



Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante pour l'amélioration de l'autonomie des objets communicants

Shirin Aghabeiki

► To cite this version:

Shirin Aghabeiki. Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante pour l'amélioration de l'autonomie des objets communicants. Electromagnétisme. Normandie Université, 2020. Français. NNT : 2020NORMR055 . tel-03130499

HAL Id: tel-03130499

<https://theses.hal.science/tel-03130499>

Submitted on 3 Feb 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.

THÈSE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité : ELECTRONIQUE, MICROELECTRONIQUE, OPTIQUE ET LASERS, OPTOELECTRONIQUE MICROONDES

Préparée au sein de l'IRSEEM - ESIGELEC

Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante pour l'amélioration de l'autonomie des objets communicants

Présentée et soutenue par

Shirin AGHABEIKI

Le 01/12/2020

Thèse soutenue publiquement le 01/12/2020 devant le jury composé de

M. Tan-Phu VUONG	Professeur des universités - Grenoble INP	Rapporteur
M. Marc HELIER	Professeur des universités - Sorbonne Université – Paris	Rapporteur
Mme. Elodie RICHALOT	Professeur des universités - Université Gustave Eiffel	Examineur
M. Christophe DELAVEAUD	Docteur, HDR CEA Leti - Grenoble	Examineur
M. Ala SHARAIHA	Professeur des universités - Université de Rennes1	Examineur
M. Constant NIAMIEN	Enseignant-Chercheur - ESIGELEC	Encadrant
M. Moncef KADI	Enseignant-Chercheur HDR - ESIGELEC	Directeur de thèse

Thèse dirigée par Moncef KADI et Constant NIAMIEN, laboratoire IRSEEM

Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante pour l'amélioration de l'autonomie des objets communicants

Résumé

La conversion de l'énergie électromagnétique en énergie électrique par des dispositifs électroniques appelés rectennas est relativement ancienne et date de 1964 où de premières expérimentations ont démontré la possibilité d'alimenter à distance le rotor d'un drone d'hélicoptère à partir de la transmission d'ondes radio à 2,45 GHz. Depuis, plusieurs études se sont succédé pour approfondir ce concept de laboratoire et l'étendre à des cas d'applications plus réalistes comme dans un milieu ambiant intérieur ou extérieur où l'énergie électromagnétique disponible n'est pas directement contrôlable à cause des obstacles (individus, mobilier, bâtiments, végétation, etc.) qui créent en continu des atténuations et des réflexions multiples.

Aujourd'hui, l'enjeu de l'innovation autour du rectenna est son exploitation en vue de convertir l'énergie électromagnétique ambiante issues d'émetteurs divers (TV, GSM, 3G/4G, Wi-Fi, etc.) en énergie électrique capable d'alimenter des dispositifs électroniques comme les objets communicants. Ceux-ci deviendraient ainsi autonomes en énergie. Toutefois, cette finalité applicative se heurte à des limitations physiques. En effet, d'un côté les densités de puissance disponibles dans le milieu ambiant sont très faibles, de l'ordre de quelque nW/cm^2 en extérieur. De l'autre côté, l'efficacité de conversion RF-DC, qui conditionne directement l'efficacité totale du rectenna, diminue considérablement avec de faibles niveaux de puissance RF disponible à l'entrée du convertisseur. Le but de cette thèse est de relever ce défi à travers deux objectifs clés. Le premier vise à proposer une méthodologie rigoureuse permettant de quantifier et mesurer les niveaux « réels » de la densité de puissance RF disponible en milieu ambiant et répartie sur les différentes bandes de fréquences existantes (GSM, IMT-200, Wi-Fi, etc.). Le deuxième objectif concerne le développement de nouvelles générations d'antennes quasi-isotropes en diagramme et en polarisation pour la collecte optimale de l'énergie RF disponible. Ce travail de recherche rentre dans le cadre du projet INTERREG SURFAS regroupant 4 partenaires français et anglais, et dont l'ESIGELEC est le chef de file.

Mots-clés : énergie électromagnétique, collecte d'énergie ambiante, antennes isotropes, rectennas, GSM, IMT-200, WI-FI.

Electromagnetic energy harvesting for increasing the autonomy of connected devices

Abstract

The conversion of electromagnetic energy into electrical energy with electronic devices called rectennas is relatively old as it dates back to 1964 when first experiments have demonstrated the possibility to remotely power the rotor of a helicopter drone by transmitting 2.45-GHz radio waves. Since then, several studies have followed to go beyond this laboratory proof of concept and extend it to more realistic applications in indoor and outdoor environments where the available electromagnetic energy cannot be directly controlled because of obstacles (people, furniture, buildings, vegetation, etc.) which continuously create damping and multiple reflections.

