les UEs compatibles avec 4G sont répartis en catégories, en fonction de leur complexité. Les paramètres pris en compte dans la définition des catégories d'UE sont

notamment le type de modulation supporté sur la voie montante et sur la voie descendante, et le nombre d'antennes en émission et en réception. Ainsi, le débit maximum qu'un utilisateur peut atteindre sera limité par la catégorie de l'UE qu'il utilise. La catégorie 1 représente les UEs de plus faible complexité.

### I.3 Conclusion

Outre l'augmentation considérable des débits de données et l'amélioration des temps de latence des systèmes, l'arrivée de la 4G a largement contribué au développement des communications de machine à machine de façon générale, de l'Internet des Objets en particulier. En effet, l'architecture entièrement numérique et fortement développée du réseau 4G permet de prendre en charge des équipements de faibles performances. Les terminaux M2M et IoT, généralement bas débit, sont alors autorisés à transmettre et recevoir des données via ce réseau. L'accès au réseau à ce type d'équipement a fortement contribué au développement des communications de machine à machine. Il est ainsi difficile de parler de la 4G sans évoquer la technologie M2M et l'Internet des Objets.

## II La technologie M2M

### II.1 Définition

Le terme M2M (Machine-to-Machine), également connu sous le nom de MTC (Machine-type-communications) désigne l'ensemble des solutions technologiques permettant à des objets et des systèmes d'échanger et de collecter des données de façon autonome, sans aucune intervention humaine. Ces données peuvent être des informations sur l'état, l'emplacement, l'identité des objets, etc.. L'objectif des communications M2M est donc d'augmenter le niveau d'automatisation des systèmes.

Les solutions M2M sont diverses et dépendent du type d'objet que l'on souhaite faire communiquer. Afin de prendre en compte les caractéristiques uniques de ce type de communication, plusieurs standards ont été élaborés par différents organismes de normalisation à travers le monde. Et, de nouvelles architectures réseaux ont été définies pour supporter les communications de M2M, généralement bas débit.

Le marché du M2M touche un large éventail de domaines, tels que :

- la santé : (la surveillance médicale à distance, l'assistance aux personnes handicapées, etc.) ;
- la sécurité : (la vidéosurveillance, le contrôle d'accès, la gestion des alarmes...) ;
- le transport : (la gestion du trafic, le suivi et la traçabilité des produits, gestion des flottes, etc.);
- l'industrie : (la gestion de la production, la gestion des stocks, l'optimisation de la fabrication) ;
- l'agriculture : (l'amélioration de la productivité, l'amélioration des conditions de travail, l'irrigation des champs, etc.).

### II.2 Le développement du M2M avec le réseau 4G

L'arrivée de la 4G a accéléré la diversification des applications et des services offerts par les réseaux mobiles, grâce notamment à l'intégration de modules LTE dans des équipements tels les appareils photo, les caméras vidéo, les lecteurs multimédias, ... L'accès au réseau à ce

type d'objet n'était pas possible dans les précédentes générations de réseaux mobiles. De plus, l'introduction des services de proximité de mobile à mobile dans la release 12, offrant une possibilité de communication directe entre deux utilisateurs mobiles sans l'intervention d'une station de base a largement contribué à la réduction des temps de latence des systèmes.

De plus, lorsque la quantité de données échangée entre les deux mobiles est faible, la communication D2D peut être considérée comme une communication M2M. La prise en charge de ce type de communication dans l'architecture des réseaux 4G a ainsi facilité la prise charge des communications M2M.

Côté équipement utilisateur, pour accompagner le développement du M2M, la 3GPP a défini dans la release 12, une nouvelle catégorie d'UE dont le niveau complexité est réduit de moitié par rapport aux UEs LTE de plus faible complexité : c'est la catégorie 0 (LTE-Cat0). Dans cette nouvelle catégorie d'UE, une seule antenne est utilisée en réception et, le débit est limité à 1Mbit /s en liaison montante et en liaison descendante.

Toujours dans la release 12, la 3GPP a introduit le mode d'endormissement PSM (Power Saving Mode) permettant aux UEs d'entrer dans un état de sommeil pendant une certaine période, réduisant ainsi leur consommation d'énergie. Des objets disposant de sources d'énergie limitées ont alors la possibilité de se connecter au réseau 4G.

Ainsi, la technologie 4G a largement contribué au développement des communications de machine à machine. L'architecture entièrement numérique et fortement développée de son réseau, les temps de latence très faibles, et la longue portée qu'elle offre sont autant d'atouts dont ont profité les communications M2M.

### **III. L'Internet des Objets**

#### **III.1 Du M2M à l'Internet des Objets**

Le concept d'Internet des Objets (IdO ou IoT, pour Internet-of-Things), apparu vers les années 2009 [17] est une diversification à très grande échelle des solutions M2M. Ce vaste domaine technologique qui se présente comme un prolongement du M2M ne se limite pas seulement aux communications entre objets connectés. En effet, l'Internet des Objets intègre l'ensemble des solutions technologiques permettant à des écosystèmes d'objets connectés d'échanger des informations entre eux et avec les humains en tout lieu et à tout moment, comme illustré sur la Figure 3 [18]. Ce domaine technologique donne ainsi une dimension supplémentaire aux technologies de l'Information et de la Communications (TIC). Sa principale motivation est de rendre le monde de demain plus facile à vivre. Un monde plus interactif, dans lequel tout objet est connecté et communicant.

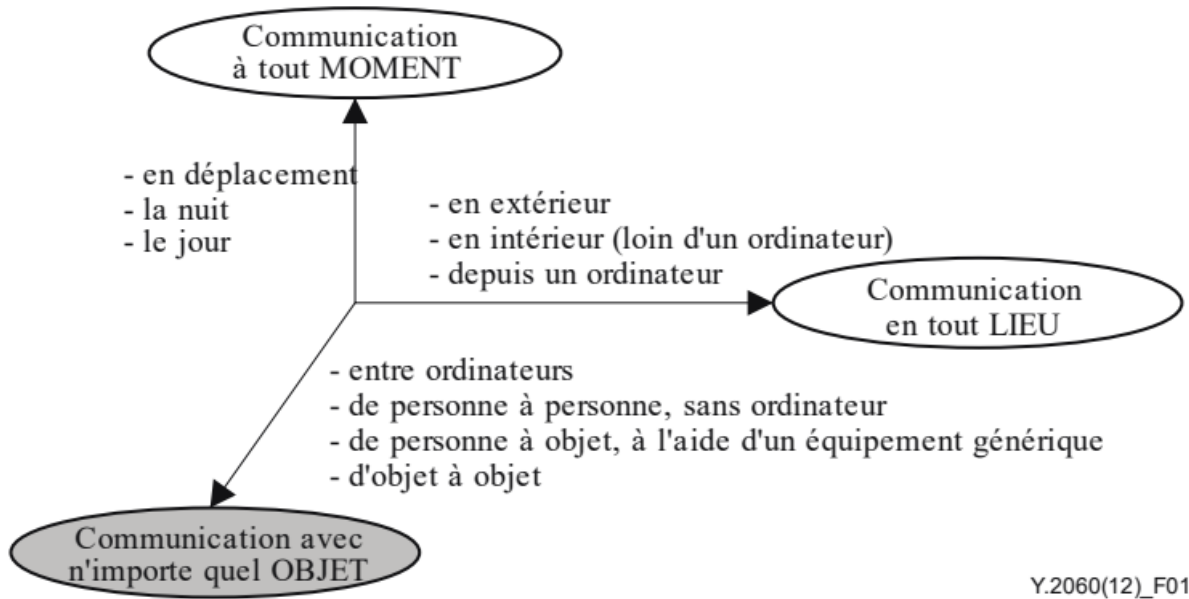


Figure 3. L'IoT donne une nouvelle dimension aux TIC [18].

Les champs d'applications visés par l'IoT sont très variés et ne répondent pas forcément aux mêmes besoins ni aux mêmes exigences. Selon l'application visée, les débits de données transmises, la latence tolérée, le niveau de sécurité, la consommation d'énergie, etc., sont plus ou moins importants. Par exemple, le niveau d'exigence en termes de sécurité, de fiabilité et de latence dans la surveillance de malades à distance est bien plus élevé que celui pour un tapis de yoga connecté. De plus, la complexité des systèmes dépend de la quantité d'objets interconnectés. Ainsi, l'Internet des Objets prévoit d'apporter des réponses spécifiques et adaptées aux différents besoins et exigences exprimés pour chaque type d'application. C'est ce qui fait de cette technologie, un domaine plus complet que le M2M, mais qui demande encore plus de travail d'innovation dans les domaines des télécommunications et de l'informatique.

Ces dernières années, le marché des objets connectés a connu une très forte croissance. Selon certaines études, le nombre d'objets connectés à Internet (IoT et Non-IoT<sup>1</sup>) dans le monde a dépassé 17 milliards en 2018 [19, 20] et, il est prévu que ce nombre soit presque doublé en 2025 (Figure 4). D'autres études prévoient même plus de 75 milliards d'objets connectés dans le monde en 2025 [21]. C'est ce qui explique le grand engouement des industriels autour de cette nouvelle technologie.

<sup>1</sup> Objets Non-IoT : Smartphones, tables, PC portables, ordinateurs fixes, téléphones fixes

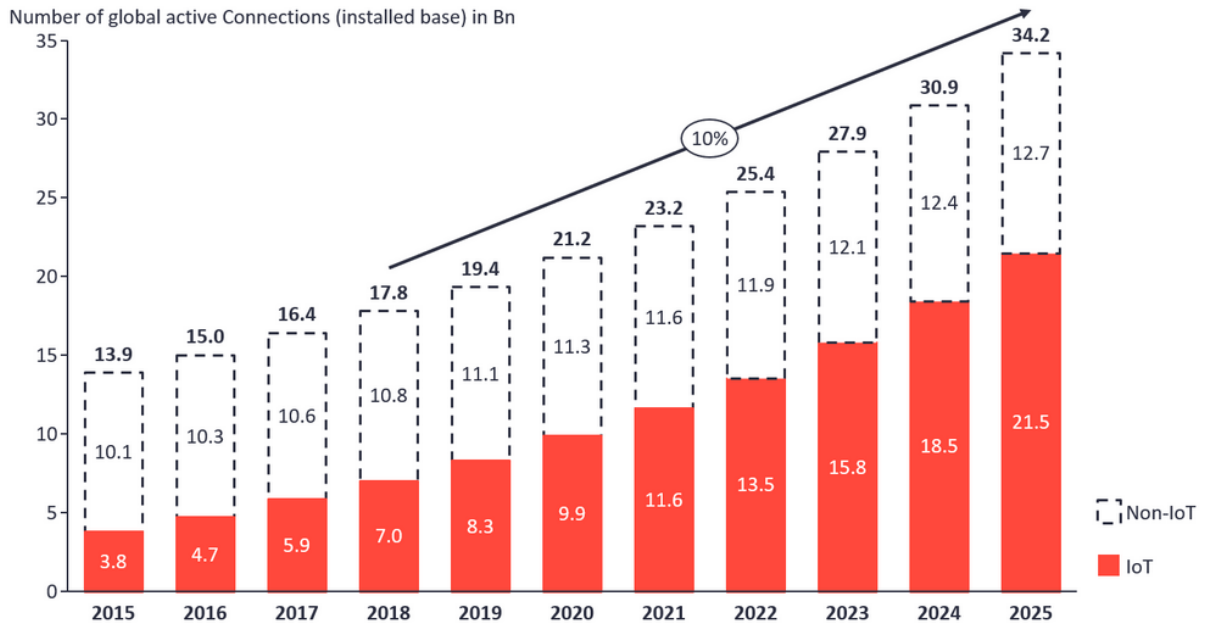


Figure 4. Evolution du nombre d'objets connectés [19]

### III.2 Quelques applications de l'IoT

- *La maison Intelligente*

On peut définir la maison intelligente (smart home) ou maison connectée comme étant une habitation dans laquelle tous les équipements domestiques sont connectés. Elle est conçue dans le but d'améliorer le confort des habitants, d'accroître la sécurité des biens et des personnes et, de faciliter la gestion et l'optimisation de la consommation d'énergie, grâce aux solutions domotiques. La maison intelligente peut être contrôlée par un ordinateur ou un simple smartphone.

- *Les villes intelligentes*

La ville intelligente (smart city), ville connectée, ou encore ville numérique est une extension du concept de maison intelligente à l'échelle d'une ville. L'objectif ici est d'utiliser des technologies de l'information et de la communication dans la gestion des villes, dans le but d'optimiser les dépenses publiques (surtout en termes de consommation d'énergie), d'améliorer la sécurité, de réduire les problèmes liés à la mobilité et au stationnement, d'améliorer la collecte et la gestion des déchets, etc.. Par exemple, il est possible d'envisager des applications qui permettent de régler de façon autonome l'intensité de l'éclairage d'une route en détectant la présence de personnes et de véhicules.

- *IoT industriel (IIoT, pour Industrial IoT)*

L'IIoT consiste à utiliser les solutions IoT pour rendre plus « intelligents » les processus de fabrication industriels, d'optimiser la consommation d'énergie, de faciliter le transport et la traçabilité des produits,... L'IIoT est également utilisé pour prédire les pannes et les défaillances des équipements dans le but d'apporter des solutions en temps réel. L'Internet des

Objets Industriel, aussi connu sous le nom d'industrie 4.0 est ainsi considéré comme étant la quatrième révolution industrielle.

- *L'IoT dans le domaine médical*

L'Internet des Objets devient une technologie incontournable dans le domaine de la santé. En effet, les solutions IoT sont utilisées par les hôpitaux pour la sécurité et la maintenance des équipements médicaux, pour les opérations chirurgicales, pour l'assistance des malades à distance, pour la géolocalisation, etc.. Cette technologie permet aux hôpitaux d'augmenter leur productivité et d'améliorer les soins apportés aux malades.

L'emploi des solutions IoT ne se limite pas seulement aux domaines listés ci-dessus. Cette solution technologique est utilisée dans des domaines bien plus larges et, les besoins en termes de quantité de données transmises, de sécurité et de réactivité des systèmes sont différents d'un domaine d'application à l'autre.

### III.3 Les bandes de fréquences de l'IoT

La technologie IoT utilise aussi bien les bandes de fréquences à usage Industriel, Scientifique et Médical (ISM) dites « bandes libres », que les bandes de fréquences dont l'usage est soumis à une autorisation individuelle.

Les bandes soumises à autorisation individuelle inclus :

- les bandes de fréquences exploitées par les opérateurs de téléphonie mobile, notamment la bande LTE [700 - 900 MHz];
- les bandes de fréquences utilisées pour la mise en place des réseaux mobiles professionnels (dits PMR, pour Professional Mobile Radio) ;
- les bandes de fréquences satellite ;
- les fréquences utilisées par les faisceaux hertziens.

L'exploitation des bandes de fréquences ISM ne nécessite pas d'avoir une autorisation individuelle, mais elle est soumise à un certain nombre de contraintes liées au partage du spectre disponible entre plusieurs applications. Les applications IoT dans la bande ISM fonctionnent principalement autour des bandes de fréquences suivantes : 13,56 MHz, 169 MHz, 433 MHz, 868 MHz, 915 MHz, 2,45 GHz, 5,8 GHz ([5,150 GHz - 5,350 GHz] et [5,470 - 5,725]) [22].

### III.4 Les solutions technologiques pour l'IoT

Afin de répondre de façon spécifique à chaque besoin, l'Internet des Objets s'appuie sur différentes technologies de communication sans fil, lesquelles peuvent être regroupées en deux catégories : les technologies courte portée et les technologies longue portée.

- Les technologies courte portée (Wi-Fi, Bluetooth Low Energy, Zigbee, Z-wave) sont plus largement employées dans les applications domestiques ou sur les objets portables grand public tel que les bracelets connectés par exemple.
- Les technologies longue portée (LPWAN, pour Low Power Wide Area Network) utilisent les fréquences en dessous de 1 GHz. Cette deuxième catégorie est composée de deux types de réseaux : les réseaux propriétaires dédiés à IoT, opérant dans les bandes de fréquences non licenciées (Sigfox et LoRa). Et, les solutions basées sur les réseaux

cellulaires tels que LTE-M et NB-IoT, déployés par les opérateurs mobiles dans les bandes de fréquences sous licence.

Il convient de noter que les entreprises ont également la possibilité d'utiliser leurs technologies pour déployer leurs propres réseaux IoT. Cela leur permettra d'avoir davantage de contrôle sur la sécurité et la qualité de service. C'est le choix qu'ont fait les entreprises comme Veolia, Suez Environnement et GrDF.

#### *III.4.1 Les caractéristiques des réseaux LPWAN*

Afin de supporter efficacement les communications M2M, les réseaux LPWAN doivent répondre à un certain nombre d'exigences.

- Supporter des appareils à très faible consommation d'énergie, dans le but d'allonger la durée de vie des batteries. En effet, la plupart des objets connectés fonctionnent avec des batteries et, pour certaines applications, un renouvellement fréquent de la batterie peut s'avérer problématique. Ainsi, l'objectif des réseaux LPWAN est la prise en charge d'objets pouvant fonctionner sur une batterie pendant un certain nombre d'années (plus de 10 ans d'autonomie pour la batterie [23]).
- Permettre des communications sur de longues distances, de l'ordre de 10 à 40 km en milieu rural et de 1 à 5 km en milieu urbain [23].
- Offrir une vaste couverture réseau et une bonne pénétration des bâtiments et des sous-sols. En effet, l'objectif de la connectivité IoT est d'avoir une amélioration de la couverture radio entre 15 et 20 dB afin d'assurer un accès au réseau même à des objets se trouvant dans les sous-sols des bâtiments ou derrière des murs bétonnés.
- Supporter une connexion simultanée d'un très grand nombre d'objets. En effet, il est prévu que le nombre d'objets connectés aux réseaux LPWAN dépasse les 7 milliards d'ici 2025.
- Permettre l'accès au réseau à des objets de faibles performances dans le but de réduire le coût des appareils IoT. En effet, il est prévu que le coût des terminaux IoT soit divisé par 10 par rapport aux appareils avec un accès haut débit mobile [17].
- Enfin, le coût de déploiement des réseaux LPWAN doit être réduit au minimum.

#### *III.4.2 Sigfox et LoRa : réseaux propriétaires dédiés à l'IoT*

Les réseaux Sigfox et LoRa (Long Range) sont les premiers réseaux déployés spécialement pour supporter les communications M2M. Ces réseaux sont principalement caractérisés par leur capacité à offrir une connectivité sur de longues distances avec une faible consommation d'énergie et un faible coût. Ils opèrent dans la bande non licenciée 868 MHz, (915 MHz en Amérique du Nord), qui est l'une des bandes de fréquences réservées aux applications Industrielles, Scientifiques et Médicales. L'exploitation de ces bandes de fréquences impose des restrictions sur la durée d'occupation de la bande passante (duty cycle, rapport cyclique en français) et sur le niveau maximum de puissance rayonnée. Ainsi, pour les applications IoT, le « duty cycle » est compris entre 0,1 et 10%, selon la bande passante du signal à transmettre et

la puissance d'émission. De plus, du fait du grand nombre d'applications opérant dans ces bandes de fréquences, le niveau d'interférence y est très élevé.

- *Sigfox*

La société Sigfox, fondée en 2009 et basée à Toulouse fut le premier opérateur à avoir déployé un réseau LPWAN dédié à l'IoT. Ce réseau propriétaire du même nom que son opérateur est déployé en France métropolitaine depuis 2014. Aujourd'hui, il est présent dans 60 pays en Europe, en Amérique, en Afrique et au Moyen-Orient. La technologie Sigfox utilise une modulation différentielle à deux états (D-BPSK) sur la liaison montante. Cette technique fait partie du type de modulation dit à bande ultra étroite (UNB, pour Ultra Narrow Band). L'intérêt de son utilisation réside dans le fait que le niveau de bruit est très réduit dans un canal à bande étroite.

Initialement, seules les communications sur la voie montante étaient prises en charge par le réseau Sigfox. Les messages sont transmis avec un débit de 100 bits par seconde (bps), sur une bande passante fixe de 100 Hz (600 Hz aux Etats Unis) [24]. Chaque message est répété au minimum trois fois sur des canaux différents. La répétition des messages, combinée avec la technique de saut de fréquence (Frequency Hopping) permet d'accroître la fiabilité du système. Par la suite, le réseau Sigfox fut développé afin de prendre en charge les communications sur la voie descendante. Toutefois, la transmission de données de la station de base vers un terminal IoT n'est réalisable qu'à la suite d'une communication sur la voie montante (de l'objet vers la station de base). En effet, pour recevoir un message en provenance de la station de base, le terminal IoT doit indiquer sa disponibilité à recevoir un message lorsqu'il émet vers la station de base.

En raison des restrictions dans la bande ISM, le nombre de messages par jour transmis sur le réseau Sigfox est limité à 140 messages sur la voie montante et 4 messages sur la voie descendante [23]. Ce qui signifie que le réseau Sigfox ne prend pas en charge les accusés de réception des messages envoyés sur la voie montante.

- *LoRa*

Long Range, plus connue sous son acronyme LoRa est une méthode de modulation utilisant la technique dite à étalement de spectre de type rampe fréquentielle ou CSS (Chirp Spread Spectrum) [25], développée par la société Cycléo et, rachetée par Semtech en 2012. L'étalement de spectre est une technique de transmission numérique qui consiste à transmettre un signal à bande étroite sur un canal beaucoup plus large en le codant par une séquence pseudo-aléatoire. Il en résulte un signal plus robuste contre les interférences, le brouillage et les évanouissements dus aux multi-trajets.

L'étalement de spectre se fait généralement de deux manières : par séquence directe ou DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum) et saut de fréquence ou FHSS (Frequency-Hopping Spread Spectrum). La première consiste à coder le message par une séquence générée avec une fréquence d'horloge plus rapide. Et, la deuxième consiste à transmettre le message alternativement sur plusieurs canaux selon une séquence connue de l'émetteur et du récepteur. Néanmoins, la méthode d'étalement de spectre employée par LoRa est différente. En effet, dans la modulation LoRa, le signal est émis sur une rampe de fréquence (chirp) dont la pente varie en fonction du débit symbole choisi [26].

L'ensemble des protocoles de communication sur le réseau LoRa sont normalisés sous le nom de LoRaWAN (Long Rang Wide Area Network) par la LoRa-alliance [27], fondée en 2015 par Semtech et regroupant plus de 500 industriels à travers le monde. Avec LoRaWAN, chaque message transmis par un terminal IoT est reçu par toutes les stations de base accessibles. Cette redondance permet d'améliorer le pourcentage de messages reçus avec succès. D'autre part, la réception du même message par plusieurs stations est exploitée par LoRaWAN pour la localisation des terminaux.

Aujourd'hui, le protocole LoRaWAN est supporté par plusieurs opérateurs à travers le monde, dont Orange et Bouygues télécoms en France. LoRa utilise les bandes de fréquences ISM allant de 863 à 870 MHz en Europe et de 902 à 928 MHz en Amérique du Nord. Les données sont transmises sur une bande passante de 125 kHz ou 250 kHz ou 500 kHz en liaison montante [28] et de 125 KHz en liaison descendante, avec des débits allant de 300 bps à 50 kbit/s.

Les caractéristiques techniques des réseaux Sigfox et LoRa sont résumées dans le Tableau I-1 ci-dessous.

**Tableau I-1. Caractéristiques techniques des réseaux LPWAN Sigfox et LoRa**

Technologie	Sigfox	LoRa
Bande de fréquence	ISM 868 MHz (Europe) ISM 915 MHz (USA) ISM 433 MHz (Asie)	ISM 863-870 MHz (Europe) ISM 902-928 MHz (USA) ISM 433 MHz (Asie)
Type de Modulation	D-BPSK (UL) GFSK (DL)	CSS
Bande passante	100 Hz (UL), 1,5 kHz (DL) (Europe) 600 Hz (Etats Unis)	125 ou 250 ou 500 kHz (UL) 125 KHz (DL)
Débit	100 bps (UL) 600 bps (DL)	300 bps - 50 kbit/s
Portée maximale	40 km (milieu rural) 10 km (milieu urbain)	20 km (milieu rural) 5 km (milieu urbain)
Puissance d'émission maximale	20 dBm	20 dBm
Nombre de messages par jour	140 (UL) 4 (DL)	Illimité
Durée de vie de la batterie	>10 ans	>10 ans

#### III.4.3 Les Standards 3GPP pour l'IoT

La mise au point des technologies Sigfox et LoRa a permis de répondre de façon urgente au besoin de connectivité longue portée et à faible consommation d'énergie de l'Internet des Objets. En effet, ces solutions technologiques, bien qu'utilisant deux techniques de modulation différentes, permettent toutes les deux d'effectuer des communications à bas débit sur de longues distances, avec des puissances d'émission relativement faibles. Cependant, ces solutions présentent un certain nombre d'inconvénients. D'abord, leur déploiement à grande échelle nécessite de lourds investissements et du temps car il faut installer de nouvelles antennes relais. Ensuite, du fait que ces technologies fonctionnent sur des bandes de fréquences non licenciées, elles sont soumises à des restrictions sur le niveau maximum de puissance d'émission et le temps d'occupation de la bande passante. À cela s'ajoutent les problèmes de

gestion de la qualité de service et la limitation des services proposés. Enfin, il faut noter que le niveau d'interférence est très élevé dans les bandes de fréquences libres, notamment les bandes en dessous de 1 GHz en raison de la multitude d'applications qui y opèrent.

Les manquements relevés au niveau des réseaux Sigfox et LoRa peuvent être comblés en adaptant les réseaux cellulaires aux contraintes de l'IoT, faisant de ces réseaux une véritable alternative aux réseaux LPWAN propriétaires. De plus, avec l'explosion du nombre d'objets connectés chaque année, l'IoT représente un enjeu commercial majeur pour les opérateurs mobiles. Ainsi, depuis quelques années la 3GPP travaille sur l'adaptation des réseaux cellulaires aux contraintes de l'IoT. Trois technologies LPWAN ont été alors normalisées dans la release 13 [29], il s'agit de :

- LTE-M (LTE for Machines), une évolution de la technologie LTE pour l'IoT dont les travaux de normalisation ont démarré en 2014 (release 12) et achevés dans la release 13 en 2016 ;
- NB-IoT(ou NB-LTE-M, pour Narrowband LTE-M), une version bande étroite de la technologie LTE-M, normalisée en même temps que cette dernière ;
- EC-GSM-IoT (Extended Coverage GSM-IoT), une adaptation du réseau 2G pour supporter le M2M ;

Ces solutions ont l'avantage de s'appuyer sur des architectures réseau déjà déployées, leur mise en place ne nécessitera donc que des mises à jour logicielles.

- *LTE-M : une évolution du LTE pour l'IoT*

Le standard LPWAN LTE-MTC, commercialisé sous le nom de LTE-M ou encore eMTC (Enhancements for MTC) a été introduit par la 3GPP dans la release 13 et amélioré dans les releases 14 et 15. Cette extension de la technologie LTE pour l'Internet des Objets est mise au point dans le but de répondre aux objectifs de conception suivants :

- prise en charge des objets de faibles performances (réduction des coûts) ;
- amélioration de l'autonomie des objets ;
- extension de la couverture de 15 dB par rapport au LTE classique ;
- réduction des temps de latence ;
- prise en charge d'un nombre important d'objets.

Afin de réduire le coût des équipements, la catégorie M1 (Cat-M1) est ajoutée aux UEs compatibles avec le LTE. Cette nouvelle catégorie d'UE fonctionne en mode half-duplex, utilise une bande passante de 1,4 MHz et une seule antenne en émission et en réception. Les UEs de catégorie M1 fonctionnent suivant deux modes l'extension de couverture (mode A et mode B). Un UE cat-M1 fonctionnant en mode A (fonctionnement par défaut) utilise la modulation QPSK sur la voie montante et 16-QAM sur la voie descendante et, dispose d'une extension de couverture limitée. Le fonctionnement en mode B (optionnel) quant à lui permet une extension plus importante de la couverture mais n'autorise que la modulation QPSK. Ce mode a été principalement conçu afin de permettre une forte pénétration des bâtiments.

Cependant, il faut noter que l'extension de la couverture se fait au détriment de la latence. L'augmentation de la couverture radio est obtenue en répétant les messages plusieurs fois, le nombre de répétitions dépendant de l'extension souhaitée. Ainsi en mode A, 32 répétitions sont possibles alors que le nombre de répétitions en mode B peut aller jusqu'à 2048.

Des améliorations de la technologie LTE-M ont été spécifiées dans les releases 14 et 15 [30]. Parmi ces améliorations on peut citer : l'introduction des UEs de catégorie M2 (cat-M2) utilisant une bande passante de 5 MHz, l'augmentation des débits et la prise en charge de la localisation.

Afin d'améliorer le bilan énergétique des équipements, les terminaux LTE-M disposent de deux mécanismes de réduction de la consommation d'énergie : le mode PSM spécifié dans la release 12 et le mode eDRX (Extended Discontinuous Reception) défini dans la release 13. Ces deux modes définissent une durée pendant laquelle le terminal entre dans un état de sommeil lui permettant de prolonger la durée de vie de sa batterie.

- *NB-IoT : une version bas débit du standard LTE-M*

Le standard NB-IoT (Narrowband IoT) ou encore NB-LTE-M, également spécifié dans les releases 13, 14 et 15 de la 3GPP, est aussi une extension du LTE pour les applications IoT ne nécessitant pas des débits très élevés. Ce standard est mis au point afin d'apporter les améliorations suivantes par rapport au LTE-M :

- une extension de la couverture de 20 dB, soit 5 dB de plus par rapport au LTE-M ;
- une réduction de la bande passante : 180 KHz sur le réseau LTE et 200 KHz sur le réseau GSM ;
- une réduction du débit, basée sur une opération PRB unique.

La technologie NB-IoT peut être déployée sous trois modes de fonctionnement différents :

- en mode IN-BAND, sur le spectre du réseau 4G ;
- en mode GUARD BAND, sur le réseau LTE qui réserve des ressources pour NB-IoT ;
- en mode STAND ALONE, sur un canal de 200 KHz du réseau GSM, ou un autre réseau.

Ces trois modes de déploiement sont illustrés sur la Figure 5 ci-dessous, extraite de la référence [31].

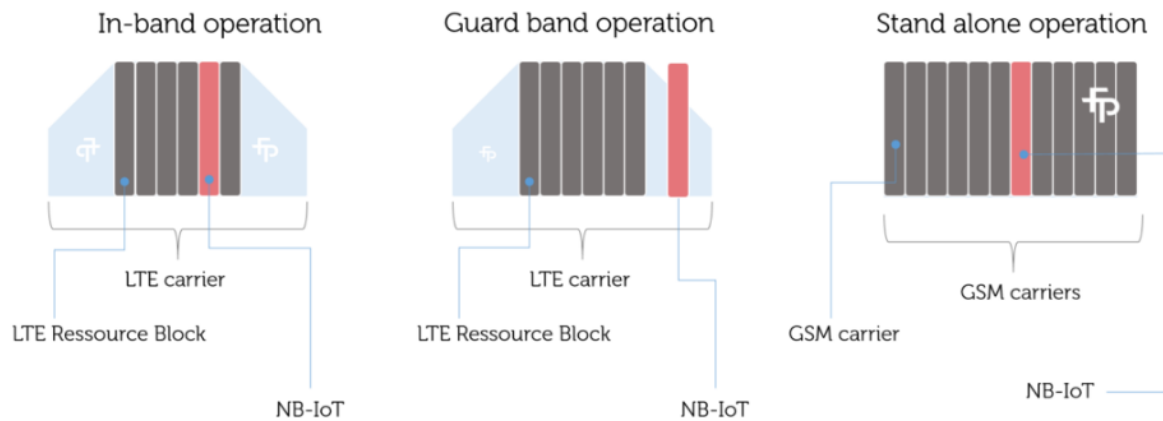


Figure 5. Modes de déploiement de NB-IoT [31]

La technologie NB-IoT utilise la modulation QPSK et la méthode d'accès OFDM. Tout comme la technologie LTE-M, elle fonctionne en mode half-duplex, supporte le Handover et des communications bidirectionnelles. Cependant, contrairement au LTE-M, le débit maximum supporté par cette technologie est de l'ordre de 60kbps.

Les technologies LTE-M et NB-IoT sont en cours de déploiement depuis 2017 sur les bandes de fréquences du LTE comprises entre 700 MHz et 900 MHz. Et, une compatibilité de ces technologies est prévue avec la norme 5G.

- *EC-GSM-IoT*

Tout comme LTE-M et NB-IoT pour le réseau 4G, la technologie EC-GSM-IoT (Extended Coverage GSM-IoT) est une adaptation du standard GSM pour supporter les communications M2M. Cette technologie LPWAN, principalement proposée par les sociétés comme Ericsson et Nokia, a également été normalisée par la 3GPP dans la release 13. Elle est basée sur le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution), également connu sous le nom de eGPRS (enhanced General Packet Radio Service), qui est optimisé pour répondre aux objectifs de conception suivants :

- une extension de la couverture (20 dB par rapport à EDGE) ;
- un déploiement à grande échelle ;
- une réduction de la complexité ;
- une réduction de la consommation d'énergie ;
- une réduction des temps de latence.

Afin de fournir un débit adapté aux différents types d'applications, EC-GSM-IoT utilise la modulation GMSK (Gaussian Minimum-Shift Keying) et la modulation 8PSK (Phase Shift Keying). La dernière, utilisée uniquement sur la voie descendante lorsque cela est nécessaire, permet d'atteindre des débits de l'ordre de 240 kbps [32]. La technologie EC-GSM-IoT supporte également les modes PSM et eDRXs permettant une réduction de la consommation d'énergie au niveau des terminaux.

Un résumé des caractéristiques techniques des trois technologies LPWAN cellulaires normalisées par la 3GPP est fourni dans le Tableau I-2 ci-dessous.

**Tableau I-2. Résumé des caractéristiques techniques des trois réseaux LPWAN normalisés par la 3GPP [32, 33]**

Technologie	LTE-M	NB-IoT	EC-GSM-IoT
Bande de fréquence	LTE 700 -900 MHz	LTE 700 -900 MHz	GSM 800-900 MHz
Type de Modulation	mode A QPSK (UL) 16-QAM (DL) mode B QPSK	QPSK	GMSK 8PSK (optionnel)
Type de duplexage	FD, HD, FDD, TDD	HD, FDD	HD, FDD
Méthode d'accès	SC-FDMA(UL) OFDMA(DL)	SC-FDMA(UL) OFDMA(DL)	TDMA/FDMA
Bande passante	1,4 MHz, 5 MHz	180 KHz	200 KHz
Débit	jusqu'à 1Mbps	Jusqu'à 60 kbps	De 350 bps à 70kbps
Amélioration de la couverture	15 dB	20 dB	de 10 – 20 dB
Temps de latence	< 10 ms	< 10 ms	-
Distance de communication	< 15 km	< 35 km	< 15 km
Durée de vie de la batterie	>10 ans	>10 ans	> 10 ans

#### IV. La cinquième génération de réseaux mobiles (5G)

##### IV.1 Les objectifs de la 5G

Spécifiées dans les MIT-2020 (International Mobile Télécommunications for the year 2020) et mises au point à partir de la release 15, les technologies mobiles de cinquième génération (5G) promettent d'augmenter considérablement les débits, de réduire les temps de latence, d'améliorer la durée de vie des batteries et d'assurer une inter-connectivité à très grande échelle. Il est prévu que le réseau 5G intègre un nombre très massif d'objets connectés. En effet, en rupture avec les précédentes générations de réseaux cellulaires, la 5G accordera une place particulière aux communications entre machines et à l'Internet des Objets, notamment pour les applications industrielles. Ainsi, avec le développement très rapide de ces technologies, nous assistons à une explosion du nombre d'appareils connectés sur les réseaux mobiles et donc une augmentation considérable du trafic. Selon le rapport de mobilité publié par Ericsson en juin 2020 [34], le trafic de données mobiles s'est accru de 56 % entre le quatrième trimestre de 2019 et le premier trimestre de 2020. Selon cette même source, il est prévu que le nombre d'abonnés sur le réseau LTE atteigne son pic en 2022, avec 5,1 milliards d'abonnés. La Figure 6 [34] ci-dessous présente l'évolution du trafic mondial de données mobiles, entre 2014 et 2020.

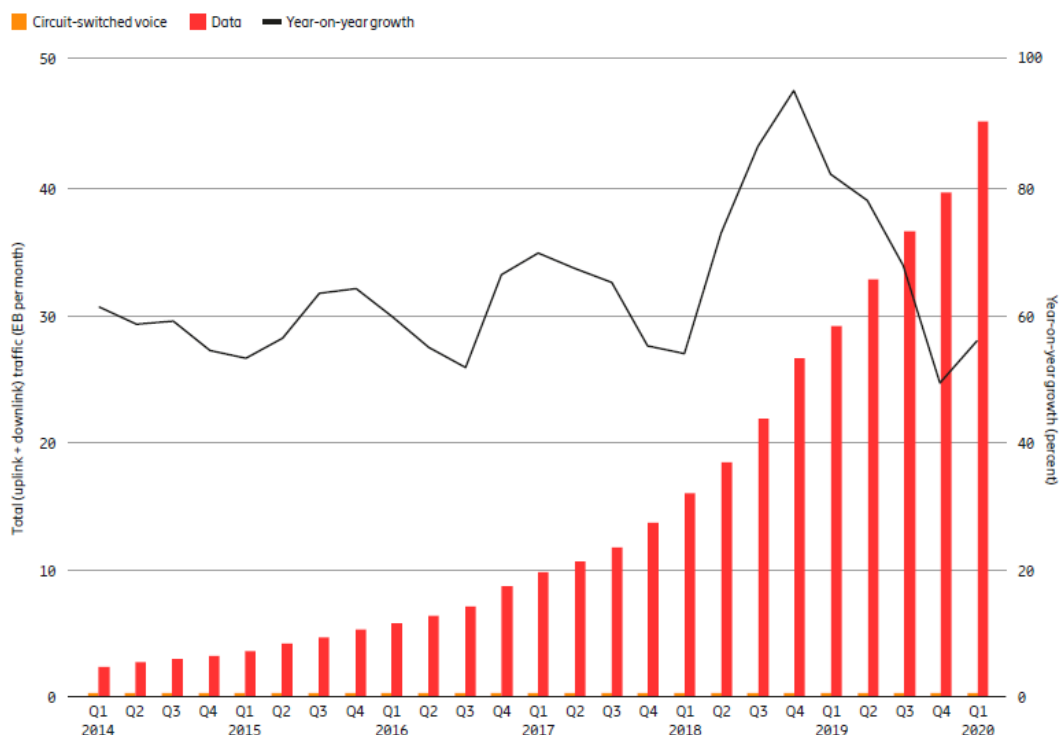


Figure 6. Evolution annuelle du trafic mobile mondial [34]

Avec cette explosion du trafic mobile, l'augmentation fulgurante du nombre d'abonnés et des contenus multimédias, les réseaux cellulaires actuels atteindront bientôt leurs limites en termes de capacité.

L'objectif principal du réseau 5G est de s'appuyer sur plusieurs technologies de communication afin d'offrir à ses utilisateurs un accès illimité à l'information et d'introduire de nouveaux services commerciaux. Son objectif final est la convergence de tous les réseaux fixes et mobiles existants et l'amélioration des performances énergétiques du système global.

Le réseau 5G est un réseau hétérogène, intégrant plusieurs standards de communication. Il sera conçu pour répondre aux exigences suivantes [35,36] :

- une large bande passante : entre 100 MHz et 1GHz ;
- des débits très élevés : jusqu'à 10 Gbits/s sur la voie montante et 20 Gbits/s sur la voie descendante ;
- une efficacité spectrale améliorée ;
- des temps de latence très faibles : entre 1 et 4 ms ;
- une fiabilité améliorée ;
- une forte densité de terminaux connectés : jusqu'à 1 million de terminaux par km<sup>2</sup> ;
- la prise en charge d'un nombre très massif d'objets connectés.

## IV.2 Le spectre 5G et les classes de communications supportées par le réseau

### IV.2.1 Le spectre 5G

Pour atteindre ses objectifs en termes de couverture et de services, la 5G utilisera trois groupes de fréquences : les bandes de fréquences en dessous de 1 GHz, les bandes de fréquences entre 1 et 6 GHz et les bandes de fréquences au-dessus de 6 GHz.

- Les fréquences en dessous de 1 GHz permettent d'offrir une couverture très large et une bonne pénétration des bâtiments et des sols. Cette bande de fréquence permettra d'étendre la couverture de la 5G à très haut débit dans les villes, les villages et les zones difficiles d'accès. De plus, les communications M2M et IoT sur le réseau 5G utiliseront les fréquences de cette bande, notamment les fréquences entre 700 et 900 MHz, actuellement utilisées par le réseau LTE. C'est d'ailleurs cette bande de fréquence qui a été allouée aux standards 3GPP dédiés aux communications entre objets connectés.
- Les fréquences en dessous 6 GHz (entre 1 et 6 GHz), cette gamme de fréquences offrent un bon compromis entre la couverture et la capacité pour les services 5G. Actuellement c'est la bande 3,6 GHz, s'étalant de 3,4 GHz à 3,8 GHz, qui est allouée aux communications mobiles sur le réseau 5G. L'utilisation des fréquences de la bande 4,5-5 GHz et de la bande 3,8 – 4,2 GHz est également envisageable.
- Les fréquences au-dessus de 6 GHz (6 - 28 GHz) permettront à la 5G d'offrir à ses utilisateurs des services mobiles ultra haut débit et à très grande vitesse, telle que la vidéo à la demande (VoD, Video-on-Demand). Cependant ces bandes de fréquences présentent l'inconvénient d'avoir des portées très limitées.

Les trois groupes de fréquences de la 5G sont illustrés ci-dessous (Figure 7) [37]

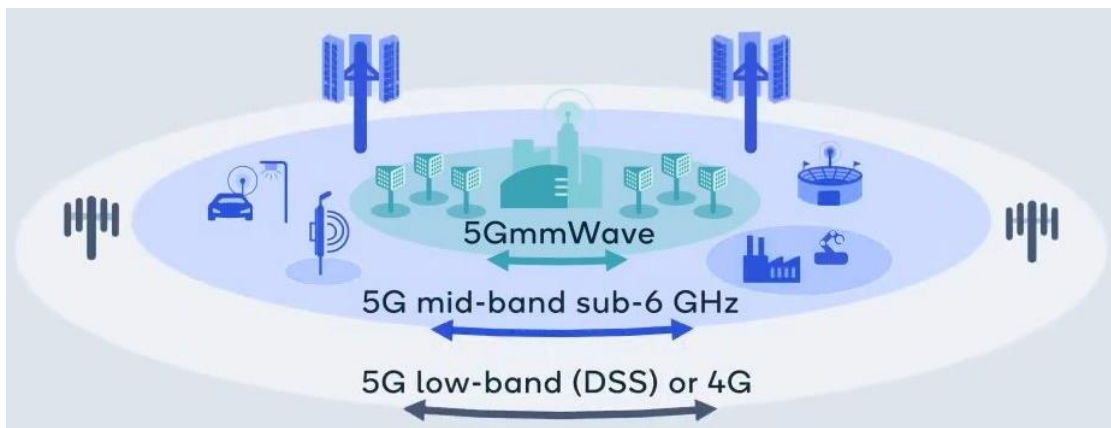


Figure 7. Les trois groupes de fréquences de la 5G [37]

#### IV.2.2 Les classes de communications supportées

Trois classes de communications ont été spécifiées dans les IMT-2020 pour le futur réseau 5G, elles sont illustrées sur la Figure 8 ci-après.

Il s'agit :

- de la communication large bande mobile améliorée (eMBB, enhanced Mobile Boardband). Il s'agit ici des services classiques voix et données mobiles offerts par réseaux existants. Des améliorations sont prévues au niveau des débits utilisateur et de la qualité de service, ainsi, le réseau 5G permettra à ses utilisateurs de profiter des services multimédias ultra rapides et de très haute qualité, en tout lieu et à tout moment.

- de la communication ultrafiable et à faible latence (URLLC, Ultra-Reliable and Low Latency Communication). La réduction des temps de latence et l'amélioration de la fiabilité permettront l'accès à des services très sensibles au délai, tels que l'Internet tactile, le contrôle à distance des robots médicaux et industriels et les communications V2X (Vehicle-to-Everything).
- de la communication massive de type machine (mMTC, pour massive Machine Type Communication), permettant de supporter un nombre massif d'objets connectés.