Today, the objective of the research on rectennas is to be able to use them to convert the ambient electromagnetic energy from various emitters (TV, GSM, 3G/4G, Wi-Fi, etc.) into electrical energy able to power electronic devices such as Internet-of-Things devices. This way, those devices would become autonomous in energy. The goal of this application, however, is faced with physical limitations. Indeed, on one hand, the available power densities in the environment are very low, of the order of a few nW/cm² in outdoor environments. On the other hand, the RF-DC conversion efficiency, which directly affects the total efficiency of the rectenna, decreases significantly at low available RF power levels at the input of the converter. The goal of this thesis is to address this challenge via two main objectives. First, to offer a rigorous method to quantify and measure the “real” levels of available RF power density in the environment, spread across different frequency bands (GSM, IMT-200, Wi-Fi, etc.). Second, to develop new generations of quasi-isotropic antennas, both in diagram and in polarization for optimal harvesting of the available RF energy. This research is part of the “SURFAS” INTERREG project which involves 4 French and English partners and which is led by ESIGELEC.

Keywords : electromagnetic energy, ambient energy harvesting, isotropic antennas, rectennas, GSM, IMT-200, WI-FI.

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au sein du laboratoire IRSEEM et dans le cadre du projet européen SURFAS. Je tiens à remercier M. Philippe Descamps, le directeur R&D d'ESIGELEC et directeur de l'IRSEEM qui m'a accueillie au sein du laboratoire. Je remercie M. Moncef Kadi le responsable du pôle Electronique et Systèmes et le directeur de cette thèse de m'avoir accueillie dans son service et pour ses conseils scientifiques qui ont éclairé les étapes de la recherche durant ma thèse. Je remercie également M. Constant Niamien, l'encadrant de cette thèse qui m'a accompagnée tout au long de ce travail de recherche avec beaucoup d'enthousiasme. Grâce à eux j'ai pu travailler dans d'excellentes conditions matérielles et participer à plusieurs conférences internationales pendant mes trois années de thèse.

Je tiens à remercier M. Tan-Phu Vuong et M. Marc Hélier d'avoir accepté d'être rapporteurs de ma thèse. Je remercie également Mme. Elodie Richalot, M. Ala Sharaiha et M. Christophe Delaveaud pour le temps consacré à examiner ma thèse. Grâce à leurs commentaires et leurs conseils scientifiques, j'ai pu faire converger ces travaux de recherche.

Je remercie vivement Mme. Vanessa Picard qui m'a aidée et qui m'a soutenue dès le premier jour de mon doctorat. Je remercie également Mme. Isabelle Riguidel de m'avoir accompagnée dans les démarches administratives. Je remercie M. Gwénaél Feche qui m'a appris les astuces de fabrication d'antennes avec beaucoup de patience. Je remercie également M. Christophe Alègre pour son support technique.

Je remercie mes chers collègues avec qui j'ai passé des moments inoubliables durant les trois ans de ma thèse. Je remercie particulièrement Mme. Jiawei Han avec qui j'avais de la chance de partager une grande partie de mes expériences. Je remercie également Mme. Phuong Phan qui m'a transmis une partie de son expertise. Je remercie l'équipe du projet SURFAS qui m'ont aidée à enrichir mes connaissances sur les domaines de la physique et des matériaux et qui m'ont permis de travailler avec les différentes technologies d'impression d'antennes.

Je remercie ma famille en Iran, qui m'ont soutenue toute ma vie. Sans leurs attentions cette dernière étape de mes études supérieures ne pouvait pas aboutir. Je remercie tous mes amis qui ont facilité les difficultés de ce long chemin. Leurs présences actives étaient une réelle source d'énergie pour moi.

Je remercie profondément mon conjoint, Pierre, qui m'a accompagnée à chaque instant, qui m'a aidée pour trouver la meilleure solution pour les difficultés rencontrées, qu'elles soient scientifiques ou au niveau du moral.

Table des matières

Introduction	14
I. Caractérisation du canal de propagation indoor	17
I.1. Introduction	17
I.2. Définitions préliminaires	18
I.2.1. Phénomènes de propagation	18
I.2.1.1. Réflexion et réfraction	18
I.2.1.2. Diffusion	19
I.2.1.3. Diffraction	19
I.3. État de l'art	19
I.3.1. Antenne de mesure	20
I.3.1.1. Antenne unique	20
I.3.1.2. Antenne tournante directive	21
I.3.1.3. Réseau d'antennes	22
I.3.1.4. Récapitulatif de l'état de l'art	22
I.4. Modélisations spatiales du canal de propagation indoor	23
I.4.1. Approche déterministe	23
I.4.1.1. Cas de l'espace libre	23
I.4.1.2. Cas de trajets multiples	24
Lancer de rayons	24
FDTD	25
I.4.2. Approche aléatoire	25
I.4.2.1. Modèle statistique	26
Distribution de Rayleigh	26
Distribution de Rice	26
Distribution de Nakagami	27
I.4.2.2. Modèles empiriques	27
Canal isotrope	27
Canal Gaussien	28
Canal Laplacien	28
I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor	28
I.5.1. Banc de mesure	29
I.5.1.1. Description du système	29
Support d'antenne	30
Moteur pas à pas et contrôleur	30
Antenne directive	30
Analyseur du spectre	32