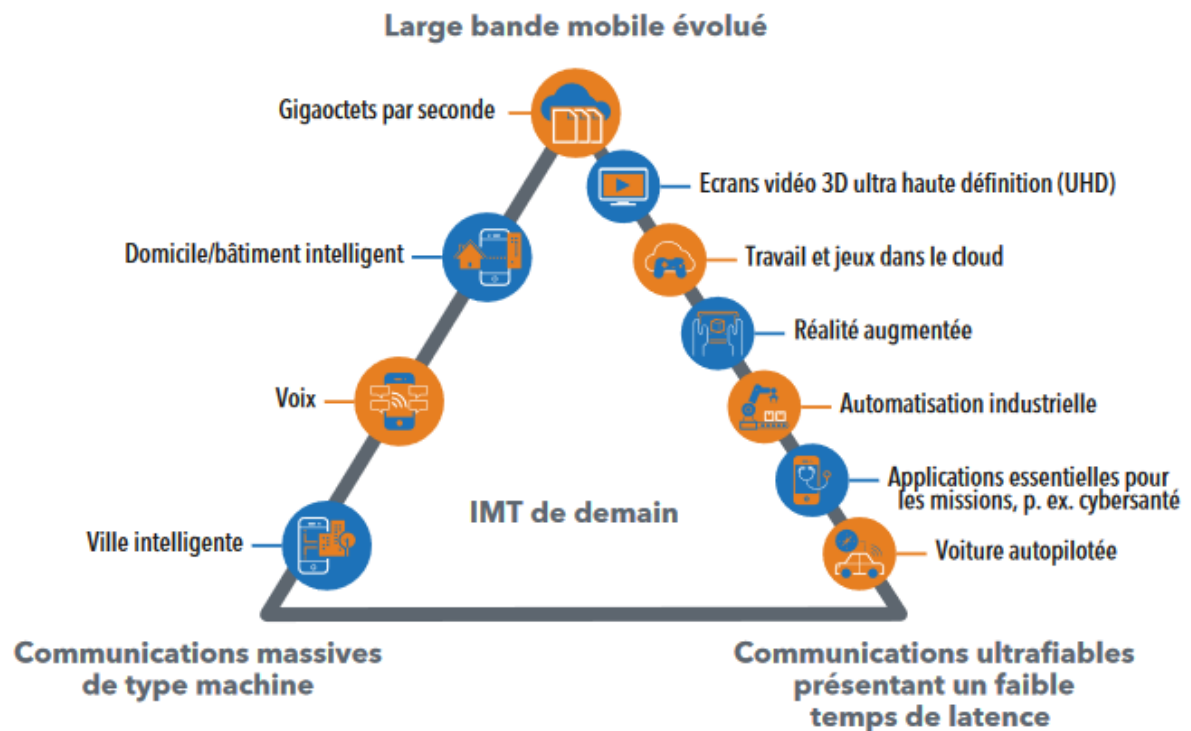


Figure 8. Les classes de communications spécifiées pour la 5G [38]

#### IV.3 Les technologies d'accès

Afin de pouvoir répondre efficacement aux exigences en termes de capacité, de débit et, d'efficacité spectrale, de nouvelles techniques d'accès ont été introduites pour le réseau 5G. Aussi des améliorations ont été apportées aux méthodes d'accès utilisées par le réseau 4G/LTE, en l'occurrence la méthode d'accès OFDM et les modes de duplexage FDD et TDD. Le réseau 5G utilisera l'agrégation de porteuses et supportera les mêmes types de modulation que le réseau LTE.

Les nouvelles méthodes d'accès spécifiques au réseau 5G sont listées ci-dessous.

- *Le MIMO massif*

L'explosion du nombre d'utilisateurs mobiles a fait que les systèmes MIMO classiques ne permettent plus de répondre aux nouvelles exigences en termes d'efficacité spectrale. De plus,

avec le large déploiement des technologies IoT prévu pour les prochaines années, des milliards d'objets connectés utiliseront les réseaux mobiles. Par conséquent, un énorme flux de données transitera par ces réseaux. Pour assurer une bonne gestion de ce flux, il faut trouver de nouvelles techniques permettant d'augmenter la capacité des réseaux mobiles.

Le MIMO massif, qui est une évolution de la technique MIMO, permettant de regrouper des centaines d'antennes sur une seule station de base, se présente ainsi comme la meilleure alternative aux systèmes MIMO actuels et, une technologie pour la 5G et les futurs réseaux mobiles. Avec cette technique, une station de base peut servir simultanément plusieurs dizaines d'utilisateurs. Les antennes supplémentaires aideront à concentrer le rayonnement de la station de base dans une petite région afin d'y fournir une meilleure efficacité spectrale et un meilleur débit. L'emploi du MIMO massif permettra ainsi au réseau 5G d'adapter le débit qu'il offre à chaque utilisateur en fonction de son besoin et de réduire les interférences avec les voisins. Cette technique d'accès est déjà implémentée en Chine et au Japon sur le réseau 4G/LTE.

La Figure 9 ci-dessous illustre une utilisation du MIMO massif en liaison montante (Uplink) et en liaison descendante (Downlink).

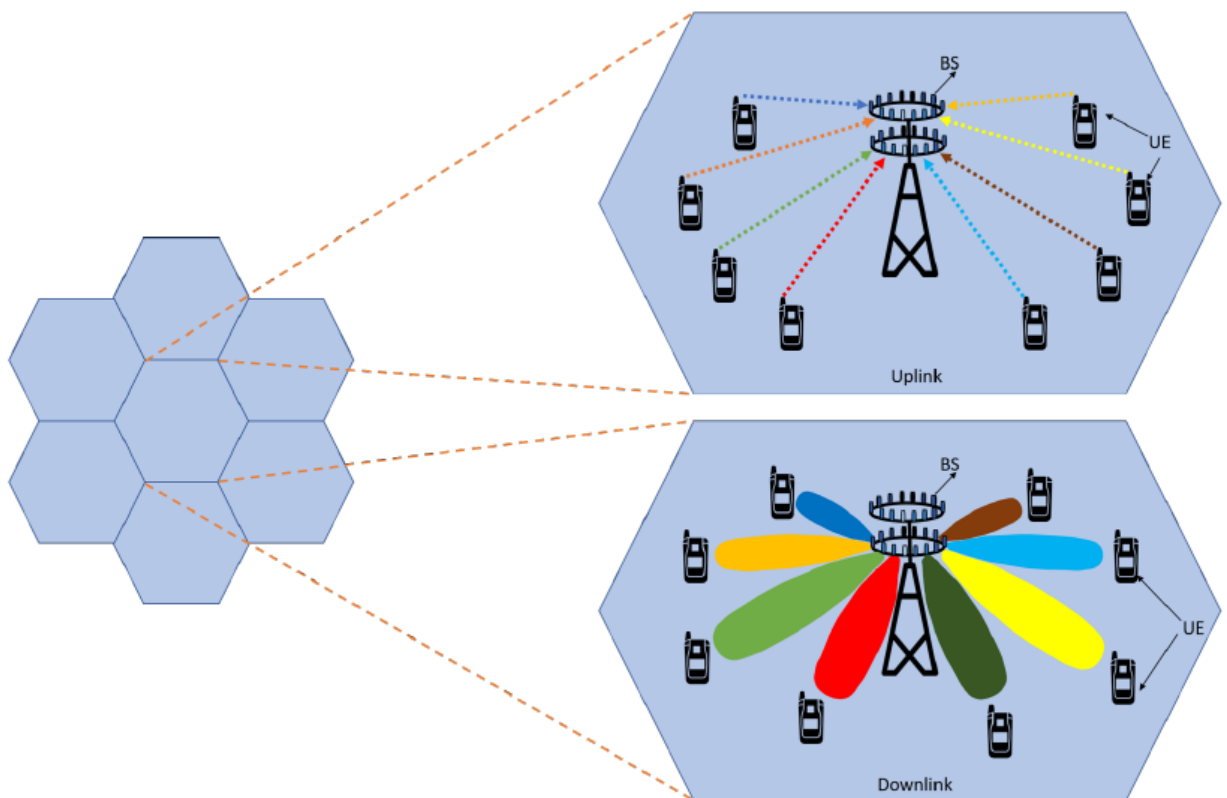


Figure 9. Exemple d'utilisation du MIMO massif en Uplink et en DownLink [39]

- Les modes de duplexage SDL (Supplementary Downlink) et SUP (Supplementary Uplink) : ces deux modes de duplexages sont supportés pour certaines bandes de fréquences et permettent une configuration des terminaux avec deux liaisons montantes pour le mode SUP et deux liaisons descendantes pour le mode SDL.

#### IV.4 L'architecture du réseau 5G

Une vue globale de l'architecture du réseau 5G [40] est illustrée à la Figure 10 ci-après.

- Le réseau d'accès NG-RAN (Next Generation Radio Acces Network) est constitué du nouveau réseau d'accès 5G nommé New Radio (NR) et du réseau d'accès LTE (E-UTRAN). Il est essentiellement constitué par des stations de base de types gNodeB (gNB) et ng-eNodeB (ng-eNB), reliées entre elles par des liens Xn et, reliées au réseau cœur par des liens NG, via les fonctions AMF (Access and Mobility Management Function) et UPF (User Plan Function). Les liens Xn permettent une mobilité en mode actif entre gNB et gNB et entre gNB et ng-eNB.

Les stations de base gNB sont les stations de base nouvellement définies pour le réseau d'accès 5G, elles fournissent l'accès aux services liés au plan usager et au plan de contrôle New Radio. Et, les stations de base ng-eNB constituent une évolution des stations de base du réseau d'accès 4G (E-UTRAN) pour supporter les fonctionnalités radio de réseau 5G. Elles permettent ainsi d'assurer une migration progressive du réseau d'accès 4G vers le réseau d'accès 5G.

Du fait de son déploiement progressif choisi par certains opérateurs mobiles, le nouveau réseau d'accès 5G (NR) sera déployé de deux manières [27] : en mode standalone (SA) et en mode non-standalone (NSA).

En fonctionnement SA, le gNB est directement connecté au réseau cœur (5GC), le déploiement de ce dernier est donc requis pour ce mode de fonctionnement. En revanche, le fonctionnement en mode NSA ne nécessite pas un déploiement préalable du réseau cœur 5GC. Pour ce mode de fonctionnement, les gNB sont connectés au réseau cœur 4G (EPC) de la même manière que les eNB, permettant ainsi à l'utilisateur de bénéficier d'une double connectivité. Dans ce mode de fonctionnement, le réseau radio 5G agit comme un réseau secondaire dont le seul but est d'augmenter les débits.

- Le réseau cœur 5GC (5G Core Network) quant à lui servira de point d'encrage pour les technologies multi-accès et permettra de fournir des services sur les réseaux mobiles, fixes et convergés. Il assurera également toutes les fonctions traditionnellement liées au cœur de réseau, à savoir la gestion de la signalisation, la gestion de l'authentification, le stockage et le traitement des données, la gestion de la qualité de service, etc.. De plus, le réseau cœur 5GC assurera des fonctions telles que l'allocation et la gestion des adresses IP pour les UEs, la gestion de l'itinérance avec les réseaux de données externes, etc..

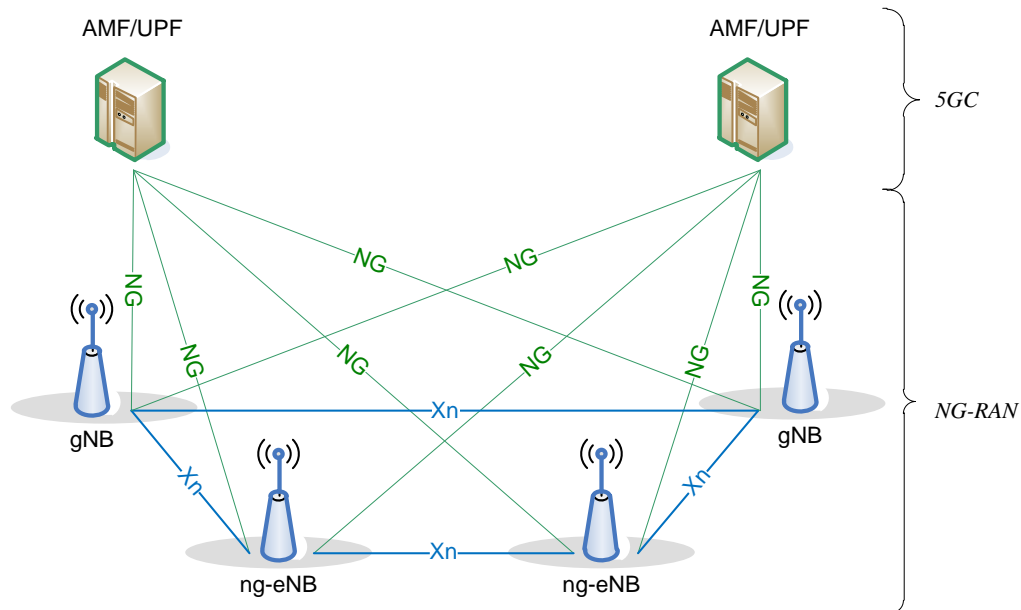


Figure 10. Architecture du réseau 5G [40]

Le réseau 5G intégrera plusieurs technologies (Wi-Fi, fibre, etc.), ce nouveau standard est toujours en cours de normalisation. Néanmoins, la 5G est déjà déployée dans certains pays comme la Corée du sud par exemple qui est le premier pays à avoir commercialisé les services 5G.

### Conclusion de chapitre

Ce chapitre a présenté l'évolution des réseaux de télécommunications mobiles de la quatrième à la cinquième génération, la technologie M2M et l'Internet des objets. Après une présentation des standards de quatrième génération, la technologie M2M et Internet des Objets ont été présentés. Ensuite, nous avons présenté les réseaux longue portée et basse consommation d'énergie (LPWAN), dédiés à l'Internet des Objets. Enfin, la dernière partie a été consacrée aux standards de cinquième génération.

Ce chapitre constitue ainsi une introduction sur les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse, dont l'objectif principal est de proposer des antennes miniatures basses fréquences, couvrant plusieurs standards du LTE. En effet, avec son architecture réseau fortement développée, la 4G a favorisé le développement de la technologie M2M et de l'IoT en particulier. Cette technologie dont un très large déploiement est prévu avec la 5G est aujourd'hui incontournable sur le marché des télécommunications mobiles.

Le prochain chapitre sera consacré à la conception d'une antenne miniature bi-bande couvrant la bande LTE 2600 et la bande LTE [700 - 900 MHz], dédiée à l'IoT.

## Bibliographie

- [1] « GSM - Telecom ABC ». <http://www.telecomabc.com/g/gsm.html> (23 mars 2020).
- [2] « GPRS & EDGE ». <https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/102-gprs-edge> (01 avril 2020).
- [3] « HSPA+ is now mainstream, says GSA ». <https://www.3gpp.org/news-events/partners-news/1331-HSPA-is-now-mainstream-says-GSA> (25 mars 2020).
- [4] Y. Bouguen, E. Hardouin, F.-X. Wolff, G. Pujolle, and A. Maloberti, *LTE et les réseaux 4G*. Paris: Eyrolles, 2012.
- [5] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, 1st ed. USA: Artech House, Inc., 2000.
- [6] A. Morgado, K. M. S. Huq, S. Mumtaz, and J. Rodriguez, “A survey of 5G technologies: regulatory, standardization and industrial perspectives,” *Digital Communications and Networks*, vol. 4, no. 2, pp. 87–97, Apr. 2018.
- [7] A. N. Barreto *et al.*, “5G – Wireless Communications for 2020,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 146–163, 2016.
- [8] H. Shariatmadari *et al.*, “Machine-type communications: current status and future perspectives toward 5G systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 10–17, Sep. 2015.
- [9] Rapport UIT-R M.2135-1, *Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMTAdvanced*, decembre 2009.
- [10] K. J. Miyahara, “IMT-Advanced - Objective and Challenges,” in *2009 Annual IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, Greensboro, NC, USA, Oct. 2009, pp. 1–4.
- [11] F. Wang, A. Ghosh, C. Sankaran, P. Fleming, F. Hsieh, and S. Benes, “Mobile WiMAX systems: performance and evolution,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 10, pp. 41–49, Oct. 2008.
- [12] M. Ergen, *Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [13] G. M. Koenig, “Mutual entity authentication for LTE,” in *2011 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, Istanbul, Turkey, Jul. 2011, pp. 689–694.
- [14] O. Rhouma, “Gestion d'interférence dans un réseau LTE hétérogène par contrôle d'admission cognitif,” p. 95.
- [15] « Release 10 ». <https://www.3gpp.org/specifications/releases/70-release-10> (02 avril 2020).
- [16] G. Yuan, X. Zhang, W. Wang, and Y. Yang, “Carrier aggregation for LTE-advanced mobile communication systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 2, pp. 88–93, Feb. 2010.
- [17] D. Evans, “The internet of things. How the next evolution of the internet is changing everything,” Cisco White Paper, 2011.
- [18] UIT-T, *Recommandation Y.2060 - Présentation générale de l'Internet des objets*, UITT Std., 2012.
- [19] « State of the IoT 2018: Number of IoT devices now at 7B – Market accelerating ». <https://iot-analytics.com/state-of-the-iot-update-q1-q2-2018-number-of-iot-devices-now-7b/> (20 avril 2020).
- [20] « Ericsson Mobility Report November 2015 », p. 32.
- [21] H. Rahimi, A. Zibaenejad, et A. A. Safavi, « A Novel IoT Architecture based on 5G-IoT and Next Generation Technologies », in *2018 IEEE 9th Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*, Vancouver, BC, nov. 2018.

- [22] “PRÉPARER LA RÉVOLUTION DE L’INTERNET DES OBJETS : Document n° 1 – Une cartographie des enjeux (7 novembre 2016),” p. 46.
- [23] K. Mekki, E. Bajic, F. Chaxel, and F. Meyer, « A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment », *ICT Express*, vol. 5, n° 1, p. 1-7, mars 2019.
- [24] A. Lavric, A. I. Petrariu, and V. Popa, « Long Range SigFox Communication Protocol Scalability Analysis Under Large-Scale, High-Density Conditions », *IEEE Access*, vol. 7, p. 35816-35825, 2019.
- [25] M. Centenaro et L. Vangelista, « Boosting Network Capacity in LoRaWAN Through Time-Power Multiplexing », in *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Bologna, Italy, sept. 2018, p. 1-6.
- [26] L.-A. Dufrene, « Etude et optimisation de solutions reposant sur les réseaux cellulaires existants pour l’internet des objets », p. 225.
- [27] « About LoRa Alliance® | LoRa Alliance® », <https://lora-alliance.org/about-lora-alliance> (27 avril 2020).
- [28] B. Reynders, W. Meert, and S. Pollin, « Range and coexistence analysis of longrange unlicensed communication », in *2016 23rd International Conference on Telecommunications (ICT)*, Thessaloniki, Greece, mai 2016, p. 1-6.
- [29] Nokia, “LTE-M-Optimizing LTE for the Internet of Things”, white paper, 2015.
- [30] R. Ratasuk, N. Mangalvedhe, D. Bhatoolaul, et A. Ghosh, « LTE-M Evolution Towards 5G Massive MTC », déc. 2017, p. 1-6.
- [31] “NB-IoT, LTE-M, EC-GSM-IoT. Les nouveaux LPWAN,” *FRUGAL PROTOTYPE*, Apr. 06, 2018. <https://www.frugalprototype.com/nb-iot-lte-m-ec-gsm-iot-lpwan/> (27 juillet 2020).
- [32] M. M. Alam, H. Malik, M. I. Khan, T. Pardy, A. Kuusik, and Y. Le Moullec, “A Survey on the Roles of Communication Technologies in IoT-Based Personalized Healthcare Applications,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 36611–36631, 2018.
- [33] N. Poursafar, M. E. E. Alahi, and S. Mukhopadhyay, “Long-range wireless technologies for IoT applications: A review,” in *2017 Eleventh International Conference on Sensing Technology (ICST)*, Sydney, NSW, Dec. 2017, pp. 1–6.
- [34] “Ericsson Mobility Report June 2020,” p. 36, 2020.
- [35] E. Moutaly, “Etude d’une architecture radio-sur-fibre pour le fronthaul 5G,” p. 117.
- [36] “ITU-T Focus Group IMT-2020 Deliverables,” p. 322.
- [27] C. Keffi, “Réseau 5G : déploiement, fonctionnement, usages et smartphones compatibles,” *Frandroid*, Jul. 29, 2018 [https://www.frandroid.com/telecom/488716\\_reseau-5g-tout-ce-qui-va-changer-quels-usages-et-pourquoi-la-technologie-est-importante](https://www.frandroid.com/telecom/488716_reseau-5g-tout-ce-qui-va-changer-quels-usages-et-pourquoi-la-technologie-est-importante) (22 août 2020).
- [38] H. Zhao, “Pourquoi le monde a besoin de la 5G,” p. 36.
- [39] R. Chataut and R. Akl, “Massive MIMO Systems for 5G and beyond Networks—Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction,” *Sensors (Basel)*, vol. 20, no. 10, May 2020.
- [40] NG Radio Access Network (NG-RAN),” *Journal of ICT Standardization*, vol. 6, no. 2, pp. 59–76, May 2018.



## Chapitre II : Antenne bi-bande pour l'IoT et le LTE

### Introduction

L'évolution des technologies de télécommunications à travers les années s'est accompagnée par l'introduction de nouveaux standards et l'utilisation de nouvelles bandes de fréquences. Par conséquent, les terminaux mobiles ne fonctionnent non pas sur une seule fréquence, mais sur plusieurs bandes de fréquences. Cela aurait pu être possible grâce à l'intégration de plusieurs antennes dans un même terminal. Mais cette solution augmenterait fortement l'encombrement et la complexité des terminaux. De plus, avec l'arrivée du smartphone et la multiplication des applications mobiles, l'espace réservé aux antennes dans les terminaux est de plus en plus réduit. L'intégration de plusieurs antennes dans un même terminal devient alors problématique. La solution est donc de concevoir des antennes multi-bandes pouvant couvrir simultanément plusieurs standards.

D'autre part, depuis 2009 [1], nous assistons à une nouvelle révolution des technologies de télécommunications, engendrée par l'Internet des Objets. Cette nouvelle technologie se retrouve de plus en plus intégrée dans les objets de notre vie quotidienne, quelles que soient leur forme et leur taille. Les applications IoT utilisent généralement les bandes de fréquences en dessous du Gigahertz, différentes selon les régions du monde ou selon l'opérateur. En effet, cette technologie fonctionne aussi bien sur des bandes libres, notamment la bande 868 MHz en Europe et la bande 915 MHz aux USA, que sur des bandes de fréquences exploitées par les opérateurs mobiles ([700 - 900 MHz]). L'utilisation de la bande LTE [700 - 900 MHz] pour les applications IoT a été autorisée par la 3GPP à partir de l'année 2014 pour préparer l'arrivée de la 5G [2]. Les normes technologiques LTE-M et NB-IoT, visant l'intégration de l'IoT dans la téléphonie mobile ont été ainsi mises au point.

Ainsi, il est indispensable que les antennes conçues pour des applications IoT soient capables de couvrir plusieurs bandes de fréquences, tout en ayant des dimensions réduites. L'arrivée de l'IoT n'a donc fait qu'accroître le besoin déjà bien présent en antennes miniatures, multi-bandes et agiles en fréquence.

L'objectif de ce chapitre est de concevoir une antenne opérant simultanément dans les bandes de fréquences de l'IoT et du LTE, et pouvant être intégrée dans un terminal mobile. Après un état de l'art sur les antennes pour IoT, les antennes multi-bandes et les antennes reconfigurables en fréquence, nous présenterons la conception de deux antennes bi-bandes de type PIFA, l'une fonctionnant dans les bandes ISM et l'autre dans les bandes LTE.

## I. Etat de l'art

### I.1 Les antennes pour applications IoT

Nombre d'antennes capables de répondre aux exigences de l'IoT ont été proposées dans la littérature depuis l'avènement de cette technologie. Ces antennes fonctionnent pour la plupart dans des bandes de fréquences ISM en dessous de 1 GHz. Selon l'application visée, les dimensions et les types d'antennes sont différents et, il en est de même pour les performances (bande passante, efficacité, etc.). Ainsi, on trouve dans la littérature divers types d'antennes dédiées à des applications IoT, dont les plus populaires sont les antennes quart-onde de type monopole imprimé ou IFA. On trouve tout de même quelquefois des propositions d'antennes boucles [3, 4], d'antennes ILA [5, 6], etc..

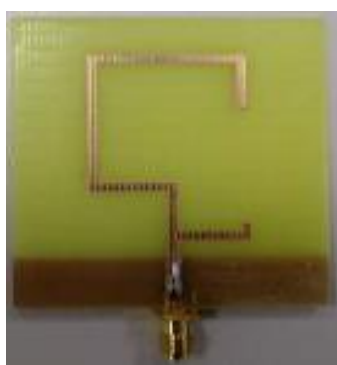
Le succès des antennes de type IFA et monopole imprimé pour les applications IoT est sans doute lié à leur facilité à être miniaturisées et intégrées. Cependant, leur inconvénient réside dans le fait qu'elles sont très sensibles à leur environnement proche. L'introduction par exemple d'un objet métallique derrière la structure peut dégrader leurs performances.

#### I.1.1 L'antenne monopole

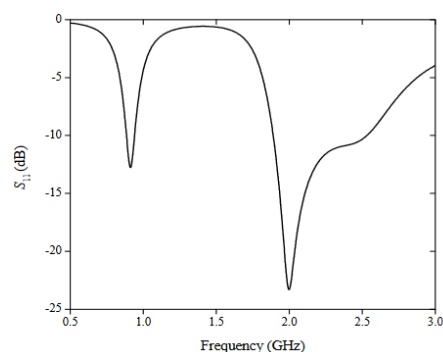
L'antenne monopole est obtenue à partir du dipôle demi-onde par application de la théorie des images qui consiste à remplacer le deuxième brin du dipôle par un plan conducteur infini [7, 8]. Ainsi, la taille de l'antenne monopole est réduite de moitié par rapport au dipôle, mais elle conserve les performances de rayonnement de celui-ci. En pratique, la réduction de la taille du plan de masse déforme légèrement le diagramme de rayonnement du monopole.

En termes de bande passante, l'antenne monopole fait partie des antennes dites large bande. C'est ce type d'antenne qui a été utilisé dans les premiers terminaux GSM avant d'être remplacé progressivement par l'antenne hélice, puis l'antenne patch, et plus récemment par l'antenne PIFA. Aujourd'hui, l'antenne monopole et ses variantes sont largement utilisées dans les terminaux IoT.

Un exemple d'antenne monopole imprimée, pouvant être utilisée pour une application IoT est présenté dans [9]. Elle est constituée de deux branches repliées, imprimées sur un substrat FR-4 de dimensions 60 mm x 60 mm x 1,6 mm. La première branche donne une résonance à 900 MHz et la deuxième branche donne une résonance à 2,4 GHz. Le prototype de l'antenne et son coefficient de réflexion sont présentés Figure 11.



(a)



(b)

Figure 11. Antenne monopole bi-bande pour IoT (a), et son paramètre S (b)

L'antenne présentée dans [10] est également un bon exemple d'antenne monopole miniature. Elle est méandrée et imprimée sur substrat FR4 d'épaisseur 0,8 mm, de longueur 100 mm et de largeur 40 mm. Elle occupe une surface totale de 10 x 9,5 mm<sup>2</sup>, et présente une résonance autour de 925 MHz. Le prototype de l'antenne et la simulation et la mesure du coefficient de réflexion sont illustrés Figure 12.

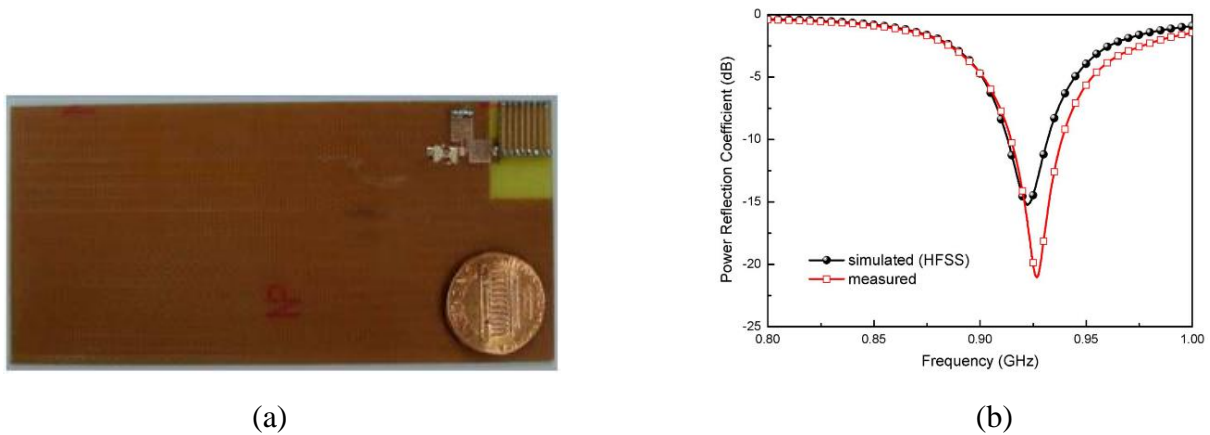


Figure 12. Prototype de l'antenne monopole miniature (a) et son coefficient de réflexion (b)

### 1.1.2 L'antenne ILA

L'antenne ILA (Inverted-L Antenna) est une antenne miniature dont la géométrie est semblable à un L inversé (Figure 13). Elle est constituée d'un court monopole vertical au-dessus duquel un brin horizontal est connecté. Ce brin horizontal, généralement plus long que le monopole vertical est assimilable à une charge capacitive que l'on rajoute à l'impédance du monopole afin de réduire sa longueur physique. Ainsi, une antenne ILA résonne à une fréquence beaucoup plus basse qu'une antenne monopole de mêmes dimensions. Cependant, elle présente une impédance d'entrée très capacitive rendant son adaptation très difficile. De plus, la bande passante d'une telle antenne est relativement faible.

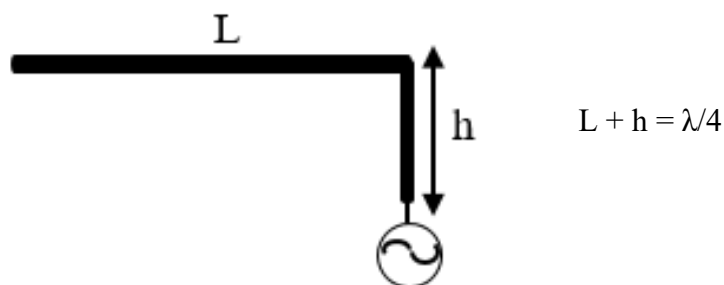


Figure 13. Géométrie de l'antenne ILA

### 1.1.3 L'antenne IFA

L'antenne IFA (Inverted-F Antenna) est une variante de l'antenne ILA, et donc du monopole, elle a été introduite dans les années 50 sous le nom de Transmission Line Antenna (TLA). C'est une antenne quart-d'onde repliée et court-circuitée sur un plan de masse. Le

paramétrage de son impédance d'entrée s'effectue grâce à ce retour sur le plan de masse. Il est ainsi très simple d'adapter ce type d'antenne. L'antenne IFA présente un diagramme de rayonnement quasi-isotrope et une bande passante relativement faible. Elle est caractérisée par la hauteur entre l'élément rayonnant et le plan masse, la distance entre le point d'alimentation et le court-circuit et la distance entre le point d'alimentation et le circuit ouvert. Sa géométrie (Figure 14) ressemble à un F inversé, c'est ce qui lui vaut l'appellation de IFA.

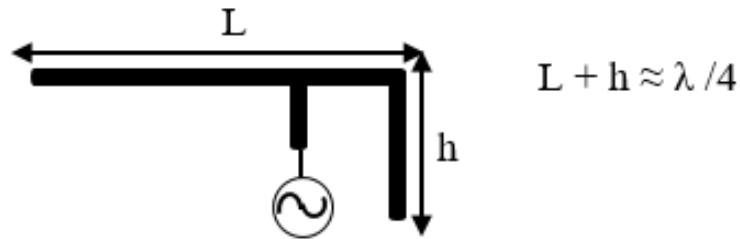


Figure 14. Géométrie de l'antenne IFA

Les antennes de type IFA sont largement employées dans les applications IoT [11-13] sans doute en raison de leur facilité d'adaptation, d'intégration et de miniaturisation. Cependant, en plus d'avoir une faible bande passante, l'antenne IFA présente l'inconvénient d'être très sensible à son environnement proche, plus particulièrement lorsqu'elle est miniaturisée.

L'antenne IFA repliée, présentée dans [11] est un exemple typique d'antenne miniature pour une application IoT. Elle est repliée autour d'un petit plan de masse carré de dimensions 34 mm x 34 mm, imprimé sur un substrat FR-4 d'épaisseur 0,62 mm. Elle présente une résonance à la fréquence 750 MHz (Figure 15). Des fentes sont pratiquées sur le plan de masse dans le but d'améliorer son efficacité de rayonnement. Cette antenne présente une faible bande passante (<10 MHz) et une efficacité de 27 %.

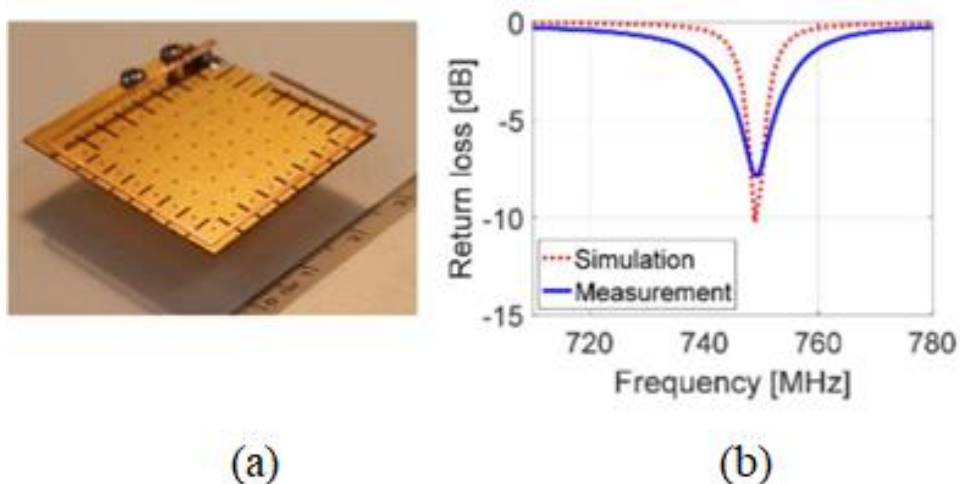


Figure 15. Antenne IFA miniature (a) et son paramètre (b)

L. Lizzi et al. [12] ont proposé la conception d'une antenne IFA tri-bande, imprimée sur un substrat FR4, destinée à des applications IoT et GPS. Cette antenne occupant une surface totale de 12 x 25 mm<sup>2</sup> sur un plan de passe de dimensions 25 x 40 mm<sup>2</sup> (Figure 16.a), elle présente trois résonances dont la plus basse se trouve autour de 900 MHz. La mesure des paramètres S et de l'efficacité totale de l'antenne intégrée dans son environnement (Figure 17) montre une faible bande passante et une efficacité totale d'environ 30% (< -5 dB) autour de 900 MHz.

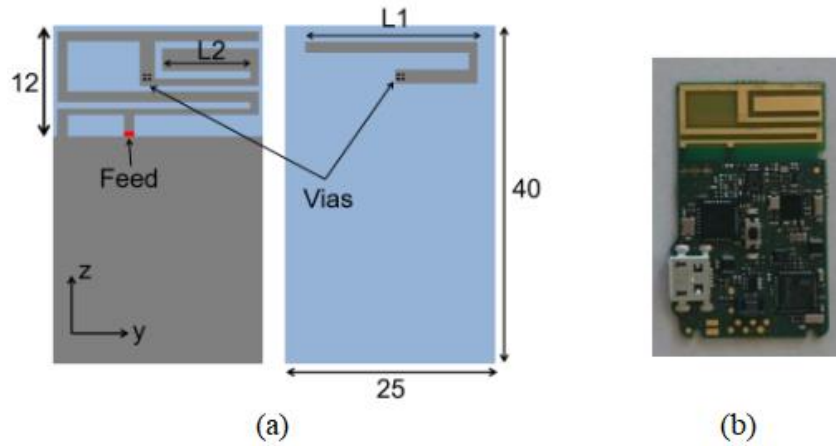


Figure 16. Géométrie de l'antenne (a), prototype de l'antenne dans son environnement (b)

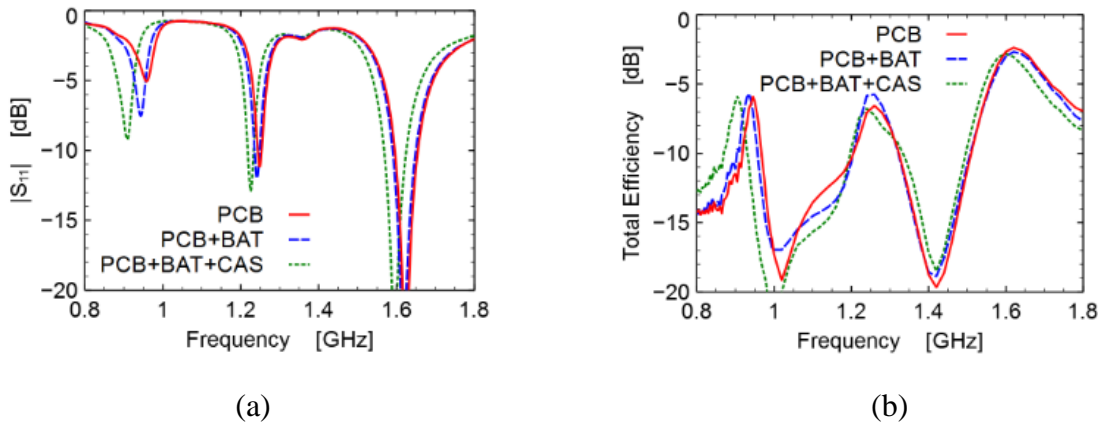


Figure 17. Mesure de paramètres S (a) et de l'efficacité totale (b)

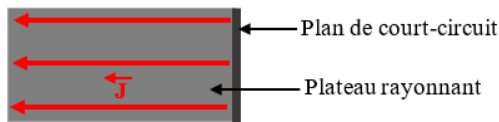
#### 1.1.4 L'antenne PIFA

L'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) est une antenne IFA où le fil rayonnant est remplacé par un plan métallique dans le but d'élargir la bande passante. Elle peut également être considérée comme une antenne patch rectangulaire sur laquelle on place un court-circuit à l'endroit où le champ électrique du mode fondamental s'annule. Ce court-circuit peut être de type plan ou languette. L'antenne PIFA présente donc des dimensions réduites de moitié par rapport à l'antenne patch (demi-onde).

En basse fréquence, l'antenne PIFA présente un diagramme de rayonnement quasi-identique à celui d'un dipôle demi-onde. La présence du plan de masse en dessous du plateau rayonnant fait que ce type d'antenne est moins sensible à son environnement, comparé aux antennes de type IFA ou monopole imprimé. Il convient cependant de noter que les performances de l'antenne PIFA sont très dépendantes des dimensions du plan de masse, particulièrement en basse fréquence [14]. C'est sans doute la raison pour laquelle les antennes PIFAs sont rarement utilisées pour les applications IoT en dessous de 1 GHz.

- *Quelques caractéristiques de l'antenne PIFA*

Lorsque le court-circuit de l'antenne PIFA est un plan dont la largeur est égale à celle du plateau rayonnant, les courants à la surface du plateau rayonnant suivent une trajectoire rectiligne (Figure 18). La fréquence de résonance théorique du mode fondamental de la PIFA se calcule alors selon l'équation II.1 [15].

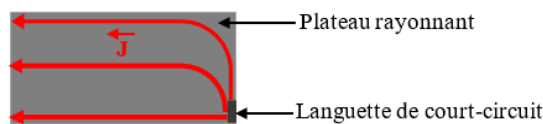


**Figure 18. Trajets des courants du mode fondamental sur la surface d'une antenne PIFA ayant un court-circuit plan**

$$F_r = \frac{c}{4*(L+H)} \quad (II.1)$$

Où  $c$  désigne la vitesse de la lumière dans le vide ( $c = 3 * 10^8 \text{ m/S}$ ),  $L$  et  $H$ , désignent respectivement la longueur et la hauteur du plateau rayonnant.

Si au contraire, la largeur du court-circuit est très petite devant la largeur du plateau rayonnant, les courants de surface suivent un trajet un peu courbé (Figure 19) et légèrement plus long. Les courbes sont plus prononcées lorsque la largeur du court-circuit tend vers 0. L'inductance de l'antenne augmente et la résonance du mode fondamental se produit à une fréquence plus basse que celle d'une PIFA de mêmes dimensions, avec un court-circuit plan. Le calcul théorique de cette fréquence de résonance s'effectue selon l'équation II.2.



**Figure 19. Trajets des courants du mode fondamental sur la surface d'une antenne PIFA ayant un court-circuit étroit**

$$F_r = \frac{c}{4*(L+H+W-W_1)} \quad (II.2)$$

Avec  $W$ , la largeur du plateau rayonnant et  $W_1$ , la largeur de la languette de court-circuit.

L'utilisation du court-circuit permet de réduire les dimensions de la PIFA en ajoutant une inductance supplémentaire à son impédance d'entrée. Cette inductance est plus importante lorsque le court-circuit est étroit. Toutefois, le fait que ce dernier soit placé à l'endroit même où le champ électrique du mode fondamental passe par une valeur nulle, entraîne l'élimination de tous les modes supérieurs présentant un champ électrique maximum au même endroit. Ainsi, pour une antenne PIFA, seuls les modes supérieurs impairs (mode (3,0), mode (5,0), mode (7,0), etc.) subsisteront. Les modes pairs seront quant à eux éliminés par le court-circuit qui impose un champ nul à l'endroit où il est placé. En termes de bande passante, l'antenne PIFA est aussi une antenne à bande étroite.

### I.1.5 Conclusion

Une comparaison des antennes citées dans ce paragraphe en termes de performances en basse fréquence est fournie dans le Tableau II-1 ci-dessous.

*Tableau II-1. Avantages et inconvénients en basse fréquence des antennes citées*

Type d'antenne	Avantages	Inconvénients
monopole	Bande passante, efficacité	Taille, sensibilité à l'environnement
ILA	Taille	Adaptation difficile, faible bande passante
IFA	Taille, facilité d'adaptation, efficacité	Sensibilité à l'environnement, faible bande passante
PIFA	Facilité d'adaptation, robustesse	Taille du plan de masse, faible bande passante, faible efficacité

## I.2 Antennes multi-bandes

Plusieurs techniques de conception d'antennes multi-bandes sont proposées dans la littérature. Parmi les plus populaires, on peut citer :

- l'insertion de fentes dans l'élément rayonnant;
- l'utilisation de résonateurs parasites ;
- l'utilisation de résonateur diélectrique ;
- la combinaison de deux ou plusieurs de ces techniques.

### *I.2.1 Antennes multi-bandes utilisant des fentes dans l'élément rayonnant*

Une structure résonante possède plusieurs modes de résonance qu'il est possible de perturber par l'insertion de fentes. Les fentes modifient le trajet des courants surfaciques en les obligeant à les contourner. Elles permettent ainsi d'allonger la longueur électrique de l'élément rayonnant, et donc de faire descendre les fréquences du mode fondamental et des modes supérieurs [16].

Les fentes servent aussi à créer de nouvelles résonances ou de nouveaux résonateurs. En effet, lorsque l'on insère une fente sur la surface d'un pavé rayonnant, il se crée des effets capacitifs de bords à bords autour de cette fente. Ces effets capacitifs apportent une grande

contribution à la descente en fréquence des différents modes de fonctionnement du résonateur. En choisissant alors judicieusement les dimensions et la forme de la fente, on arrive à contrôler les fréquences de résonance qu'elle produit.

Dans [17], les auteurs présentent la conception d'une antenne PIFA tri-bande utilisant la technique des fentes. La première résonance est la résonance fondamentale de la PIFA sans les fentes, la deuxième résonance est due à une première fente en forme de J, et la troisième résonance est donnée par une deuxième fente rectiligne. La géométrie de l'antenne et son coefficient de réflexion sont présentés Figure 20.

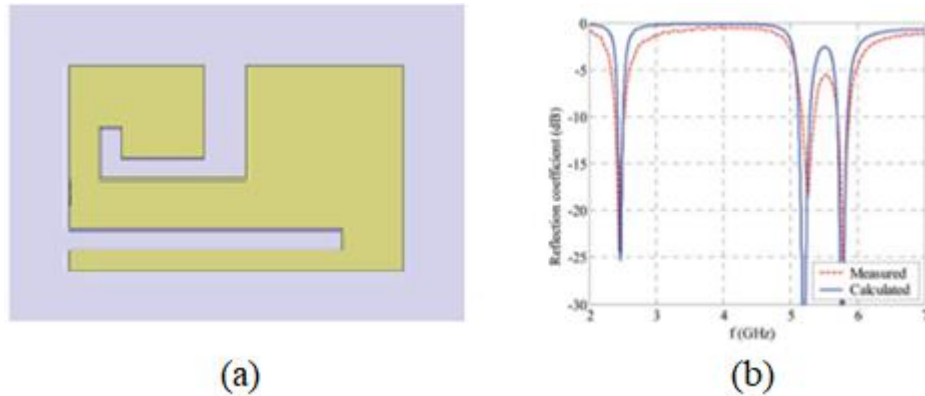


Figure 20. Structure de l'antenne PIFA tri-bande (a), et son coefficient de réflexion (b)

L'antenne monopole imprimée présentée dans [18] utilise également la technique des fentes pour créer des résonances supplémentaires. En effet, deux fentes en formes de L sont pratiquées sur le monopole afin qu'il couvre simultanément trois bandes de fréquences (GSM 900, GSM 1800 et 3G 2100). La structure de l'antenne et le coefficient de réflexion sont présentés Figure 21.