Ordinateur portable	32
I.5.1.2. Choix de l'antenne	32
I.5.1.3. Protocole de mesure	34
I.5.1.4. Sites de mesure	35
I.5.2. Post-traitement des mesures	35
I.5.2.1. Extraction du canal	35
I.5.2.2. Données brutes du canal	36
Fréquence	36
Liaisons montantes et descendantes	36
Polarisation	38
Plans horizontaux et verticaux	38
Normalisation des données	41
I.5.3. Résultats et exploitations	41
I.5.3.1. Approche de modélisation	42
Erreur de la somme des carrés	42
Erreur quadratique moyenne	42
I.5.3.2. Modèles de canal proposés	42
Modèle isotrope	42
Modèle Gaussien	43
Modèle Laplacien	45
Modèle polynôme/sinusoidal/Fourier	45
I.5.3.3. Résultats	48
I.5.3.4. Synthèse	50
I.6. Bilan et conclusion	52
II. Conception d'antennes quasi-isotropes	57
II.1. Introduction	57
II.2. État de l'art	58
II.2.1. Dipôles croisés	58
II.2.2. Combinaisons de dipôles électrique et magnétique	60
II.2.2.1. Choix de dipôle magnétique	61
Antenne à fente	61
Petite boucle à périmètre de moins de $\lambda/10$	61
Antenne résonateur diélectrique	62
Mode de cavité	62
II.2.2.2. Choix de dipôle électrique	62
II.2.3. Application de diversité de polarisation	63
II.2.4. Derniers avancements	63
II.3. Rappels : Vecteurs hauteurs effectives de quelques structures canoniques	64
II.3.1. Dipôle électrique	65
II.3.2. Dipôle magnétique (petite boucle)	65
II.3.3. Grande boucle	66

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective	69
II.4.1. Hypothèses	69
II.4.2. Formulation	69
II.4.3. Structures dérivées	71
II.4.3.1. Réseau de trois dipôles orthogonaux	71
II.4.3.2. Réseau de trois boucles orthogonales	78
II.4.3.3. Structures hybrides (magnéto-électriques)	82
II.5. Validations numériques et expérimentales de l'approche	85
II.5.1. Simulation	85
II.5.1.1. Trois petites boucles	85
II.5.1.2. Combinaison hybride	86
II.5.2. Simulation et Fabrication	88
II.5.2.1. Réseau de trois dipôles	89
II.5.2.2. Réseau de trois boucles	92
II.5.2.3. Réseau de deux dipôles et une boucle	94
II.5.2.4. Réseau d'un dipôle et deux boucles	95
II.6. Bilan et conclusion	96
III.Caractérisation des densités de puissances électromagnétiques	97
III.1.Introduction	97
III.2.Etat de l'art	98
III.2.1. Les approches de mesure	98
III.2.1.1. Méthode de mesure	98
III.2.1.2. Méthode de calcul	99
III.2.2. Les antennes utilisées	100
III.2.3. Les application visées	100
III.2.3.1. Récupération d'énergie électromagnétique	100
III.2.3.2. Recherches médicales	101
III.2.3.3. Comparaison des normes de sécurité	101
III.2.4. Autres spécificités	101
III.2.4.1. Bande de fréquence	101
III.2.4.2. Environnement de mesure	102
III.2.4.3. Analyseur de spectre	102
III.2.4.4. Onde incidente aléatoire	102
III.2.5. Les systèmes de mesure de champs commerciaux	102
III.2.6. Synthèse	103
III.3.Formulation théorique	104
III.3.1. Approche déterministe et vectorielle	104
III.3.2. Approche vectorielle pour un réseau de trois dipôles	109
III.3.3. Approche aléatoire	112
III.3.4. Mesure des variables	114

III.4. Campagne de mesure	114
III.4.1. Equipement de mesure	114
III.4.1.1. Antenne	114
III.4.1.2. Analyseur de spectre	118
III.4.1.3. Câble et combineur	119
III.4.2. Algorithme de mesure	120
III.4.3. Environnement de mesure	122
III.4.4. Bandes de fréquences	124
III.5. Résultats et exploitations	125
III.5.1. Densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h	126
III.5.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h	127
III.5.3. La densité de puissance sur 24h	128
III.5.4. Maximum/minimum/moyenne de la densité de puissance sur une bande de fréquence particulière	129
III.5.5. Comparaison entre quatre sites de mesures	131
III.5.6. Comparaison entre quatre méthodes de mesure	132
III.5.7. Estimation de la puissance disponible sur une bande de fréquence	133
III.5.8. Comparaison des résultats avec la littérature	134
III.6. Bilan et conclusion	134
IV. Concept du MEG pour le choix de l'antenne optimale	137
IV.1. Introduction	137
IV.1.1. Facteurs caractéristiques	138
IV.1.1.1. Puissance totale rayonnée (TRP)	138
IV.1.1.2. Sensibilité totale rayonnée (TRS)	139
IV.1.1.3. Facteur de réduction de gain	140
IV.1.1.4. Gain Effectif Moyen (MEG)	140
IV.2. État de l'art	141
IV.2.1. Mesure de champ dispersé (SFM)	141
IV.2.2. Chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM)	141
IV.2.3. Intégration de modèle 3D	141
IV.3. Problématiques du choix de l'antenne optimale pour la récupération d'éner- gie	142
IV.4. Rappels et définition du MEG	143
IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes	145
IV.5.1. Performances classiques	145
IV.5.1.1. Structures dipolaires	146
Dipôle simple	146
Dipôles doubles croisés	147
Système de trois dipôles orthogonaux	149
IV.5.1.2. Monopôle large bande	149
IV.5.1.3. Boucle	152
IV.5.1.4. Patch	153
IV.5.1.5. Des combinaisons hybrides	155

IV.5.2. Performances en MEG	159
IV.6. Validations expérimentales	164
IV.7. Bilan et conclusion	171
Conclusion	173
A. Résultats de modélisation du canal de propagation	177
A.1. Les paramètres des modèles isotrope, Gaussien, Gaussien de deuxième ordre et Laplacien	177
A.2. Les paramètres des modèles finals Gaussien et Gaussien de deuxième ordre présentés dans le tableau I.7	181
A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne	187
B. Résultats de mesures de densité de puissance	199
B.1. La densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h	201
B.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h	209
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale	217
B.4. La densité de puissance sur 24h	242
B.5. Comparaison entre quatre sites de mesures	264
B.6. Comparaison entre quatre méthodes de mesure	268
B.7. Résumé de la comparaison des mesures de la densité de puissance	269

Introduction

De nos jours, la récupération d'énergie EM devient de plus en plus attractive avec d'une part, la multiplication des émissions RF issues des divers standards de communication sans fil GSM, 3G, 4G, 5G et Wi-Fi, et d'autre part, l'émergence de composants électroniques (capteurs, détecteurs, etc.) de très faible consommation. En effet, ces améliorations permettent d'envisager à moyen terme, des objets connectés ou des capteurs 100% autonomes en énergie. Cependant, les niveaux d'énergie EM ambiante restent très faibles (de l'ordre de quelques nW/cm^2) et surtout sujets à des variations aléatoires. Or, l'efficacité d'un circuit classique de conversion RF/DC diminue considérablement avec des niveaux faibles de puissance RF en entrée. Typiquement, un redresseur classique avec une simple diode présente une efficacité de conversion autour de 40 % pour une puissance d'entrée de -20 dBm, et un gestionnaire d'énergie, moins de 30 % pour une tension d'entrée de 100 mV. Ces limitations en performances imposent de maximiser la puissance en sortie de l'antenne qui doit elle-même être optimisée pour capter le maximum de puissance EM ambiante. Cette approche d'optimisation n'est possible que si les sources d'énergie EM présentes ainsi que leurs niveaux sont précisément caractérisés.

La caractérisation des sources EM n'est pas une tâche aisée. Celle-ci demande tout d'abord une connaissance du canal dans lequel les ondes EM se propagent. La répartition de la puissance EM sur les deux polarisations verticale et horizontale est également une information essentielle pour optimiser l'antenne. En outre, il est indispensable de connaître le niveau exact de la densité de puissance EM lors de la conception de l'antenne. Cependant, la définition d'une méthode précise nécessaire pour évaluer cette puissance en continu, par exemple sur une journée, n'est pas une tâche triviale notamment à cause de la nature aléatoire des ondes EM. Finalement, une fois les sources EM identifiées, le critère selon lequel l'optimisation de l'antenne est effectuée doit être bien défini, afin de permettre la récupération du maximum de puissance possible.

Dans ce manuscrit, des éléments de réponses sont apportés à ces problématiques et présentés sous la forme de quatre chapitres.

Le **premier chapitre** présente une approche théorique et expérimentale de caractérisation du canal de propagation indoor d'un point de vue de sa répartition spatiale au sens des moyennes temporelles. Des campagnes de mesures sont conduites pour extraire la forme spatiale du canal indoor sur les bandes de fréquences des communications sans fil usuelles. La forme du canal de propagation sur les différentes bandes de fréquences est extraite après le post-traitement des données de mesures sur les deux sites à l'ESIGELEC. Les résultats sont également comparés avec les résultats existants dans la littérature.

Le **deuxième chapitre** aborde la conception des antennes quasi-isotropes, une étape majeure pour pouvoir mesurer la densité de puissance. Le terme quasi-isotrope dans

ce contexte se réfère au diagramme de rayonnement autant qu'à la polarisation. Une méthode théorique, basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective, est proposée pour concevoir des antennes quasi-isotropes. Cette approche utilise des éléments rayonnants canoniques (dipôle électrique ou magnétique). Quatre systèmes antennaires sont conçus, fabriqués et validés expérimentalement.

Après la conception et la fabrication des antennes, le **troisième chapitre** présente les mesures de la densité de puissance EM. Le système de mesure entièrement automatique et la méthode fiable déterminée pour faire ces mesures sont expliqués. Les résultats des mesures en temps réel sont analysés sur toutes les bandes de fréquences ciblées, en intérieur sur quatre sites différents, chacune sur 24 heures. Ces mesures nous permettent de suivre au cours de la journée la variation de puissance et de mettre en évidence les paramètres qui influencent la puissance EM présente dans l'environnement.

Le **quatrième chapitre** est quant à lui dédiée à la définition d'un critère d'optimisation et de choix d'antennes. Le concept de MEG (Mean Effective Gain) est présenté afin d'évaluer la dépendance de l'antenne à son canal de propagation. Le calcul du MEG sous l'angle mathématique est exploité. Ce nouveau regard sur le MEG est déterminant pour la conception d'une antenne avec un MEG stable, ce qui veut dire une antenne dont le comportement ne change pas avec la variation du canal de propagation. Cette antenne représente un énorme atout pour les applications de récupération d'énergie. Les différentes antennes dans la littérature sont comparées au regard de ce point de vue. Certaines antennes sont fabriquées et discutées selon leurs MEG mesurés.