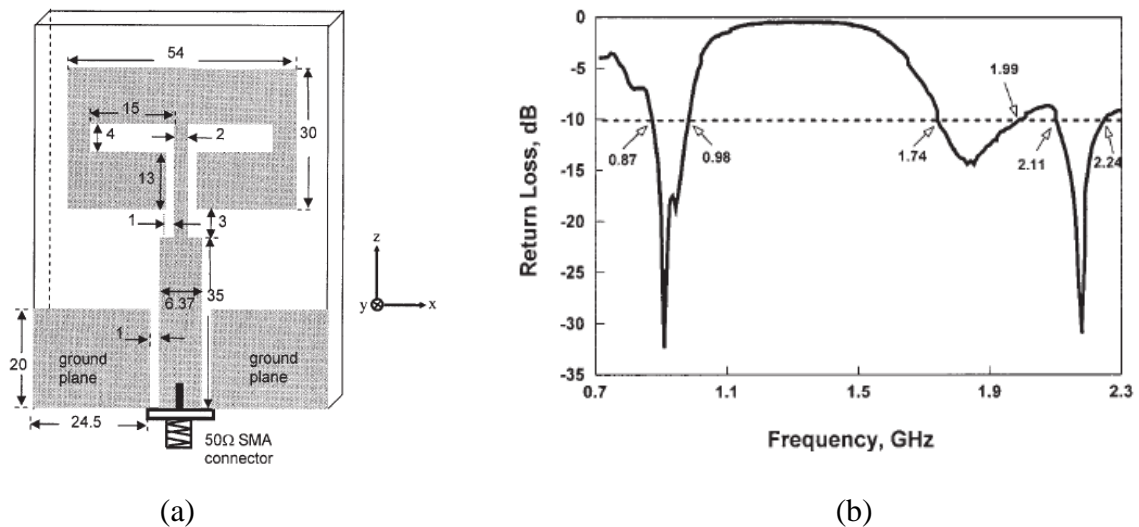


Figure 21. Antenne monopole tri-bande (a) et son coefficient de réflexion (b)

1.2.2 Antennes multi-bandes utilisant des résonateurs parasites

L'ajout de résonateurs parasites est l'une des techniques utilisées dans la conception d'antennes multi-bandes et/ou large bande. Lorsque des éléments conducteurs sont disposés à proximité d'une structure résonante alimentée, ils sont excités par couplage électromagnétique et résonnent à leur tour. Ces résonateurs sont appelés résonateurs parasites car ils ne sont pas alimentés, mais ils résonnent sous l'influence d'un autre élément.

La fréquence de résonance fondamentale de chaque résonateur étant proportionnelle à sa taille, les résonateurs parasites sont dimensionnés en fonction des bandes de fréquences à couvrir. Ainsi, pour concevoir une antenne large bande, on choisit des résonateurs parasites dont les longueurs sont du même ordre de grandeur. Et, des résonateurs parasites de longueurs différentes sont utilisés dans le cas des antennes opérant sur plusieurs fréquences. L'ajout d'éléments parasites est largement employé dans la conception d'antennes multi-bandes [19-22].

Dans [19], les auteurs présentent une antenne monopole multi-bandes utilisant des éléments parasites. Les éléments parasites de longueurs différentes sont disposés autour du monopole principal afin de créer des résonances multiples dans une bande de 0,1 à 3 GHz. La structure multi-bandes et le coefficient de réflexion sont présentés Figure 22.

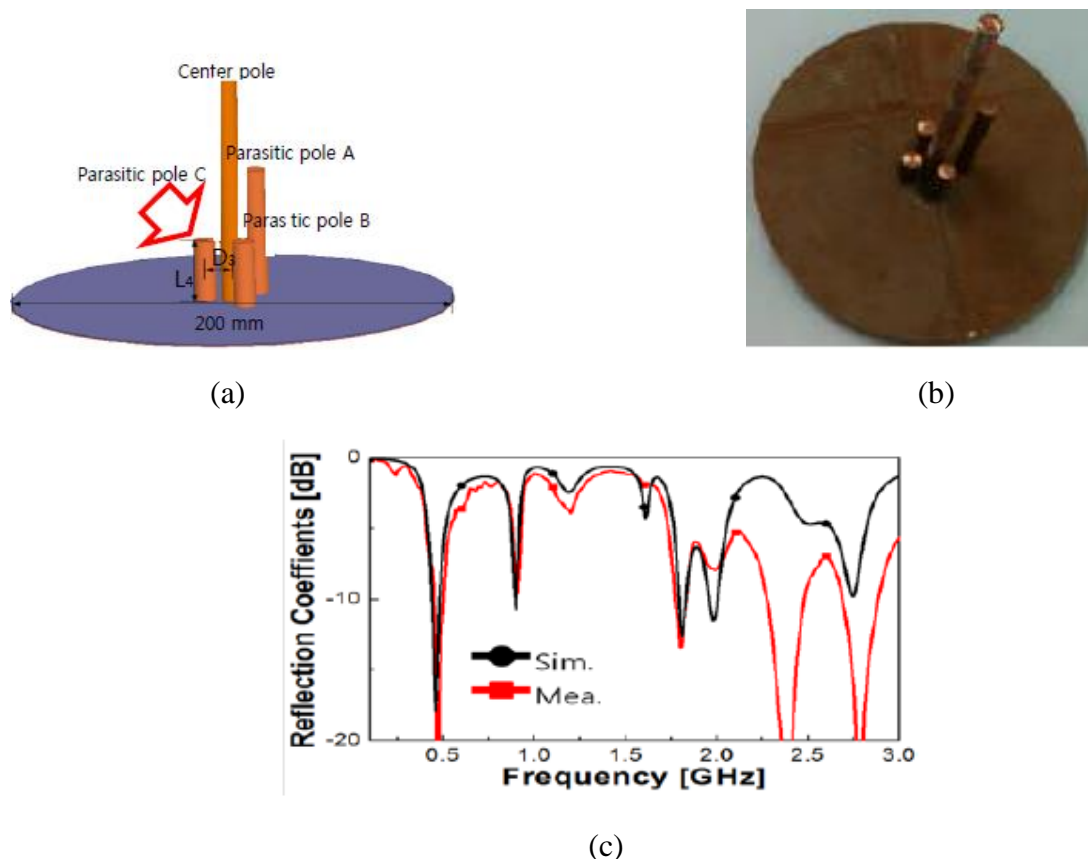


Figure 22. Structure simulée (a) et prototype (b) de l'antenne monopole multi-bandes, et son paramètre  $S_{11}$  (c)

L'utilisation combinée de la technique des résonateurs parasites et de l'insertion de fentes sur le résonateur principal permet la conception d'antennes multi-bandes couvrant de larges



conception d'une antenne multi-bandes associant une antenne à résonateur diélectrique et une antenne à méandres est présentée (Figure 25).



Figure 24. Diverses formes de résonateurs diélectriques

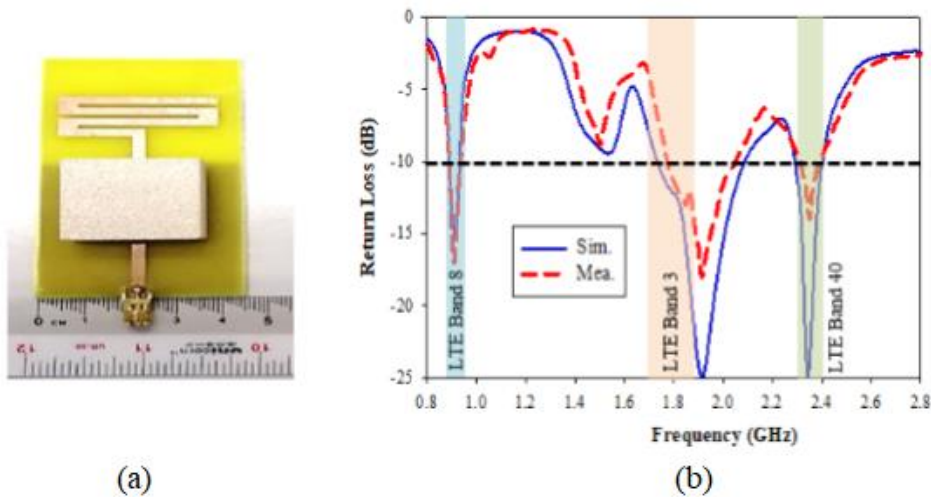


Figure 25. Prototype de l'antenne hybride (a), simulation et mesure du paramètre  $S_{11}$  (b)

Cette technique de conception d'antennes multi-bandes est juste donnée à titre d'exemple, les antennes à résonateurs diélectriques ne seront pas étudiées dans le cadre de cette thèse.

### 1.3 Les antennes agiles en fréquence

La reconfiguration en fréquence est un mécanisme qui consiste à faire varier la fréquence de résonance principale d'une antenne, donc sa longueur électrique. Grâce à cette technique, il est possible de couvrir alternativement plusieurs bandes de fréquences avec une seule antenne mono-bande, par intégration d'un élément de commutation permettant le passage d'une bande de fréquence à l'autre.

Diverses techniques sont utilisées dans la conception d'antennes reconfigurables en fréquence :

- intégration de diodes (PIN ou varactor) ;
- intégration de DTC (Digitally Tunable Capacitor) ;
- intégration de MEMS RF (MicroElectro Mechanical Systems) ;
- intégration de transistor à effet de champ (FET) ;
- utilisation de matériaux ferroélectriques.

Les deux dernières techniques n'étant pas les plus utilisées, elles ne seront pas détaillées dans ce paragraphe.

Il est à noter que l'intégration de composants électroniques dans les structures d'antennes agiles en fréquence nécessite la prise en charge des circuits de polarisation permettant leur fonctionnement.

### 1.3.1 Antennes reconfigurables en fréquence à base de diode PIN

La diode PIN (Positif-Intrinsèque-Négatif) est le commutateur hyperfréquence le plus répandu. En haute fréquence, ce dispositif semi-conducteur se comporte comme une résistance variable dont la valeur est principalement contrôlée par son courant de polarisation directe. Cette résistance est généralement de l'ordre de  $1\Omega$  lorsque la diode est polarisée en direct et, peut atteindre plusieurs  $k\Omega$  en polarisation inverse. Ainsi, la diode PIN peut servir d'interrupteur à l'état ON, quand elle est polarisée en direct et, à l'état OFF quand est polarisée en inverse. Sa petite taille et son temps de commutation très faible (quelques dizaines de nanosecondes) en font un composant à grand succès dans la conception d'antennes reconfigurables [28-31]. Le schéma électrique d'une diode PIN est illustré Figure 26 [32].

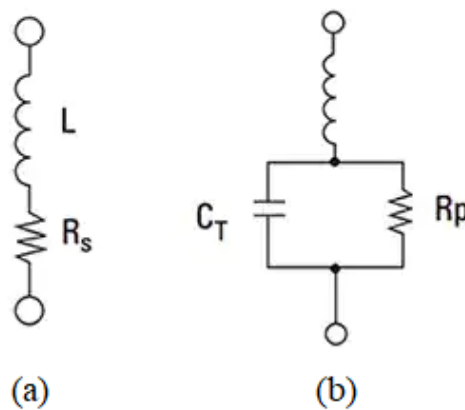


Figure 26. Schéma équivalent simplifié d'une diode PIN (MA4AGBLP912) à l'état ON (a) et à l'état OFF (b) [32]

Tableau II-2. Valeurs des composants [32]

Composants	Etat de la diode	
	ON	OFF
$C_T$ (pF)	-	0,026
$R_s$ ( $\Omega$ )	4	-
$L$ (nH)	0,5	0,5
$R_p$ ( $\Omega$ )	-	10 K

Dans [28], les auteurs ont présenté la conception d'une antenne PIFA reconfigurable en fréquence par intégration de diodes PIN. L'antenne est constituée d'un résonateur principal associé à un élément parasite, et d'un autre résonateur parasite avec un retour sur le plan de masse. La structure emploie deux diodes PIN, l'une est placée entre le résonateur principal et son élément parasite, et l'autre est placée entre le deuxième élément parasite et le plan de masse

(Figure 27.a). Selon l'état des diodes, la structure est reconfigurable en fréquence dans une bande de 2 à 4 GHz (Figure 27.b).

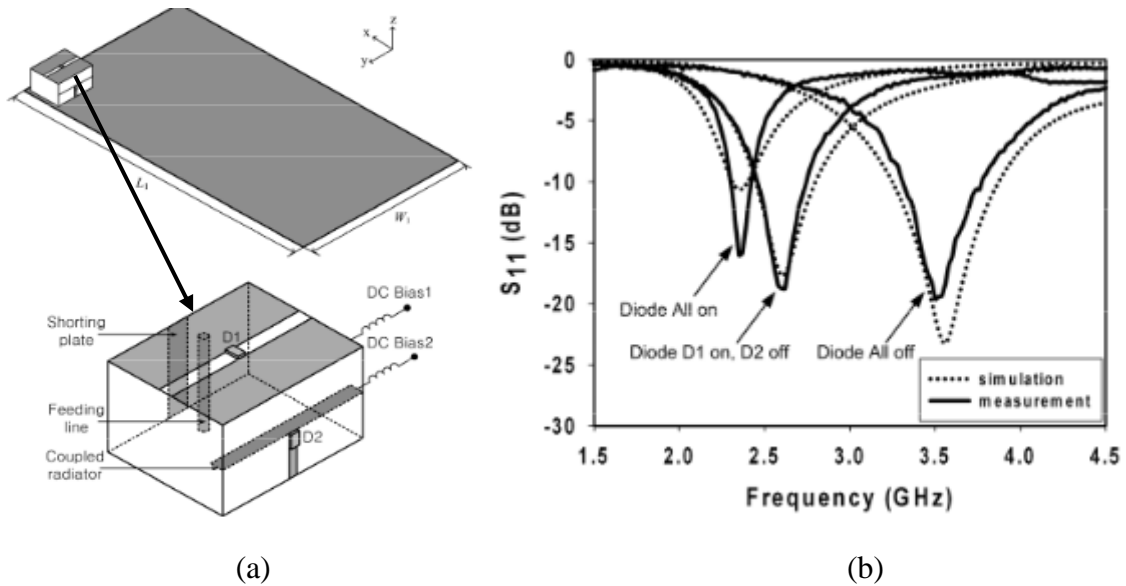


Figure 27. Antenne PIFA reconfigurable par intégration de diode PIN (a) et son paramètre  $S_{11}$  (b)

Une autre structure d'antenne reconfigurable à base de diodes PIN et son coefficient de réflexion sont montrés à la Figure 28 ci-après. Cette figure, extraite de l'article [29], présente une antenne patch à fentes, reconfigurable sur une large bande de fréquence par intégration de six diodes PIN. Comme illustré sur la Figure 28.a, deux fentes rectangulaires sont insérées de part et d'autre de la largeur du patch et, sur chacune de ces fentes sont disposées trois diodes PIN. La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet un balayage en fréquence dans une bande de 2 à 6 GHz (Figure 28.b).

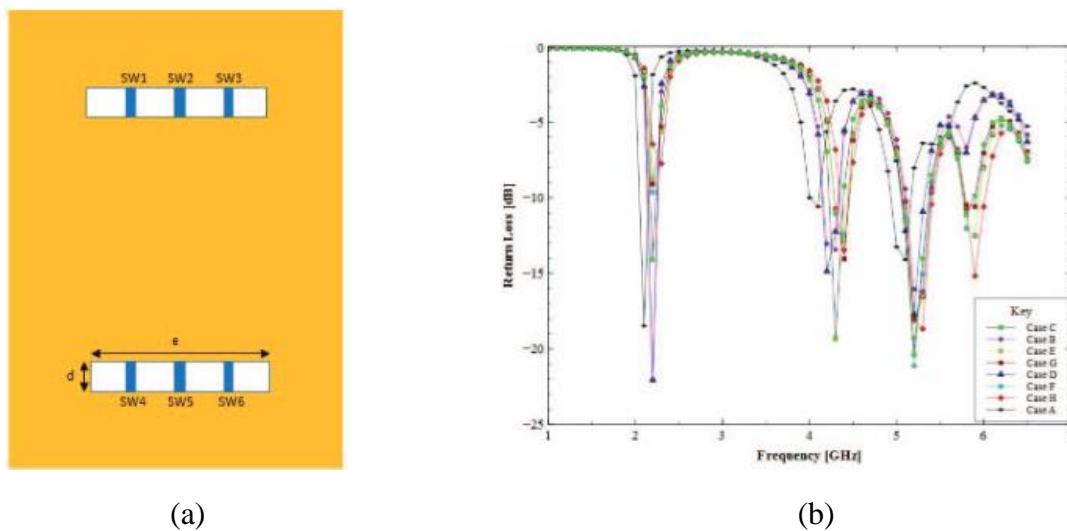


Figure 28. Antenne patch reconfigurable en fréquence (a) à base de diodes PIN, et son paramètre  $S$  (b)

### I.3.2 Antennes reconfigurables en fréquence à base de diode varactor

Un autre dispositif semi-conducteur largement intégré dans les structures d'antennes reconfigurables en fréquence est la diode varactor. En effet, lorsqu'elle est polarisée en inverse, la diode varactor possède un comportement identique à un condensateur dont la valeur dépend de la tension de polarisation qui lui est appliquée. Lorsque cette tension augmente, la valeur de la capacité diminue. L'intégration d'une diode varactor dans la structure d'une antenne permet de changer son impédance d'entrée, et donc sa fréquence de résonance. En modifiant la tension de polarisation de la diode, on peut balayer un large spectre de fréquence [33-35]. Le modèle SPICE d'une diode varactor est présenté Figure 29.

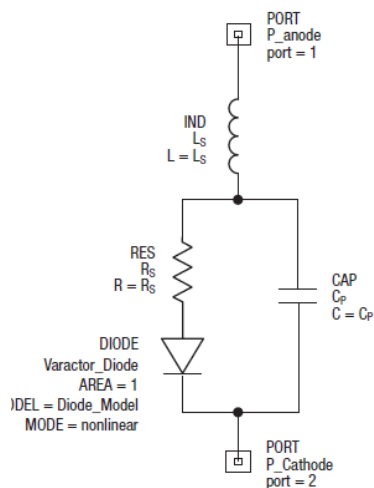


Figure 4. SPICE Model

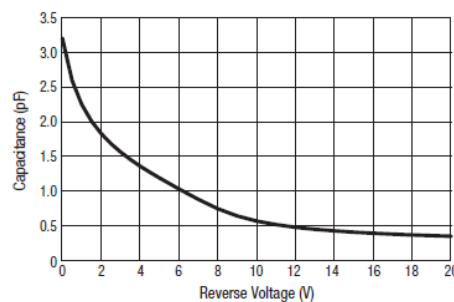


Figure 3. SMV2020-079LF Capacitance vs Reverse Voltage

Figure 29. Modèle SPICE d'une diode varactor (SMV2020-079LF) avec la plage de valeurs de la capacité

Dans [33], les auteurs présentent une antenne à fente en forme de U, alimentée par une ligne microruban en forme L (Figure 30). La fente est considérée comme une ligne de transmission dont on fait varier la longueur électrique par intégration de deux diodes varactor identiques, dont les capacités varient de 0,73 à 4,15 pF, pour une tension de polarisation allant de 0 à 14 V. La fréquence de résonance de cette antenne est ainsi reconfigurable sur une bande de fréquence allant de 2,3 à 3,6 GHz (Figure 31).

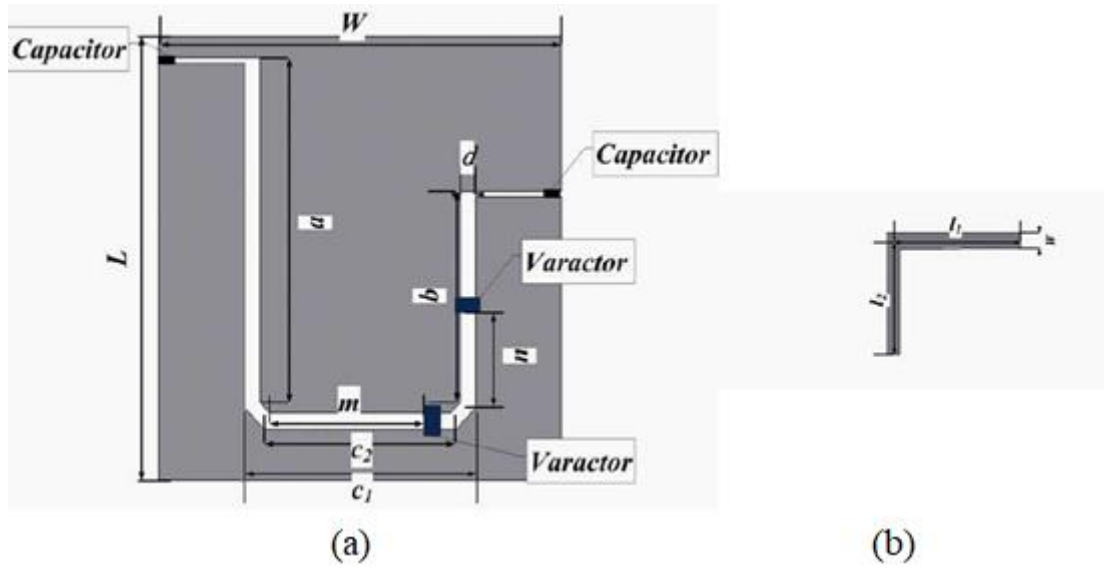


Figure 30. Géométrie de l'antenne a fente vue dessus (a), vue de dessous (b)

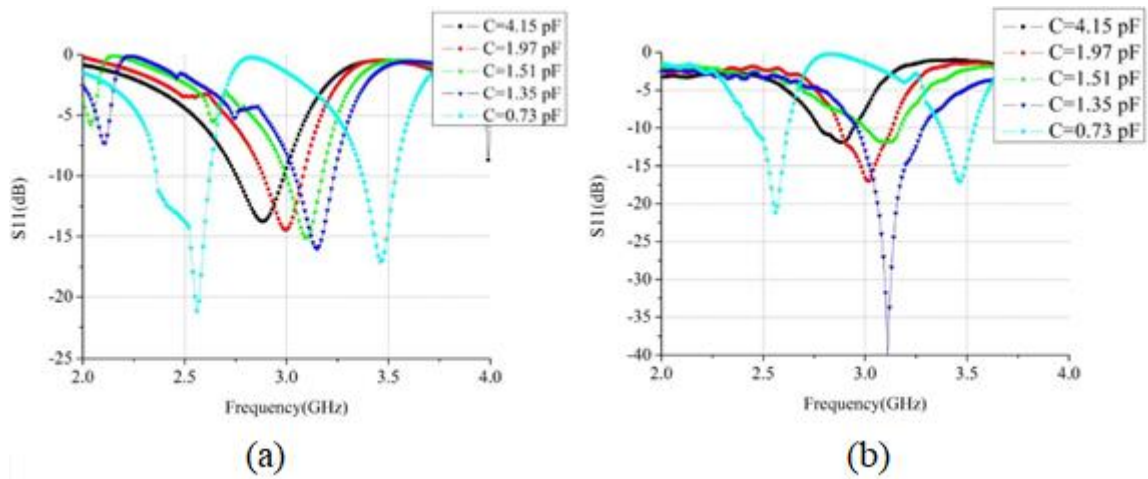


Figure 31. Variation du  $S_{11}$  en fonction de la capacité, simulation (a) et mesure (b)

J. Liang et H. Y. D. Yang [34] ont également proposé une antenne IFA reconfigurable en fréquence par intégration d'une diode varactor (Figure 32.a). Cette diode dont la capacité varie dans la plage [0,5 - 3,6 pF] pour une tension DC allant de 0 à 9,5 V permet de reconfigurer la fréquence de résonance de l'antenne dans la bande [1,7 - 2,3 GHz] (Figure 32.c).

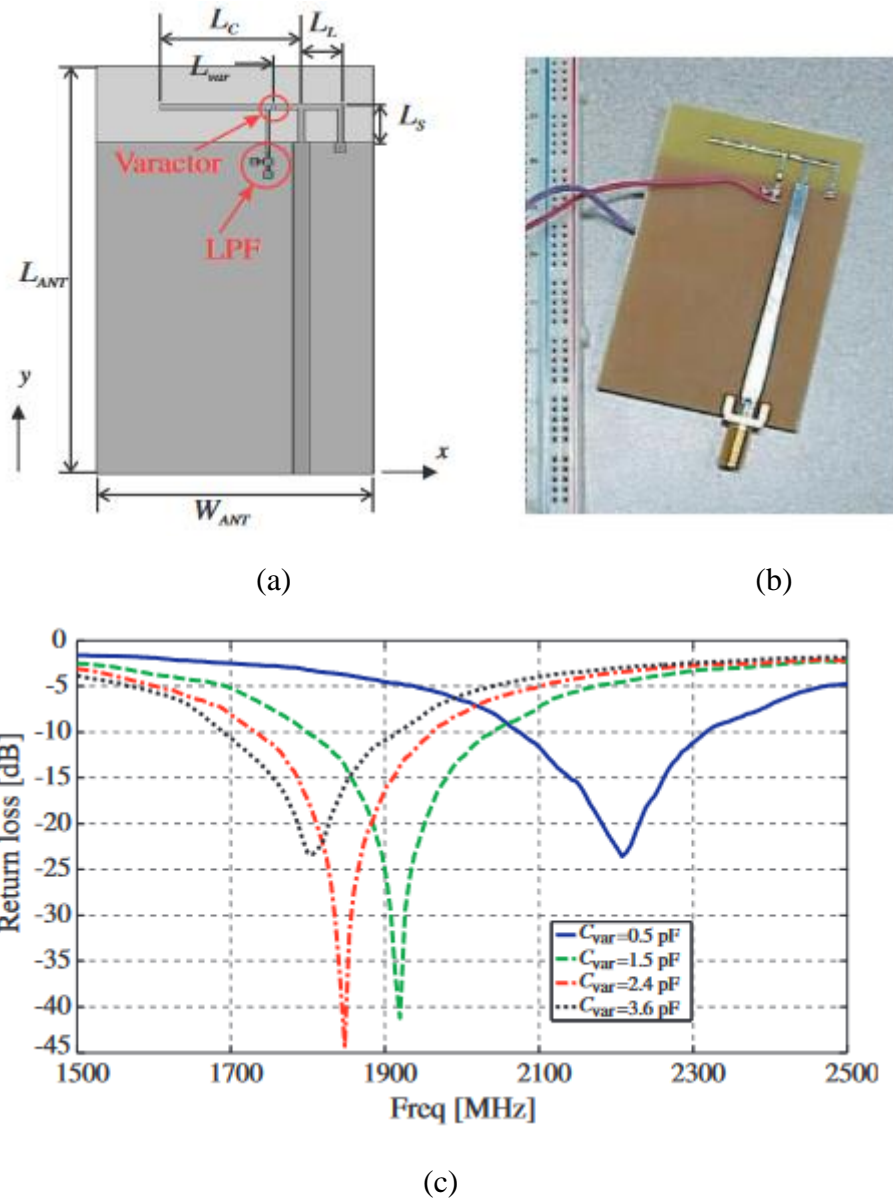


Figure 32. Structure (a) et prototype (b) de l'antenne IFA reconfigurable en fréquence et son coefficient de réflexion (c)

### 1.3.3 Antennes reconfigurables en fréquence à base de DTC

La DTC (Digitally Tunable Capacitor) est une capacité variable, constituée par un réseau de capacités commutées par interface numérique. Le nombre de valeurs possibles et leur plage de variation sont fixés par le nombre de combinaisons possibles et le nombre de capacités dans le réseau. La DTC (Figure 33) est réglable sur une plus large gamme de valeurs, comparée à la diode varactor. Elle est largement employée dans la conception d'antennes reconfigurables en fréquence, en diagramme et en polarisation.

Figure 13. Equivalent Circuit Model Schematic

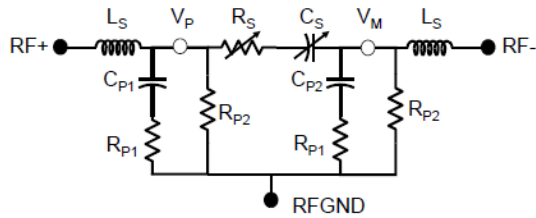


Table 8. Equivalent Circuit Data

State			DTC Core		Parasitic Elements			
Hex	Bin	Dec	$C_S$ [pF]	$R_S$ [ $\Omega$ ]	$C_{P1}$ [pF]	$C_{P2}$ [pF]	$R_{P1}$ [ $\Omega$ ]	$R_{P2}$ [k $\Omega$ ]
0x00	0000	0	0.20	1.40	0.40	0.45	10.0	40.0
0x01	0001	1	0.33	2.27	0.39	0.46	14.0	40.0
0x02	0010	2	0.45	2.83	0.38	0.48	18.0	40.1
0x03	0011	3	0.58	3.08	0.37	0.49	22.0	40.3
0x04	0100	4	0.71	3.12	0.36	0.50	26.0	40.6
0x05	0101	5	0.83	3.05	0.35	0.52	30.0	41.3
0x06	0110	6	0.96	2.93	0.34	0.53	34.0	42.2
0x07	0111	7	1.09	2.78	0.33	0.54	38.0	43.4
0x08	1000	8	1.21	2.64	0.32	0.56	42.0	45.1
0x09	1001	9	1.34	2.51	0.31	0.57	46.0	47.3
0x0A	1010	10	1.47	2.39	0.30	0.58	50.0	50.0
0x0B	1011	11	1.59	2.27	0.29	0.60	54.0	53.3
0x0C	1100	12	1.72	2.17	0.28	0.61	58.0	57.3
0x0D	1101	13	1.84	2.08	0.27	0.62	62.0	62.0
0x0E	1110	14	1.97	2.00	0.26	0.64	66.0	67.4
0x0F	1111	15	2.10	1.93	0.25	0.65	70.0	73.8

Figure 33. Circuit équivalent d'une DTC (PE64905) avec sa table de valeurs

Une antenne IFA pour application IoT, reconfigurable à base de DTC [13] est présentée à la Figure 34. L'emploi de la DTC permet la modification de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la valeur de la capacité, et donc sa fréquence de résonance. Cette antenne est ainsi reconfigurable sur une bande de fréquence allant de 600 MHz à 1,2 GHz, pour une capacité réglable entre 0,9 et 4,6 pF (Figure 35).

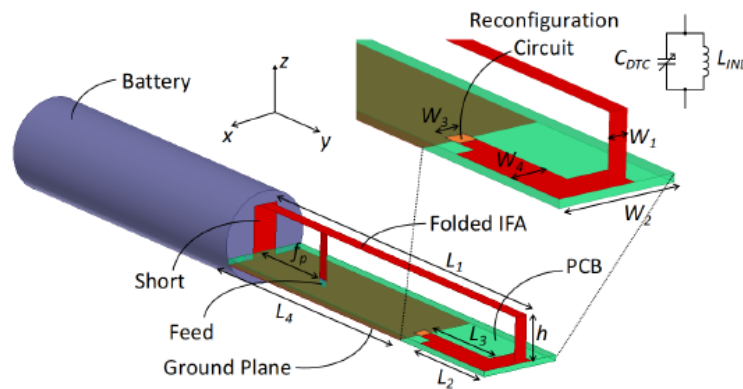


Figure 34. Antenne IFA agiles en fréquence à base de DTC

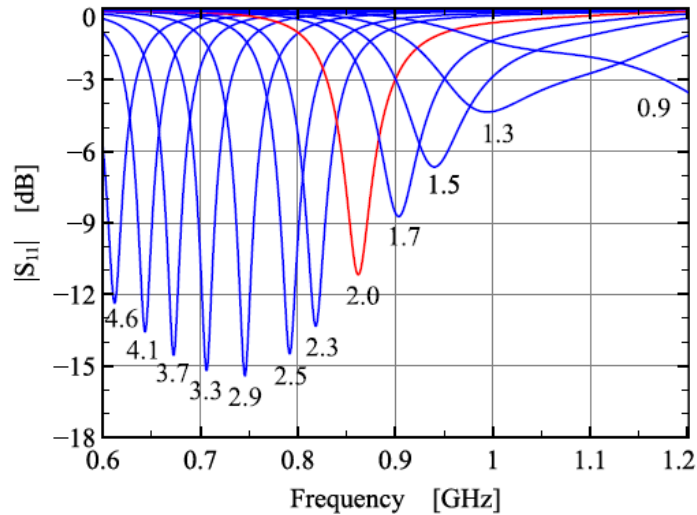


Figure 35. Variation de la fréquence de résonance de l'antenne IFA en fonction de valeur de la DTC

#### I.3.4 Antennes reconfigurables en fréquence à base de MEMS RF

Les MEMS (MicroElectro Mechanical Systems) radiofréquences (Figure 36) sont des dispositifs électromécaniques dont le principe de fonctionnement repose sur un mouvement mécanique d'origine électrostatique, magnétostatique, piézoélectrique ou thermodynamique. Les commutateurs MEMS radiofréquences sont utilisés pour obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert dans une ligne de transmission radiofréquence.

En termes de performances, les MEMS disposent de beaucoup d'avantages par rapport aux diodes PIN. En effet, les MEMS RF ont de faibles pertes d'insertion, une grande linéarité, un grand pouvoir d'isolation et une faible consommation de puissance [36]. Cependant, des tensions très élevées sont nécessaires pour activer ces composants, et leur temps de commutation (de 2 à 40  $\mu$ s) est largement supérieur à celui des diodes PIN.

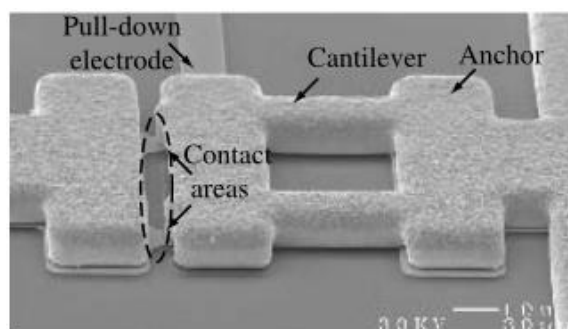


Figure 36. Commutateur à MEMS

L'emploi des commutateurs MEMS dans la conception d'antennes agiles en fréquence est très fréquent [37-39]. Dans [37], Jae-Hyoung Park et al. présentent la conception d'une antenne PIFA reconfigurable en fréquence utilisant un commutateur MEMS RF pour connecter ou déconnecter une charge capacitive (Figure 37.a). La connexion ou non de cette charge capacitive permet à la PIFA de fonctionner sur deux fréquences différentes (Figure 37.b).

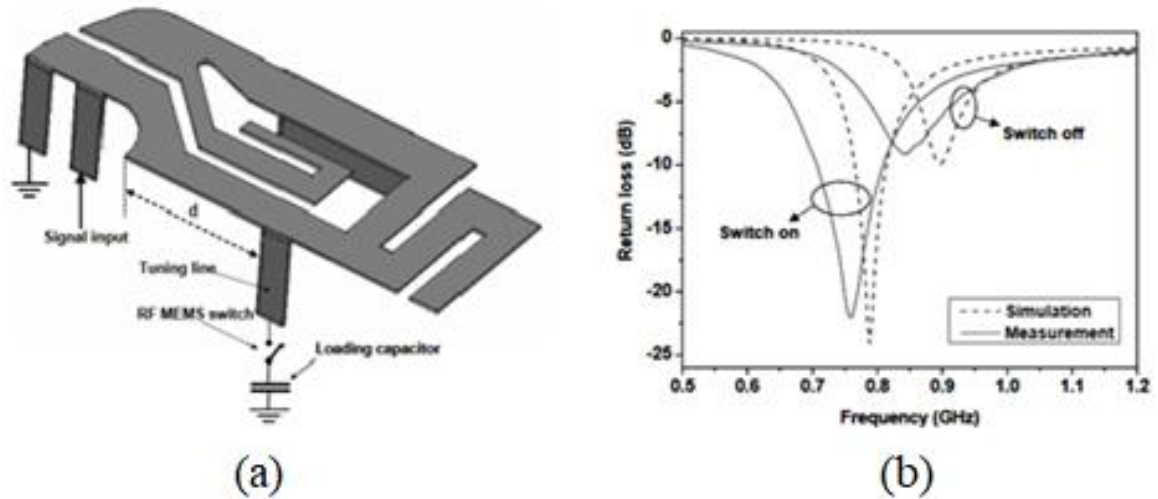
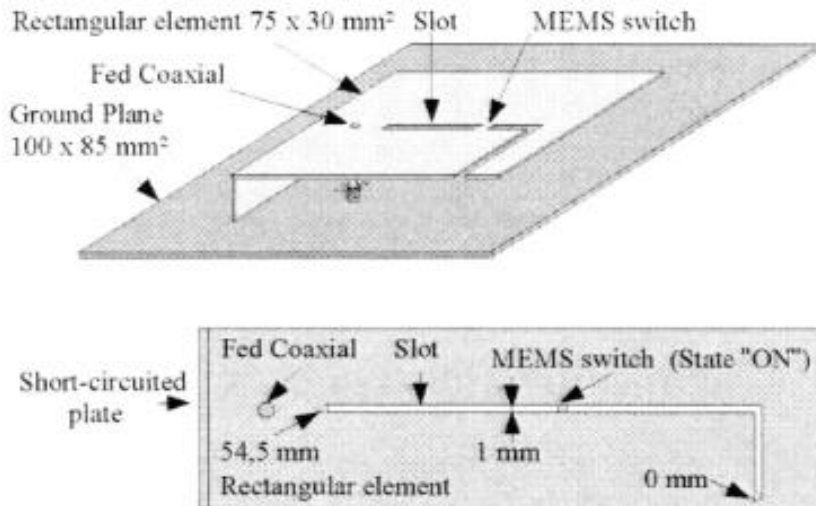


Figure 37. Antenne PIFA reconfigurable à base de MEMS RF (a), et son coefficient de réflexion (b)

Dans [38] c'est aussi un commutateur MEMS RF qui est utilisé pour la reconfiguration en fréquence d'une antenne PIFA avec une fente sur le plateau rayonnant. Le commutateur MEMS permet de faire varier la longueur de la fente, et donc la fréquence de résonance de la PIFA, selon qu'il est à l'état ON ou à l'état OFF. La Figure 38 ci-dessous présente la structure de l'antenne et la mesure de la partie réelle de son impédance d'entrée, lorsque le MEMS est à l'état OFF (Figure 38.b) et lorsque le MEMS est à l'état ON (Figure 38.c).



(a)

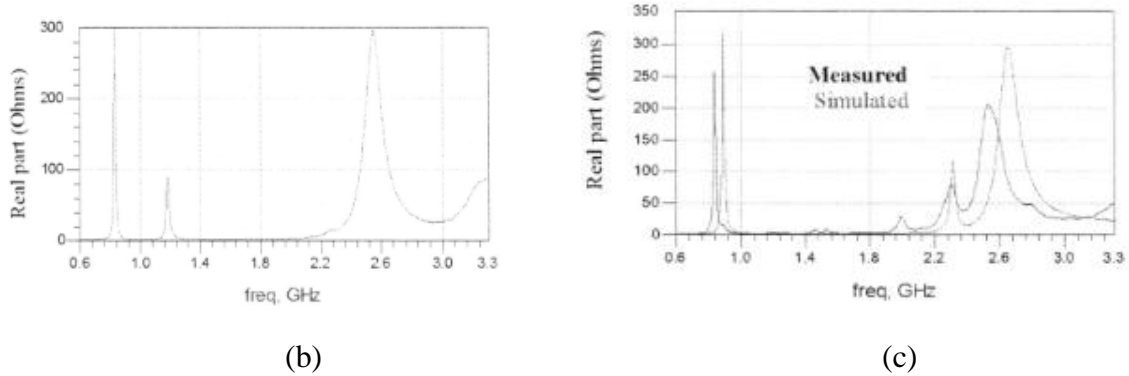


Figure 38. Antenne PIFA reconfigurable à base de MEMS (a), mesure de la partie de réelle de l'impédance d'entrée, MEMS OFF (b) et MEMS ON (c)

### I.3.5 Avantages et Inconvénients des différentes méthodes

Une comparaison des différentes méthodes les plus couramment employées dans la conception d'antennes reconfigurables en fréquence est fournie dans le Tableau II-3 ci-dessous.

Tableau II-3. Comparaison des méthodes de reconfiguration en fréquence

Méthode	Avantages	Inconvénients
Diode PIN	Facilité d'intégration, faible tension de polarisation, circuit équivalent simple, faible temps de communication	Commutation entre deux états seulement, faible efficacité en basse fréquence
Varactor	Facilité d'intégration, circuit équivalent simple, large plage de valeurs de capacité	Tension de polarisation souvent élevée, faible efficacité en basse fréquence
DTC	Large plage de valeurs de capacité, faible tension d'activation	Circuit équivalent complexe, faible efficacité en basse fréquence
RF MEMS	Faibles pertes d'insertion, faible résistance série, grand pouvoir d'isolation des états ON et OFF	Tension d'activation élevée, commutation entre deux états seulement

## I.4 Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacrée à l'état de l'art des antennes pour IoT, des antennes multi-bandes et reconfigurables en fréquence et, des différentes techniques permettant la reconfiguration en fréquence des antennes. Par la suite, la conception d'une antenne PIFA bi-bande et la conception d'une antenne PIFA bi-bande, reconfigurable en fréquence par intégration d'une diode varactor sont présentées.

En dépit de sa faible bande passante et son efficacité très faible en basse fréquence, l'antenne PIFA semble être un bon compromis. En effet, la faible sensibilité de l'antenne PIFA à son environnement rend cette antenne très attractive pour des applications visant une intégration dans un environnement électromagnétique complexe tel que le smartphone.

## II Conception d'une antenne PIFA bi-bande pour des applications IoT dans la bande ISM

Bien que la plupart des antennes IoT proposées dans la littérature soient réalisées sur de petits plans de masse, nous avons choisi de réaliser nos antennes sur des plans de masse de la taille d'un smartphone standard. En effet, les antennes réalisées dans le cadre de cette thèse ne visent pas uniquement les applications IoT dans la bande ISM mais aussi et surtout les applications LTE, LTE-M et NB-IoT. Notre objectif est donc de concevoir des antennes pouvant couvrir aussi bien les bandes libres 868 MHz et 915 MHz, que la bande [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600.

Ce paragraphe sera consacré à la conception d'une antenne PIFA opérant simultanément dans les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz, pour des applications IoT.

Toutes les structures présentées dans ce paragraphe et dans le chapitre suivant sont optimisées sous le logiciel de simulation électromagnétique de la société Ansys (HFSS, pour High Frequency Simulation System).

### II.1 Dimensionnement et conception de l'antenne PIFA bi-bande

L'antenne PIFA bi-bande est constituée d'une branche métallique (B1), combinée avec une boucle (B2), chargée par une capacité de 0,8 pF. L'ensemble est imprimé sur un substrat RO4003 d'épaisseur 1,254 mm, de permittivité relative  $\epsilon_r = 3,38$  et de tangente de pertes  $\tan\delta = 0,0027$ . La PIFA occupe une surface de  $40 \times 5 \text{ mm}^2$ , elle est positionnée à une hauteur de 5 mm sur un plan de masse rectangulaire de longueur 120 mm et de largeur 60 mm.

L'intérieur du plan de masse des appareils de télécommunications mobiles étant traditionnellement réservé à la batterie et aux autres composants, l'antenne est donc positionnée sur le bord de celui-ci. Une vue d'ensemble de la structure est présentée Figure 39.

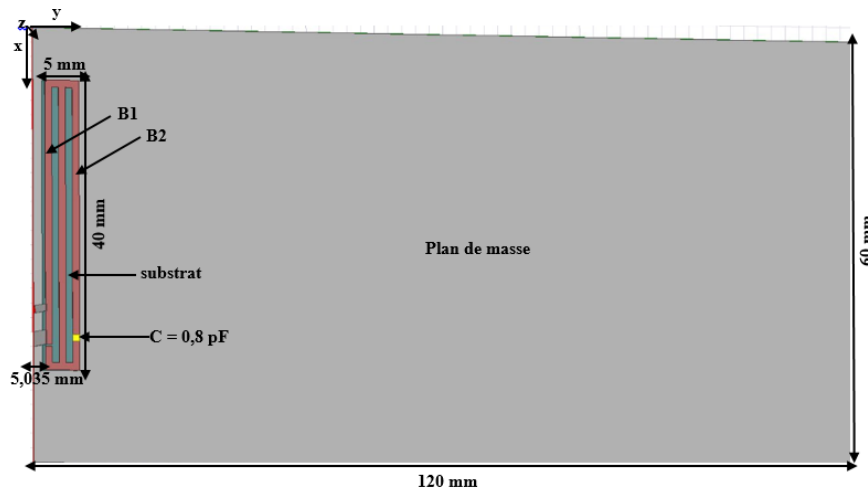


Figure 39. Vue d'ensemble de la structure

#### II.1.1 Dimensionnement de la PIFA à 915 MHz

Par souci de miniaturisation, l'antenne est d'abord optimisée pour fonctionner à la fréquence la plus haute (915 MHz). La première branche (B1) est ainsi calculée pour que la résonance qu'elle produit soit obtenue à la fréquence 915 MHz. Cette branche de longueur

théorique initiale  $L \approx 74,5$  mm est méandrée et imprimée sur un substrat de longueur 40 mm et de largeur 5 mm. Un court-circuit de type de languette de largeur 2,5 mm est placé à une distance  $S = 3$  mm de la languette d'alimentation de largeur 1 mm. L'adaptation de l'impédance de l'antenne est obtenue par optimisation de la distance  $S$ .