Ce manuscrit s'achève par une conclusion générale présentant les principales contributions de ce travail suivies des perspectives.

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet SURFAS (flexible smart SURFaces for Augmented indoor communicationS), un projet INTERREG de coopération transfrontalière France Manche Angleterre co-financé par le FEDER pour un budget total d'environ 1,9 M€. Ce projet regroupe deux partenaires français (IRSEEM et Projection) et deux partenaires anglais (Univ de Surrey et Univ du Kent) : <http://www.surfas-project.eu/>.

Chapitre I.

Caractérisation du canal de propagation indoor

I.1. Introduction

L'étude du canal de propagation et la connaissance du milieu dans lequel les informations se propagent sont essentielles pour les applications qui se servent de ce type de canal comme support de transmission des données. Les applications ultra Large Bande (« Ultra wideband » en anglais) et MIMO (« Multiple-Input Multiple-Output » en anglais), sont parmi les applications qui demandent la meilleure connaissance possible du canal de propagation. Dans le cadre de cette thèse, le canal de propagation est étudié pour une application précise : la récupération d'énergie électromagnétique. Pour l'optimisation du système de récupération d'énergie, il est nécessaire de connaître le canal dans lequel l'énergie se propage. L'analyse du comportement des antennes dans un canal donné révèle leurs caractéristiques réelles. La connaissance de ces caractéristiques est essentielle à la conception du système de récupération d'énergie électromagnétique. La problématique de l'évaluation des performances des antennes en incluant l'effet du canal de propagation sera traitée en détail dans les chapitres 3 et 4 de ce mémoire.

L'objectif de ce chapitre est de fournir une étude concrète sur la mesure du canal de propagation ainsi que sur les différentes méthodes de modélisation du canal qui sont majoritairement choisies pour un canal en extérieur, *outdoor* en anglais. La condition de choix d'une méthode de mesure et la méthodologie de différentes mesures sont discutées également dans cette partie. Ensuite, les modèles théoriques de deux types de canaux, déterministe et aléatoire, sont expliqués dans la troisième partie. Cette étude nous conduit à concevoir un système de mesure du canal en intérieur, *indoor*. Dans ce travail de recherche, l'étude sur le canal de propagation est destinée à la modélisation et à la détermination du canal uniquement dans le domaine spatial. Les mesures du canal et la validation expérimentale sont présentées dans la dernière partie de ce chapitre. Les résultats des mesures avec ce système sur deux milieux en *indoor* révèlent de précieuses informations sur la forme du canal de propagation en 3 dimensions et sur les différentes bandes de fréquences.

I.2. Définitions préliminaires

Un système de communication sans fil utilise des ondes électromagnétiques pour transférer des données (sous la forme de signaux). Il est composé d'un émetteur, d'un récepteur ainsi que d'un milieu véhiculant le signal de l'émetteur vers le récepteur. Ce milieu est appelé le « canal de propagation » et le système entier est souvent appelé le canal de transmission (figure I.1). Il est important de ne pas confondre ces deux termes, car l'objectif de ce chapitre est de se concentrer sur le canal de propagation, et par la suite d'étudier les phénomènes dans ce milieu qui influencent le signal et sa forme spatiale. Dans certaines applications telles que les MIMO, une étude sur le canal de transmission est exigée.

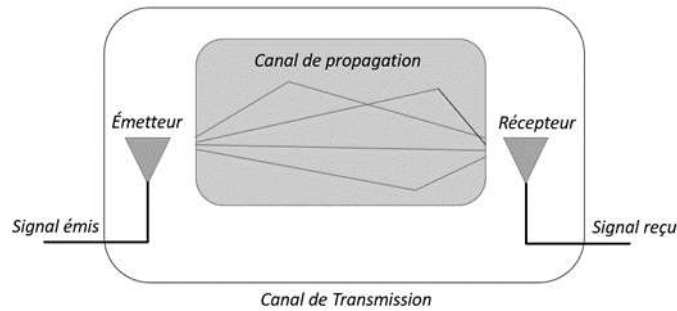


FIGURE I.1. – Canal de propagation et canal de transmission

I.2.1. Phénomènes de propagation

Dans un environnement réel, plusieurs phénomènes de propagation influencent le signal émis par l'émetteur notamment par réflexion, diffraction et diffusion dans le milieu de propagation. Ces phénomènes empêchent une liaison directe (« line of sight », LOS en Anglais) entre l'émetteur et le récepteur. A ce stade, il est utile de revoir la définition de certains phénomènes importants (figure I.2).

I.2.1.1. Réflexion et réfraction

Des ondes électromagnétiques suivent un trajet en ligne droite dans un milieu homogène, par exemple dans le vide. Cependant, si le faisceau rencontre la surface de séparation avec un second milieu, comme la surface d'un objet solide, il est dévié de sa direction d'origine. La nature de la réflexion dépend de l'énergie de l'onde, des propriétés des milieux qui forment l'interface et de l'angle du faisceau incident. Dans certaines conditions, le faisceau peut être partiellement réfléchi vers le premier milieu et partiellement réfracté dans le second.