La technique des méandres est couramment employée pour réduire la taille des antennes [40,41]. En effet, les méandres sont assimilables à des inductances localisées, elles permettent d'augmenter la longueur électrique des antennes. Une antenne avec méandres va donc résonner à une fréquence plus basse qu'une antenne de mêmes dimensions, sans méandres. De même, l'utilisation de substrat permet de réduire la longueur d'onde de fonctionnement des antennes imprimées (équation II.3), donc leur taille. C'est une technique de miniaturisation couramment employée dans la conception d'antennes. Cependant, dans notre cas, le substrat n'est pas utilisé que pour réduire la taille de la PIFA, mais surtout pour apporter plus de rigidité à la structure.

$$\lambda_g = \frac{c}{F \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.3})$$

La géométrie de l'antenne PIFA et son coefficient de réflexion simulé entre 500 MHz et 1,5 GHz sont présentés Figure 40.

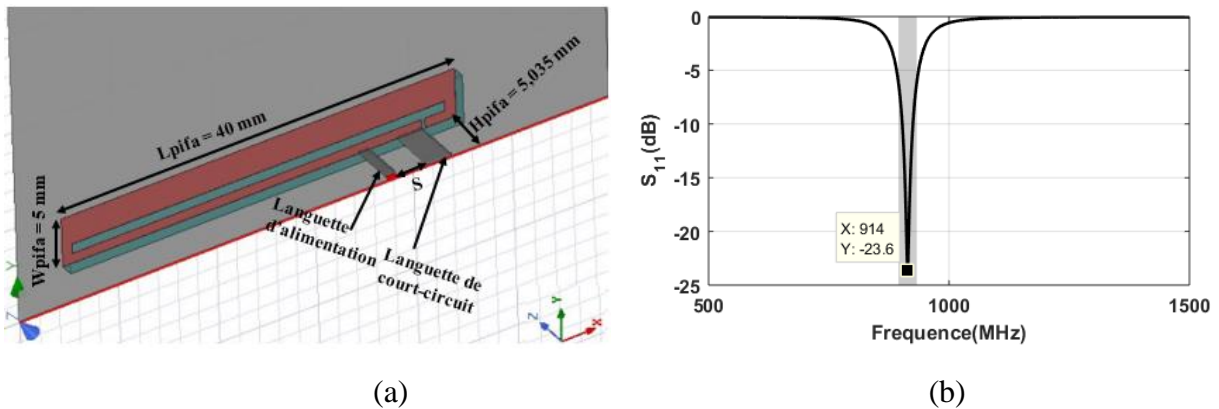


Figure 40. Géométrie de l'antenne PIFA (a) et son coefficient de réflexion (b)

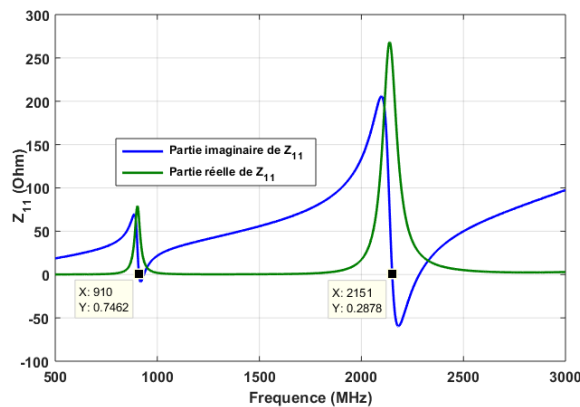


Figure 41. Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne PIFA

La simulation du coefficient de réflexion montre bien une résonance fondamentale autour de 915 MHz avec une bonne adaptation d'impédance. La bande passante de l'antenne, calculée à -6 dB est de 38 MHz, soit en pourcentage 4,15%. Ainsi, la bande IoT 915 MHz est largement couverte.

D'autre part, sur le graphe représentant la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de la PIFA, simulée entre 500 MHz et 3 GHz (Figure 41), on note l'absence de résonance autour de 1800 MHz, donc le premier mode supérieur pair est bien supprimé. Nous observons également l'apparition d'une résonance à la fréquence 2151 MHz qui correspond au mode 3 (autour de la fréquence 2700 pour une PIFA classique). La descente en fréquence de ce mode est due aux effets capacitifs produits par le repliement de la branche B1.

### II.1.2 Création de la seconde résonance

Comme décrit dans l'état de l'art, il existe diverses techniques permettant la conception d'antennes multi-bandes. Ainsi, pour créer la seconde résonance de la PIFA, il était possible d'ajouter un résonateur parasite ou bien d'insérer une fente dans la structure afin de créer des effets capacitifs et faire descendre en fréquence la résonance du mode 3.

La technique des fentes est couramment employée dans le cas des antennes PIFA pour créer de nouvelles résonances sans avoir à augmenter les dimensions des structures [17,18]. Cependant, compte tenu de la faible largeur de notre structure (5 mm) et du fait que la branche B1 est déjà repliée, la technique des fentes est très difficilement applicable dans notre cas. De plus, l'utilisation des deux techniques citées précédemment nous aurait contraint à optimiser l'antenne pour qu'elle fonctionne d'abord à la fréquence la plus basse (868 MHz), et donc d'augmenter légèrement sa longueur.

Afin d'éviter l'augmentation de la taille ou la modification de la géométrie de notre PIFA, nous avons choisi de réduire la largeur de la branche B1 et d'insérer une nouvelle branche (B2) en forme de boucle de largeur 1 mm (Figure 42), chargée par une capacité de 0,8 pF, permettant de faire descendre sa résonance. En effet, les charges capacitives sont largement employées dans la conception d'antennes miniatures. Elles permettent de réduire la fréquence de résonance des antennes en augmentant leurs longueurs électriques [42].

Avant l'ajout de la capacité de 0,8 pF, nous avons procédé à une étude paramétrique sur la longueur de la boucle B2 dans le but de faire descendre sa fréquence de résonance. Cependant, à cause de la taille du substrat, il s'est avéré impossible d'avoir une résonance en dessous de 1,3 GHz (Figure 43.a). Cette fréquence étant très loin de 868 MHz, B2 de longueur de 80,6 mm est alors chargée par une capacité de 0,8 pF pour produire une résonance dans la bande 868 MHz. Cette valeur de capacité étant obtenue grâce à une étude paramétrique. Une bande passante de 10 MHz, calculée à -6 dB est obtenue dans la bande 868 MHz.

La PIFA bi-bande se comporte ainsi comme deux antennes juxtaposées, l'une opérant dans la bande 868 MHz et l'autre dans la bande 915 MHz. La Figure 43 ci-après montre respectivement la simulation du  $S_{11}$  pour différentes longueurs de B2 avec et sans la charge capacitive (Figure 43.a) et, la simulation du  $S_{11}$  pour la longueur maximale de B2, chargée par une charge de 0,8 pF (Figure 43.b).

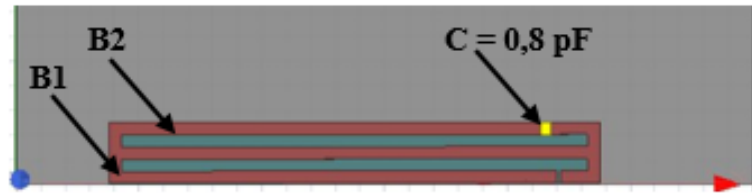


Figure 42. Vue de dessus de la PIFA bi-bande

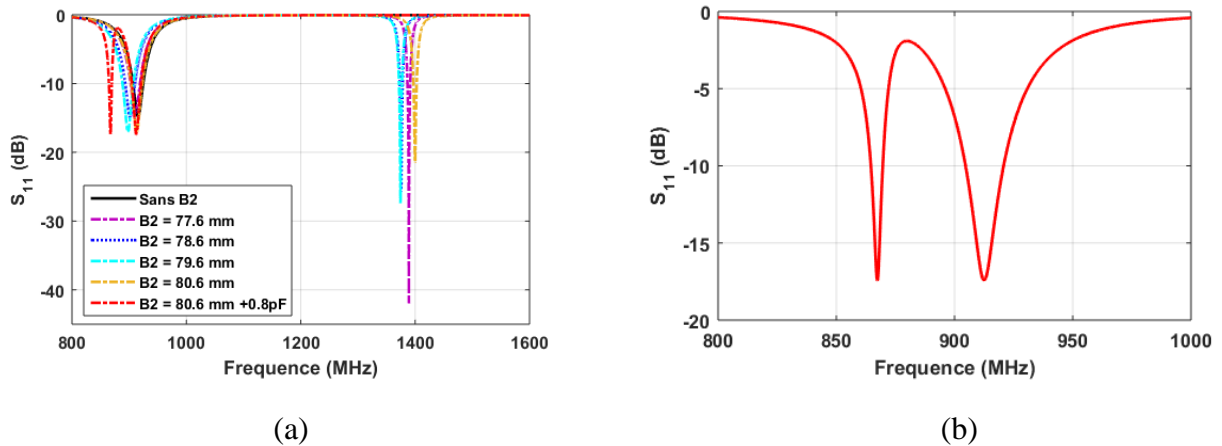


Figure 43. Simulation du  $S_{11}$  pour différentes longueurs de  $B2$  (a), et pour  $B2 = 86,6 \text{ mm} + C = 0,8 \text{ pF}$  (b)

La simulation de l'efficacité de rayonnement de la structure bi-bande (Figure 44) met en évidence une chute d'efficacité à l'intérieur de la bande 868 MHz. Cela est dû au fait que la boucle  $B2$  agit un peu comme un élément parasite disposé à proximité de la PIFA alimentée. En effet, le phénomène de chute d'efficacité, expliqué dans l'article [43] est fréquemment observé dans le cas des antennes multi-bandes utilisant des éléments parasites. Selon la forme et l'emplacement de l'élément parasite par rapport au résonateur alimenté, il peut y avoir une opposition des courants entre les deux éléments. En conséquence de cela, une réduction subite de l'efficacité de rayonnement survient dans la bande de fréquence où les courants sont opposés. Le phénomène d'opposition des courants est illustré sur la Figure 45.a, représentant la visualisation des courants vectoriels sur la surface de la structure à 868 MHz.

La chute d'efficacité est souvent accompagnée par une réduction de la bande passante de l'élément de plus faible efficacité. Et, elle est directement observable sur la courbe du  $S_{11}$  qui présente une pente plus raide à l'endroit où elle survient (Figure 43.b).

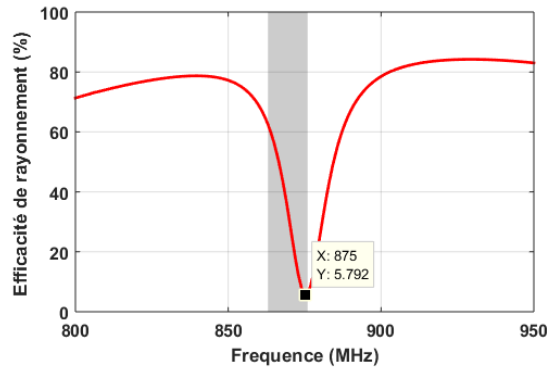


Figure 44. Simulation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne bi-bande

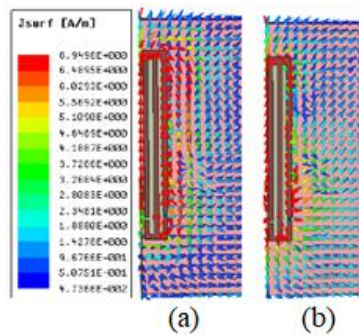


Figure 45. Visualisation des courants vectoriels sur la surface de la PIFA à 868 MHz (a) et à 915 MHz (b)

### II.1.3 Amélioration de l'efficacité de rayonnement dans la bande 868 MHz

Pour annuler les chutes d'efficacité dans les antennes multi-bandes utilisant des éléments parasites, T. Faradi et al. [43] suggèrent la modification de la forme des éléments parasites ou de leur position par rapport à l'élément alimenté. Etant donné que cela n'est pas applicable dans le cas notre structure, nous avons donc essayé de déplacer la chute d'efficace en dehors de la bande 868 MHz, au lieu de l'annuler. Pour cela, nous avons réduit de 0,5 mm la languette de court-circuit et réadapté l'antenne en optimisant la distance (S) entre la languette de court-circuit et la languette d'alimentation. Une comparaison des courbes d'efficacité avant et après l'optimisation de la structure est illustrée Figure 46.

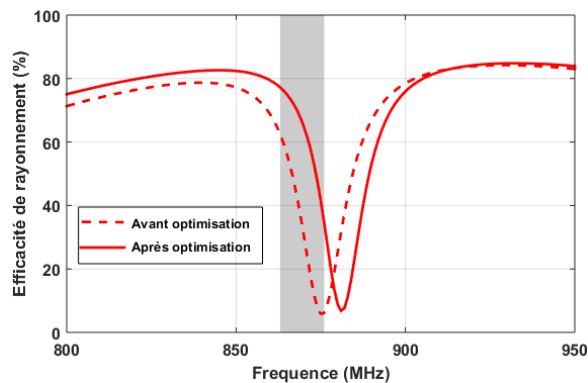


Figure 46. Simulation de l'efficacité de rayonnement avant et après l'optimisation de la structure

Le déplacement de la chute d'efficacité en dehors de la bande a permis une légère amélioration de la bande passante à 868 MHz. La Figure 47 donne la simulation du coefficient de réflexion de la structure bi-bande optimisée. Une couverture simultanée des bandes 868 MHz et 915 MHz est obtenue avec des bandes passantes calculées à -6 dB de 13 MHz et 29 MHz, respectivement. Par ailleurs, on note une réduction de la bande passante dans la bande 915 MHz. Ceci est dû à la réduction de la largeur de la branche B1 qui donne la résonance à cette fréquence. En effet, la largeur de bande des antennes de type PIFA est liée à la largeur du pavé rayonnant. Pour une même fréquence de résonance, plus le pavé rayonnant est large, plus la bande passante de la PIFA est large.

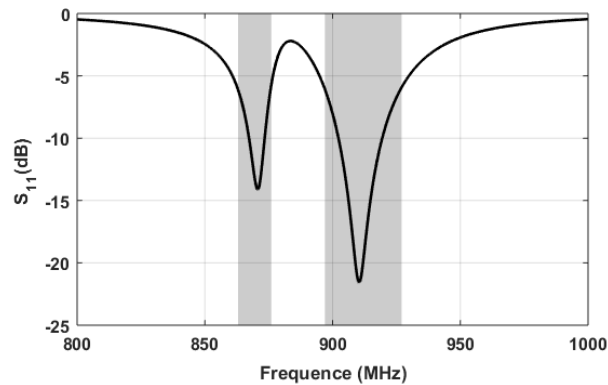


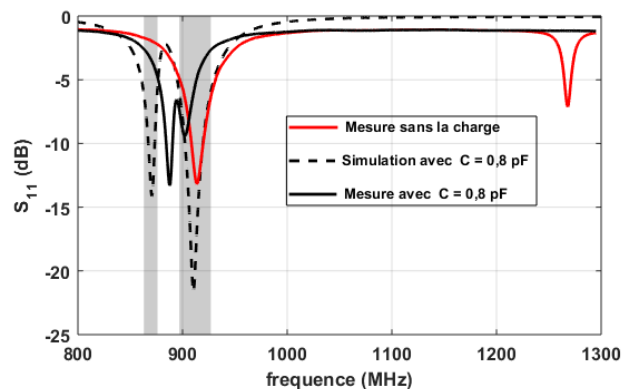
Figure 47. Coefficient de réflexion de l'antenne PIFA bi-bande

#### II.1.4 Fabrication d'un prototype de l'antenne bi-bande

Un prototype de l'antenne PIFA bi-bande (Figure 48.a) a été fabriqué et des mesures de coefficient de réflexion ont été effectuées afin de vérifier la concordance avec la simulation. Une comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion avec et sans la charge capacitive est présentée Figure 48.b.



(a)



(b)

Figure 48. Prototype de l'antenne PIFA bi-bande (a), simulation et mesure du  $S_{11}$  (b)

Globalement, un bon accord est obtenu entre la simulation et la mesure du paramètre  $S_{11}$ . On remarque néanmoins quelques problèmes au niveau de la mesure. D'abord, il y a ce petit décalage en fréquence que l'on observe entre la simulation et la mesure. Ensuite, comme le montre bien la Figure 48.b, les bandes passantes mesurées après l'ajout de la capacité de 0,8 pF sont faibles, comparé à ce qui a été simulé. L'antenne couvre seulement une toute petite partie de la bande 915 MHz, la bande 868 MHz se retrouve quant à elle complètement en dehors de la bande passante de l'antenne.

Ce décalage observé entre simulation et mesure du paramètre  $S_{11}$  peut s'expliquer par les imperfections de fabrication de la structure. En effet, à cause du substrat, nous avons eu beaucoup de difficultés à connecter les languettes d'alimentation et de court-circuit au pavé rayonnant. Il s'est donc avéré que l'utilisation d'un substrat rendait la réalisation de l'antenne plus délicate et, augmentait ainsi le risque d'erreur dans les mesures. Nous avons simplifié la structure en supprimant le substrat, et proposé une version entièrement métallique de cette PIFA bi-bande.

- *Suppression du substrat dans la conception d'antenne*

Une nouvelle version entièrement métallique de l'antenne PIFA bi-bande est proposée. La structure est réalisée avec du Maillechort (alliage de conductivité  $\sigma = 4 \times 10^6$  S/m) d'épaisseur  $h = 0,2$  mm. Le même métal est utilisé pour le plan de masse et la PIFA. Les dimensions du plan de masse sont restées inchangées, de même que la largeur et la hauteur de la PIFA. Seule la longueur de la PIFA a augmenté de 9 mm (Figure 49.a). Dans cette nouvelle version, nous avons cherché à améliorer la bande passante en optimisant d'abord la branche B1 pour avoir une résonance autour de 868 MHz. Ensuite, la longueur de la boucle B2 est optimisée et chargée par une capacité de 1pF pour créer une seconde résonance autour de 915 MHz. La structure simulée et le prototype réalisé sont présentés Figure 49.

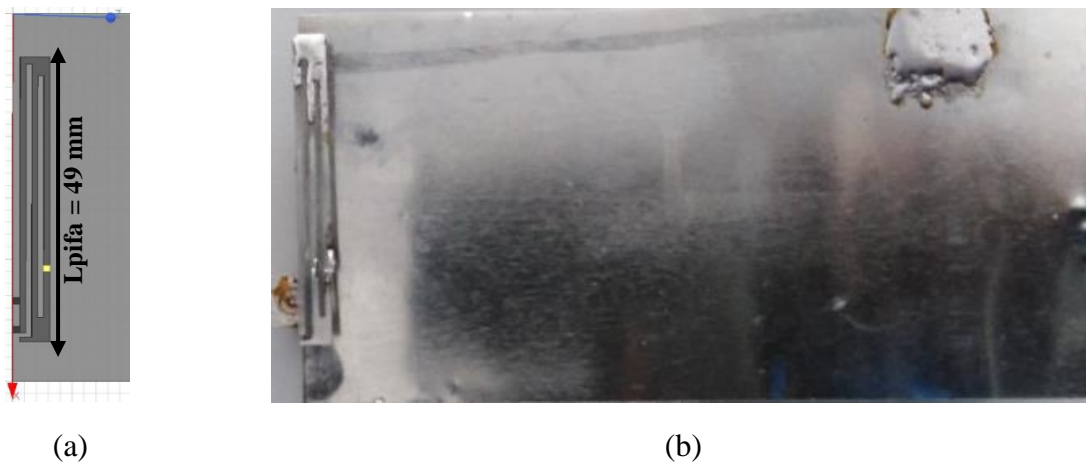


Figure 49. La structure simulée (a) et le prototype (b) de l'antenne PIFA sans substrat

La superposition des courbes de  $S_{11}$  simulés et mesurés avant et après l'ajout de la charge capacitive est présentée Figure 50. Ici, on note une meilleure concordance entre la simulation et la mesure, même si une bande passante plus large est mesurée dans la bande 915 MHz. La Figure 51 donne les diagrammes de rayonnement en gain, simulés aux fréquences 868 MHz et

915 MHz dans les plans x-z et y-z. Sur cette figure, nous pouvons remarquer que l'antenne présente bien un rayonnement de type PIFA dans les deux bandes. Ainsi, la taille du plan de masse rapport à l'élément rayonnant n'a pas d'influence sur son diagramme de rayonnement.

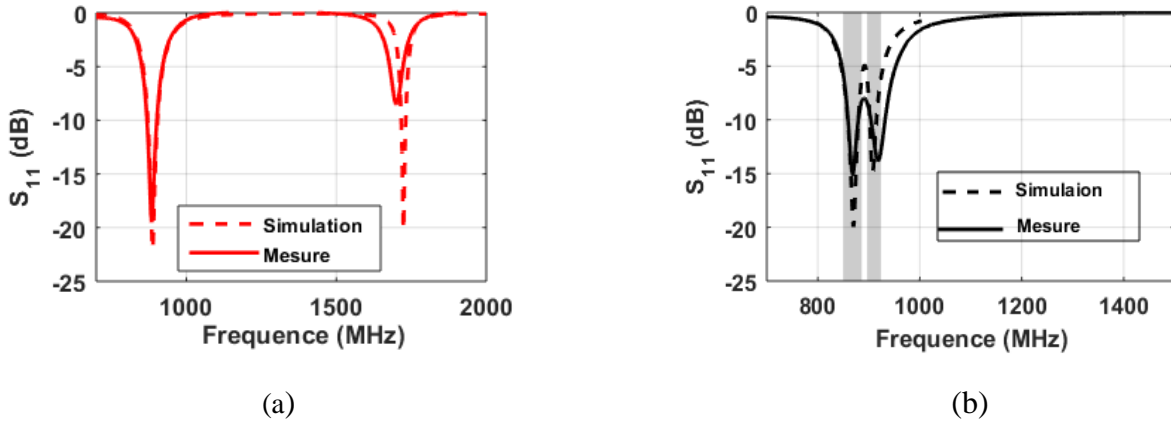


Figure 50. Simulation et mesure du  $S_{11}$  avant (a) et après (b) l'ajout de la charge capacitive

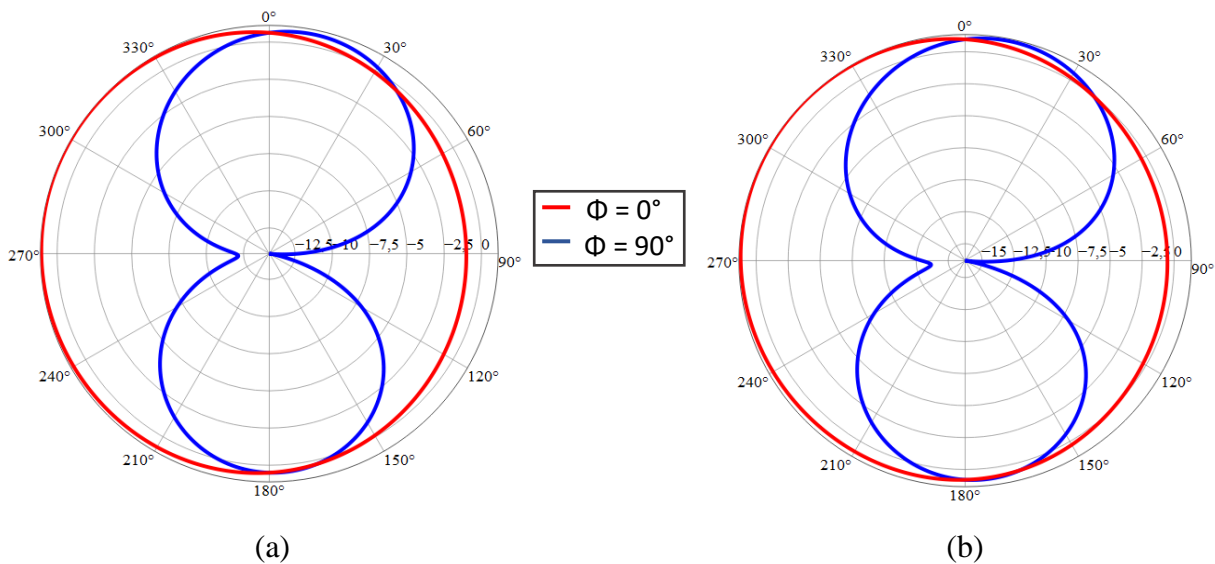


Figure 51. Diagrammes de rayonnement en gain total, simulés à 868 MHz (a) et à 915 MHz (b)

Nous avons également procédé à la mesure de l'efficacité totale de l'antenne dans les deux bandes (Figure 52). La méthode de mesure utilisée est la méthode de Wheeler Cap [44]. Cette méthode consiste à déterminer la résistance de rayonnement et la résistance de pertes à partir de la mesure des paramètres S, et de calculer l'efficacité totale en utilisant les formules de calcul données par les équations II.4 et II.5.

$$\eta_{ray} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (II.4)$$

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} * (1 - |S_{11}|^2) \quad (II.5)$$

Les efficacités sont calculées séparément dans la bande 868 MHz (Figure 52.a) et dans la bande 915 MHz (Figure 52.b), en utilisant le logiciel ADS. Des efficacités totales maximales de 38,29 % et de 34,76 % sont respectivement mesurées dans la bande 868 MHz et dans la bande 915 MHz. Certes, ces valeurs ne sont pas très élevées, elles restent cependant très correctes pour l'application visée. De plus, à la fréquence 868 MHz, la longueur d'onde étant de 345,6 mm, notre antenne de longueur totale ( $L_{\text{pifa}} + H_{\text{pifa}}$ ) 54,2 mm, inférieure à  $\lambda/6$ , présente des performances de rayonnement acceptables.

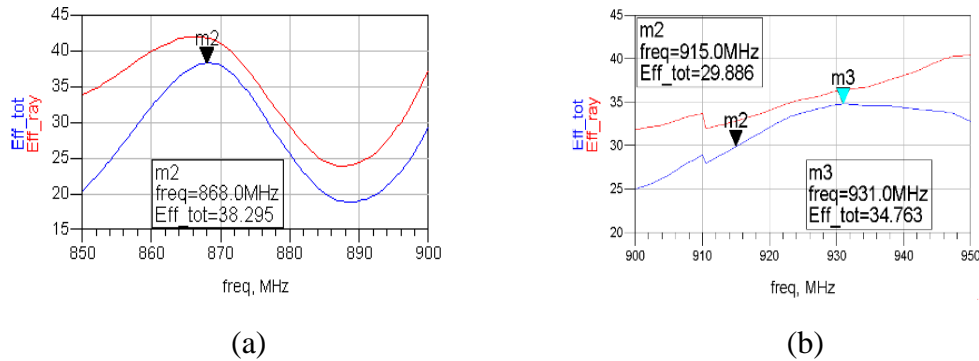


Figure 52. Calcul de l'efficacité dans la bande 868 MHz (a) et dans la bande 915 MHz (b)

- *Conclusion*

L'antenne PIFA bi-bande présentée dans ce paragraphe peut être une bonne candidate pour des applications IoT dans les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz. En effet, sa compacité ( $L_{\text{pifa}} + H_{\text{pifa}} < \lambda/6$ ), ces performances (efficacité et bande passante) et sa simplicité de réalisation lui permettent de répondre aux exigences de l'IoT. Cependant, elle ne peut être utilisée pour des applications dans la bande LTE [700 - 900 MHz]. Car, d'une part, sa bande passante n'est pas suffisamment large pour couvrir les 200 MHz de bande requise. Et d'autre part, parce qu'il y a cette chute d'efficacité observée entre les deux bandes. Ainsi, nous avons proposé une autre structure d'antenne bi-bande, dont la résonance du mode fondamental est reconfigurable sur la bande LTE [700 - 900 MHz]. Le détail de la conception de cette antenne fera l'objet du paragraphe suivant.

### III Conception d'une antenne PIFA bi-bande et reconfigurable en fréquence pour LTE-M/NB-IoT et le LTE

L'antenne bi-bande présentée dans ce paragraphe est réalisée avec le même métal que l'antenne présentée dans le paragraphe précédent. C'est une antenne PIFA dont le pavé rayonnant est une boucle. La fréquence de résonance de son mode fondamental est reconfigurable entre 700 et 900 MHz par insertion d'une diode varactor. Cette antenne est associée à une PIFA parasite, utilisée pour élargir la bande passante de son premier mode supérieur afin de couvrir la bande LTE [2500 - 2700 MHz]. La structure permet ainsi de couvrir simultanément la bande [700 - 900 MHz] et la bande [2500 - 2700 MHz], pour des besoins de communications M2M et humaines, respectivement.

La structure occupe un volume total de  $35,5 \times 14,1 \times 5,2 \text{ mm}^3$ , elle est disposée sur le bord d'un plan de masse de dimensions  $120 \times 60 \text{ mm}^2$ , imprimé sur un substrat Duroid d'épaisseur 0,787 mm. L'alimentation de la PIFA principale se fait par une languette, via une ligne  $50 \Omega$ , imprimée sur le substrat.

La diode varactor utilisée pour la reconfiguration en fréquence du mode fondamental de la PIFA est polarisée directement à partir de l'alimentation de celle-ci, grâce à l'intégration d'un circuit LC parallèle sur la ligne micro ruban. L'emploi de ce circuit permet d'éviter le mélange entre la tension continue de polarisation de la diode et le signal RF. Enfin, une capacité de liaison de 10 nF est insérée entre la languette de court-circuit et la languette d'alimentation de la PIFA principale afin d'éviter de la court-circuiter.

Une vue globale de la structure antennaire bi-bande reconfigurable sur la bande basse est présentée à la Figure 53 ci-dessous.

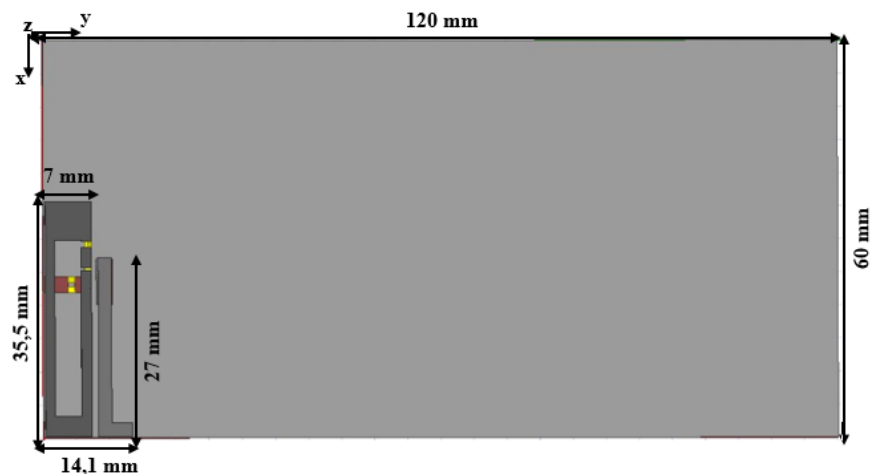


Figure 53. Vue global de la structure

#### III.1 Dimensionnement et optimisation de l'antenne PIFA reconfigurable

Dans un premier temps, nous nous intéressons uniquement à la bande basse [700 - 900 MHz]. La structure est ainsi optimisée pour couvrir d'abord cette bande de fréquence.

Du fait que les antennes de type PIFA sont des antennes à bande étroite, il est impossible de couvrir simultanément toute une bande de 200 MHz avec une PIFA fonctionnant à une

fréquence inférieure à 1 GHz. D'autre part, étant donné que les communications IoT utilisent des débits de données relativement faibles, de toutes petites bandes passantes suffisent pour transmettre ces données. Ainsi, une couverture simultanée de toute la bande [700 - 900 MHz] n'est pas nécessaire. L'emploi d'un simple élément de communication permettant le passage d'une fréquence à l'autre sera suffisant pour balayer toute la bande comprise entre 700 MHz à 900 MHz avec un seul élément rayonnant.

### III.1.1 Optimisation de la PIFA dans une bande de fréquence

Pour des besoins de miniaturisation de la structure, le pavé rayonnant de l'antenne PIFA est replié en forme de boucle. Cette structure de longueur  $L_{pifa} = 35$  mm et de largeur  $W_{pifa} = 7$  mm est placée à une hauteur de  $H_{pifa} = 5,2$  mm sur le bord du plan de masse. La languette de court-circuit de largeur de 1,6 mm est placée à une distance de 2,8 mm de la languette d'alimentation de largeur 1 mm. L'optimisation de cette distance permet l'adaptation de l'antenne. La structure de base de l'antenne est présentée Figure 54.a.

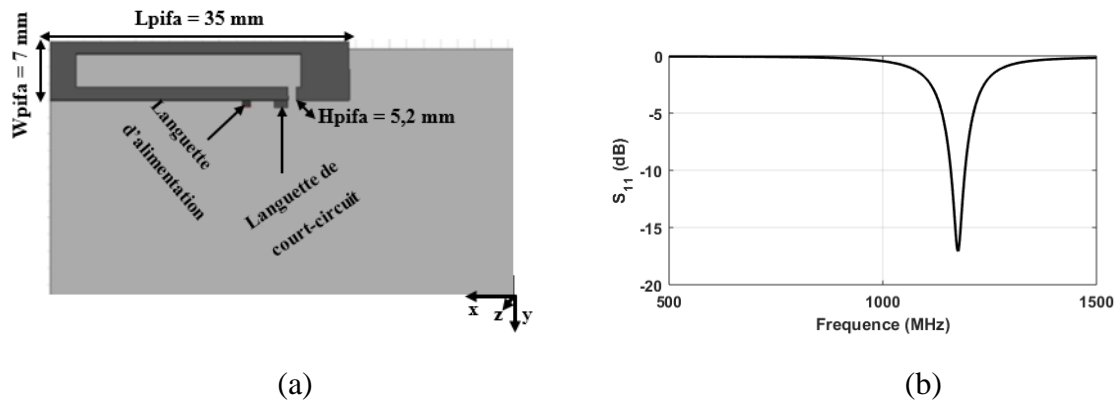


Figure 54. Structure de base de l'antenne PIFA (a) et la simulation de son paramètre  $S_{11}$  (b)

La simulation du coefficient de réflexion de la structure donne la résonance du mode fondamental autour de la fréquence 1,2 GHz, avec une bande passante de 61 MHz, calculée à -6 dB (Figure 54.b). Une reconfiguration en fréquence sur plusieurs bandes est donc nécessaire pour couvrir les 200 MHz de bande passante requise, d'autant plus que la bande passante diminue avec la fréquence de résonance de l'antenne. Cette reconfiguration en fréquence sera assurée par un élément de commutation permettant de faire varier la longueur électrique de la PIFA en fonction de la fréquence de résonance désirée.

### III.1.2 Reconfiguration de l'antenne dans la bande [700 - 900 MHz]

- *Les différents types d'élément de commutation*

Comme nous l'avons vu dans l'état de l'art des antennes agiles en fréquence, les techniques employées pour modifier les longueurs électriques des antennes sont nombreuses. Parmi ces techniques, nous avons présenté en détail les plus couramment utilisées, à savoir l'insertion de diodes (PIN ou Varactor), l'insertion de DTC et l'insertion de MEMS RF.

La diode PIN et les MEMS RF sont utilisées comme des interrupteurs RF permettant uniquement une commutation entre deux fréquences. Pour une commutation entre plusieurs

fréquences, l'insertion de plusieurs de ces composants sera nécessaire. Ainsi, leur emploi dans des structures reconfigurables sur plusieurs bandes augmente fortement la complexité de ces structures et réduit considérablement leur efficacité. L'utilisation de ce type de commutateur n'est donc pas appropriée dans notre cas. La reconfiguration en fréquence de notre PIFA sera donc réalisée grâce à l'intégration dans la structure soit d'une diode varactor, soit d'une DTC.

Les diodes varactor comme les DTC se comportent comme des capacités variables avec une plage de valeurs souvent plus large pour les DTC. Cependant, dans la plupart des cas, ces derniers ont des résistances série plus élevées et donc des pertes plus importantes. De plus, au vu de la géométrie de notre structure, l'intégration d'une diode varactor (avec souvent deux broches) serait beaucoup plus simple que celle d'une DTC (trois broches ou plus).

Lorsqu'elle est polarisée par une tension inverse comprise entre 0 et 20 V, la diode varactor (Figure 29) se comporte comme une capacité variable dans la plage de valeurs [0,35 - 3,2 pF]. Par ailleurs, il est à noter que cette capacité ne varie que très faiblement lorsque la tension de polarisation dépasse les 10 V.

La DTC que nous utilisons offre quant à elle des capacités variables entre 0,2 pF et 2,10 pF, selon la séquence binaire choisie (Figure 33), sa tension d'alimentation est de 2,6 V.

- *Position et plage de variation de la capacité nécessaire à la reconfiguration de la PIFA*

Ici, nous cherchons à déterminer d'abord la position de la charge capacitive permettant d'allonger la longueur électrique de la PIFA. Ensuite, nous nous focaliserons sur la plage de variation des valeurs de capacité donnant une reconfiguration en fréquence du mode fondamental de la PIFA dans la bande [700 - 900 MHz].

La géométrie de l'antenne offre trois possibilités pour la position de la charge capacitive. Ainsi, il est possible d'insérer la capacité variable :

- sur le bout du pavé rayonnant, juste avant le court-circuit, nous avons appelé cette position la position 1 ;
- entre le point d'alimentation et le point de court-circuit, c'est la position 2 ;
- juste après le point d'alimentation, c'est la position 3.

Ces trois positions sont illustrées à la Figure 55 ci-après.

Pour chacune de ces positions, nous avons effectué la simulation du coefficient de réflexion de la structure entre 500 MHz et 3 GHz pour deux valeurs de capacité différentes (0,5 pF et 1 pF). La Figure 56 présente une comparaison de la simulation du  $S_{11}$  sans la charge, et avec celle-ci aux différentes positions illustrées ci-dessous.

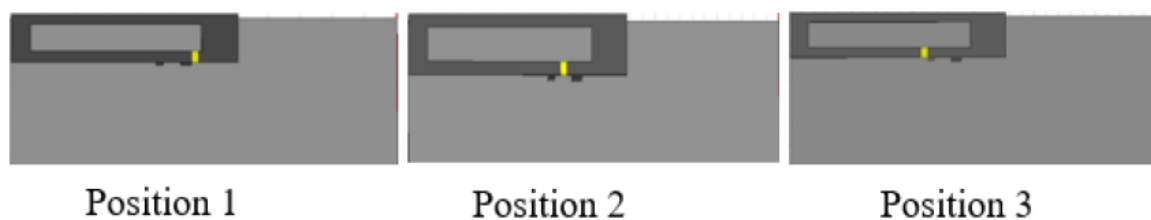


Figure 55. Illustration des trois positions de la charge capacitive sur la PIFA

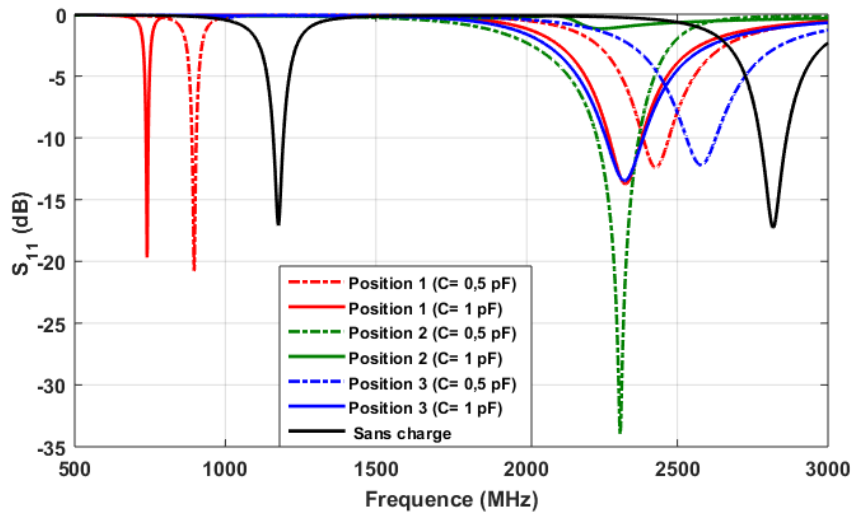


Figure 56. Simulation du  $S_{11}$  pour différentes positions de la charge capacitive

L'observation des courbes de  $S_{11}$  (Figure 56) permet de faire les remarques suivantes :

- lorsque la charge capacitive est placée juste avant le court-circuit (position 1), la fréquence de résonance du mode fondamental de la PIFA varie en fonction de la valeur de la capacité;
- lorsque la charge capacitive est placée entre l'alimentation et le court-circuit (position 2), la résonance du mode fondamental disparaît. Et, la résonance du premier mode supérieur descend en fréquence, elle est totalement désadaptée pour la plus grande valeur de capacité ;
- lorsque la charge capacitive est placée juste après le point d'alimentation de la PIFA (position 3), la résonance fondamentale disparaît, et la fréquence du premier mode supérieur varie en fonction de la valeur de la capacité.

Une reconfiguration en fréquence du mode fondamental de la PIFA dans la bande [700 – 900 MHz] est donc possible en insérant la capacité variable juste avant le court-circuit (position 1). La plage de variation de cette capacité doit être du même ordre de grandeur que les valeurs avec lesquelles nous avons réalisé les simulations. La diode varactor comme la DTC permet d'avoir des capacités variables dans cette plage de valeurs. Ainsi, afin de faire un choix entre ces deux composants, nous avons effectué des simulations en remplaçant respectivement la charge capacitive par le circuit équivalent de la diode varactor et par celui de la DTC.

- *Remplacement de la charge capacitive par le circuit équivalent de la diode varactor*

La diode varactor, modélisée par son circuit équivalent est placée à la position 1 (Figure 57), la simulation du paramètre  $S_{11}$  est réalisée uniquement avec les deux valeurs de capacité donnant des résonances autour de 700 MHz ( $C = 0,35$  pF) et autour de 900 MHz ( $C = 1,05$  pF) dans le but de vérifier la possibilité de reconfiguration de la PIFA par intégration d'une diode varactor.

La Figure 58 donne la simulation du  $S_{11}$  de la PIFA entre 500 MHz et 1,5 GHz avec les deux valeurs extrêmes de capacité.

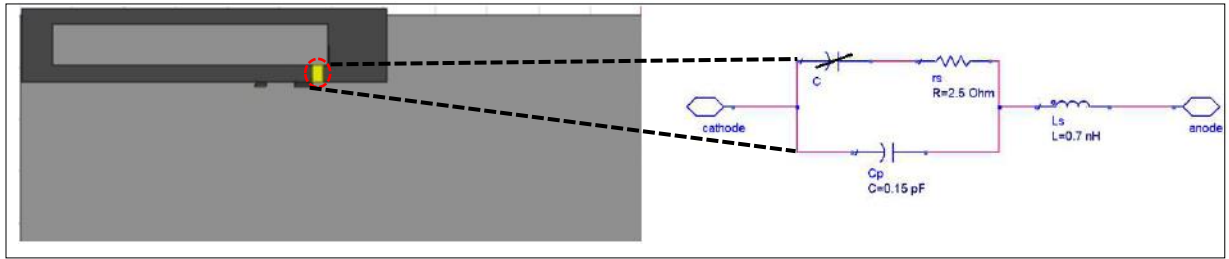


Figure 57. Remplacement de la capacité par le circuit équivalent de la diode

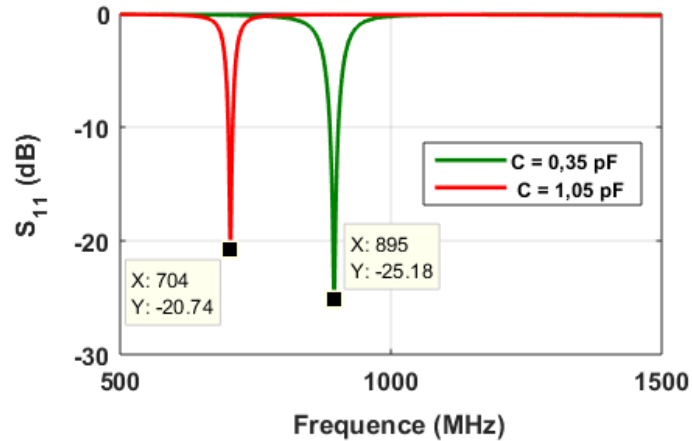


Figure 58. Simulation du  $S_{11}$  avec le circuit équivalent de la diode

La simulation du coefficient de réflexion de la PIFA en remplaçant la charge capacitive par le circuit équivalent de la diode varactor (Figure 58) montre une variation de la fréquence du mode fondamental en fonction de la capacité équivalent de la diode. De plus, on peut remarquer que la diode ne modifie pas l'adaptation de l'antenne. L'utilisation de cette diode pour la reconfiguration en fréquence de la PIFA dans la bande [700 - 900 MHz] est donc possible.

- Remplacement de la charge capacitive par le circuit équivalent de la DTC

Nous avons réalisé les mêmes simulations que précédemment, en remplaçant cette fois-ci la charge capacitive par le circuit équivalent de la DTC (Figure 59). La simulation du coefficient de réflexion de la structure entre 500 MHz et 1,5 GHz est présentée Figure 60.

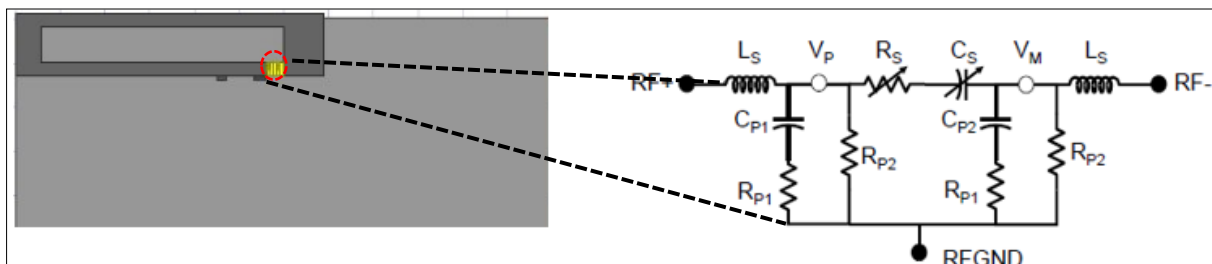


Figure 59. Remplacement de la capacité par le circuit équivalent de la DTC

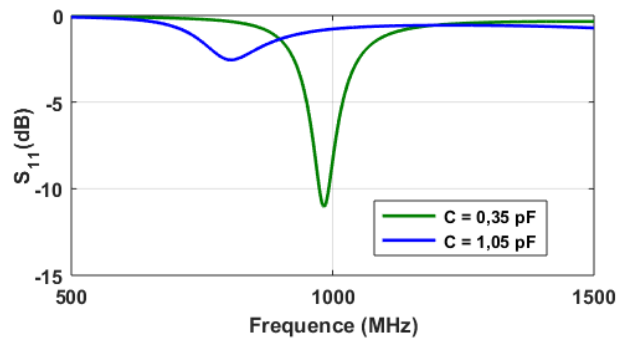


Figure 60. Simulation du  $S_{11}$  avec le circuit équivalent de la DTC

La simulation du paramètre  $S_{11}$  lorsque la charge capacitive est remplacée par le circuit équivalent de la DTC (Figure 60) montre une variation de la fréquence du mode fondamental de la PIFA en fonction de la capacité. Cependant, on note une forte dégradation de l'adaptation de l'antenne pour la plus grande valeur de capacité. De ce fait, bien qu'une variation de l'impédance de la PIFA soit possible avec la DTC, l'utilisation de celle-ci ne permettra pas sa reconfiguration en fréquence dans la bande [700 - 900 MHz] avec une bonne adaptation d'impédance. En effet, le circuit équivalent de la DTC n'est pas compatible avec notre structure.

- *Conclusion*

La simulation de la structure avec le circuit équivalent de la diode varactor d'une part et le circuit équivalent de la DTC d'autre part, montre la possibilité de modifier la fréquence du mode fondamental de la PIFA en fonction de la capacité équivalente. Par ailleurs, on a remarqué une forte dégradation de l'adaptation de la PIFA lorsque le circuit équivalent de la DTC est utilisé avec une capacité de 1,05 pF. Par conséquent, c'est la diode varicap qui sera utilisée pour assurer la reconfiguration de la PIFA dans la bande [700 - 900 MHz].

- *Reconfiguration de l'antenne PIFA dans la bande [700 - 900 MHz] avec la diode varactor*

L'intégration de la diode varactor dans la structure nécessite la prise en charge d'un circuit de polarisation. Contrairement à la plupart des structures d'antennes reconfigurables à base de diode, rencontrées dans la littérature, comme par exemple celle présentée dans [45] où le signal RF et le signal DC empruntent deux voies distinctes, un seul port sera utilisé dans notre structure. Ainsi, la polarisation de la diode sera réalisée directement à partir du port d'alimentation de l'antenne grâce à l'intégration d'un circuit LC parallèle permettant la séparation des signaux DC et RF. Afin de pouvoir intégrer ce circuit LC, un substrat Duroid ( $\epsilon_r = 2,2$  et  $\tan\delta = 0,0009$ ) d'épaisseur  $h = 0,787$  mm est utilisé sur plan de masse. Ce substrat est choisi de façon à minimiser son influence sur l'optimisation préalable de l'antenne.

La languette d'alimentation de la PIFA est maintenant connectée à une ligne  $50 \Omega$  de longueur 7 mm, imprimée sur le substrat et, sur laquelle le circuit LC est également connecté. L'alimentation de la PIFA et la polarisation de la diode sont alors réalisées par un seul port connecté au bout de la ligne micro ruban. Une capacité de liaison de 10 nF est intégrée à la PIFA entre la languette d'alimentation et la languette de court-circuit afin d'assurer leur isolation vis-à-vis de la tension continue.

La Figure 61 et la Figure 62 présentent respectivement la structure de l'antenne PIFA reconfigurable dans la bande [700 - 900 MHz] et la simulation de son paramètre  $S_{11}$  entre 500 MHz et 1GHz.

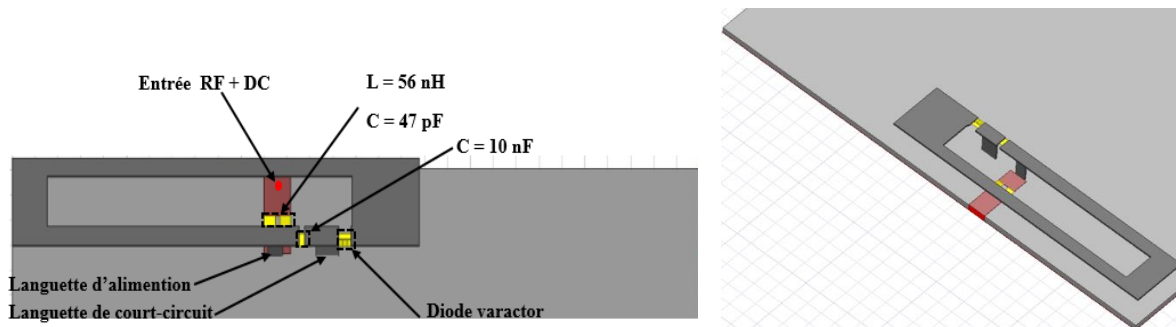


Figure 61. Géométrie de l'antenne PIFA reconfigurable en fréquence

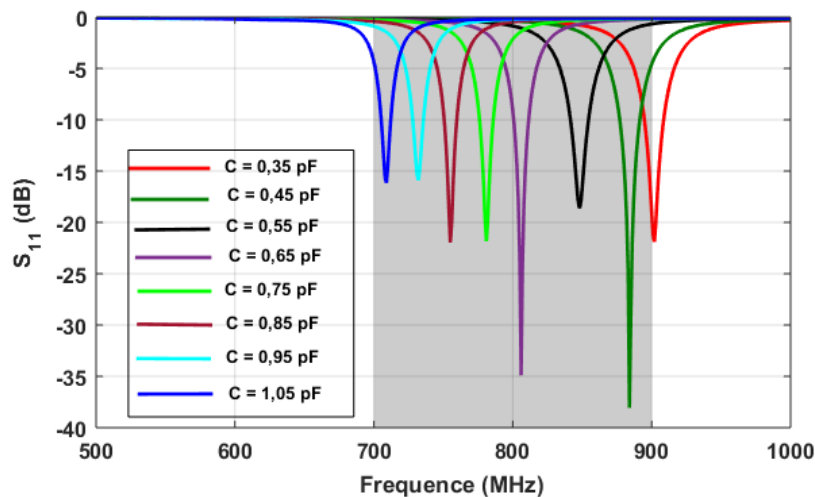


Figure 62. Simulation du  $S_{11}$  de l'antenne PIFA reconfigurable

L'observation de la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne PIFA intégrant la diode varactor montre une bonne reconfiguration en fréquence de cette dernière dans la bande [700 - 900 MHz]. Maintenant nous allons tenter de faire fonctionner cette antenne dans la deuxième bande.

### III.2 Création d'une seconde résonance de l'antenne dans la bande LTE 2600

Maintenant que l'antenne PIFA couvre toute la bande LTE réservée aux communications M2M grâce à la reconfiguration en fréquence de son mode fondamental, nous allons chercher à couvrir la deuxième bande [2500 - 2700 MHz] avec la première résonance de mode supérieur. Concernant cette deuxième bande de fréquence, la bande passante de l'antenne ne sera pas calculée à -6 dB, mais à un niveau de  $S_{11}$  plus bas. En effet, cette bande étant réservée aux communications humaines, les exigences sur le niveau de qualité de service y sont plus élevées.

La Figure 63 présente la simulation du paramètre  $S_{11}$  entre 500 MHz et 3 GHz pour les deux valeurs de capacité donnant les deux résonances extrêmes dans la bande basse.

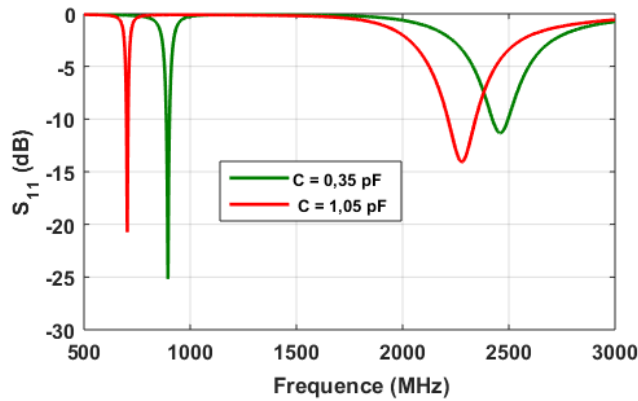


Figure 63. Simulation du  $S_{11}$  de la PIFA entre 500 MHz et 3 GHz

La simulation du coefficient de réflexion de la PIFA entre 500 MHz et 3 GHz montre que la fréquence du premier mode supérieur varie en même temps que celle du mode fondamental. De plus, sa bande passante n'est pas suffisamment large pour couvrir les 200 MHz de bande requise. Un élargissement de cette bande est donc nécessaire.

- *Élargissement de la bande passante du premier mode supérieur de la PIFA*

La technique la plus couramment employée dans l'élargissement de bande des antennes est la création d'une résonance autour de la bande à élargir. Le couplage des deux résonances donnera une bande passante plus large. Ainsi, nous avons rajouté à notre structure un résonateur parasite de type PIFA, optimisé pour fonctionner autour de 2700 MHz. Cet élément parasite de longueur 31,1 mm et de largeur 2 mm est légèrement replié et, disposé à 1 mm de la PIFA principale (Figure 64.a). Le couplage entre la résonance de cet élément parasite et la résonance du premier mode supérieur de la PIFA principale permet à la structure de fonctionner simultanément dans les deux bandes.

Par ailleurs, afin d'assurer la couverture de la bande LTE 2600 quelle que soit la fréquence de résonance de l'antenne dans la bande [700 - 900 MHz], la longueur de la PIFA principale a été légèrement optimisée.

La géométrie de la structure bi-bande et la simulation de son coefficient de réflexion entre 500 MHz et 3 GHz sont présentées Figure 64.

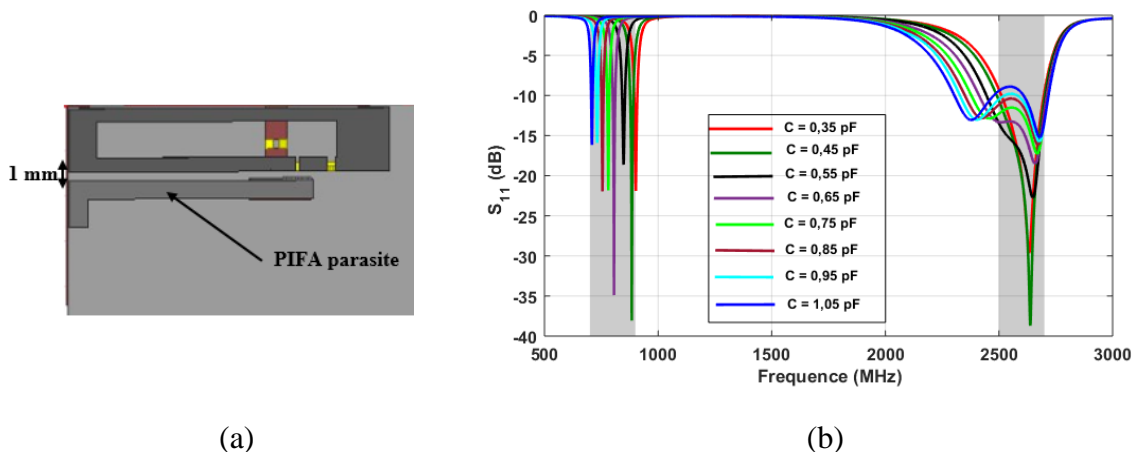


Figure 64. Géométrie de la structure bi-bande (a) et son coefficient de réflexion (b)

L'intégration de la diode varactor et l'ajout de l'élément parasite ont permis de couvrir simultanément la bande LTE [700 - 900 MHz], reconfigurable en fréquence, et la bande LTE [2500 - 2700 MHz]. Pour la première résonance, les bandes passantes sont calculées à -6 dB tandis que pour la deuxième résonance, la bande passante est calculée à -8 dB, soit un ROS < 2,5.

Bien que les bandes passantes des antennes pour télécommunications mobiles soient généralement calculées à -10 dB, un seuil de -8 dB (ROS < 2,5) peut être acceptable. Pour le cas de notre structure, un compromis était à faire entre une reconfiguration de l'antenne sur toute la bande entre 700 MHz et 900 MHz et une bonne couverture de la bande LTE 2600. En effet, du fait que la deuxième résonance de l'antenne se déplace en même temps que la première, il s'est avéré difficile de couvrir la deuxième bande à -10 dB pour toutes les valeurs de capacité.

### III.3 Fabrication d'un prototype et mesure

Nous avons ensuite réalisé un prototype de la structure bi-bande reconfigurable (Figure 65). La diode varactor utilisée (Figure 29) possède une résistante série de  $2,5 \Omega$  et une self parasite de 0,7 nH. Elle est polarisée directement à partir de la tension d'alimentation de l'antenne. En effet, au moment d'effectuer la mesure du  $S_{11}$ , nous avons connecté une alimentation DC à l'analyseur de réseaux vectoriel afin d'ajouter une composante continue à la tension RF qu'il délivre sur son port connecté à l'entrée de l'antenne. La tension RF va servir à l'alimentation de l'antenne et la tension continue, à la polarisation de la diode. Nous avons procédé à la mesure du coefficient de réflexion de la structure entre 500 MHz et 3 GHz en faisant varier la tension de la polarisation de la diode entre 5 et 12 V (Figure 66).



*Figure 65. Prototype de l'antenne bi-bande reconfigurable sur la première bande*

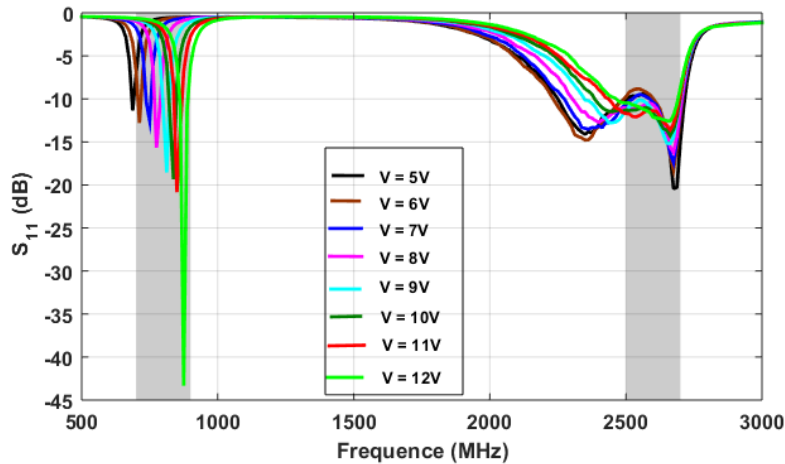


Figure 66. Coefficient de réflexion mesuré entre 500 MHz et 3 GHz

La mesure du coefficient de réflexion du prototype réalisé s'accorde bien avec la simulation. En effet, l'observation du paramètre  $S_{11}$  (Figure 66) a fait apparaître un fonctionnement simultané de l'antenne dans les bandes LTE [700 - 900 MHz] et [2500 - 2700 MHz]. Dans la première bande, la structure est reconfigurable en fréquence, en fonction de la tension de polarisation de la diode. Et, dans la seconde bande, elle couvre une bande de 200 MHz (calculée à -8 dB), quelle que soit sa fréquence de résonance dans la bande basse.

Après la mesure du coefficient de réflexion, nous avons procédé aux mesures d'efficacités et de diagrammes de rayonnement dans les deux bandes.

Dans la bande basse, les efficacités sont mesurées à trois fréquences (745 MHz, 867 MHz, et 960 MHz) avec la méthode Weeber Cap [44]. Comme nous l'avons expliqué précédemment, cette méthode consiste à calculer l'efficacité totale de l'antenne grâce à la mesure de son coefficient de réflexion (voir équations II.4 et II.5). La méthode Weeber Cap donne une très bonne évaluation de l'efficacité en basse fréquence, souvent difficile à mesurer en chambre anéchoïde. Nous avons choisi d'effectuer les mesures à ces trois fréquences afin de montrer que l'efficacité s'améliore lorsque la fréquence augmente. Les efficacités mesurées sont données dans le Tableau II-4 ci-dessous.

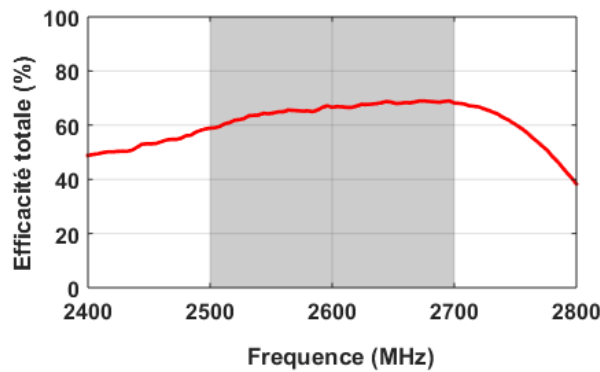
Tableau II-4. Efficacités totales mesurées dans la bande reconfigurable de l'antenne PIFA

<b>Vdc (V)</b>	6,5	10,5	13,5
<b>Fréquence (MHz)</b>	745	867	960
<b>Efficacité totale (%)</b>	17,4	31	46,7

Les efficacités mesurées dans la bande basse sont faibles et s'améliorent à mesure que la fréquence augmente. Ces faibles efficacités peuvent être expliquées par la taille de l'antenne rapport à longueur d'onde. En effet, à la plus basse fréquence de fonctionnement de l'antenne (700 MHz), la longueur d'onde est de 428,6 mm. La longueur totale de l'antenne ( $L_{pifa} + H_{pifa} = 35,5 + 5,2 = 40,7$  mm) est donc inférieure à  $\frac{\lambda}{10}$ . Outre la taille de l'antenne, la valeur assez

élevée de la résistance série de la diode peut également expliquer ces faibles efficacités. En revanche, malgré les faibles valeurs d'efficacité mesurées dans la bande LTE [700 - 900 MHz], l'antenne présente globalement de bonnes performances dans cette bande.

La mesure de l'efficacité dans la bande [2500 - 2700 MHz] est quant à elle réalisée en chambre anéchoïde en même temps que les diagrammes de rayonnement. Comme le montre la Figure 67, l'antenne présente une efficacité totale supérieure à 60 % sur toute la bande.



*Figure 67. Mesure de l'efficacité totale dans la bande [2500 - 2700 MHz]*

Une comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan x-z et dans le plan y-z, aux fréquences 860 MHz et 2600 MHz est présentée Figure 68. Dans la bande basse, la mesure est réalisée à la fréquence 860 MHz car la chambre anéchoïde ne permettait pas de descendre en dessous de 800 MHz.

Pour une meilleure représentation, tous les gains sont normalisés par rapport à leurs valeurs maximales.

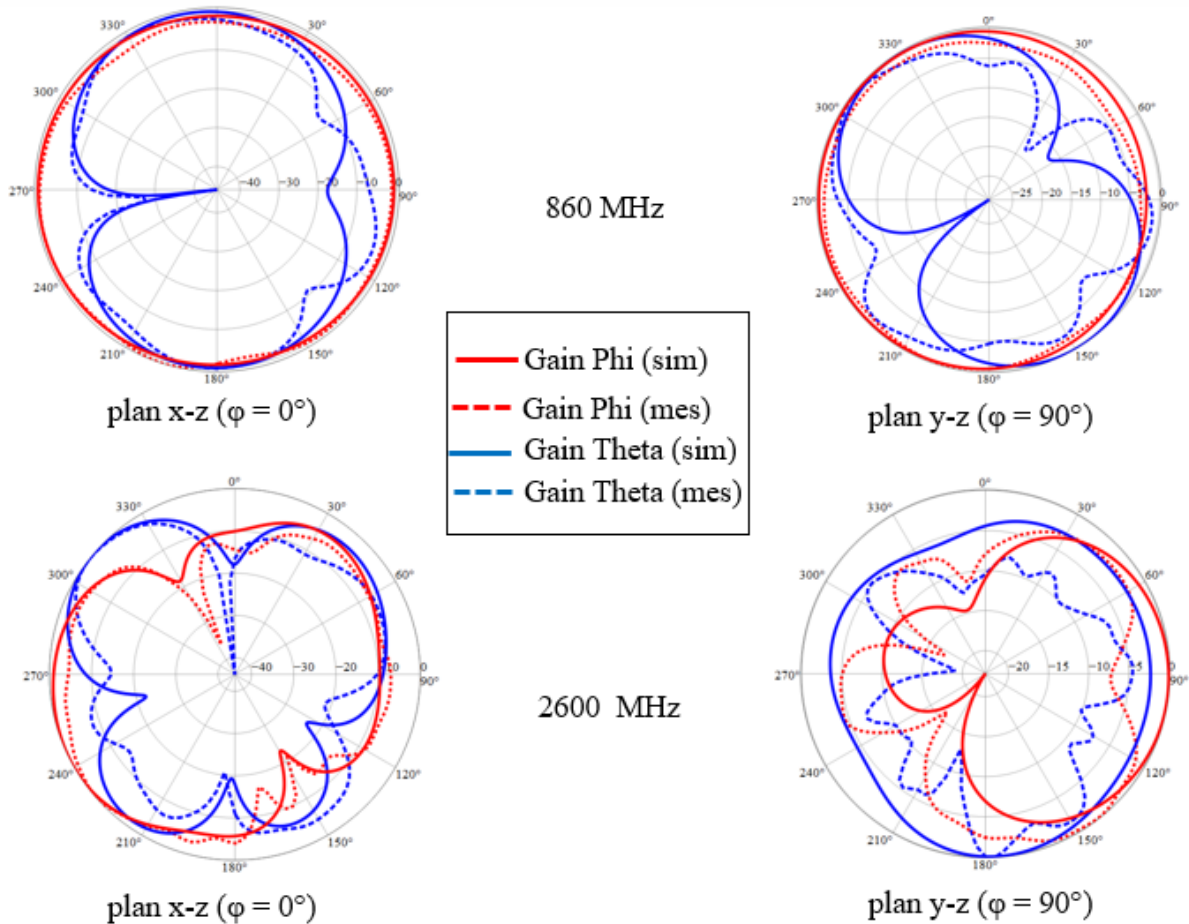


Figure 68. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les deux bandes de fonctionnement de l'antenne

L'observation de ces diagrammes de rayonnement montre globalement un bon accord entre la simulation et la mesure, avec toutefois un léger décalage observé pour le gain mesuré à 2600 MHz dans le plan y-z. On note également qu'en basse fréquence, l'antenne PIFA présente un comportement de rayonnement identique à celui d'un dipôle demi-onde. Cependant, cette ressemblance n'est pas observée sur les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés en haute fréquence. En effet, lorsque la fréquence augmente, le plan de masse devient très grand par rapport à l'élément rayonnant, il agit ainsi comme un réflecteur. C'est ce qui explique le fait que les diagrammes en haute de fréquence soient légèrement directifs.

### Conclusion de chapitre

Dans ce chapitre, la conception de deux antennes bi-bandes de type PIFA a été présentée. Ces antennes sont compactes et très simples à réaliser. La première fonctionne simultanément dans les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz. Et, la seconde couvre simultanément la bande LTE [700 - 900 MHz], pour des applications IoT, et la bande LTE [2500 - 2700 MHz] pour des besoins de communications humaines. Cette dernière est reconfigurable sur sa première résonance par intégration d'une diode varactor. Un élément parasite de type PIFA a été utilisé pour augmenter la largeur de bande de cette antenne sur sa deuxième résonance. Des prototypes ont été réalisés, un bon accord a été obtenu entre les résultats de simulation et de mesure.

Du fait de l'intégration prévue des technologies LTE-M et NB-IoT dans les futurs smartphones 5G, nous allons essayer de faire fonctionner la deuxième structure présentée dans ce chapitre dans la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz]. Ainsi, elle couvrira simultanément la bande LTE [700 - 900 MHz], destinée aux communications M2M, la bande LTE [2500 - 2700 MHz] et la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz].

Un fonctionnement MIMO étant requis dans les bandes LTE [2500 - 2700 MHz] et 5G [3,4 - 3,8 GHz], une antenne bi-bande couvrant ces deux bandes-là sera ajoutée à la structure. Ce travail sera présenté dans le chapitre suivant.

## Bibliographie

- [1] D. Evans, "The internet of things. How the next evolution of the internet is changing everything," Cisco White Paper, 2011.
- [2] Nokia, "LTE-M-Optimizing LTE for the Internet of Things", white paper on LTE-M, 2015.
- [3] Y. Koga and M. Kai, "A Transparent Double Folded Loop Antenna for IoT Applications," in *2018 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Cartagena des Indias, Sep. 2018, pp. 762–765.
- [4] H. A. Damis, N. Khalid, R. Mirzavand, H.-J. Chung, and P. Mousavi, "Investigation of Epidermal Loop Antennas for Biotelemetry IoT Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 15806–15815, 2018.
- [5] M. Taguchi, "Ultra Low Profile Inverted L Antenna Composed of CPW Printed on PET Sheet for IoT Application," in *2019 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Kuta, Bali, Indonesia, Oct. 2019, pp. 241–242.
- [6] T. Yamagajo, Y. Koga, and M. Kai, "A new design system for low profile inverted L antenna including a matching circuit," in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, Jul. 2017, pp. 755–756.
- [7] C.A Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Second Edition, John Wiley & Sons, 1997.
- [8] J.D. Kraus, *Microstrip antenna*, Artech House, Dedham, Massachusetts, USA, 1980, pp.2-84
- [9] Y. Zhao, Y. Lv, T. Si, G. Du, M. Li, and Y. Yu, 'Design of a Miniaturized Dual-frequency Monopole Antenna for Applications in IoT', in *2019 6th International Conference on Systems and Informatics (ICSAI)*, Shanghai, China, Nov. 2019, pp. 1051–1055.
- [10] H.-W. Liu, C.-F. Yang, and C.-H. Ku, "Novel Miniature Monopole Tag Antenna for UHF RFID Applications," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 363–366, 2010.
- [11] G. Le, S. Wagner, C. Pham, J. S. Gomez-Diaz, and A.-V. Pham, 'Inverted-F Antenna Radiation Efficiency Enhancement based on a Slotted Ground', in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, Jul. 2018, pp. 307–308.
- [12] L. Lizzi, F. Ferrero, C. Danchesi, and S. Boudaud, 'Design of antennas enabling miniature and energy efficient wireless IoT devices for smart cities', in *Smart Cities Conference (ISC2), 2016 IEEE International*, 2016, pp. 1–5.
- [13] T. Houret, L. Lizzi, F. Ferrero, C. Danchesi, and S. Boudaud, 'DTC-Enabled Frequency-Tunable Inverted-F Antenna for IoT Applications', *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, no. 2, pp. 307–311, Feb. 2020.
- [14] M.-C. Huynh and W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance," *IEE Proc., Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no. 4, p. 209, 2003.
- [15] P. Ciaï, "Antennes multistandards pour communications mobiles," These de doctorat, Nice, 2004.
- [16] A. A. Deshmukh, T. Tirodkar, and K. P. Ray, 'Analysis of slot cut multi-band rectangular microstrip antenna', in *2013 International Conference on Advances in Technology and Engineering (ICATE)*, Mumbai, Jan. 2013, pp. 1–5.
- [17] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, 'A novel miniaturized triband PIFA for MIMO applications', *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 3, pp. 724–731, Mar. 2007.
- [18] W.-C. Liu and C.-C. Huang, "A CPW-fed L-shaped slot planar monopole antenna for triple-band operations," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 6, pp. 510–512, Mar. 2005.
- [19] S. Kim, K. Min, and S. Gang, "Design for multiband monopole antenna with parasitic elements for in-building

- mobile communication,” in *2014 IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile*, Bali, Indonesia, Aug. 2014, pp. 92–95.
- [20] P. Ciaï, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, ‘Design of an internal quad-band antenna for mobile phones’, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 4, pp. 148–150, Apr. 2004.
- [21] F. N. M. Redzwan, M. T. Ali, M. N. Md. Tan, and N. Miswadi, ‘Design of tri-band Planar Inverted F Antenna (PIFA) with parasitic elements for UMTS2100, LTE and WiMAX mobile applications’, in *2015 International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*, Kuching, Sarawak, Malaysia, Apr. 2015, pp. 550–554.
- [22] F. N. M. Redzwan, M. T. Ali, M. N. Md. Tan, and N. Miswadi, ‘Design of tri-band Planar Inverted F Antenna (PIFA) with parasitic elements for UMTS2100, LTE and WiMAX mobile applications’, in *2015 International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*, Kuching, Sarawak, Malaysia, Apr. 2015, pp. 550–554.
- [23] S. Long, M. McAllister, and Liang Shen, ‘The resonant cylindrical dielectric cavity antenna’, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, no. 3, pp. 406–412, May 1983.
- [24] P. Anoop and R. Bhattacharjee, ‘Design of dual band triangular DRA for WLAN application’, in *2015 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Guwahati, India, Dec. 2015, pp. 1–2.
- [25] Y.-D. Zhou, Y.-C. Jiao, Z.-B. Weng, and T. Ni, ‘A Novel Single-Fed Wide Dual-Band Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna’, *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 930–933, 2016.
- [26] P. Gupta, D. Guha, C. Kumar, and Yahia. M. M. Antar, ‘Multi-Frequency Cylindrical DRA with Identical Radiations Using HEM<sub>11δ</sub>/HEM<sub>12δ</sub>/HEM<sub>11</sub>Modes’, in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, Jul. 2018, pp. 2093–2094.
- [27] I. K. Cheh Lin *and al.*, ‘A Triple Band Hybrid MIMO Rectangular Dielectric Resonator Antenna for LTE Applications’, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 122900–122913, 2019.
- [28] Jong-Hyuk Lim, Zhe-Jun Jin, and Tae-Yeoul Yun, “A frequency reconfigurable PIFA using a PIN diode for mobile-WiMAX applications,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Intelligent Radio for Future Personal Terminals*, Daejeon, Korea (South), Aug. 2011, pp. 1–2.
- [29] S. K. Dhakad, U. Dwivedi, and T. Bhandari, ‘Design and analysis of reconfigurable antenna using PIN diodes for multi band WLAN applications’, in *2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, Chennai, Mar. 2017, pp. 1705–1708.
- [30] S.-B. Byun, J.-A. Lee, J.-H. Lim, and T.-Y. Yun, “Reconfigurable Ground-Slotted Patch Antenna Using PIN Diode Switching,” *ETRI Journal*, vol. 29, no. 6, pp. 832–834, Dec. 2007.
- [31] S. Nikolaou *et al.*, “Pattern and Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna Using PIN Diodes,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 2, pp. 439–448, Feb. 2006.
- [32] <https://cdn.macom.com/datasheets/MA4AGBLP912.pdf> (consultée le 17 Oct 2020).
- [33] Z. Ren, W.-T. Li, L. Xu, and X.-W. Shi, ‘A Compact Frequency Reconfigurable Unequal U-Slot Antenna with a Wide Tunability Range’, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 39, pp. 9–16, 2013.
- [34] J. Liang and H. Y. D. Yang, ‘VARACTOR LOADED TUNABLE PRINTED PIFA’, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 15, pp. 113–131, 2009.
- [35] M. N. M. Kehn, O. Quevedo-Teruel, and E. Rajo-Iglesias, ‘Reconfigurable Loaded Planar Inverted-F Antenna Using Varactor Diodes’, *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 466–468, 2011.
- [36] G. M. Rebeiz, *RF MEMS*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2003.

- [37] Jae-Hyoung Park *et al.*, 'Tunable planar inverted-F antenna using rf MEMS switch for the reduction of human hand effect', in *2007 IEEE 20th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, Hyogo, Japan, Jan. 2007, pp. 163–166.
- [38] P. Panaia *et al.*, 'MEMS-based reconfigurable antennas', in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Ajaccio, France, 2004, pp. 175–179 vol. 1.
- [39] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, and T. Akin, 'Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology', *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 4, pp. 1193–1196.
- [40] L. Yang, B. Cheng, Y. Zhu and Y. Li, "Compact Antenna with Frequency Reconfigurability for GPS/LTE/WWAN Mobile Handset Applications," *International Journal of Antennas and Propagation* Volume 2016, Article ID 3976936.
- [41] M. Choi, H. Wi, B. Mun, Y. Yoon, H. Lee, and B. Lee "A Compact Frequency Reconfigurable Antenna for LTE Mobile Handset Applications," *International Journal of Antennas and Propagation* Volume 2015, Article ID 764949.
- [42] M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, S. Merritt, J. S. Minor, et C. A. Zorman, « Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines », (*:unav*), janv. 2008.
- [43] T. Faradi, et al., 'Design methods for efficient multiband antennas with parasitic elements', in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Apr. 2015, pp. 1–4.
- [44] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Radiation efficiency analysis on small antenna by Wheeler cap method," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 33, no. 2, pp. 112–113, Apr. 2002.
- [45] Keh, M. N. M., O. Quevedo-Teruel, and E. Rajo-Iglesias, 'Reconfigurable loaded planar inverted-F antenna using varactor diodes,' *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, 466-468, May 2011.



## **Chapitre III. Conception d'un système multi-antennaires multistandards à deux accès, avec exploitation de la théorie des modes caractéristiques**

### **Introduction**

Les systèmes MIMO ont été mis au point dans le but de répondre à la demande de plus en plus forte d'augmenter les capacités des systèmes de télécommunications mobiles. En effet, avec la multiplication des applications mobiles, la quantité de données transmises par les terminaux augmente d'année en année. Cette tendance ne fera que s'accroître avec l'intégration de l'Internet des Objets dans le réseau 5G. À cela s'ajoute l'augmentation du nombre de standards à couvrir par les terminaux.

Un bon fonctionnement en mode MIMO requiert un certain niveau d'isolation entre les antennes. Ainsi, diverses techniques de découplage d'antennes ont été proposées dans la littérature [1], lesquelles ont souvent tendance à augmenter le volume occupé par les antennes et la complexité des systèmes MIMO. Une étude préalable des modes caractéristiques des châssis des terminaux mobiles permettrait de s'affranchir de ces techniques en plaçant les antennes aux endroits où les modes sont isolés.

Ce chapitre présente la conception, l'analyse et l'optimisation d'un système multi-antennaires multistandards à deux accès, opérant dans les bandes LTE [700 - 900 MHz] et LTE 2600, et couvrant une partie de la bande médiane 5G (3,4 - 3,8 GHz). Une bonne isolation entre les deux antennes est obtenue grâce à l'étude des modes caractéristiques du plan de masse.

Après un état de l'art sur la diversité, les systèmes MIMO et la théorie des modes caractéristiques, l'analyse des modes caractéristiques d'un plan métallique de dimensions 120 x 60 mm<sup>2</sup> sera d'abord présentée. Ensuite nous présenterons en détail la conception du système MIMO multistandards.

## I. Théorie des modes caractéristiques : Etat de l'art

### I.1 Introduction

La théorie des modes caractéristiques (TCM, pour Theory of Characteristic Modes) fut introduite pour la première fois par Garbacz dans les années 1960 [2]. Il montra que pour tout objet « sans pertes », il existe un ensemble de fonctions caractéristiques pouvant être employées pour former une représentation modale du champ diffusé par l'objet. Cette théorie fut généralisée des années plus tard par Harrington et Mautz [3], en utilisant la formulation intégrale surfacique. Néanmoins, c'est dans les années 2000 que la TCM commence à être utilisée dans la conception d'antennes.

Les modes caractéristiques sont définis comme étant les modes de courant orthogonaux sur une surface conductrice de forme quelconque, lesquels sont associés à des champs également orthogonaux en champ lointain. Les modes caractéristiques sont caractérisés par leurs valeurs propres ( $\lambda_n$ ), leurs significations modales (MS, pour Modal Significance) et leurs angles caractéristiques ( $\varphi$ ) [4, 5].

Les densités de courant sur la surface de l'élément conducteur ( $J_n$ ) peuvent être déterminées à partir des valeurs propres (équation III.1), en supposant que chaque mode caractéristique est excité à 100% par une source externe idéale.

$$XJ_n = \lambda_n * RJ_n \quad (\text{III.1})$$

Où R et X représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de la matrice d'impédance de l'équation intégrale du champ électrique, et  $\lambda_n$ , la valeur propre associée au courant  $J_n$ .

### I.2 Les attributs des modes caractéristiques

- *La valeur propre ( $\lambda_n$ )*

La valeur propre représente le rapport entre la puissance réactive et la puissance rayonnée par l'objet. C'est une grandeur très importante dans l'analyse des modes caractéristiques. Elle fournit des informations sur le comportement de rayonnement du mode caractéristique auquel elle est associée, pour une fréquence donnée. Les modes résonants sont les modes à valeurs propres nulles, ils ne stockent pas d'énergie réactive. Les modes à valeurs propres positives sont des modes inductifs, ils contribuent au stockage de l'énergie magnétique, tandis que ceux à valeurs propres négatives sont des modes capacitifs, ils contribuent au stockage de l'énergie électrique. Les fréquences de résonance des modes caractéristiques sont les fréquences auxquelles les valeurs propres s'annulent.

- *La signification modale ou MS*

C'est une grandeur comprise entre 0 et 1 (équation III.2), elle indique la capacité de couplage de chaque mode caractéristique avec des sources externes. C'est aussi la grandeur qui permet de déterminer les largeurs de bande à mi-puissance des différents modes caractéristiques selon l'équation III.3. La MS vaut 1 à la fréquence de résonance du mode auquel elle est associée. Les modes à MS nulle ne participent pas au rayonnement.

$$MS_n = \left| \frac{1}{1+j\lambda_n} \right| \quad (\text{III.2})$$

$$BP_n = \frac{F_H - F_L}{F_r} \quad (\text{III.3})$$

Où  $F_r$  désigne la fréquence de résonance du mode,  $F_H$  et  $F_L$ , la fréquence haute et la fréquence basse, respectivement.  $F_H$  et  $F_L$  sont déterminées pour une  $MS = 0,707$ .

La signification modale sert aussi à identifier les modes significatifs et les modes non significatifs. Les modes significatifs sont les modes pour lesquels la  $MS$  est supérieure à  $0,707$ , tandis que les modes avec une  $MS$  inférieure à  $0,707$  sont considérés comme non significatifs.

- *L'angle caractéristique ( $\alpha_n$ )*

L'angle caractéristique représente la différence de phase entre le courant caractéristique et le champ électrique tangentiel qu'il crée sur la surface de l'élément conducteur. Il est calculé à partir de la valeur propre selon l'équation III.4. Ainsi, pour un mode résonant, l'angle caractéristique vaut  $180^\circ$ , ce mode rayonnera efficacement quand il est excité. Les modes avec des angles caractéristiques de  $90^\circ$  (ou  $270^\circ$ ) sont dits en résonance interne (ou modes de cavité).

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1}(\lambda_n) \quad (\text{III.4})$$

Pour exciter les modes caractéristiques, deux types de sources sont généralement employés : des sources capacitatives (antennes monopoles par exemple), couplées au champ électrique du mode, et des sources inductives (antennes boucles par exemple), couplées au champ magnétique du mode. Les sources capacitatives sont placées aux endroits à faible densité de courant, et les sources inductives aux endroits à forte densité de courant.

### I.3 Utilisation de la TCM dans la conception d'antennes

Depuis les années 2000, la TCM suscite beaucoup d'intérêts dans la conception d'antennes, grâce aux nombreux avantages qu'elle offre. En effet, l'exploitation de la théorie des modes caractéristiques dans la conception d'antennes a fait l'objet de nombreuses études. La TCM est utilisée dans la conception d'antennes multi-bandes et large bande, dans la conception d'antennes reconfigurables en diagramme et, pour l'isolation des ports dans les systèmes MIMO.

#### I.2.1 Antennes multi-bandes (Multimodes) et large bande

On rencontre dans la littérature de nombreux articles exploitant l'utilisation de la théorie des modes caractéristiques dans la conception d'antennes multi-bandes et, pour l'élargissement des bandes passantes des antennes [6-10]. Lorsqu'un élément conducteur possède plusieurs modes résonants, il est possible de les exciter soit par une seule source, soit par plusieurs sources. L'excitation simultanée de plusieurs modes se trouvant dans une même bande de fréquence par une seule source conduit à une augmentation de la largeur de bande [7]. C'est cette technique qui est employée dans [8] pour la conception de deux antennes bi-bandes, fonctionnant sur de larges bandes de fréquences.

Pour la conception d'antennes multi-bandes utilisant la théorie des modes caractéristiques, la technique employée est l'excitation de plusieurs modes résonants sur des bandes de fréquences différentes. Ces modes peuvent être excités soit par une seule source [8], soit par plusieurs sources [9].

### *1.2.2 Antennes reconfigurables en diagramme*

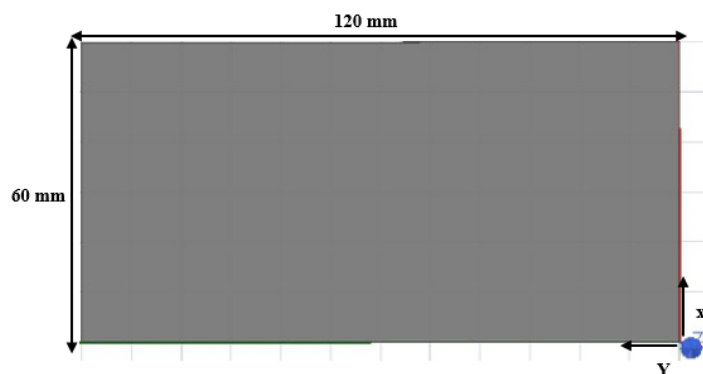
Bien que la littérature ne soit pas bien fournie en ce qui concerne l'emploi de la théorie des modes caractéristiques dans la conception d'antennes reconfigurables en diagramme, il est important de noter que chaque mode a son propre diagramme de champ E, comme montré dans [7]. De ce fait, il est possible de modifier le diagramme de champ d'une antenne en changeant le mode qu'elle excite.

### *1.2.3 Isolation des ports dans les systèmes MIMO*

L'isolation des ports étant un facteur très important dans la conception des systèmes multi-antennaires, les techniques de découplage électromagnétique employées dans la conception des systèmes MIMO sont nombreuses [1]. Toutes ces techniques ont l'inconvénient de contribuer à l'augmentation de la complexité des systèmes et du volume occupé par les antennes. Une étude préalable des modes caractéristiques du châssis peut permettre de s'affranchir de l'usage de ces techniques de découplage. En effet, en choisissant judicieusement les emplacements des différentes antennes sur la surface du châssis, elles peuvent exciter des modes isolés et ainsi avoir une isolation naturelle sans l'emploi d'une quelconque méthode de découplage. Cela est largement exploité dans la conception des systèmes MIMO [11-13].

## **II. Analyse des modes caractéristiques d'un châssis de terminal mobile**

Dans ce paragraphe, nous présentons l'analyse des modes caractéristiques du plan de masse utilisé dans le chapitre précédent. Il s'agit d'un plan de masse rectangulaire de dimensions 120 x 60 mm<sup>2</sup> (Figure 69). Dans un premier temps, une simulation des modes caractéristiques du plan métallique seul est réalisée. Ensuite, nous avons utilisé des antennes PIFA pour exciter les différents modes résonants et vérifier l'isolation entre eux. Enfin, le substrat Duroid (h = 0,787 mm et  $\epsilon_r = 2,2$ ) est rajouté au plan de masse, afin d'étudier son influence sur le comportement des modes. La simulation est réalisée sous HFSS dans une bande de 2 à 4 GHz.