I.2.1.2. Diffusion

Le terme diffusion vient du latin *diffusio* qui signifie « se propager ». La diffusion est le processus selon lequel une particule sur le chemin d'une onde électromagnétique retire totalement l'énergie de l'onde incidente et retransmet cette énergie dans l'angle solide total centré sur la particule.

I.2.1.3. Diffraction

Les ondes électromagnétiques peuvent être diffractées lorsqu'elles rencontrent un obstacle pointu. La courbure des ondes autour des coins d'un obstacle ou à travers une ouverture dans la zone d'ombre géométrique de l'obstacle cause la diffraction. L'objet ou l'ouverture de diffraction devient effectivement une source secondaire de propagation de l'onde.

Ces phénomènes de propagation peuvent générer un canal de propagation complexe dans lequel les ondes électromagnétiques se propagent dans toutes les directions et avec des polarisations différentes.

Plusieurs études ont été faites dans la littérature afin de modéliser et de caractériser le canal de propagation dans les domaines spatial et temporel. Un résumé des recherches sur ce sujet est présenté dans la section suivante.

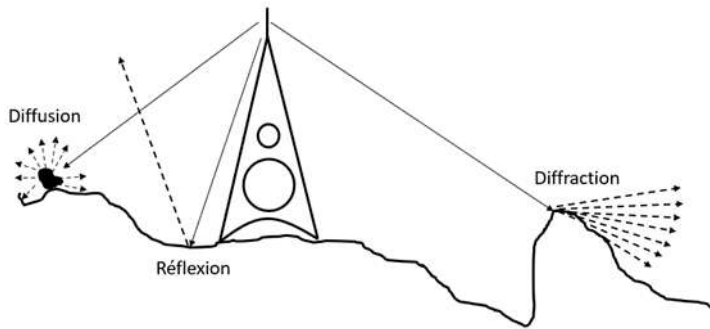


FIGURE I.2. – Trois phénomènes de propagation : Réflexion, Diffusion, Diffraction [1].

I.3. État de l'art

Cette section se focalise sur l'étude du canal de propagation d'un point de vue de sa forme spatiale. Cela signifie que l'objectif est de définir une variable qui présente la distribution spatiale des ondes électromagnétiques incidentes : la fonction de densité de probabilité (FDP) (« probability density function » en anglais) également appelée dans ce cas « variable angulaire de densité ». C'est sous cet angle de vue que l'état de l'art sur le sujet est présenté.

La caractérisation du canal de propagation peut se faire selon plusieurs critères notamment l'antenne de mesure, la bande passante d'analyse, la méthodologie de mesure,

le type de mesure (*indoor*, *outdoor*), etc. Dans cette section, l'accent est mis sur la topologie de l'antenne utilisée et la méthodologie de mesure elle-même.

I.3.1. Antenne de mesure

Les systèmes antennaires utilisés se répartissent en trois catégories : l'antenne fixe, l'antenne tournante et le réseau d'antennes.

I.3.1.1. Antenne unique

Ossanna a modélisé en 1964 un canal de propagation théoriquement et expérimentalement [2]. L'antenne considérée est une antenne directive avec une bande passante à mi-puissance (« Half power bandwidth », HPBW en anglais) de 6° et un gain égal à 11 dB. Cette antenne est fixe mais elle est installée sur un véhicule qui parcourt un circuit fermé. Son système de mesure a inspiré plusieurs autres scientifiques notamment Gans [3] qui a reconduit en 1972 ce même système avec trois antennes différentes : un monopôle vertical, une boucle orthogonale au véhicule et perpendiculaire au mouvement du véhicule et une boucle orthogonale au véhicule mais dans le plan du mouvement du véhicule.

Malgré leurs résultats intéressants, les recherches ci-dessus ont considéré des hypothèses restreintes notamment celle selon laquelle les ondes électromagnétiques sont considérées comme se déplaçant horizontalement et l'orientation de l'antenne est également choisie selon cette hypothèse. Dans leur modèle, les ondes électromagnétiques sont donc distribuées selon l'angle α , présenté dans la figure I.3, cela signifie que seulement le plan d'azimut est pris en compte dans la modélisation.

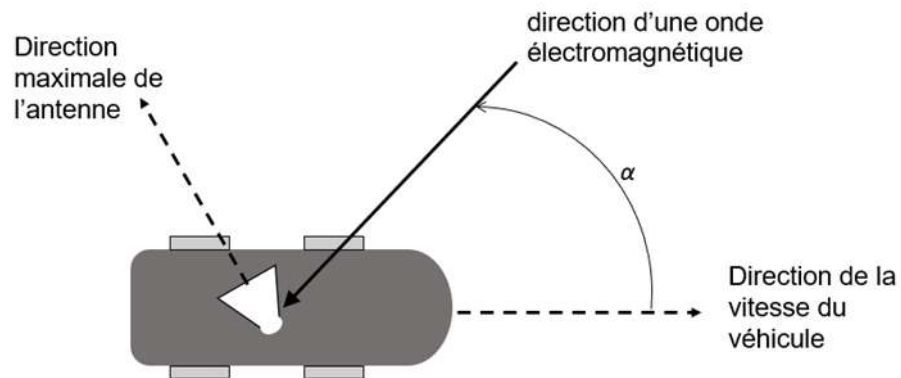


FIGURE I.3. – Représentation du système de mesure de Gans [3] embarqué sur (vue de dessus).

Des changements majeurs ont eu lieu sur la recherche du canal au cours des années suivantes. En 1979, Aulin a modifié le modèle du canal de propagation afin de généraliser le modèle pour les ondes qui ne se diffusent pas uniquement horizontalement [4]. Son

modèle est donc plus réaliste par rapport aux modèles précédents. Lee et Yeh, en 1972, en s'appuyant sur la diversité de polarisation dans le canal, ont effectué les mesures du canal avec deux antennes cornets : une polarisée verticalement et l'autre polarisée horizontalement [5]. D'autres études ont également été effectuées afin d'examiner l'effet de la directivité de l'antenne de mesure sur la précision des résultats [6].

La plupart des systèmes à une seule antenne présente l'avantage de la simplicité de pouvoir analyser le système du point de vue temporel (profils de retard de puissance et spectres Doppler) [7]. Cependant cette méthode reste limitée du fait de deux points importants que présentent toutes les recherches ci-dessus :

- Un modèle de station mobile en mouvement a été considéré afin de simuler une situation dans laquelle le récepteur se déplace. Pour la plupart des applications, un modèle de station mobile fixe suffit pour connaître la densité de puissance angulaire des ondes incidentes, indépendamment de ce que ces ondes étaient à des instants antérieurs. Pour ces raisons, la majorité des mesures sur le canal de propagation, y compris celles-ci, ont considéré que l'antenne de réception est immobile.
- Les recherches ci-dessus n'ont utilisé qu'une seule antenne fixe, même si cette antenne se déplace sur un véhicule, l'antenne elle-même est fixe. Avec cette condition, la mesure de l'angle d'arrivée, « angle of arrival » (AOA) en anglais, d'une onde n'est pas possible [8].

Malgré les insuffisances liées à l'utilisation d'une seule antenne dans les mesures du canal, cette méthodologie a été choisie pour différents objectifs [9, 10, 11]. Ce type d'antenne a aussi récemment été utilisé pour caractériser le réseau de capteurs à courte portée et le réseau WiFi [12, 13, 14].

I.3.1.2. Antenne tournante directive

Afin d'obtenir les informations sur l'angle d'arrivée de l'onde incidente il existe deux voies générales [8] :

- Utiliser une antenne tournante directive.
- Utiliser la méthode de synthèse d'ouverture « Synthetic-aperture » en anglais et de filtrage spatial (« beamforming » en anglais).

Le beamforming n'a pas eu beaucoup de succès dans les recherches sur la détermination du canal car cette méthode présente l'inconvénient d'une résolution limitée, ainsi que la génération de lobes secondaires indésirables. Ces lobes secondaires peuvent, bien entendu, être éliminés en fenêtrant les données, mais au détriment d'un lobe principal plus large. Cela réduirait encore la résolution et rend le système de mesure plus compliqué. Le système de mesure avec une antenne tournante sera expliqué dans cette partie en tant qu'une option choisie par plusieurs chercheurs.

Grâce aux développements des connaissances durant les années 90 sur le canal, qui ont été indiquées dans la partie précédente, les mesures en trois dimensions et en tenant compte de l'orientation de l'onde électromagnétique dans le canal ont été effectuées pour deux polarisations. Taga, en 1990, a utilisé une antenne directive rotative installée sur une camionnette [15]. L'antenne était composée d'un dipôle avec un plan réflecteur qui suscite une directivité avec une ouverture de faisceau à mi-puissance (« half power

beamwidth » HPBW en anglais) de 22° . Une double polarisation a été considérée dans ses mesures en tournant le dipôle.

Cette méthode a été appliquée dans plusieurs mesures avec différentes sortes d'antennes directives. Klein et Mohr, en 1996, ont choisi une antenne directive avec une HPBW égale à 9° [16]. Martin a publié en 1998 ses recherches sur le canal effectuées avec une antenne directive de HPBW égale à 105° [17]. Nelson et Pedersen ont choisi une antenne cornet (HPBW autours de 30°) et ont déterminé le canal de propagation pour les deux polarisations [18, 19].

Une antenne directive pour balayer la puissance reçue dans chaque direction angulaire donne directement le spectre de l'angle d'arrivée [20] et l'ensemble de la procédure peut être effectuée de manière très simple et pratique. Cependant, son inconvénient est que cette technique ne donne aucune information utile pour caractériser un canal temporellement. C'est peut-être pour cette raison qu'une antenne directive tournante n'est pas choisie fréquemment pour déterminer un canal de propagation.

I.3.1.3. Réseau d'antennes

La technique d'ouverture synthétique est largement utilisée dans les mesures de canaux spatiaux. L'idée est de collecter des données de différentes positions spatiales à l'aide d'un réseau d'antennes qui couvre entièrement l'espace [21]. Une directivité d'antenne accrue fournit une plus grande précision de mesure [22]. La technique de filtrage spatial peut remplacer l'ouverture synthétique dans certaines applications, à condition d'avoir une précision élevée et un balayage rapide [8].