*Figure 69. Plan métallique à étudier*

### **II.1 Simulation des modes caractéristiques du plan métallique**

- *Visualisation des attributs des modes caractéristiques*

La simulation des valeurs propres et des angles caractéristiques du plan masse de dimensions 120 x 60 mm<sup>2</sup> dans la bande [2 - 4 GHz] est illustrée ci-dessous (Figure 70).

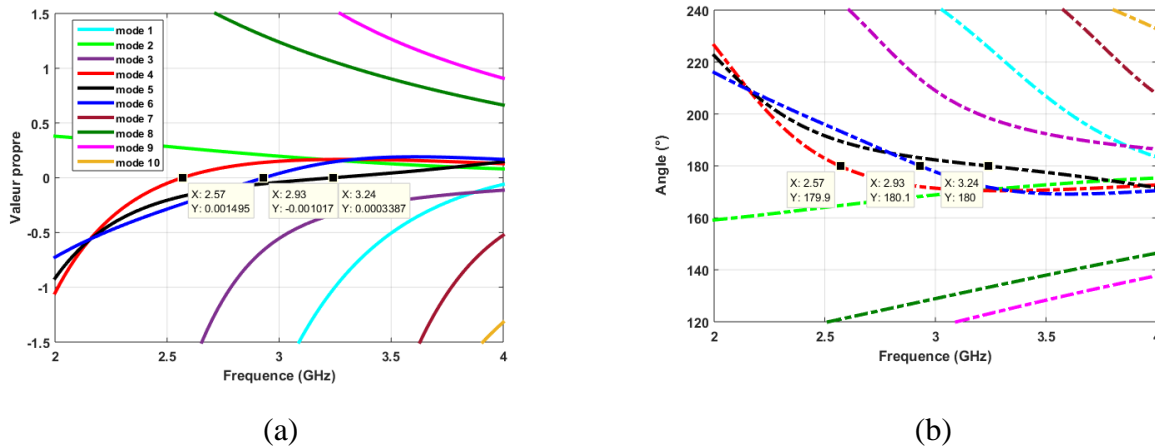


Figure 70. Visualisation des valeurs propres (a) et des angles caractéristiques (b) du plan de masse simulé entre 2 et 4 GHz.

On peut remarquer sur cette figure que le plan masse possède dix modes caractéristiques dont les trois sont résonants ( $\lambda_n = 0$  et  $\alpha_n = 180^\circ$ ) dans la bande [2 - 4 GHz].

Il s'agit :

du mode 4, résonant à la fréquence  $Fr = 2,57$  GHz ;

du mode 5, résonant à la fréquence  $Fr = 3,24$  GHz ;

du mode 6, résonant à la fréquence  $Fr = 2,93$  GHz.

Il convient de noter que l'ordre de numérotation des modes n'a pas d'importance, en effet, HFSS peut modifier cet ordre lorsque l'on lance une nouvelle simulation.

Les significations modales (MS) de l'ensemble des modes caractéristiques du plan de masse sont présentées à la Figure 71.a, la Figure 71.b montre un zoom entre 0,95 et 1, permettant une meilleure visualisation des modes résonants.

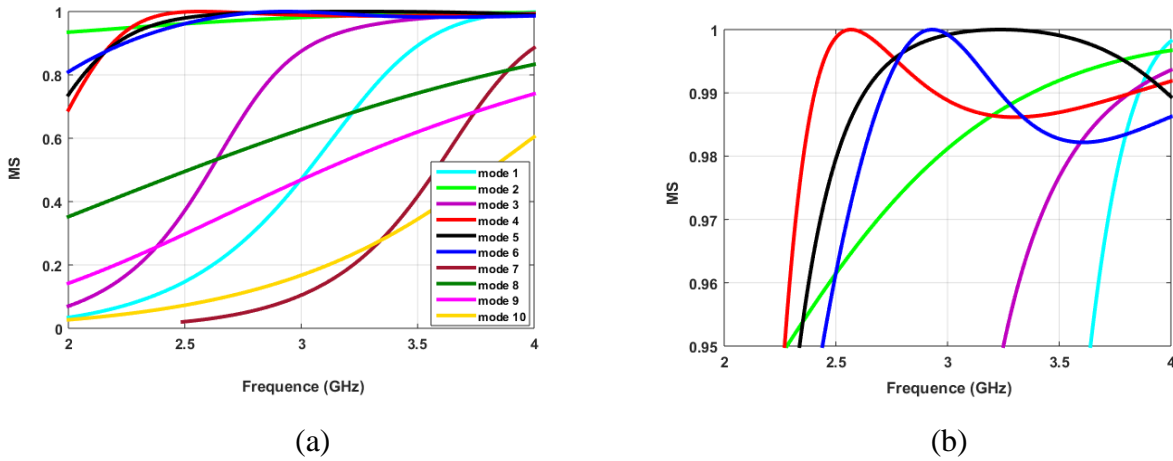


Figure 71. Visualisation des MS des modes du plan de masse (a), avec un zoom entre 0,95 et 1 (b)

La Figure 71.a montre que le plan de masse présente plusieurs modes significatifs entre 2,8 et 4 GHz et, sur la Figure 71.b, on remarque que les trois modes résonants ont bien leurs MS à 1 à leurs fréquences de résonance respectives. Toutefois, ces figures ne nous permettent pas de définir les largeurs de bande théoriques des modes résonants.

Il est à noter que dans la pratique, lorsque les modes résonants sont excités par des antennes, leurs largeurs de bandes seront limitées par les antennes.

- *Visualisation des courants et des champs aux fréquences de résonance des modes*

La Figure 72 ci-dessous donne une visualisation des courants vectoriels et des champs électriques sur la surface du plan métallique pour les trois modes résonants, à leurs fréquences de résonance respectives. La même échelle est utilisée pour les trois modes. Les cercles en rouge indiquent les différents endroits où les modes peuvent être excités par des antennes PIFAs.

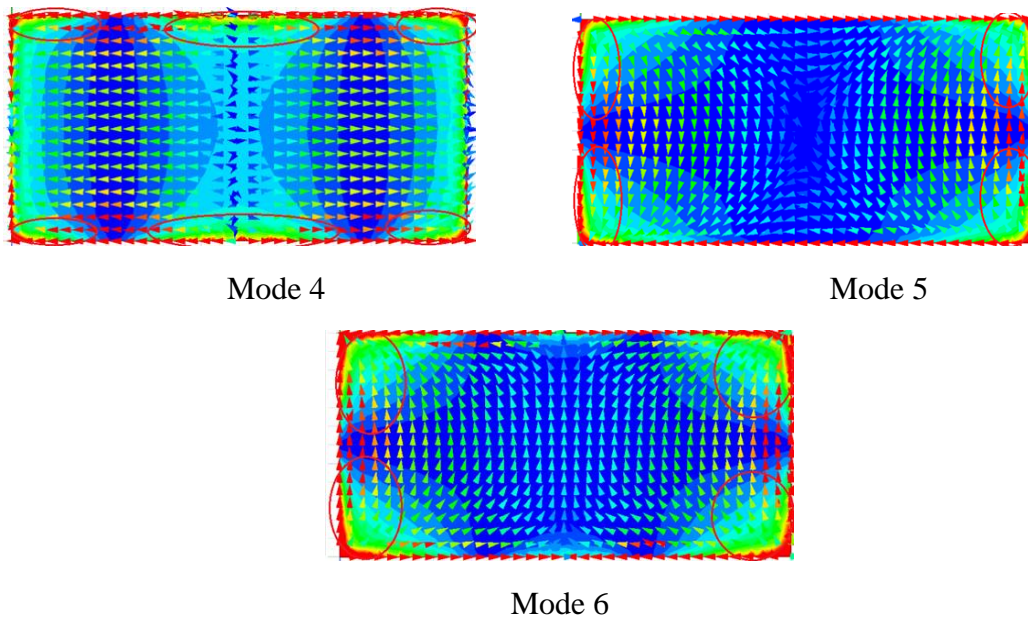


Figure 72. Distribution des courants et des champs électriques sur la surface du plan métallique, aux fréquences des modes résonants

La visualisation de la distribution des courants et des champs électriques sur la surface du plan métallique pour les modes résonants permet de mettre en évidence les différents emplacements où ces modes sont excitables. Pour exciter parfaitement un mode avec une antenne PIFA, l'alimentation et le court-circuit doivent être placés aux endroits où le courant est fort et le champ non nul. Le mode est parfaitement excité si l'antenne est dimensionnée à sa fréquence de résonance et bien positionnée. Nous allons montrer cela dans le paragraphe suivant en excitant les trois modes résonants avec des antennes de type PIFA.

## II.2 Excitation des modes résonants avec des antennes PIFA

Ici nous présentons d'abord l'excitation des trois modes résonants du châssis à leurs fréquences de résonance respectives. Ensuite, nous présenterons deux systèmes à deux antennes PIFA, isolées grâce à l'analyse des modes caractéristiques du châssis.

Les antennes PIFA que nous avons utilisées ont la même largeur et la même hauteur, leurs longueurs seront calculées en fonction de la fréquence de résonance du mode à exciter.

- *Excitation du mode 4 à sa fréquence de résonance*

Le mode 4 est excité avec une antenne PIFA de dimensions  $L_{pifa} = 20,5$  mm,  $W_{pifa} = 7$  mm et  $H_{pifa} = 5$  mm, optimisée pour résonner à la fréquence  $F_r = 2,57$  GHz (Figure 73). L'antenne est positionnée sur le bord du châssis, du côté de la longueur, à une distance de 20,5 mm. La Figure 74 ci-après présente la simulation du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de l'antenne sur la bande [2 - 3 GHz].

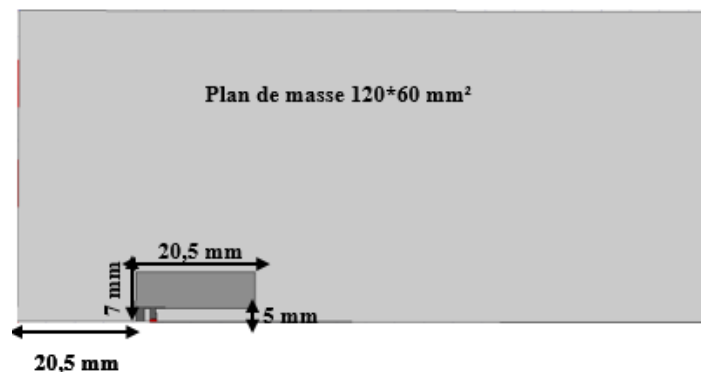


Figure 73. Excitation du mode 4 à 2,57 GHz avec une antenne PIFA

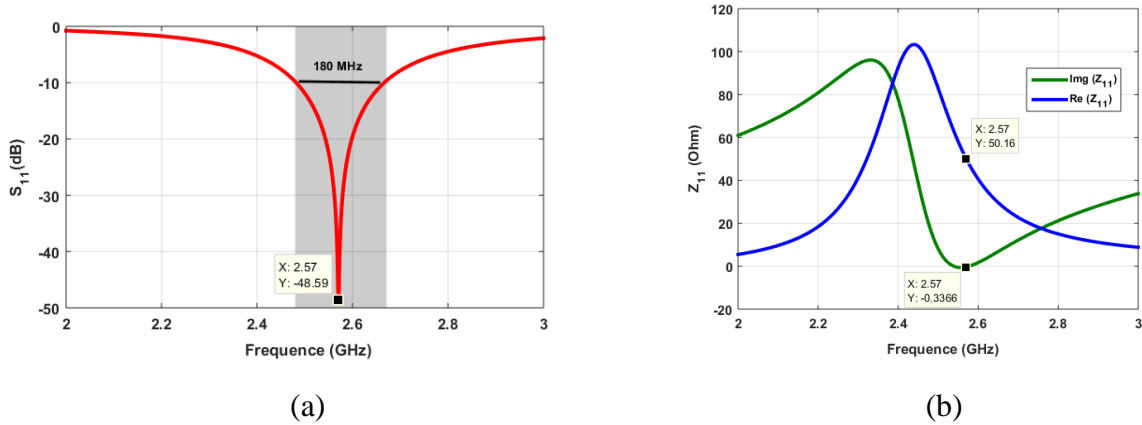


Figure 74. Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée (b) de la PIFA excitant le mode 4

La Figure 74 montre que l'antenne PIFA a bien excité le mode 4 à sa fréquence de résonance. En effet, à la fréquence 2,57 GHz, l'antenne présente un minimum de  $S_{11}$  et une impédance d'entrée quasiment réelle et égale à 50  $\Omega$ . L'antenne fonctionne sur une résonance série et présente une bande à passante de 180 MHz, calculée à -10 dB, soit en pourcentage 7%. Cette faible bande passante correspond bien à une antenne de type PIFA. C'est donc la source d'excitation qui fixe la bande passante réellement atteignable pour chaque mode.

- *Excitation du mode 5 à sa fréquence de résonance*

Le mode 5 est excité avec une antenne PIFA de dimensions :  $L_{pifa} = 17,45$  mm,  $W_{pifa} = 7$  mm et  $H_{pifa} = 5$  mm, optimisée pour résonner à la fréquence  $F_r = 3,24$  GHz (Figure 75). La Figure 76 ci-après présente la simulation du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de la PIFA entre 2 et 4 GHz.



Figure 75. Excitation du mode 5 à 3,24 GHz avec une antenne PIFA

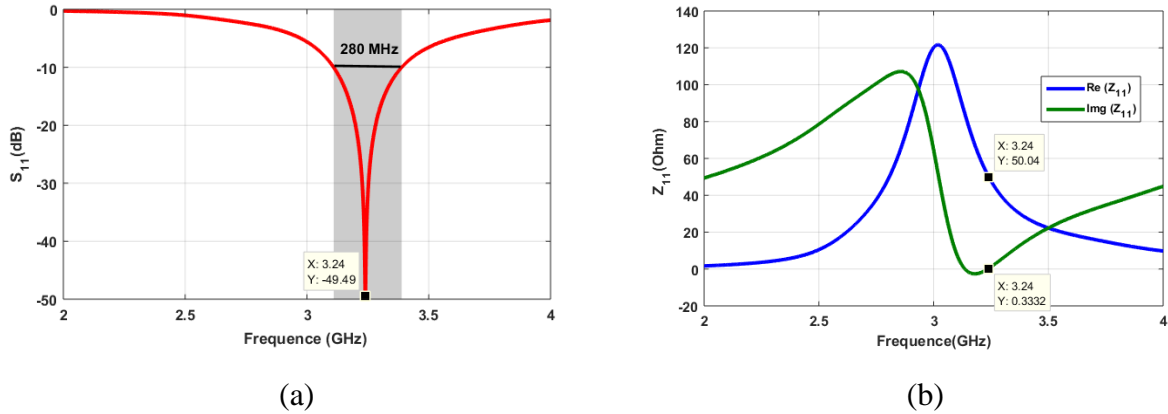


Figure 76. Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée (b) de la PIFA excitant le mode 5

La Figure 76 montre une bonne excitation du mode 5 avec l'antenne PIFA. En effet, l'antenne présente un minimum de  $S_{11}$  et une d'impédance quasiment réelle et égale à  $50 \Omega$  à la fréquence de résonance du mode 5 (3,24 GHz). Elle fonctionne sur une résonance série et présente une bande passante de 280 MHz (8,64 %), calculée à -10 dB.

- *Excitation du mode 6 à sa fréquence de résonance*

Le mode 6 est excité avec une antenne PIFA de dimensions :  $L_{pifa} = 19,4 \text{ mm}$ ,  $W_{pifa} = 7 \text{ mm}$  et  $H_{pifa} = 5 \text{ mm}$ , optimisée pour résonner à la fréquence  $F_r = 2,93 \text{ GHz}$  (Figure 77). La simulation du coefficient de réflexion de l'antenne et de son impédance d'entrée sur une bande de 2 à 3,5 GHz est présentée Figure 20.

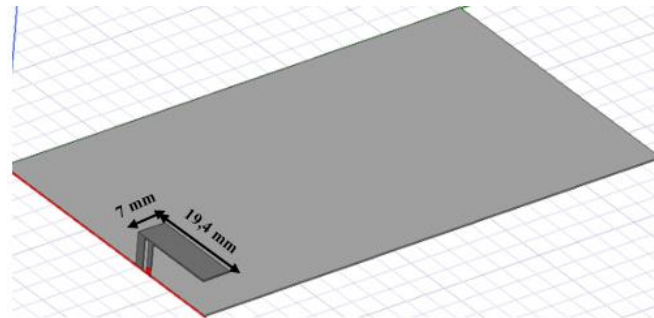


Figure 77. Excitation du mode 6 à 2,93 GHz avec une antenne PIFA

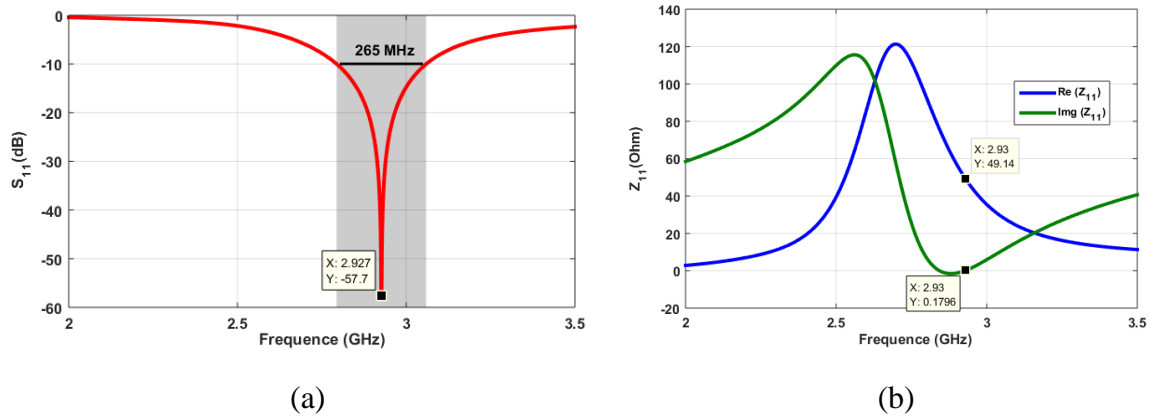


Figure 78. Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée (b) de la PIFA excitant le mode 6

La Figure 78 montre une bonne excitation du mode 6 avec l'antenne PIFA, avec un minimum de  $S_{11}$  et une d'impédance quasiment réelle et égale à  $50 \Omega$  à la fréquence 2,93 GHz. L'antenne fonctionne sur une résonance série et présente une bande à passante de 265 MHz (9,04 %), calculée à -10 dB.

Parmi les trois modes résonants du plan de masse, c'est le mode 6 qui présente la bande passante la plus large en termes de pourcentage.

- *Isolation de deux antennes PIFA résonants à 2,57 GHz et excitants deux modes isolés du plan de masse.*

Comme illustré sur la Figure 71, les trois modes résonants du châssis sont tous significatifs entre 2 et 4 GHz, ils rayonneront dans cette bande lorsqu'ils sont excités. De plus, à la fréquence de résonance du mode 4 (2,57 GHz), les modes 5 et 6 présentent des MS très proches de 1, ces modes peuvent alors être excités à cette fréquence. Au regard des distributions de courant (Figure 72) des trois modes résonants, on note une isolation de ces modes sur certains endroits du châssis, notamment le mode 4 et le mode 5 sur la longueur du châssis. Ainsi, en choisissant convenablement les positions et les orientations des antennes sur le châssis, il est possible d'obtenir naturellement une isolation entre elles.

La Figure 79 présente la distribution du courant et du Champ E sur la surface du châssis, à la fréquence 2,57 GHz, lorsque le mode 4 (port 1) et le mode 5 (port 2) sont excités avec deux antennes PIFA identiques. Cette figure nous montre que ces antennes sont effectivement isolées à leur fréquence de résonance. Afin de vérifier cela en pratique, nous avons réalisé un prototype (Figure 80) et effectué des mesures de paramètres S, que nous avons comparées à la simulation. Les paramètres S simulés et mesurés sont présentés Figure 81.

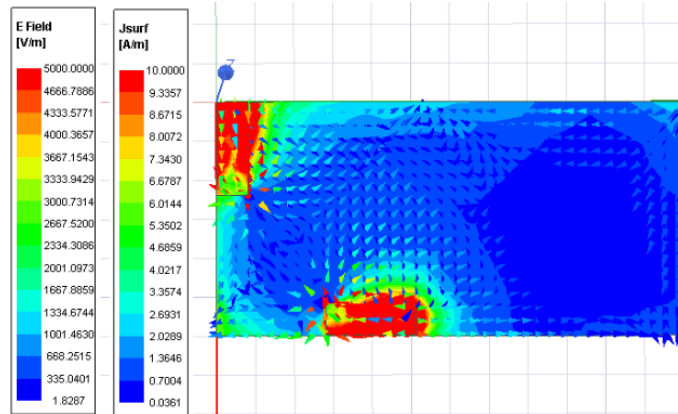


Figure 79. Distribution du courant et du Champ  $E$  à la surface du châssis, à la fréquence 2,57 GHz, lorsque le mode 4 et le mode 5 sont excités avec deux antennes PIFA identiques



Figure 80. Prototype réalisé

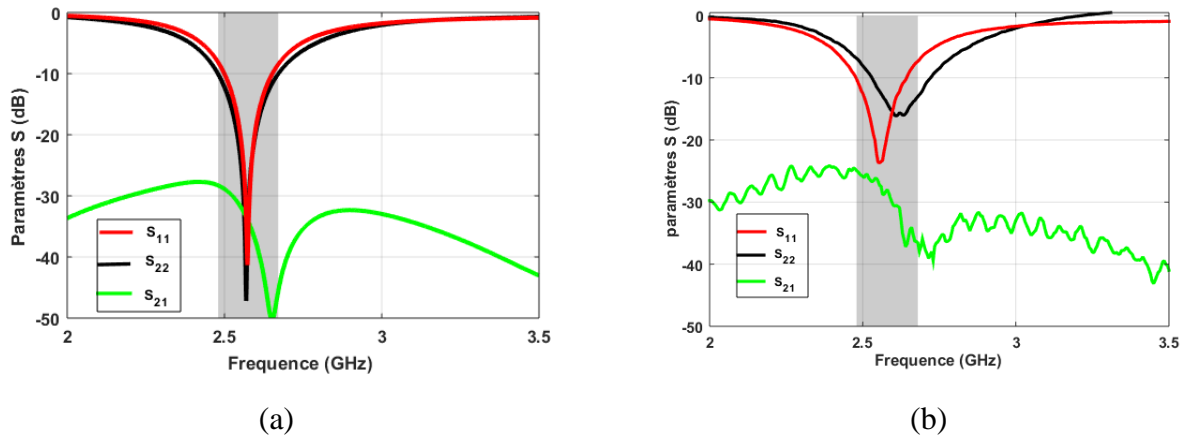


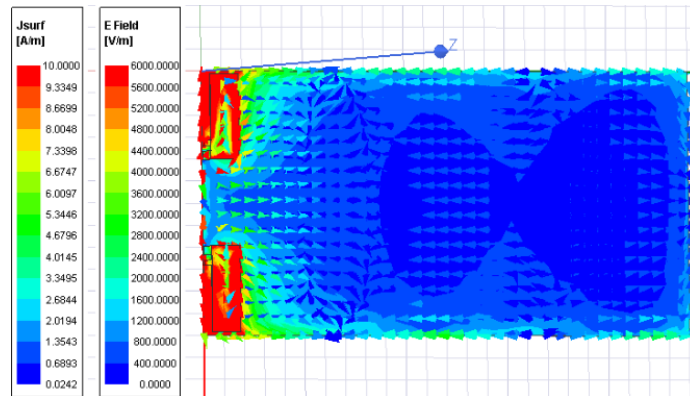
Figure 81. Simulation (a) et mesure (b) des paramètres  $S$  lorsque le mode 4 ( $S_{11}$ ) et le mode 5 ( $S_{22}$ ) sont excités avec deux antennes PIFA identiques

La simulation et la mesure des paramètres  $S$  (Figure 81) montrent globalement un bon accord. En effet, une bonne isolation des antennes est obtenue sur toute la bande, aussi bien en simulation qu'en mesure, avec un  $|S_{21}|$  inférieur à  $-25$  dB. En revanche, on note un léger décalage entre le  $S_{22}$  simulé et le  $S_{22}$  mesuré. En pratique, l'antenne 2 résonne à une fréquence légèrement plus haute que sa fréquence de résonance simulée.

- *Isolation de deux antennes PIFA identiques, résonants à 2,93 GHz et, excitant le mode 6 à deux endroits isolés du châssis*

Les deux antennes PIFA sont optimisées pour résonner à la fréquence du mode 6 (2,93 GHz) afin d'exciter ce mode. Elles sont positionnées à deux endroits isolés sur le châssis, et disposées de façon symétrique. La Figure 82 ci-après donne la distribution du courant et du Champ E sur la surface du châssis à la fréquence 2,93 GHz, lorsque le mode 6 est excité avec deux antennes PIFA identiques. Comme l'illustre cette figure, les deux antennes sont bien isolées à la fréquence de résonance du mode 6.

Nous avons réalisé un prototype et effectué des mesures de paramètre S. Le prototype est présenté Figure 83 et, la Figure 84 présente la simulation et la mesure des paramètres S du système à deux antennes.



*Figure 82. Visualisation du courant et du champ E à 2,93 GHz, lorsque le mode 6 est excité à deux endroits isolés du châssis*



*Figure 83. Prototype réalisé*

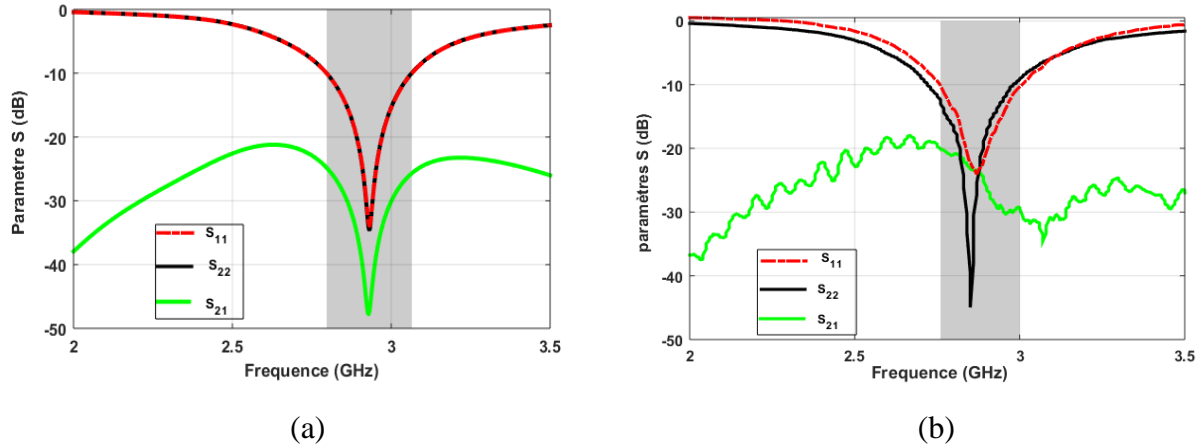


Figure 84. Simulation (a) et mesure (b) des paramètres S lorsque le mode 6 est excité à deux endroits du châssis par deux antennes PIFA identiques

La simulation des paramètres S (Figure 84.a) montre que les deux antennes excitent bien le même mode ( $S_{11}$  et  $S_{22}$  identiques). Une bonne isolation est obtenue sur toute la bande, avec un  $|S_{21}|$  inférieur à -20 dB en simulation et en mesure. Cependant, on note un décalage entre la simulation et la mesure des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{22}$ , lequel peut être dû aux imperfections de réalisation.

### II.3 Simulation des modes caractéristiques du plan de masse avec substrat

Les dimensions du plan de masse restent inchangées, cependant ici le métal utilisé est du cuivre d'épaisseur 0,035 mm que nous avons imprimé sur un substrat Duroid de constante diélectrique relative  $\epsilon_r = 2,2$  et d'épaisseur  $h = 0,787$  mm. La Figure 85 présente la simulation des valeurs propres et des angles caractéristiques. La simulation des MS est donnée par la Figure 86.

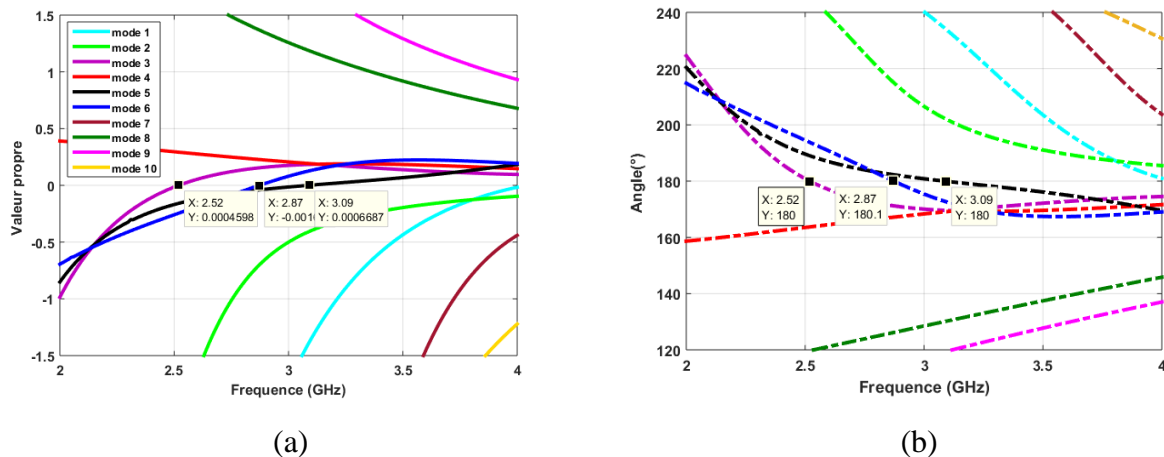


Figure 85. Valeurs propres (a) et angles caractéristiques (b) des modes du plan de masse avec substrat

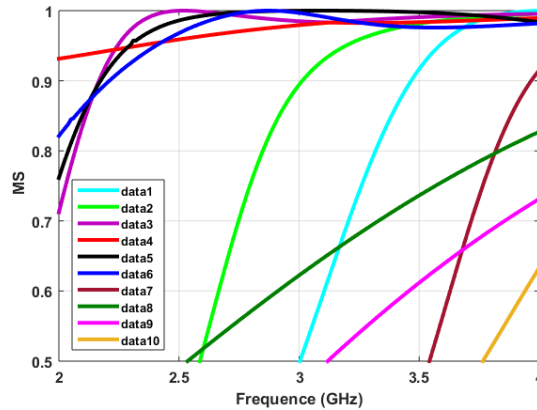


Figure 86. MS des modes du plan de masse avec substrat

La remarque la plus importante que l'on peut faire sur la simulation des modes caractéristiques du châssis avec substrat est la descente en fréquence des modes résonants. En effet, le mode qui résonnait à 2,57 GHz est descendu à 2,52 GHz, la résonance à 2,93 GHz est descendue à 2,87 GHz et la résonance à 3,24 GHz est descendue à 3,09 GHz. Le nombre de modes résonants et le nombre de modes significatifs dans la bande [2 - 4 GHz] sont restés inchangés. Toutefois, on note une inversion de la numérotation des modes 3 et 4. Le mode 3 est devenu mode 4 et vice versa.

#### II.4 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons présenté l'étude des modes caractéristiques d'un plan métallique de dimensions 120 x 60 mm<sup>2</sup>. La simulation est réalisée sous HFSS, dans la bande [2 - 4 GHz]. Trois modes résonants ont été identifiés dans cette bande. Dans un premier temps, nous avons excité chacun de ces modes à sa fréquence de résonance, avec une antenne de type PIFA. Ensuite, nous avons utilisé la théorie des modes caractéristiques pour isoler deux antennes excitant le même mode, et deux antennes excitant deux modes orthogonaux à la même fréquence. Enfin, une simulation des modes caractéristiques du plan masse avec un substrat Duroid de constante diélectrique  $\epsilon_r = 2,2$ , de tangente de pertes  $\tan\delta = 0,0009$  et d'épaisseur 0,787 mm a été effectuée.

### III. Diversité et systèmes MIMO : Etat de l'art

#### III.1 Notion de diversité

Le principe de la diversité consiste à recevoir sur des canaux indépendants, plusieurs versions du signal transmis. De ce fait, même si un des canaux atténue fortement le signal, les signaux reçus sur les autres canaux pourront être exploités par le récepteur. En effet, lors d'une transmission radio, il est très rare que le signal transmis par l'émetteur arrive directement au récepteur. Il peut subir plusieurs phénomènes liés au canal de propagation [14], parmi lesquels :

- l'affaiblissement de parcours ou « slow fading », c'est l'affaiblissement que subit l'onde électromagnétique lors de son trajet entre l'émetteur et le récepteur. Il est dû à la dispersion d'énergie lorsque l'onde s'éloigne de l'émetteur, mais aussi aux différents obstacles (immeubles, montagnes, etc.) rencontrés pendant le trajet.
- l'évanouissement rapide ou « fast fading », c'est une atténuation rapide du signal qui varie de façon irrégulière entre une valeur minimale et une valeur maximale. Ce phénomène est dû à la multitude d'obstacles de tailles diverses rencontrés par l'onde pendant le parcours. Selon la taille et la forme de l'obstacle, il peut même arriver que l'onde soit complètement atténuée.
- l'évanouissement de Rayleigh ou « Rayleigh fading » c'est le type d'atténuation le plus aléatoire et le plus difficile à prendre en compte que peut subir le signal pendant son parcours. L'évanouissement de Rayleigh entraîne des variations irrégulières et imprévisibles du signal, ce phénomène est plus perceptible en milieu urbain. En effet, pendant son parcours, l'onde électromagnétique peut être réfléchi, réfractée ou diffractée par divers obstacles de tailles différentes. Ainsi, plusieurs copies déphasées du même signal peuvent arriver au récepteur soit en s'additionnant, soit en se soustrayant. Pour lutter contre ce phénomène, une solution possible est d'introduire de la diversité.

Un exemple simple de combinaison de signaux avec un récepteur utilisant deux antennes est illustré ci-dessous, Figure 87 [15].

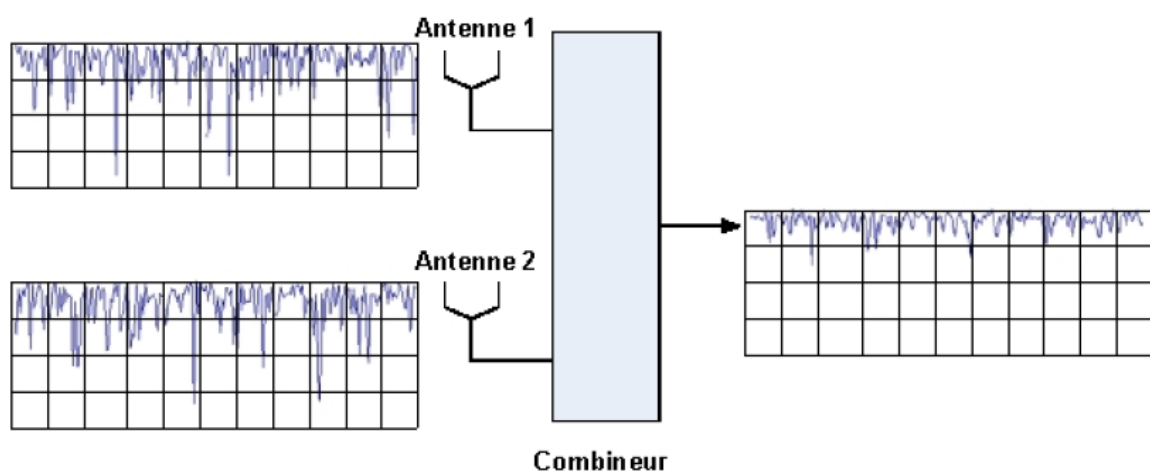


Figure 87. Principe de la diversité [15]

### III.1.1 *La diversité d'antennes*

La diversité d'antennes consiste à utiliser deux ou plusieurs antennes en émission et en réception, pour recevoir le signal sur différents canaux à évanouissement indépendant. Il faut une faible corrélation des signaux pour obtenir une bonne diversité. De même, les signaux reçus sur les différentes antennes doivent avoir la même puissance moyenne.

La diversité d'antennes peut être réalisée de différentes manières [14] : la diversité spatiale, la diversité de polarisation, la diversité angulaire.

- *Diversité spatiale*

La diversité spatiale n'est réalisable que si les antennes sont suffisamment espacées pour avoir une faible corrélation des signaux et obtenir des trajets à évanouissement indépendant [14]. Une distance minimale de séparation des antennes est déterminée pour assurer la diversité spatiale, cette distance, appelée distance de cohérence dépend principalement de la longueur d'onde de fonctionnement des antennes. Pour des raisons d'encombrement, il peut arriver que l'espacement entre les antennes soit inférieur à la distance de cohérence, dans ce cas d'autres types de diversité d'antennes peuvent être appliqués.

- *Diversité de polarisation*

Il s'agit ici de réduire la corrélation entre les antennes en utilisation par exemple en réception des paires d'antennes à polarisations orthogonales (verticale et horizontale) [16,17]. Cela permettra au récepteur de capter aussi bien les ondes à polarisation horizontale que celles à polarisation verticale.

- *Diversité angulaire*

Il est possible de réaliser de la diversité angulaire en effectuant une rotation de diagramme avec deux antennes du récepteur ayant des diagrammes de rayonnement similaires [18].

Il convient de noter que l'utilisation de plusieurs antennes n'est pas la seule technique permettant de réaliser de la diversité, il existe d'autres types de diversité.

### III.1.2 *Diversité temporelle*

La diversité temporelle consiste à transmettre plusieurs répliques du même signal à des intervalles de temps différents [19]. Une bonne diversité temporelle est obtenue lorsque la puissance du signal est la même sur chaque intervalle de temps, et que l'évanouissement sur chaque intervalle de temps est décalé. L'inconvénient majeur de la diversité temporelle est qu'elle requiert des signaux large bande.

### III.1.3 *Diversité fréquentielle*

La diversité fréquentielle est traditionnellement utilisée dans les liaisons point-à-point avec évanouissement. Cette technique vise à obtenir deux versions à évanouissement indépendant du même signal, en le transmettant sur deux fréquences porteuses différentes [20]. L'espacement entre ces deux porteuses est appelé la bande de cohérence du canal. Un espacement fréquentiel inférieur à cette bande de cohérence augmente la corrélation entre les signaux.

La diversité fréquentielle peut être réalisée de différentes manières : par sauts de fréquence, par étalement de spectre à séquence directe ou par utilisation d'une modulation multi-porteuse, etc..

### III.2 Performances en diversité

Plusieurs paramètres sont employés pour évaluer les performances en diversité, parmi lesquels :

- *Enveloppe de corrélation*

L'enveloppe de corrélation permet de décrire la corrélation entre deux signaux, c'est l'un des paramètres utilisés pour évaluer les performances en diversité. En effet, pour obtenir une bonne diversité d'antennes, il faut une faible corrélation entre les signaux reçus sur les différentes antennes. L'enveloppe de corrélation de deux antennes est calculée selon l'équation III.5 [21,22], qui prend en compte les diagrammes de rayonnement 3D des deux antennes. D'après [22], lorsque l'efficacité totale du système est élevée, l'enveloppe de corrélation peut être simplement calculée en fonction des paramètres S (équation III.6). Une efficacité totale élevée est obtenue lorsque le couplage entre les antennes est faible et, qu'elles ont une bonne efficacité de rayonnement et une bonne adaptation d'impédance.

$$\rho_e = \frac{|\iint_{4\pi} [\vec{F}_1(\theta, \varphi) \cdot \vec{F}_2^*(\theta, \varphi)] d\Omega|^2}{\iint_{4\pi} |\vec{F}_1(\theta, \varphi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |\vec{F}_2(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (\text{III.5})$$

$$\rho_e = \frac{|S_{11} * S_{12} + S_{21} * S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (\text{III.6})$$

L'enveloppe de corrélation est un nombre réel dont la valeur est comprise entre 0 et 1, où 0 indique une indépendance totale des signaux reçus.

- *Gain effectif moyen (MEG)*

L'une des conditions pour obtenir une bonne diversité est que les puissances moyennes des signaux reçus sur les différentes antennes soient égales. Dans un environnement à trajets multiples, la puissance moyenne du signal reçu sur chaque antenne est donnée par le MEG (Mean Effective Gain). Pour une antenne donnée, le MEG est défini comme étant le rapport entre la puissance moyenne reçue par l'antenne ( $P_r$ ) et la puissance moyenne incidente sur l'antenne ( $P_i$ ). Son expression mathématique est donnée par l'équation III.7 [23 - 25].

$$\text{MEG} = \frac{P_r}{P_i} = \iint \left[ \frac{\text{XPD}}{1 + \text{XPD}} G(\Omega)_\Theta P(\Omega)_\Theta + \frac{1}{1 + \text{XPD}} G(\Omega)_\Phi P(\Omega)_\Phi \right] d\Omega \quad (\text{III.7})$$

XPD représente le rapport entre les densités de puissance verticale et horizontale,  $G_\Theta$  et  $G_\Phi$ , les composantes  $\Theta$  et  $\Phi$  des gains des antennes, respectivement, et  $P_\Theta$  et  $P_\Phi$ , respectivement les composantes  $\Theta$  et  $\Phi$  des fonctions de distribution de probabilité de l'onde incidente.

Pour une meilleure évaluation des performances en diversité, [26] a défini un coefficient  $k$  (équation III.8), représentant le rapport entre la puissance minimale ( $P_{\min}$ ) et la puissance maximale ( $P_{\max}$ ) reçues par les différentes branches du système. Ce rapport doit être égal à -3 dB pour éviter une perte significative du gain en diversité [27].

Pour un système à deux branches, le rapport de puissance se calcule comme suit :

$$k = \min \left( \frac{MEG_2}{MEG_1}, \frac{MEG_1}{MEG_2} \right) \quad (III.8)$$

- *Gain de diversité (DG)*

Une des grandeurs principales employées pour évaluer les performances en diversité est le gain de diversité (DG, pour Diversity Gain). Il est défini comme la probabilité que le rapport signal sur bruit (SNR, pour Signal to Noise Ratio) des signaux relatifs combinés soit supérieur à un certain seuil. Son expression mathématique est donnée par l'équation III.9 [27].

$$DG = \frac{\gamma_c / \Gamma_c}{\gamma / \Gamma} \quad (III.9)$$

où  $\gamma_c$  et  $\Gamma_c$  représentent respectivement le SNR instantané et le SNR moyen du signal combiné. Et,  $\gamma$  et  $\Gamma$ , représentent respectivement le SNR instantané et le SNR moyen de la branche avec le meilleure SNR, considérée comme branche de référence.

Lorsqu'il est calculé de cette manière, le gain de diversité n'est significatif que si les efficacités totales de toutes les antennes sont égales à 100%, ce qui est difficilement réalisable en pratique. Ainsi, on définit le gain de diversité effectif (EDG) du système, qui prend en compte les efficacités totales des antennes. En supposant que toutes les antennes du système sont identiques, le EDG sera alors (équation III.10) [24] :

$$EDG = \eta_{tot} * DG \quad (III.10)$$

$\eta_{tot}$  représente l'efficacité totale minimale des antennes du système.

### III.3 Systèmes MIMO

Alors que les premières générations de réseaux sans fil (GSM, Wi-Fi, etc.) utilisent une seule antenne en émission et une seule antenne en réception (SISO, pour Single Input Single Output), le développement de l'Internet mobile, des applications et du multimédia mobile a fortement accru la quantité de données transmises via les réseaux. Ainsi, les systèmes de télécommunications mobiles actuels se basent sur la technique MIMO pour satisfaire ce besoin de plus en plus croissant d'augmentation des capacités. En effet, le principe des systèmes MIMO consiste à émettre et recevoir le signal avec deux ou plusieurs antennes (Figure 88). Cette technique permet d'accroître considérablement les capacités des réseaux mobiles sans avoir à augmenter la bande passante en réception ou la puissance du signal en émission. Les

systèmes MIMO se basent sur le principe de la diversité pour exploiter le phénomène d'évanouissement dû aux multi-trajets afin de transmettre le même signal sur des canaux indépendants.



Figure 88. Schéma de principe de la technique MIMO

### III.3.1 Types de codage en MIMO

Les systèmes MIMO utilisent différentes techniques pour faire le codage des signaux, parmi lesquelles, les deux techniques citées ci-dessous.

- *Le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM)*

Le principe de la technique OFDM est de transmettre simultanément des données numériques modulées sur plusieurs porteuses, toutes orthogonales entre elles. L'espacement entre les différentes porteuses étant fixe. Cette technique présente l'avantage d'être particulièrement immunisée contre les interférences entre symboles, liées à l'environnement de propagation [28]. En effet, grâce à l'orthogonalité entre les différentes porteuses, leurs signaux n'infèrent pas entre eux.

- *Le codage spatio-temporel en bloc (STBC)*

Le STBC est une technique de codage exploitant la diversité d'antennes en émission. Elle se base sur l'introduction d'une redondance d'information entre les différentes antennes. Un code STBC orthogonal pour un système à deux antennes émettrices a été proposé par Alamouti en 1998 [29]. Ce code permet d'atteindre la diversité maximale avec un rendement de 100 % [30].

### III.3.2 Capacité des systèmes MIMO

La notion de capacité de canal a été introduite par Claude Shannon dans les années 50 [31], il définit la capacité d'un canal déterministe par l'équation III.11, plus connue sous le nom de théorème de Shannon. En d'autres termes, la capacité d'un canal est la quantité maximale d'informations atteignable entre l'entrée et la sortie du canal.

$$C = W \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N} \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (\text{III.11})$$

W étant la bande passante (en Hz), et P/N, le rapport signal sur bruit.

Pour un système mono-antenne en émission et en réception (SISO), la capacité théorique d'un canal de gain  $h$  est donnée par l'équation III.12 [32]. Cette capacité varie de façon logarithmique avec la somme  $(1 + SNR)$ .

$$C_{theo} = \log_2(1 + SNR) \quad (III.12)$$

Pour un système MIMO employant  $N$  antennes en émission et  $M$  antennes en réception (Figure 89),

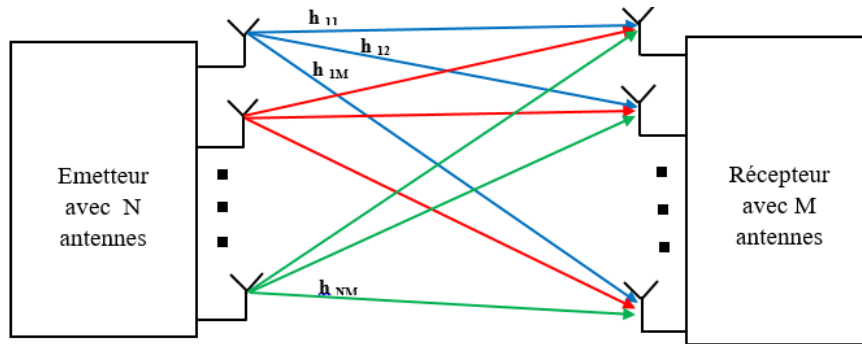


Figure 89. Système MIMO  $N \times M$

La matrice  $H$  du canal s'écrit :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{N1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}$$

$h_{ij}$  étant le gain du canal entre l'antenne émettrice numéro  $j$  et l'antenne réceptrice numéro  $i$ .

La capacité du canal est donnée par :

$$C = \log_2(I_M + \det[1 + \frac{SNR}{N} HH^H]) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (III.13)$$

Avec  $I_M$ , la matrice identité de dimensions  $N \times M$  et  $H^H$ , la matrice transposée de  $H$ .

Lorsque le système MIMO emploie un grand nombre d'antennes en émission et un grand nombre d'antennes en réception ( $M$  et  $N$  grands), l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croît proportionnellement à  $M$ .

$$E(C) \approx M \cdot \log_2(1 + SNR) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (III.14)$$

Ainsi, grâce à l'utilisation d'un grand nombre d'antennes, la capacité des systèmes MIMO augmente plus rapidement que celle des systèmes SISO. Ceci est illustré à la Figure 90 [32], qui donne une comparaison des capacités d'un système SISO et d'un système MIMO 4x4, en fonction du rapport signal sur bruit.

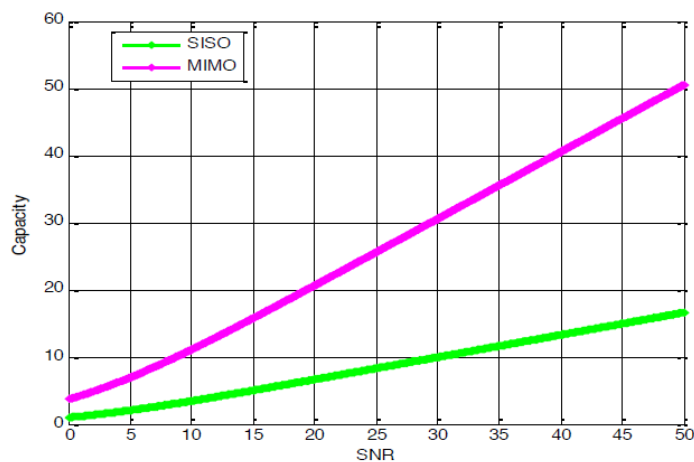


Figure 90. Comparaison de la capacité des systèmes SISO et MIMO 4x4 [32]

#### IV Système MIMO multistandards à deux accès

Ce paragraphe présente la conception de deux systèmes MIMO à deux antennes, le premier fonctionnant simultanément dans la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600, et le deuxième fonctionnant dans la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz] en plus des deux bandes LTE. En effet, nous sommes partis de la structure bi-bande et reconfigurable présentée dans le chapitre précédent, à laquelle nous avons d'abord ajouté une deuxième antenne opérant dans la bande LTE 2600 afin d'obtenir un fonctionnement MIMO dans cette bande. Ensuite, nous avons tenté d'étendre le fonctionnement de la structure MIMO dans la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz]. Cependant, une couverture totale de cette dernière bande n'est pas obtenue.

L'isolation entre les antennes dans la bande LTE 2600 et la bande 5G est obtenue grâce à l'étude des modes caractéristiques du plan de masse.

##### IV.1 Fonctionnement MIMO dans la bande LTE 2600

La structure antennaire couvrant les bandes LTE [700 - 900 MHz] et [2500 - 2700 MHz], avec un fonctionnement MIMO dans la deuxième bande est présentée Figure 91. Cette structure est constituée de deux antennes, disposées sur la largeur du plan de masse et, espacées de 1,7 mm. La première antenne (antenne 1) est l'antenne bi-bande, reconfigurable en basse fréquence que nous avons présentée dans le chapitre 2. Une deuxième antenne également de type PIFA, de dimensions  $L_{pifa} = 22,5$  mm,  $W_{pifa} = 7$  mm et  $H_{pifa} = 5,2$  mm est ajoutée à la structure. Elle est optimisée pour fonctionner uniquement dans la bande LTE [2500 - 2700 MHz] afin d'avoir un fonctionnement MIMO dans cette bande. La structure couvre ainsi simultanément la bande LTE [700 - 900 MHz], reconfigurable en fréquence, et la bande LTE 2600 en mode MIMO.

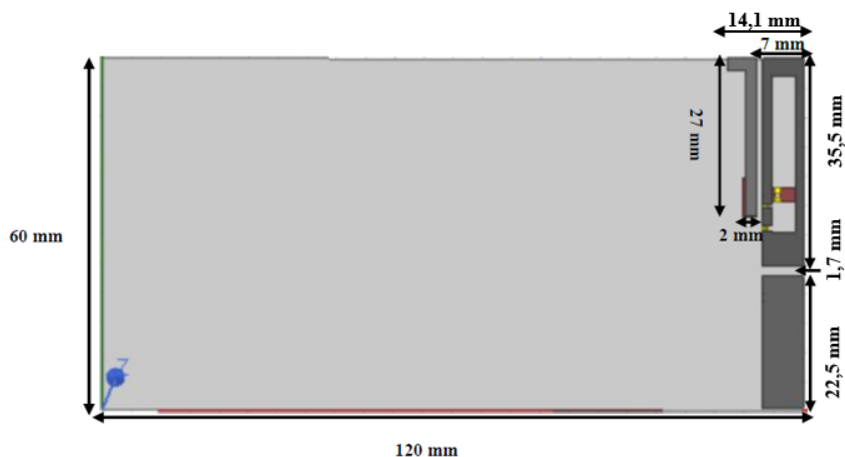


Figure 91. Structure MIMO bi-bande

##### IV.1.1 Choix de la position de la deuxième antenne

Le choix du meilleur emplacement pour la deuxième antenne est effectué sur la base de l'analyse des modes caractéristiques du plan de masse, présentée au paragraphe II. Comme nous avons pu le voir dans ce paragraphe, les trois modes résonants du plan de masse sont tous significatifs dans la bande [2500 - 2700 MHz], ils peuvent donc être excités dans cette bande de fréquence. La distribution de courant des modes 5 et 6 (Figure 72) montre que ces deux

modes peuvent être excités en plaçant les antennes sur le bord du plan de masse du côté de la largeur. De plus, ces deux modes étant orthogonaux et donc isolés, deux antennes fonctionnant dans la même bande et, excitant chacune un de ces modes peuvent être naturellement isolées sans l'emploi d'une quelconque méthode de découplage. Ainsi, vu la position de l'antenne reconfigurable sur le plan de masse, celle-ci excite forcément l'un de ces deux modes. La deuxième antenne est alors positionnée de manière à ce qu'elle excite l'autre mode, et ainsi être isolée de la première antenne. Une vue plus détaillée de la structure MIMO bi-bande est présentée Figure 92.

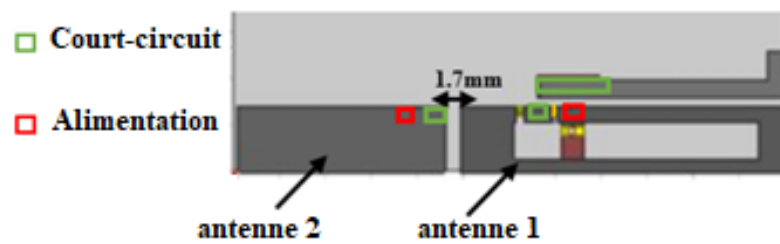
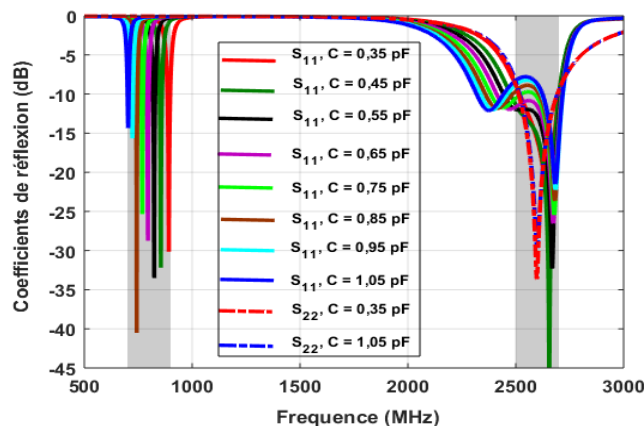


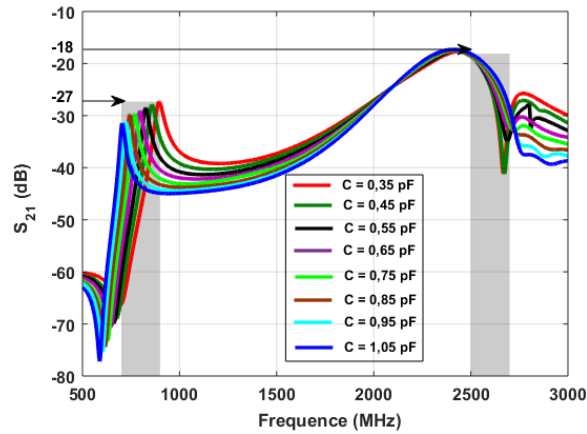
Figure 92. Vue détaillée de la structure MIMO bi-bande

#### IV.1.2 Simulation de la structure MIMO bi-bande

La simulation des paramètres S de la structure MIMO bi-bande est présentée Figure 93, la Figure 94 donne la visualisation des courants surfaciques vectoriels et du champ électrique de la structure à la fréquence 2,6 GHz. On remarque d'abord que la présence de la deuxième antenne n'a pas d'influence sur le fonctionnement de la première antenne (Figure 93.a). Ensuite, nous remarquons sur les Figure 93.b et Figure 94 que malgré la proximité des deux antennes, une bonne isolation est obtenue dans la bande [2500 - 2700 MHz].



(a)



(b)

Figure 93. Simulation des paramètres  $S$  du système MIMO bi-bande,  $S_{11}$  et  $S_{22}$  (a)  $S_{11}$  (b)  $S_{21}$

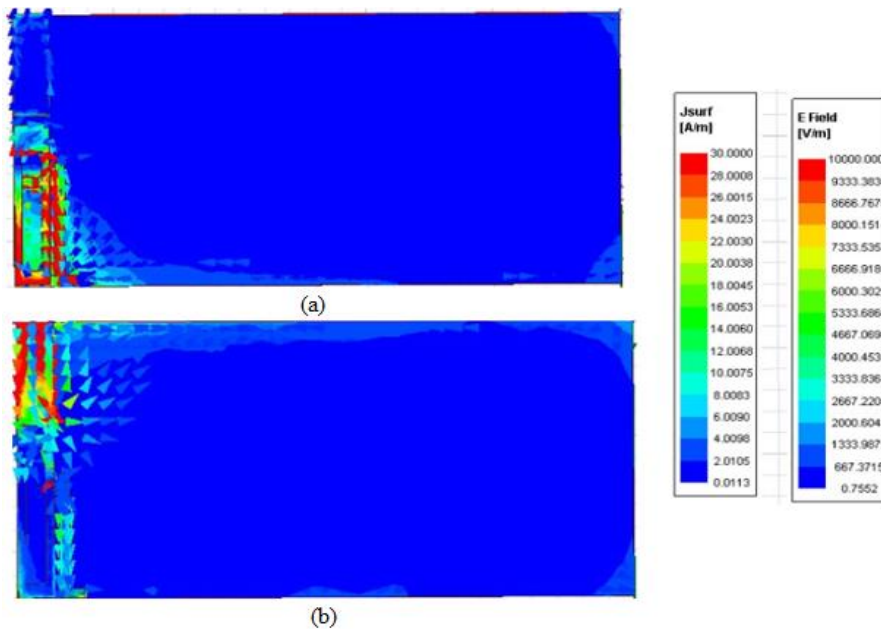


Figure 94. Visualisation des courants surfaciques et du champ électrique lorsque l'antenne 1 est excitée (a) et lorsque l'antenne est excitée (b)

#### IV.1.3 Réalisation d'un prototype et mesure

Afin de vérifier la conformité entre les simulations et la mesure, nous avons réalisé un prototype du système MIMO bi-bande (Figure 95). La mesure des paramètres  $S$  en faisant varier la tension de polarisation de la diode entre 5V et 12 V (Figure 96) montre un très bon accord avec la simulation utilisant le circuit équivalent de la diode (avec  $C$  variant entre 0,35 pF et 1,05 pF), présentée Figure 93. En effet, on retrouve bien les deux bandes de fréquences de fonctionnement de la structure avec une bonne reconfiguration en fréquence dans la bande basse et une bonne isolation dans la bande haute pour le fonctionnement MIMO.



Figure 95. Prototype de la structure MIMO bi-bande reconfigurable en basse fréquence

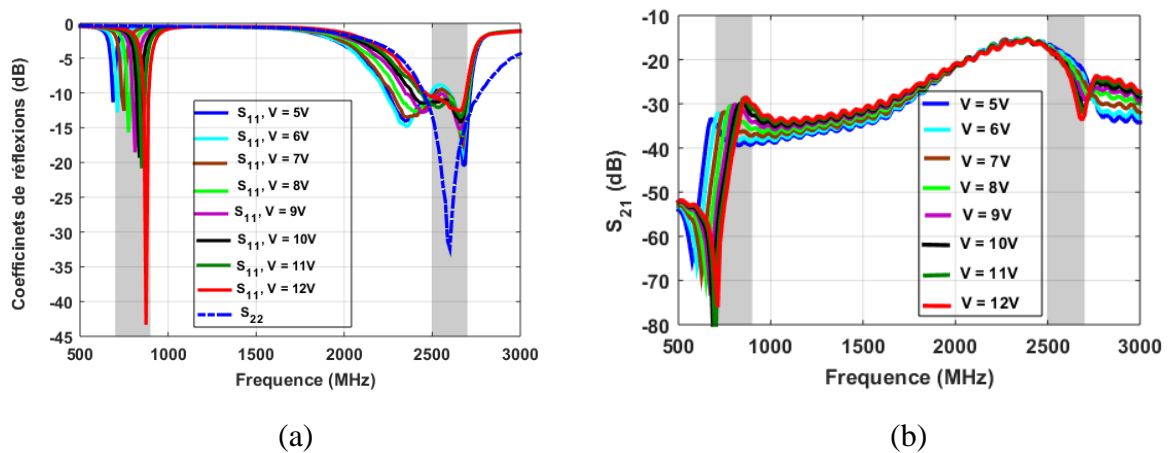


Figure 96. Mesure des paramètres  $S$  du système MIMO bi-bande,  $S_{11}$  et  $S_{22}$  (a)  $S_{21}$  (b)

La mesure de l'efficacité totale du système MIMO dans la bande LTE 2600, réalisée en chambre anéchoïde est présentée Figure 97. Comme on peut le voir sur cette figure, les deux antennes ont des efficacités totales supérieures à 60% sur toute la bande. Toutefois, on observe un écart d'environ 20% entre les deux antennes qui peut être dû au fait que ces antennes ne sont pas identiques. En effet, en plus de l'utilisation de la diode sur l'antenne 1, cette dernière est repliée afin de réduire sa longueur.

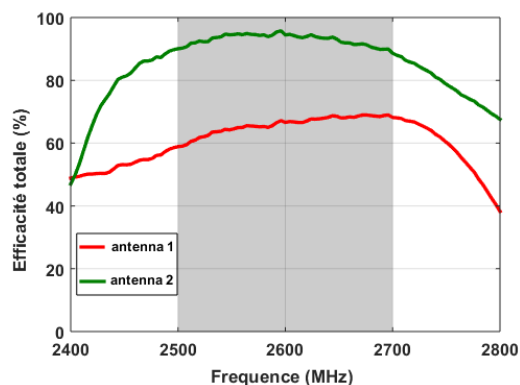


Figure 97. Mesure de l'efficacité totale du système MIMO dans la bande LTE 2600

Le calcul de l'enveloppe de corrélation avec les deux formules données par les équations III.5 et III.6 est présenté Figure 98. Nous avons d'abord calculé l'enveloppe de corrélation du système MIMO en utilisant les paramètres S et les diagrammes simulés. Ensuite nous avons effectué le calcul en utilisant les paramètres S mesurés.

Les deux méthodes de calcul de l'enveloppe de corrélation donnent une très faible corrélation des deux antennes dans la bande LTE 2600.

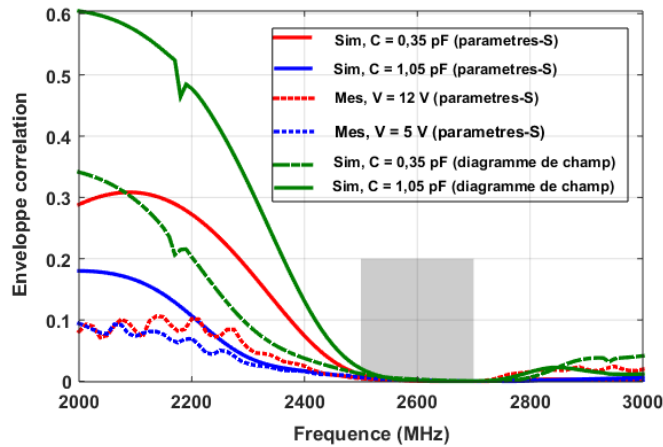


Figure 98. Comparaison de la simulation et de la mesure de l'enveloppe de corrélation calculée avec les paramètres S et avec les diagrammes 3D et sa mesure avec les paramètres S

Un autre paramètre permettant d'évaluer les performances des systèmes MIMO est le TARC (Total Active Reflection Coefficient). Il est défini comme le rapport entre la racine carrée de la puissance totale réfléchiée sur la racine carrée de la puissance totale incidente. Le TARC donne la bande passante effective du système MIMO. Son expression pour un système MIMO à deux antennes est donnée par l'équation III.15 [21,33].

$$\Gamma_a^t = \frac{\sqrt{(|S_{11} + S_{12}e^{j\theta}|^2 + |S_{21} + S_{22}e^{j\theta}|^2)}}{\sqrt{2}} \quad (\text{III.15})$$

Où  $\theta$  représente la phase de la puissance incidente.

La Figure 99 ci-après donne une comparaison entre la simulation et la mesure du TARC pour la valeur minimale et la valeur maximale de la capacité de la diode, pour  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 180^\circ$ . On remarque sur cette figure, que quelle que soit la fréquence de résonance du système dans la bande basse, la bande haute est toujours couverte.

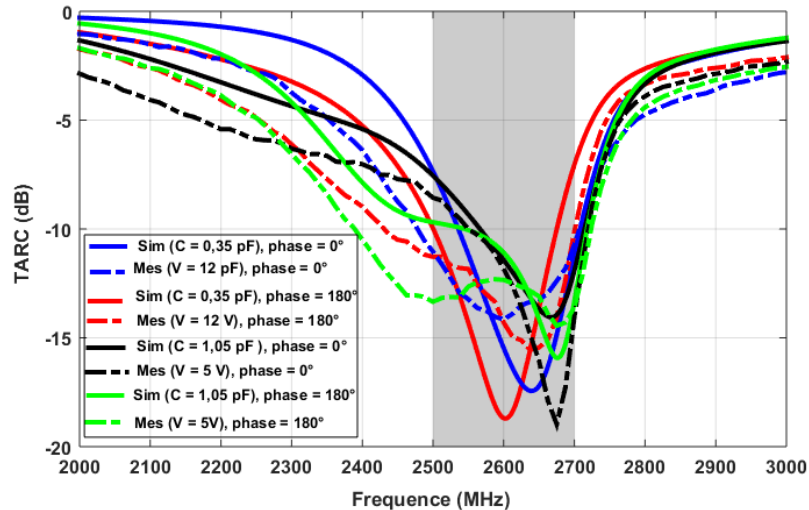


Figure 99. Simulation et mesure du TARC du système MIMO pour les valeurs minimale et maximale de capacité

- *Conclusion*

Dans ce paragraphe, nous avons présenté la conception et la réalisation d'un système MIMO à deux antennes, l'une fonctionnant dans la bande LTE 2600 et l'autre fonctionnant dans la bande LTE 700 [700 - 900 MHz]. Une diode varactor est utilisée sur l'antenne bi-bande afin d'assurer la reconfiguration de sa fréquence de résonance dans la bande basse.

Dans la bande où le système fonctionne en mode MIMO, les deux antennes sont naturellement isolées malgré leur faible distance de séparation, grâce à l'analyse des modes caractéristiques du plan de masse. Un bon accord est obtenu entre les résultats de simulation et de mesure.

Maintenant, nous allons chercher à couvrir la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz] avec ces deux antennes, afin d'avoir un fonctionnement du système dans trois bandes de fréquences.

#### IV.2 Fonctionnement du système dans la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz]

Pour faire fonctionner la structure MIMO dans la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz], nous avons procédé par étapes. D'abord l'antenne active (antenne 1) est modifiée afin de couvrir une troisième bande. Ensuite, l'antenne 2 est modifiée à son tour pour fonctionner dans deux bandes de fréquences. Pour les deux antennes, nous avons utilisé des éléments parasites et des fentes afin d'ajouter de nouvelles bandes. Les positions des deux antennes sur le plan de masse sont choisies de manière à réduire leur couplage dans la bande LTE 2600 et dans la bande 5G 3600.

##### IV.2.1 Fonctionnement de l'antenne active dans la bande 5G

Compte tenu de la grande largeur de bande à couvrir dans la bande 5G (400 MHz), nous avons dans un premier temps déplacé l'antenne sur le coin du plan de masse afin d'exciter plusieurs modes en même temps et avoir des bandes plus larges. Ensuite, nous avons modifié la forme de l'élément parasite et ajouté un deuxième court-circuit afin de le faire résonner à deux fréquences différentes. Ainsi, il permettra d'élargir la bande passant de l'antenne dans la bande LTE 2600 et, de créer une nouvelle résonance dans la bande 5G. La nouvelle structure et la simulation du coefficient de réflexion entre 500 MHz et 4 GHz sont présentées ci-dessous, Figure 100.

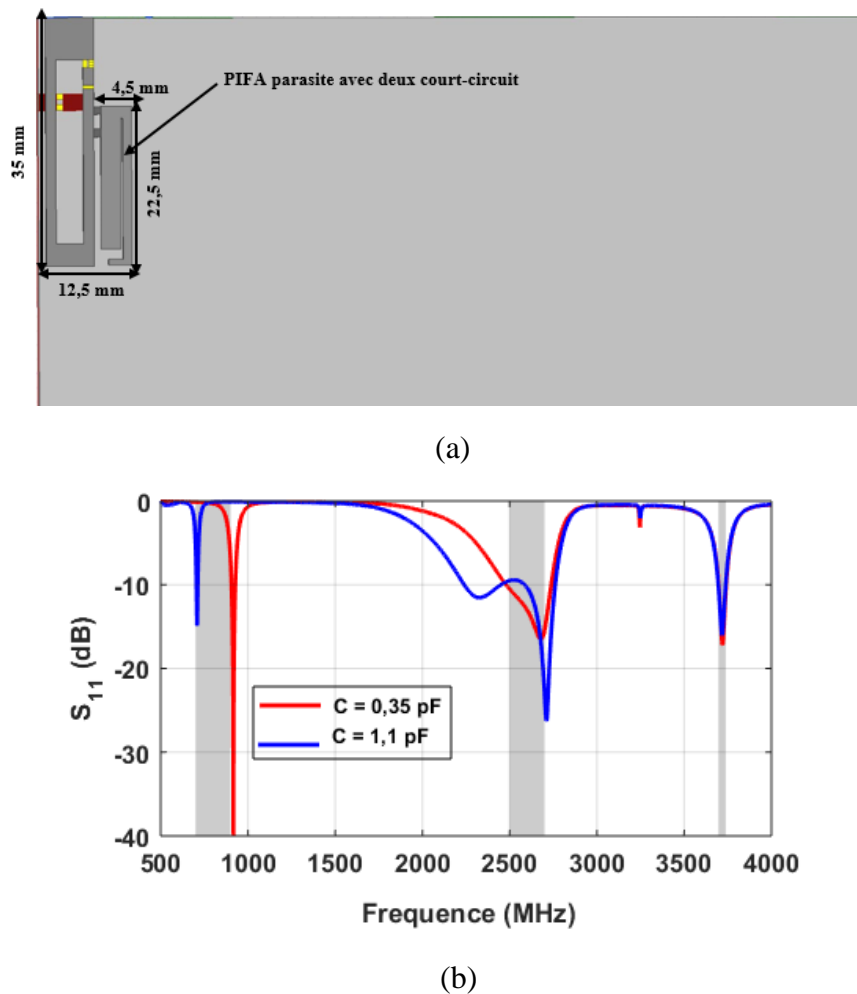


Figure 100. Structure de l'antenne active utilisant un élément parasite bi-bande (a), simulation du  $S_{11}$  (b) pour  $C_{min}$  et  $C_{max}$ .

Comme illustré sur la figure ci-dessus, une nouvelle résonance de l'élément parasite est créée autour de 3,7 GHz, avec cependant une bande passante très faible (42 MHz). Un second élément parasite, optimisé pour fonctionner dans la même bande est alors employé pour élargir la seconde résonance du premier élément parasite, la structure est présentée Figure 101.

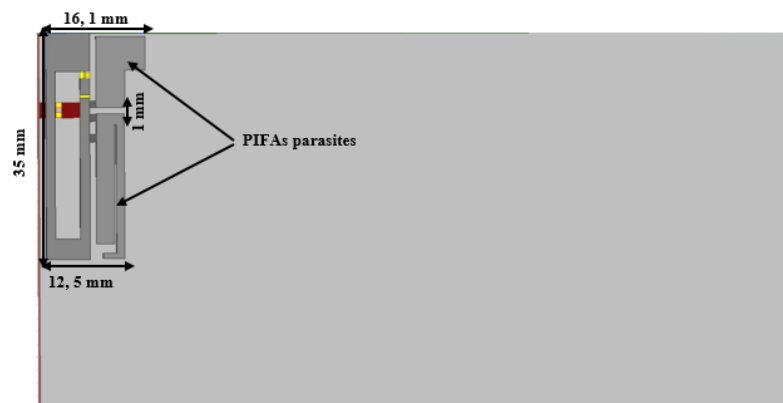


Figure 101. Structure de l'antenne tri-bande reconfigurable sur la première résonance

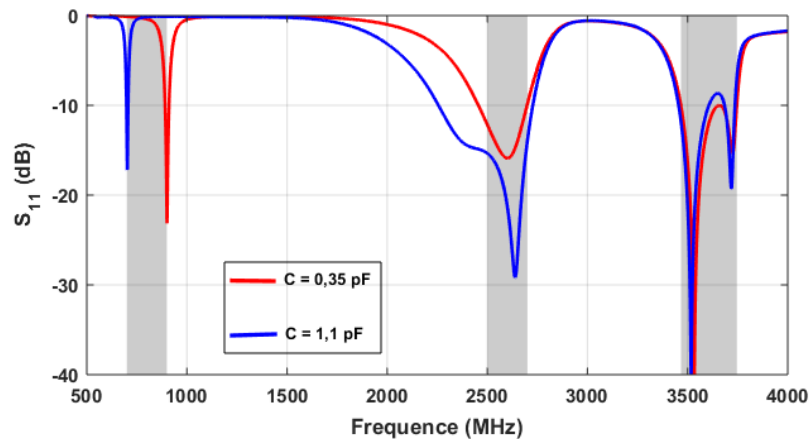


Figure 102. Simulation du  $S_{11}$  de l'antenne tri-bande pour  $C_{min}$  et  $C_{max}$

La simulation du coefficient de réflexion de l'antenne active intégrant les deux éléments parasites (Figure 102) montre un élargissement de la troisième bande. En effet, on passe d'une bande de 42 MHz à une bande de 280 MHz. En revanche, malgré l'utilisation des deux éléments parasites, il reste à couvrir une bande de 120 MHz dans la bande 5G.

Cependant, le fait que cette antenne soit d'abord conçue pour être reconfigurable dans la bande LTE [700 - 900 MHz] nous fixe certaines limites sur la structure. En effet, une modification de la structure pourrait influencer le fonctionnement de l'antenne dans cette bande. Ainsi, afin de garder un bon fonctionnement de l'antenne dans la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600, nous nous sommes contentés de couvrir 280 MHz dans la bande 5G.

#### IV.2.2 Ajout de la deuxième antenne et optimisation du système MIMO

- Ajout de la deuxième antenne

Un fonctionnement MIMO étant requis dans la bande LTE 2600 et la bande 5G, la deuxième antenne est aussi réoptimisée pour avoir une autre résonance dans la bande 5G. Pour créer cette nouvelle résonance, nous nous sommes inspirés de l'élément parasite bi-bande de l'antenne active. En effet, nous avons créé une seconde résonance de l'antenne 2 dans la bande 5G en insérant une fente en forme de L sur l'élément rayonnant. Ainsi, l'antenne fonctionne comme deux PIFA juxtaposées, l'une opérant dans la bande LTE 2600 et l'autre dans la bande 5G. Un élément parasite est employé pour élargir la bande passante de l'antenne dans la bande 5G.

L'antenne 2 est positionnée sur le bord du plan de masse du côté de la longueur afin de réduire son couplage avec l'antenne 1. En effet, l'emplacement et l'orientation de l'antenne 1 nous laisse à penser que celle-ci excite plus le mode 5 et le mode 6. Ces deux modes ayant moins de courant sur le côté le plus long du plan de masse, l'antenne 2 est ainsi placée sur ce côté, de manière à ce qu'elle n'excite pas les mêmes modes que l'antenne 1.

La structure MIMO intégrant les deux antennes est présentée ci-dessous (Figure 103)

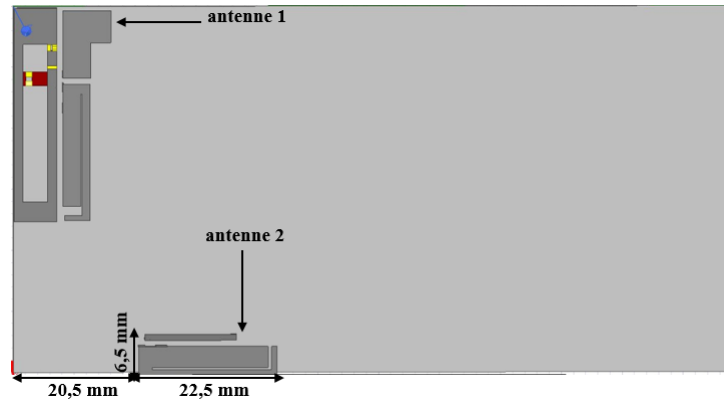


Figure 103. Structure MIMO tri-bande

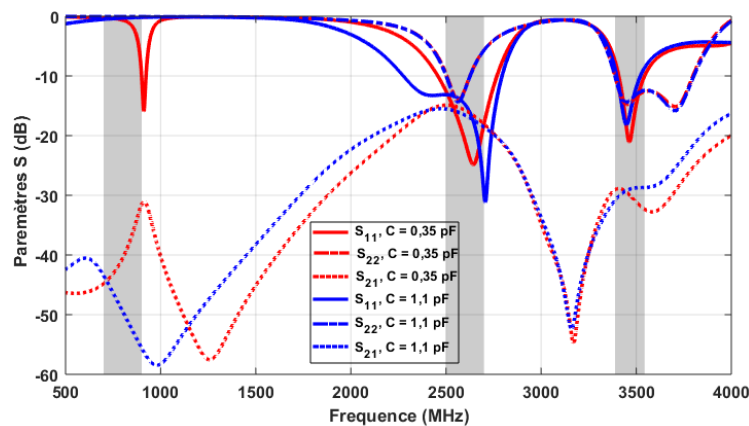


Figure 104. Simulation des paramètres S et la structure, pour  $C_{min}$  et  $C_{max}$

La simulation des paramètres S de la structure MIMO (Figure 104) montre une bonne isolation dans la bande 5G ( $|S_{21}| < -25$  dB). On note cependant une forte augmentation du couplage dans la bande LTE 2600, comparée à la structure présentée dans le paragraphe précédent. De plus, nous constatons une réduction de la bande passante de l'antenne 1 dans la bande 5G. La présence de l'antenne 2 a donc perturbé le fonctionnement de l'antenne 1. Toutefois, cette position de l'antenne 2 donnant un faible couplage dans la bande 5G, nous allons essayer de réduire le couplage dans la bande LTE 2600 en changeant l'orientation de l'antenne 1. Ainsi, l'antenne 2 gardera sa position et l'antenne 1 sera orientée suivant la longueur du plan de masse.

- *Changement de l'orientation de l'antenne 1*

Afin de s'assurer que le fait de changer l'orientation de l'antenne 1 ne dégrade pas ses performances en termes de bande passante, nous avons retiré l'antenne 2 et optimisé l'antenne 1 par rapport à sa nouvelle orientation. L'antenne 1 est maintenant orientée suivant la longueur du plan de masse mais, toujours positionné sur le coin. La structure est présentée Figure 105. La Figure 106 présente la simulation des paramètres S de la nouvelle structure entre 500 MHz et 4 GHz, en faisant varier la capacité de la diode entre 0,35 et 1,1 pF.

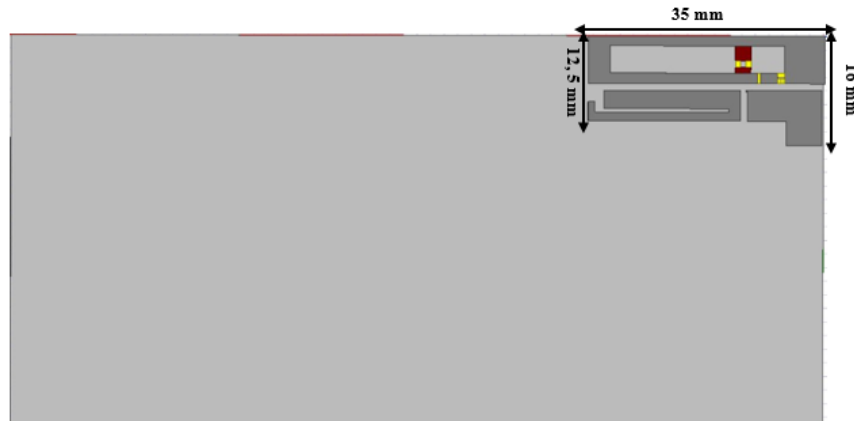


Figure 105. Structure finale de l'antenne tri-bande reconfigurable (antenne 1)

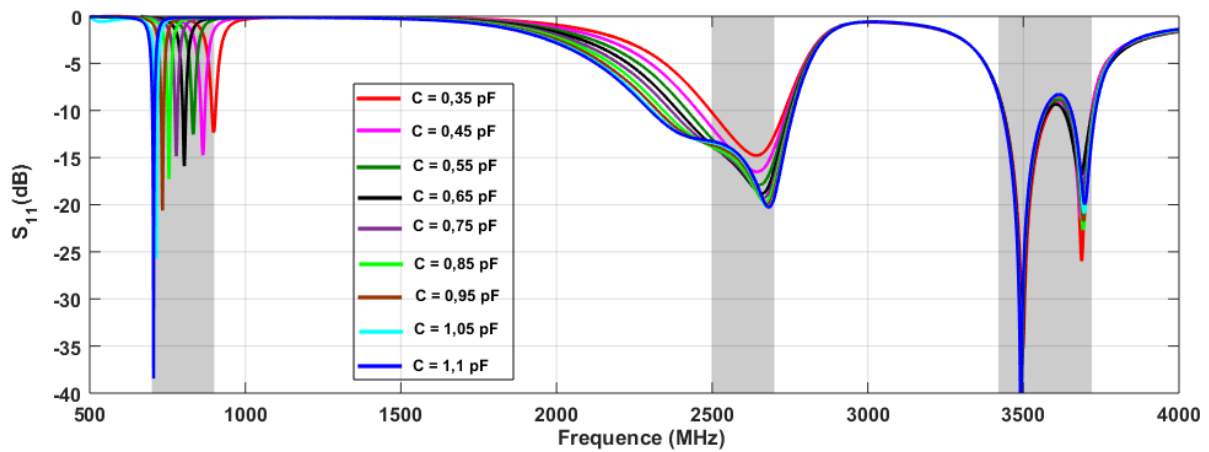


Figure 106. Simulation du  $S_{11}$  de l'antenne tri-bande reconfigurable pour toutes les valeurs de capacité

La simulation du coefficient de réflexion de la nouvelle structure entre 500 MHz et 4 GHz a montré une bonne reconfiguration de la fréquence de résonance principale de l'antenne entre 700 et 900 MHz. On note également une couverture totale de la bande LTE 2600 à -10 dB, pour toutes les valeurs de capacité. La bande 5G [3,4 - 3,8 GHz] est quant à elle couverte à environ 70 %. Ainsi, le fait de changer l'orientation de l'antenne n'a pas d'influence sur son coefficient de réflexion.

L'utilisation d'éléments parasites peut engendrer des chutes d'efficacité lorsque leurs positions et orientations par rapport à l'élément alimenté ne sont pas bien choisies. Afin de s'assurer que notre antenne tri-bande ne présente pas de chutes d'efficacité dans ses différentes bandes de fréquences de fonctionnement, nous avons effectué une simulation de son efficacité de rayonnement dans les trois bandes (Figure 107).

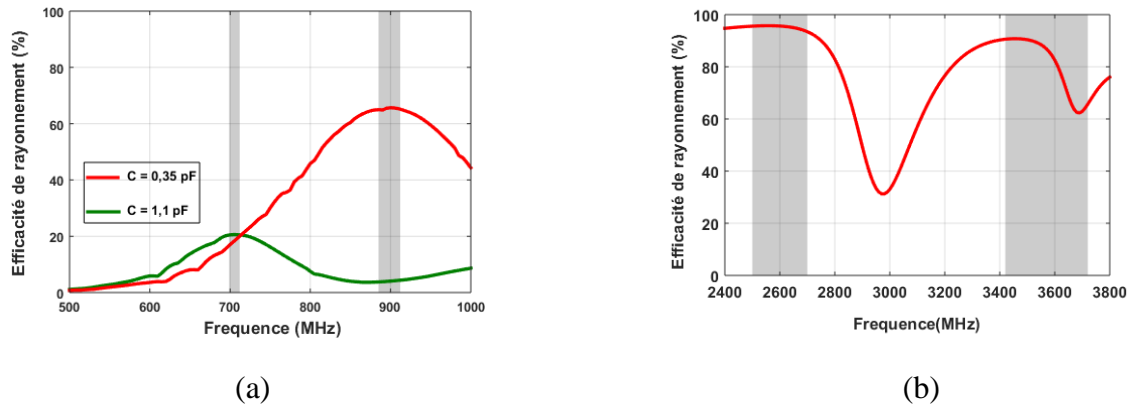


Figure 107. Simulation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne sur la bande basse (a) et sur les deux bandes hautes (b)

La Figure 107.a donne la simulation de l'efficacité de rayonnement dans la bande 700 MHz ( $C = 1,1 \text{ pF}$ ) et dans la bande 900 MHz ( $C = 0,35 \text{ pF}$ ). Ces efficacités sont en conformité avec les mesures présentées au chapitre précédent. L'ajout du deuxième élément parasite n'a pas eu d'influence sur les performances de rayonnement l'antenne 1 dans la bande basse.

La simulation de l'efficacité de rayonnement dans la bande LTE 2600 et la bande 5G (Figure 107.b) donne globalement de bons résultats dans ces deux bandes. Toutefois, on note une baisse de l'efficacité dans la bande 5G qui est due au fait que la deuxième résonance du premier élément parasite n'est pas parfaitement excitée. Cependant, une efficacité supérieure à 60 % peut être largement suffisante pour une application mobile.

- *Ajout de l'antenne 2 et optimisation de la structure finale*

Notre structure finale est présentée Figure 108. Elle est constituée de deux antennes placées sur les deux côtés les plus longs du plan de masse. L'antenne 1 fonctionne dans trois bandes de fréquences (LTE 700, LTE 2600 et 5G), elle est reconfigurable en fréquence sur la bande basse, et l'antenne 2 fonctionne uniquement dans les deux bandes hautes (LTE 2600 et 5G).

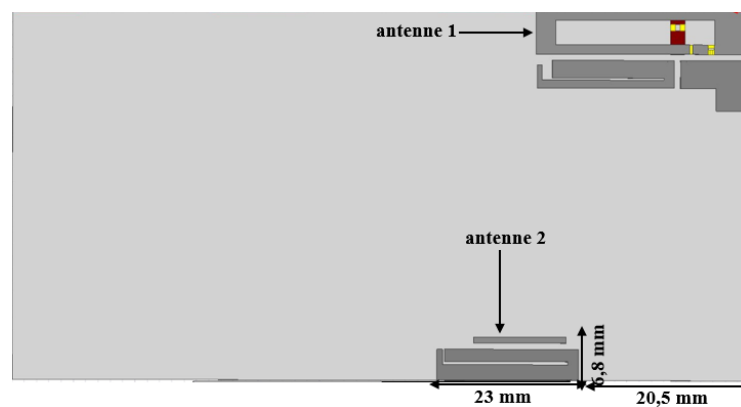


Figure 108. Structure du système MIMO ti-bande reconfigurable en basse fréquence

La simulation des paramètres  $S$  de la structure entre 500 MHz et 4 GHz (Figure 109) montre tout d'abord qu'elle fonctionne bien dans trois bandes de fréquences. Une bonne isolation étant obtenue dans les bandes MIMO ( $|S_{21}| \leq -20$  dB). Néanmoins, nous notons la disparition de la résonance à 700 MHz. Ceci est dû au fait que la structure est simulée sur une large bande de fréquence. Afin de monter le bon fonctionnement de la structure dans les trois bandes, nous l'avons simulée d'abord entre 500 MHz et 1,5 GHz puis entre 1,5 et 4 GHz, en faisant varier la capacité entre 0,35 et 1,1 pF (Figure 110).

Les diagrammes de rayonnement en gain total de la structure MIMO, simulés dans la bande basse et dans les deux bandes hautes sont présentés Figure 111 et Figure 112, respectivement.

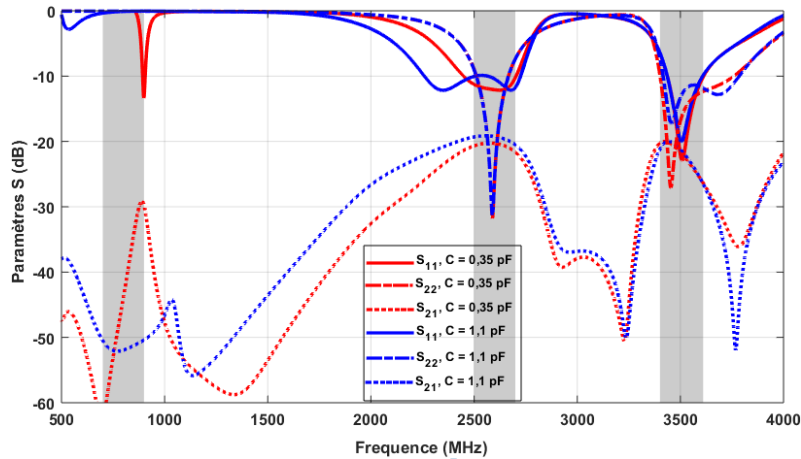
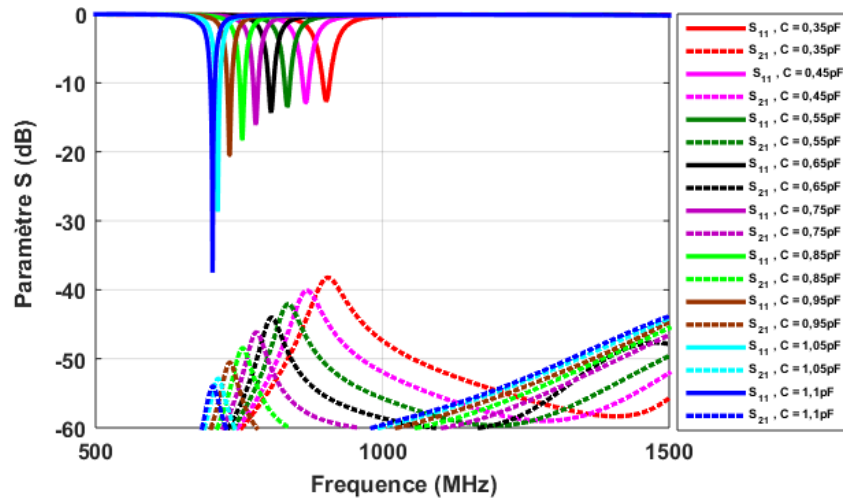
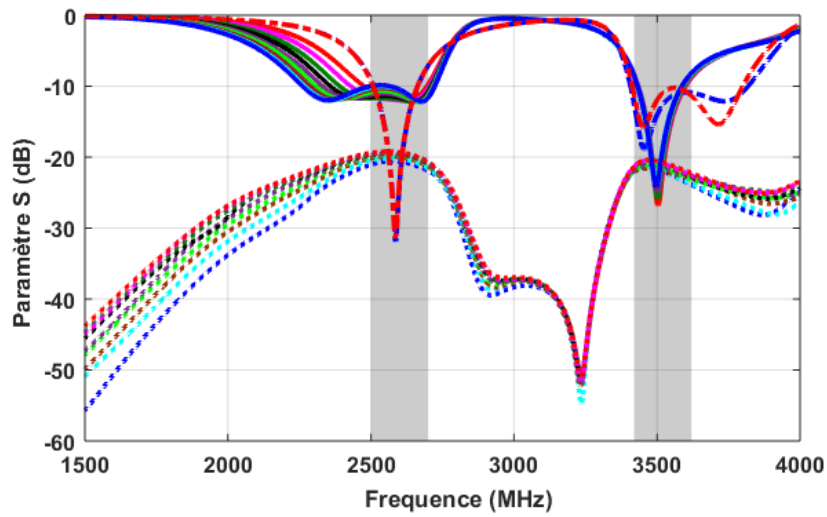


Figure 109. Simulation des paramètres  $S$  de la structure MIMO tri-bande pour  $C_{min}$  et  $C_{max}$

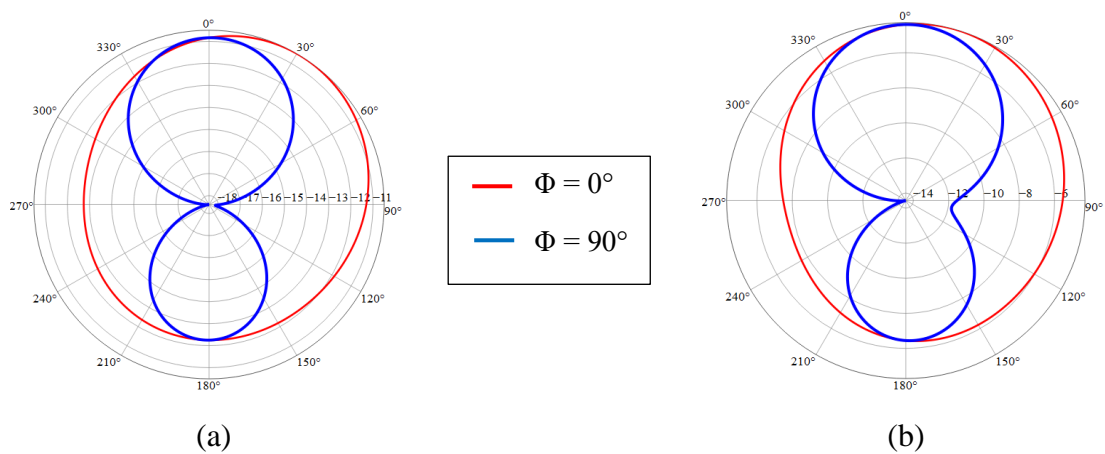


(a)



(b)

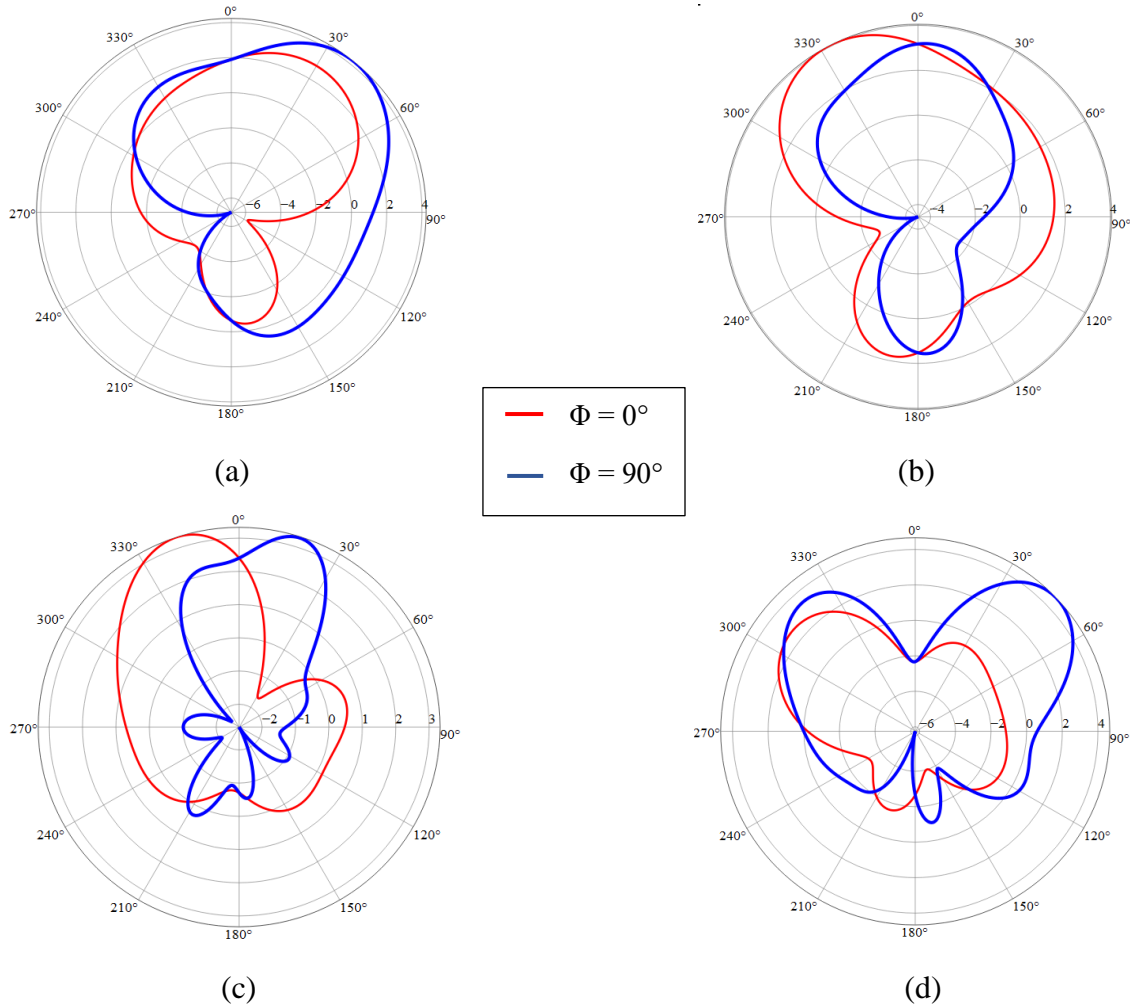
Figure 110. Simulation des paramètres  $S$  et la structure entre 500MHz et 1,5GHz (a) et entre 1,5 et 4 GHz (b)



(a)

(b)

Figure 111. Diagrammes de rayonnement en gain total, simulés à 700 MHz (a) et à 900 MHz (b)



**Figure 112.** Diagrammes de rayonnement en gain total, simulés pour antennes 1 à 2,6 GHz (a) et à 3,6 GHz (c), et pour l'antenne 2 à 2,6 GHz (b) et à 3,6 GHz (d)

La simulation des diagrammes de rayonnement en basse fréquence (Figure 111) montre que l'antenne 1 a un comportement de rayonnement identique à celui d'un dipôle, en basse fréquence. La légère déformation observée sur ces diagrammes peut être due à la miniaturisation de l'antenne et à sa position sur le plan de masse. En effet, ceci n'ayant pas été observé sur les diagrammes simulés et mesurés à 860MHz, quand l'antenne 1 était placée du côté de la largeur du plan de masse (Figure 68). Nous pouvons donc conclure que les effets de la miniaturisation sont plus visibles sur le diagramme de rayonnement lorsque l'antenne est placée du côté de la longueur du plan de masse.

#### IV.2.3 Fabrication d'un prototype et mesure

Le prototype de la structure finale est présenté Figure 113. La Figure 114 présente la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne tri-bande seule, avant l'ajout de la deuxième antenne. La mesure des paramètres S de la structure MIMO est présentée Figure 115. Une comparaison de la simulation et de la mesure de l'enveloppe de correction, calculée avec les paramètres S, dans les bandes LTE 2600 et 5G 3600, est également illustrée Figure 116.

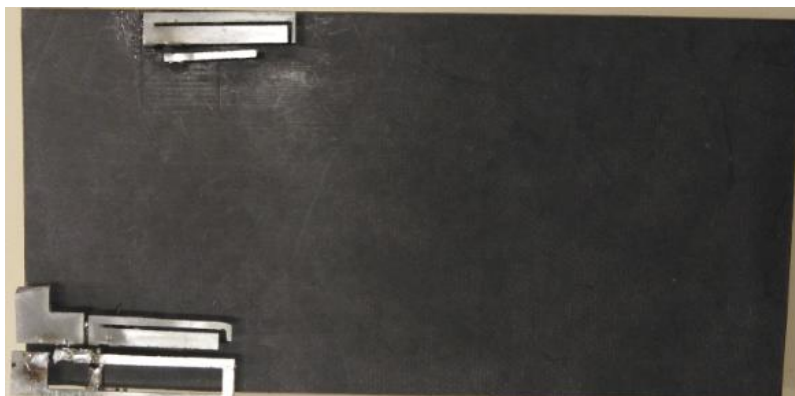


Figure 113. Prototype de la structure MIMO finale

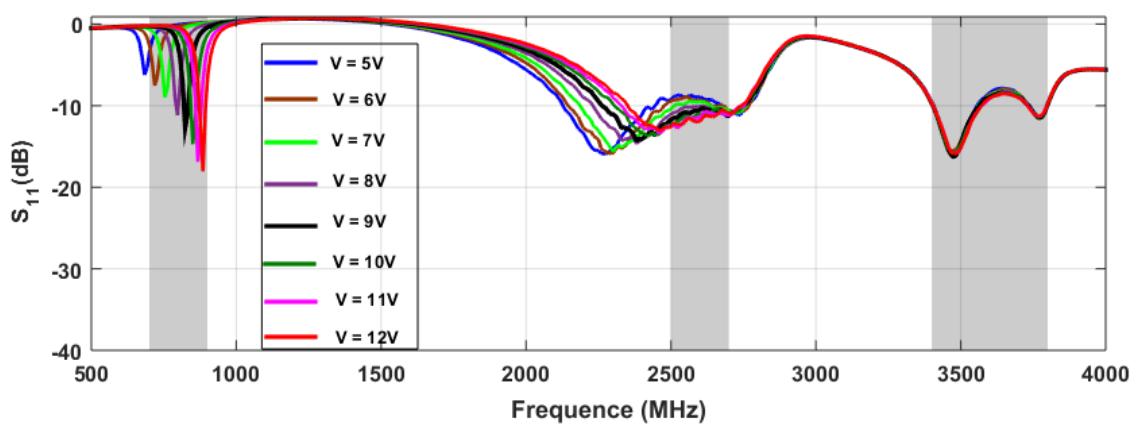


Figure 114. Mesure du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne tri-bande seule

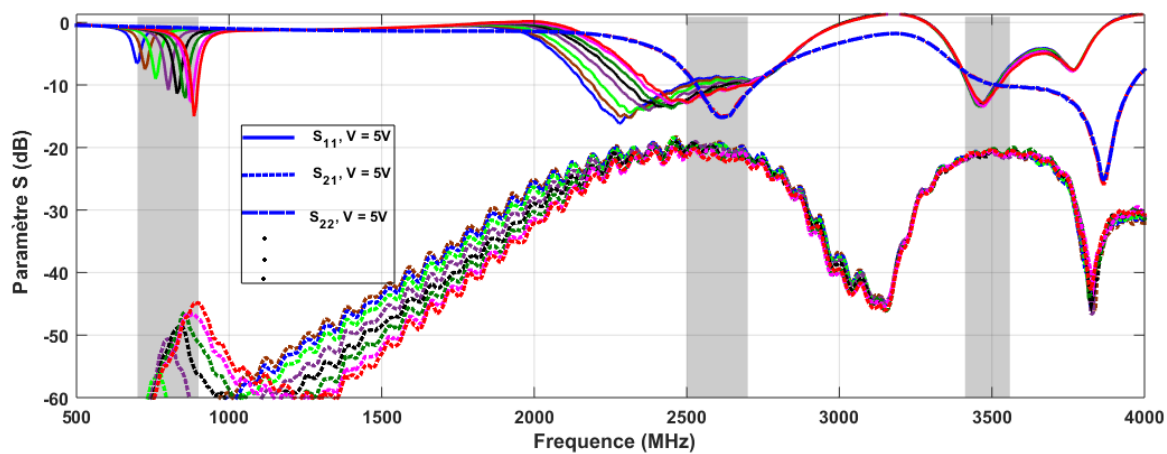


Figure 115. Mesure des paramètres  $S$  de la structure finale

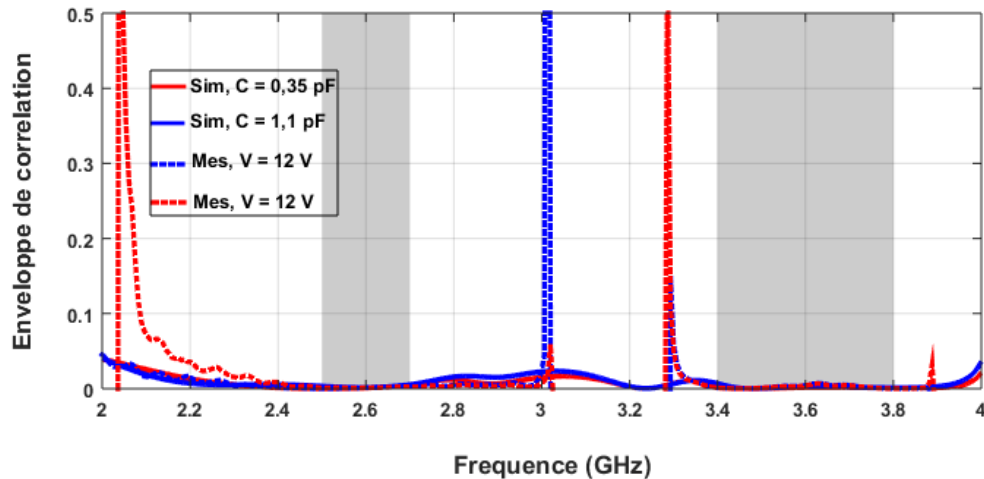


Figure 116. Comparaison de la simulation et de mesure d l'enveloppe de correction dans les deux bandes MIMO, pour les deux valeurs extrêmes de capacités

- *Conclusion*

Les mesures des paramètres S montrent bien un fonctionnement de la structure dans les trois bandes de fréquences comme cela a été vu en simulation.

La mesure du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne tri-bande seule (Figure 114) montre globalement un bon fonctionnement de celle-ci dans les trois bandes. En effet, sa fréquence de résonance principale est bien reconfigurée entre 700 et 900 MHz, pour une tension DC allant de 5 à 12 V. La bande LTE 2600 est couverte à -10 dB, sauf pour les deux premières valeurs de tension, pour lesquelles la courbe de  $S_{11}$  remonte légèrement au-dessus de -10 dB. Et, une couverture totale de la bande [3,4 - 3,8 GHz] à -8 dB est obtenue. Cependant, on note une légère désadaptation d'impédance autour de 700 MHz qui peut être due à la polarisation de la diode.

Sur la mesure des paramètres S de notre système MIMO final (Figure 115), nous avons noté une dégradation de l'adaptation d'impédance de l'antenne tri-bande, plus particulièrement dans sa troisième bande. Ainsi, en dépit de la bonne isolation des deux antennes dans les deux bandes MIMO ( $|S_{21}| \leq -20$  dB), la présence de l'antenne 2 a influencé les performances de l'antenne 1.

Sur la Figure 116, on note que le niveau de corrélation des deux antennes est très faible dans les deux bandes de fréquences où la structure fonctionne en mode MIMO. Ainsi, notre structure MIMO finale, montre globalement un bon fonctionnement.

### Conclusion de chapitre

Dans ce chapitre, après un état de l'art sur la théorie des modes caractéristiques et les systèmes MIMO, nous avons présenté d'abord la conception d'un système MIMO à deux antennes pour des applications IoT et LTE. Ce système MIMO est constitué d'une antenne active bi-bande et d'une deuxième antenne fonctionnant uniquement dans la bande LTE 2600. L'antenne bi-bande couvre la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600. Elle est reconfigurable en fréquence sur sa première résonance (de 700 MHz à 900 MHz) grâce à l'intégration d'une diode varactor dont la capacité varie entre 0,35 pF et 1,05 pF.

Ensuite, nous avons utilisé des éléments parasites sur les deux antennes afin de couvrir la bande 5G [3,4 - 3,8 GHz]. Ainsi, l'antenne active fonctionne dans la bande LTE [700 - 900 MHz], la bande LTE 2600 et 5G [3,4 - 3,8 GHz]. L'antenne passive couvre quant à elle la bande LTE 2600 et la bande 5G.

L'étude des modes caractéristiques du plan de masse a permis d'obtenir une bonne isolation ( $|S_{21}| \leq -20$  dB) dans les deux bandes où la structure fonctionne en mode MIMO. Toutefois, nous avons observé sur la dernière structure que nous avons présentée, une perturbation du fonctionnement de l'antenne tri-bande par la présence de l'antenne bi-bande (intégrant une fente et un élément parasite). Cela montre la difficulté à concevoir des systèmes multi-antennaires et multi-bandes, intégrant des fentes, des éléments parasites et des composants actifs.

## Bibliographie

- [1] A. Christina Josephine Malathi and D. Thiripurasundari, "Review on Isolation Techniques in MIMO Antenna Systems," *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 9, no. 35, Sep. 2016.
- [2] Garbacz, R. J., "Modal expansions for resonance scattering phenomena," *Proc. IEEE*, Vol. 53, No. 8, 856-864, 1965.
- [3] HARRINGTON, R. F., MAUTZ, J. R. Theory of characteristic modes for conducting bodies. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-19, 5, September 1971, pp. 622-628.
- [4] "Characteristic Mode Theory for PEC Bodies," in *Characteristic Modes*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2015, pp. 37-97.
- [5] Z. T. Miers, "Systematic Antenna Design Using the Theory of Characteristic Modes –," p. 163.
- [6] K. K. Kishor and S. V. Hum, "Multiport Multiband Chassis-Mode Antenna Design Using Characteristic Modes," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 609-612, 2017.
- [7] R. Ma, T.-Y. Shih, R. Lian, and N. Behdad, "Design of Bandwidth-Enhanced Platform-Mounted Electrically Small VHF Antennas Using the Characteristic-Mode Theory," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 2384-2388, Dec. 2018.
- [8] Z. Miers, H. Li, and B. K. Lau, "Design of Bandwidth-Enhanced and Multiband MIMO Antennas Using Characteristic Modes," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1696-1699, 2013.
- [9] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, M. Ferrando-Bataller, and M. Gallo, "Design of a Multimode MIMO Antenna Using the Theory of Characteristic Modes," vol. 18, no. 4, p. 6, 2009.
- [10] T.-Y. Shih and N. Behdad, "Bandwidth Enhancement of Platform-Mounted HF Antennas Using the Characteristic Mode Theory," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 64, no. 7, pp. 2648-2659, Jul. 2016.
- [11] M. A. Fakhri, A. Diallo, P. Le Thuc, R. Staraj, O. Mourad, and E. A. Rachid, "Optimization of Efficient Dual Band PIFA System for MIMO Half-Duplex 4G/LTE and Full-Duplex 5G Communications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 128881-128895, 2019.
- [12] A. Araghi and G. Dadashzadeh, "Oriented Design of an Antenna for MIMO Applications Using Theory of Characteristic Modes," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1040-1043, 2012.
- [13] A. Krewski, W. L. Schroeder, and K. Solbach, "Multi-band 2-port MIMO LTE antenna design for laptops using characteristic modes," in *2012 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*, Nov. 2012, pp. 1-4.
- [14] R. Vaughan and J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. IET, 2003.
- [15] A. Diallo, « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO », p. 268, thèse de doctorat, 2007.
- [16] M. Sanchez and M. G. Sanchez, "Analysis of polarization diversity at digital TV indoor receivers," *IEEE Trans. on Broadcast.*, vol. 46, no. 4, pp. 233-239, Dec. 2000.
- [17] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, and D. A. Sanchez-Hernandez, "Evaluation of True Polarization Diversity for MIMO Systems," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, no. 9, pp. 2746-2755, Sep. 2009.
- [18] A. Nuwanpriya, S.-W. Ho, and C. S. Chen, "Indoor MIMO Visible Light Communications: Novel Angle Diversity Receivers for Mobile Users," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 33, no. 9, pp. 1780-1792, Sep. 2015.

- [19] I. Ahamed and M. Vijay, "Comparison of different diversity techniques in MIMO antennas," in *2017 2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, Coimbatore, Oct. 2017, pp. 47–50.
- [20] Tie Liu, Yuemin Cai, and Haige Xiang, "On the diversity reception techniques in multicarrier frequency-diversity spread spectrum multiple access system," in *Proceedings of International Conference on Communication Technology. ICCT '96*, Beijing, China, 1996, pp. 91–94.
- [21] Sharawi, M. S., "Printed MIMO antenna systems: Performance metrics, implementations and challenges," *FERMAT*, 11, 2014.
- [22] Votis, C., G. Tatsis, and P. Kostarakis, "Envelope correlation parameter measurements in a MIMO antenna array configuration," *ICNS*, Vol. 3, No. 4, 350–354, 2010.
- [23] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, no. 2, pp. 117–131, May 1990.
- [24] B. Aouadi and J. B. Tahar, "Investigation of capacity loss and mean effective gain in multiple antenna systems," in *2014 IEEE 10th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Larnaca, Cyprus, Oct. 2014, pp. 449–454.
- [25] M. P. Karaboikis, V. C. Papamichael, G. F. Tsachtsiris, C. F. Soras, and V. T. Makios, "Integrating Compact Printed Antennas Onto Small Diversity/MIMO Terminals," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 7, pp. 2067–2078, Jul. 2008.
- [26] T. W. C. Brown, "Antenna Diversity for Mobile Terminals," p. 146.
- [27] V. Plicanic, B. K. Lau, A. Derneryd, and Z. Ying, "Actual Diversity Performance of a Multiband Diversity Antenna With Hand and Head Effects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, no. 5, pp. 1547–1556, May 2009.
- [28] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, 1st ed. USA: Artech House, Inc., 2000.
- [29] Alamouti, S. M. "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas on Communication*, 16, 1451–1458, 1998.
- [30] B. Özbek, "Systèmes MIMO et codage spatio-temporel," *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, vol., Jan. 2005.
- [31] C.E. Shannon, "Communication in the Presence of Noise", *Proceedings of the IRE*, Vol. 37, No. 1, pp. 10–21, 1949. Reprinted as "classic paper" in *Proceedings of the IEEE*, Vol. 86, No. 2, pp. 447–457, 1998.
- [32] E. Ghayoula, A. Bouallegue, R. Ghayoula, and J.-Y. Chouinard, "Capacity and Performance of MIMO systems for Wireless Communications," *Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 7, pp. 108–111, Jul. 2014.
- [33] S. H. Chae, S. Oh, and S.-O. Park, "Analysis of Mutual Coupling, Correlations, and TARC in WiBro MIMO Array Antenna," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 122–125, 2007.



## Conclusion et perspectives

Dans ce manuscrit, nous avons présenté nos travaux de recherche concernant la conception, l'analyse et l'optimisation d'antennes miniatures de type PIFA, couvrant plusieurs standards de télécommunications mobiles. Ces antennes sont destinées à une intégration dans des terminaux mobiles pour des applications dans le domaine des télécommunications mobiles et de l'Internet des Objets. En effet, la technologie IoT s'est fortement développée ces dernières années grâce notamment à la mise en place de nouvelles solutions de connectivité longue portée, bas débit et à faible consommation d'énergie. Certains de ces réseaux dédiés à l'IoT sont une adaptation des réseaux GSM et LTE aux contraintes spécifiques de cette nouvelle technologie. La mise en place de ces nouveaux réseaux LPWAN dédiés a permis d'étendre les domaines d'application de l'IoT, rendant cette technologie incontournable sur le marché des télécommunications. Aujourd'hui les objets connectés font partie intégrante de notre vie quotidienne. Ainsi, dans la cinquième génération de téléphonie mobile, une place centrale est accordée à l'Internet des Objets. Une prise en charge des communications via les réseaux LPWAN est ainsi prévue pour les futurs terminaux 5G.

Nos travaux de thèse s'inscrivent dans ce contexte d'intégration de l'IoT dans les smartphones 5G.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'évolution des réseaux de télécommunications mobiles notamment de la 4G à 5G, en passant par le développement des technologies M2M et de l'Internet des Objets. Nous avons ainsi présenté le standard LTE, les différents standards LPWAN propriétaires et 3GPP, dédiés à l'Internet des Objets, et le réseau 5G.

Dans le second chapitre, nous avons d'abord présenté les différents types d'antennes miniatures qui sont les plus couramment intégrées dans les terminaux IoT. Ensuite, les différentes techniques de conception d'antennes reconfigurables, d'antennes multi-bandes et d'antennes large bande ont été exposées. Ensuite, nous avons présenté la conception d'une antenne PIFA bi-bande opérant dans les bandes ISM 868 MHz et 915 MHz, utilisant des méandres et une charge capacitive. Enfin, nous avons détaillé la conception d'une antenne PIFA bi-bande, couvrant la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600. Cette dernière est reconfigurable en fréquence sur sa bande basse au moyen d'une diode varactor, polarisée directement à partir de son port d'alimentation.

Le dernier chapitre a été consacré aux systèmes MIMO et à la théorie des modes caractéristiques. En effet, les systèmes de télécommunications mobiles actuels emploient les techniques multi-antennes pour augmenter leur capacité. Or, l'intégration sur un même plan de masse de deux ou plusieurs antennes fonctionnant dans une même bande de fréquence requiert un certain niveau d'isolation entre les ports d'alimentation des différentes antennes. L'analyse des modes caractéristiques du plan de masse permet d'identifier les positions pour lesquelles une bonne isolation peut être obtenue entre les antennes.

Ainsi, après avoir présenté l'analyse des modes caractéristiques du plan de masse, avons détaillé la conception de deux systèmes MIMO à deux antennes, réalisées à partir de l'antenne bi-bande reconfigurable présentée dans le chapitre 2. La première structure couvre la bande LTE [700 - 900 MHz] et la bande LTE 2600 en mode MIMO. La seconde structure opère

également sur une partie de la bande médiane 5G, en plus de son fonctionnement dans les deux bandes LTE. Ces structures ont été conçues en associant la technique des fentes et l'emploi d'éléments parasites pour la création de nouvelles résonances et l'élargissement de bande. Pour les deux structures, une isolation d'au moins de 20 dB est obtenue dans la bande LTE 2600 et la bande 5G.

L'objectif principal de cette thèse était avant tout la couverture de la bande LTE [700 – 900 MHz] avec une antenne miniature, pour des applications IoT aussi bien dans les bandes sous licence que dans la bande ISM 868 MHz. Ainsi, la structure a été d'abord optimisée pour fonctionner dans cette bande de fréquence, avant l'ajout des deux bandes hautes. Cette première bande étant reconfigurable par intégration d'une diode varactor dont la position sur la PIFA est fixée, notre degré de liberté sur la structure de l'antenne était assez limité. Ainsi, il a fallu faire des compromis sur la couverture des deux bandes hautes. Celles-ci ont été calculées à -8 dB ( $ROS < 2,5$ ) au lieu de -10 dB.

Toutes les structures présentées dans ce manuscrit ont globalement montré des performances (bande passante et efficacité) adaptées aux différentes applications visées, même si des améliorations peuvent être apportées, notamment en ce qui concerne les efficacités mesurées autour de 700 MHz et la largeur de bande de la structure finale dans la bande 5G.

Une solution pour améliorer les efficacités autour de 700 MHz pourrait être l'emploi d'une diode varactor fournissant les mêmes valeurs de capacités que la diode que nous avons utilisée, mais en ayant une résistance série beaucoup plus faible. En réduisant la valeur de la résistance série de la diode, on pourrait réduire les pertes au sein de l'antenne et ainsi améliorer l'efficacité rayonnée. Sinon, il est également possible d'envisager d'augmenter légèrement la longueur du plan de masse. En effet, celui-ci apporte une grande contribution au rayonnement des antennes PIFA en basse fréquence. Augmenter le plan de masse aiderait donc à améliorer le rayonnement de la structure en basse fréquence. Concernant l'amélioration de la largeur de bande du système MIMO dans la bande 5G, une réoptimisation de la structure (en simulation) pourrait être envisagée.

Un bon fonctionnement en mode full duplex, notamment dans la bande 5G exige un certain niveau d'isolation entre les antennes pour éviter tout mélange des signaux émis et reçus. Des études plus approfondies sur le comportement des modes caractéristiques du châssis pourraient conduire à une amélioration du niveau d'isolation des antennes. En effet, tous les modes caractéristiques n'ayant pas les mêmes niveaux d'isolation les uns avec les autres, il peut arriver que les modes les plus isolés ne résonnent pas dans la même bande de fréquence. Il serait alors possible d'envisager de modifier les fréquences de résonance de certains modes. L'emploi de charges réactives sur le châssis pourrait permettre la modification des valeurs propres de certains modes, donc de leurs fréquences de résonance. En effet, les charges capacitives peuvent servir à rendre résonnant les modes selfiques, et vice versa. Des fentes pourraient également être utilisées pour modifier les valeurs propres des modes caractéristiques.

En outre, une meilleure maîtrise des modes caractéristiques du châssis pourrait mener à une simplification de la dernière structure présentée dans ce manuscrit. Par exemple, il pourrait être possible d'envisager l'excitation avec une seule antenne PIFA de deux modes dont les résonances seront couplées. Ainsi, un élargissement de la bande passante de l'antenne pourrait être obtenu sans l'emploi d'éléments parasites.

Pour aller encore plus loin dans l'analyse des modes caractéristiques du châssis, une étude sur l'influence de l'environnement du téléphone portable, notamment l'écran et la batterie, sur le comportement des modes caractéristiques pourrait être envisagée. En effet, on pourrait modéliser sous HFSS la batterie et l'écran du téléphone et effectuer la simulation des modes des châssis en tenant compte de ces éléments. Dans une deuxième étude, nous pourrions également analyser l'influence de la main et de la tête de l'utilisateur sur les modes.

## Tables des figures

Figure 1. Répartition des bandes de fréquences pour la 4G.....	5
Figure 2. Architecture simplifiée du réseau LTE.....	7
Figure 3. L'IoT donne une nouvelle dimension aux TIC [18]. .....	10
Figure 4. Evolution du nombre d'objets connectés [19].....	11
Figure 5. Modes de déploiement de NB-IoT [31].....	18
Figure 6. Evolution annuelle du trafic mobile mondial [34].....	20
Figure 7. Les trois groupes de fréquences de la 5G [37].....	21
Figure 8. Les classes de communications spécifiées pour la 5G [38].....	22
Figure 9. Exemple d'utilisation du MIMO massif en Uplink et en DownLink [39] .....	23
Figure 10. Architecture du réseau 5G [40].....	25
Figure 11. Antenne monopole bi-bande pour IoT (a), et son paramètre S (b).....	30
Figure 12. Prototypage de l'antenne monopole miniature (a) et son coefficient de réflexion (b) .....	31
Figure 13. Géométrie de l'antenne ILA.....	31
Figure 14. Géométrie de l'antenne IFA.....	32
Figure 15. Antenne IFA miniature (a) et son paramètre (b) .....	32
Figure 16. Géométrie de l'antenne (a), prototype de l'antenne dans son environnement (b) .....	33
Figure 17. Mesure de paramètres S (a) et de l'efficacité totale (b).....	33
Figure 18. Trajets des courants du mode fondamental sur la surface d'une antenne PIFA ayant un court-circuit plan.....	34
Figure 19. Trajets des courants du mode fondamental sur la surface d'une antenne PIFA ayant un court-circuit étroit .....	34
Figure 20. Structure de l'antenne PIFA tri-bande (a), et son coefficient de réflexion (b).....	36
Figure 21. Antenne monopole tri-bande (a) et son coefficient de réflexion (b) .....	36
Figure 22. Structure simulée (a) et prototype (b) de l'antenne monopole multi-bandes, et son paramètre $S_{11}$ (c).....	37
Figure 23. Structure de l'antenne PIFA multi-bandes (a), et son rapport d'onde stationnaire (b) .....	38
Figure 24. Diverses formes de résonateurs diélectriques.....	39
Figure 25. Prototypage de l'antenne hybride (a), simulation et mesure du paramètre $S_{11}$ (b) .....	39
Figure 26. Schéma équivalent simplifié d'une diode PIN (MA4AGBLP912) à l'état ON (a) et à l'état OFF (b) [32].....	40
Figure 27. Antenne PIFA reconfigurable par intégration de diode PIN (a) et son paramètre $S_{11}$ (b) .....	41
Figure 28. Antenne patch reconfigurable en fréquence (a) à base de diodes PIN, et son paramètre S (b) .	41
Figure 29. Modèle SPICE d'une diode varactor (SMV2020-079LF) avec la plage de valeurs de la capacité .....	42
Figure 30. Géométrie de l'antenne a fente vue dessus (a), vue de dessous (b).....	43
Figure 31. Variation du $S_{11}$ en fonction de la capacité, simulation (a) et mesure (b) .....	43
Figure 32. Structure (a) et prototype (b) de l'antenne IFA reconfigurable en fréquence et son coefficient de réflexion (c).....	44
Figure 33. Circuit équivalent d'une DTC (PE64905) avec sa table de valeurs .....	45
Figure 34. Antenne IFA agiles en fréquence à base de DTC .....	45
Figure 35. Variation de la fréquence de résonance de l'antenne IFA en fonction de valeur de la DTC .....	46
Figure 36. Commutateur à MEMS.....	46
Figure 37. Antenne PIFA reconfigurable à base de MEMS RF (a), et son coefficient de réflexion (b) .....	47
Figure 38. Antenne PIFA reconfigurable à base de MEMS (a), mesure de la partie réelle de l'impédance d'entrée, MEMS OFF (b) et MEMS ON (c) .....	48
Figure 39. Vue d'ensemble de la structure.....	49
Figure 40. Géométrie de l'antenne PIFA (a) et son coefficient de réflexion (b) .....	50
Figure 41. Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne PIFA.....	50
Figure 42. Vue de dessus de la PIFA bi-bande .....	52
Figure 43. Simulation du $S_{11}$ pour différentes longueurs de $B_2$ (a), et pour $B_2 = 86,6 \text{ mm} + C = 0,8 \text{ pF}$ (b) ...	52
Figure 44. Simulation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne bi-bande .....	53
Figure 45. Visualisation des courants vectoriels sur la surface de la PIFA à 868 MHz (a) et à 915 MHz (b) .....	53

Figure 46. Simulation de l'efficacité de rayonnement avant et après l'optimisation de la structure .....	53
Figure 47. Coefficient de réflexion de l'antenne PIFA bi-bande.....	54
Figure 48. Prototype de l'antenne PIFA bi-bande (a), simulation et mesure du $S_{11}$ (b).....	54
Figure 49. La structure simulée (a) et le prototype (b) de l'antenne PIFA sans substrat .....	55
Figure 50. Simulation et mesure du $S_{11}$ avant (a) et après (b) l'ajout de la charge capacitive .....	56
Figure 51. Diagrammes de rayonnement en gain total, simulés à 868 MHz (a) et à 915 MHz (b) .....	56
Figure 52. Calcul de l'efficacité dans la bande 868 MHz (a) et dans la bande 915 MHz (b).....	57
Figure 53. Vue global de la structure .....	58
Figure 54. Structure de base de l'antenne PIFA (a) et la simulation de son paramètre $S_{11}$ (b).....	59
Figure 55. Illustration des trois positions de la charge capacitive sur la PIFA.....	60
Figure 56. Simulation du $S_{11}$ pour différentes positions de la charge capacitive.....	61
Figure 57. Remplacement de la capacité par le circuit équivalent de la diode .....	62
Figure 58. Simulation du $S_{11}$ avec le circuit équivalent de la diode .....	62
Figure 59. Remplacement de la capacité par le circuit équivalent de la DTC .....	62
Figure 60. Simulation du $S_{11}$ avec le circuit équivalent de la DTC .....	63
Figure 61. Géométrie de l'antenne PIFA reconfigurable en fréquence .....	64
Figure 62. Simulation du $S_{11}$ de l'antenne PIFA reconfigurable .....	64
Figure 63. Simulation du $S_{11}$ de la PIFA entre 500 MHz et 3 GHz.....	65
Figure 64. Géométrie de la structure bi-bande (a) et son coefficient de réflexion (b) .....	65
Figure 65. Prototype de l'antenne bi-bande reconfigurable sur la première bande.....	66
Figure 66. Coefficient de réflexion mesuré entre 500 MHz et 3 GHz .....	67
Figure 67. Mesure de l'efficacité totale dans la bande [2500 - 2700 MHz].....	68
Figure 68. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les deux bandes de fonctionnement de l'antenne.....	69
Figure 69. Plan métallique à étudier.....	78
Figure 70. Visualisation des valeurs propres (a) et des angles caractéristiques (b) du plan de masse simulé entre 2 et 4 GHz.....	79
Figure 71. Visualisation des MS des modes du plan de masse (a), avec un zoom entre 0,95 et 1 (b) .....	80
Figure 72. Distribution des courants et des champs électriques sur la surface du plan métallique, aux fréquences des modes résonants.....	80
Figure 73. Excitation du mode 4 à 2,57 GHz avec une antenne PIFA .....	81
Figure 74. Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée (b) de la PIFA excitant le mode 4 .....	82
Figure 75. Excitation du mode 5 à 3,24 GHz avec une antenne PIFA .....	82
Figure 76. Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée (b) de la PIFA excitant le mode 5 .....	83
Figure 77. Excitation du mode 6 à 2,93 GHz avec une antenne PIFA .....	83
Figure 78. Coefficient de réflexion (a) et impédance d'entrée (b) de la PIFA excitant le mode 6 .....	84
Figure 79. Distribution du courant et du Champ E à la surface du châssis, à la fréquence 2,57 GHz, lorsque le mode 4 et le mode 5 sont excités avec deux antennes PIFA identiques .....	85
Figure 80. Prototype réalisé .....	85
Figure 81. Simulation (a) et mesure (b) des paramètres S lorsque le mode 4 ( $S_{11}$ ) et le mode 5 ( $S_{22}$ ) sont excités avec deux antennes PIFA identiques .....	85
Figure 82. Visualisation du courant et du champ E à 2,93 GHz, lorsque le mode 6 est excité à deux endroits isolés du châssis .....	86
Figure 83. Prototype réalisé .....	86
Figure 84. Simulation (a) et mesure (b) des paramètres S lorsque le mode 6 est excité à deux endroits du châssis par deux antennes PIFA identiques .....	87
Figure 85. Valeurs propres (a) et angles caractéristiques (b) des modes du plan de masse avec substrat ..	87
Figure 86. MS des modes du plan de masse avec substrat.....	88
Figure 87. Principe de la diversité [15].....	89
Figure 88. Schéma de principe de la technique MIMO .....	93
Figure 89. Système MIMO NXM.....	94
Figure 90. Comparaison de la capacité des systèmes SISO et MIMO 4x4 [32] .....	95
Figure 91. Structure MIMO bi-bande.....	96
Figure 92. Vue détaillée de la structure MIMO bi-bande.....	97
Figure 93. Simulation des paramètres S du système MIMO bi-bande, $S_{11}$ et $S_{22}$ (a) $S_{21}$ (b) .....	98

Figure 94. Visualisation des courants surfaciques et du champ électrique lorsque l'antenne 1 est excitée (a) et lorsque l'antenne est excitée (b) .....	98
Figure 95. Prototype de la structure MIMO bi-bande reconfigurable en basse fréquence .....	99
Figure 96. Mesure des paramètres S du système MIMO bi-bande, $S_{11}$ et $S_{22}$ (a) $S_{21}$ (b).....	99
Figure 97. Mesure de l'efficacité totale du système MIMO dans la bande LTE 2600.....	99
Figure 98. Comparaison de la simulation et de la mesure de l'enveloppe de corrélation calculée avec les paramètres S et avec les diagrammes 3D et sa mesure avec les paramètres S.....	100
Figure 99. Simulation et mesure du TARC du système MIMO pour les valeurs minimale et maximale de capacité.....	101
Figure 100. Structure de l'antenne active utilisant un élément parasite bi-bande (a), simulation du $S_{11}$ (b) pour $C_{min}$ et $C_{max}$ . .....	102
Figure 101. Structure de l'antenne tri-bande reconfigurable sur la première résonance.....	102
Figure 102. Simulation du $S_{11}$ de l'antenne tri-bande pour $C_{min}$ et $C_{max}$ .....	103
Figure 103. Structure MIMO tri-bande .....	104
Figure 104. Simulation des paramètres S et la structure, pour $C_{min}$ et $C_{max}$ .....	104
Figure 105. Structure finale de l'antenne tri-bande reconfigurable (antenne 1).....	105
Figure 106. Simulation du $S_{11}$ de l'antenne tri-bande reconfigurable pour toutes les valeurs de capacité	105
Figure 107. Simulation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne sur la bande basse (a) et sur les deux bandes hautes (b).....	106
Figure 108. Structure du système MIMO tri-bande reconfigurable en basse fréquence .....	106
Figure 109. Simulation des paramètres S de la structure MIMO tri-bande pour $C_{min}$ et $C_{max}$ .....	107
Figure 110. Simulation des paramètres S et la structure entre 500MHz et 1,5GHz (a) et entre 1,5 et 4 GHz (b).....	108
Figure 111. Diagrammes de rayonnement en gain total, simulés à 700 MHz (a) et à 900 MHz (b) .....	108
Figure 112. Diagrammes de rayonnement en gain total, simulés pour antennes 1 à 2,6 GHz (a) et à 3,6 GHz (c), et pour l'antenne 2 à 2,6 GHz (b) et à 3,6 GHz (d).....	109
Figure 113. Prototype de la structure MIMO finale .....	110
Figure 114. Mesure du paramètre $S_{11}$ de l'antenne tri-bande seule.....	110
Figure 115. Mesure des paramètres S de la structure finale .....	110
Figure 116. Comparaison de la simulation et de mesure d l'enveloppe de correction dans les deux bandes MIMO, pour les deux valeurs extrêmes de capacités.....	111

# Communications et publications

## Communications Internationales

**K. Diallo**, A. NGom, A. Diallo, J. M. Ribero, I. Dioum, and S. Ouya, ‘Efficient dual-band PIFA antenna for the Internet of Things (IoT)’, in *2018 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA)*, Sep. 2018, pp. 1–4.

**K. Diallo**, A. Diallo, I. Dioum, S. Ouya, and J.-M. Ribero, ‘Compact Reconfigurable Antenna for NB-IoT or LTE-M and MIMO LTE2500 Applications’, in *2020 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Feb. 2020, pp. 1–4.

## Colloque national

**K. Diallo**, A. Diallo, K. Gbafa, I. Dioum, S. Ouya, and J.-M. Ribero, ‘Antenne PIFA bi-bande compacte pour l’IoT’, *Huitième conférence plénière du GDR Ondes (Paris)*, oct. 2019.

## Revue avec comité de lecture

**K. Diallo**, A. Diallo, I. Dioum, S. Ouya, and J. M. Ribero, ‘Design of a Dual-Band Antenna System for LTE-M and LTE-MIMO by Exploiting the Characteristic Mode Theory’, *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 93, p. 11, 2020.