Un multiplexeur RF est nécessaire pour séparer la sortie de chaque élément dans le réseau [23]. Un réseau d'antennes patch est très répandu grâce à sa conception facile et sa capacité à couvrir les deux polarisations en changeant son alimentation [24, 21, 25, 26, 27, 28]. Les réseaux d'antennes cornets sont moins utilisés dans la littérature pour déterminer le canal de propagation [29, 30], étant donné que c'est un choix encombrant mais toujours pratique pour avoir accès aux deux polarisations. Une comparaison entre un réseau sphérique de monopôles et un réseau sphérique d'antennes cornets a été effectuée par Pedersen en [31].

Un réseau d'antennes permet d'analyser un canal dans le domaine spatial et temporel simultanément. Malgré cet avantage ce système de mesure est coûteux par rapport à l'antenne unique et l'antenne directive tournante. L'effet de couplage peut être important dans cette méthode.

I.3.1.4. Récapitulatif de l'état de l'art

Parmi les systèmes antennaires proposés afin de réaliser les mesures sur le canal, l'antenne unique reste la solution la moins compliquée et la moins chère. Cependant cette solution n'est pas adaptée à l'analyse spatiale du canal. La deuxième solution qui consiste en l'antenne tournante est moins coûteuse et plus simple à réaliser par rapport à un réseau d'antennes qui subit de plus l'effet de couplage entre les antennes. Étant donné que le but de la mesure du canal dans cette thèse est uniquement l'analyse spatiale, le

deuxième type d'antenne, une antenne directive tournante, a été choisi pour réaliser les mesures du canal de propagation adapté à l'environnement indoor. Une méthodologie de mesure est conçue de telle sorte à pouvoir comparer au maximum les points de mesures spatiaux par rapport aux mesures précédemment présentées dans cette partie.

I.4. Modélisations spatiales du canal de propagation indoor

Un canal de propagation indoor peut être modélisé soit par une approche déterministe soit par une approche aléatoire. Les modèles déterministes de canal indoor sont généralement basés sur des méthodes de lancer de rayons (« ray tracing » en anglais) ou FDTD (Finite Difference Time Domain en anglais) [24]. Le problème avec ceux-ci réside dans le fait qu'ils nécessitent des calculs complexes et également une description très détaillée de l'environnement, ce qui complexifie la prise en compte de l'environnement 3D. La plupart des modèles aléatoires, souvent appelés stochastiques, sont développés pour les applications mobiles, mais des mesures sont toujours nécessaires pour vérifier les modèles et ajuster les paramètres pour différents environnements.

Encore une fois, il est souligné que le but de la mesure du canal dans ce travail de recherche est de déterminer sa répartition spatiale dans les bandes de fréquences ciblées pour un récupérateur d'énergie électromagnétique. Les domaines temporel et fréquentiel seront donc brièvement présentés, tandis qu'une analyse détaillée sera effectuée pour le domaine spatial.

I.4.1. Approche déterministe

L'approche déterministe considère que tous les paramètres sont connus. Le cas le plus simple à analyser est celui de l'espace libre, qui est d'un environnement où il n'y a pas d'obstacle, ni de barrière entre l'émetteur et le récepteur, qui peuvent être tous deux uniques ou multiples, mobiles ou fixes. Cet environnement n'admet que des liaisons directes (LOS), et par conséquent les phénomènes de propagation ne sont pas intégrés dans ce cas simplifié. Afin de prendre en considération ces phénomènes, le cas des trajets multiples, « multipath » en anglais, doit être étudié. Le terme « trajets multiples » est un rappel que pour un seul signal émis, plusieurs signaux reçus peuvent exister et cela est un résultat des phénomènes de propagation. L'approche déterministe est souvent analysée grâce à la méthode des moments (MoM) et à l'optique géométrique (OG). Les deux modèles courants de lancer de rayons et de FDTD sont discutés dans cette section.

I.4.1.1. Cas de l'espace libre

Le cas le plus simple de modèle déterministe est éloigné de l'environnement réel dans la majorité des scénarios de mesure. Cependant il donne un aperçu des mécanismes de propagation de base et atteint ses limites. La puissance reçue par un émetteur dans un environnement vide, ce qui signifie que tous les autres phénomènes, tel que les effets

de masquage, de réflexion, de réfraction, etc. sont ignorés, peut être calculée grâce à la formule ci-dessous qui est appelée l'équation de Friis [32] :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{\sqrt{G_t G_r} \lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (\text{I.1})$$

Où P_r , P_t , G_t , G_r , λ , d représentent respectivement : la puissance reçue, la puissance transmise, le gain de l'antenne d'émission, le gain de l'antenne de réception, la longueur d'onde et la distance entre l'émetteur et le récepteur. Il est important de préciser que l'équation de Friis n'est valable que dans le champ lointain, cela signifie que d est supérieure à la distance de Fraunhofer d_F qui est définie comme ci-dessous :

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.2})$$

Où D est la plus large dimension de l'antenne émettrice.

L'estimation de la puissance reçue au niveau du récepteur ou la puissance émise par l'émetteur est possible tout en adoptant le modèle de propagation en espace libre. Toutefois dans un environnement réel, en particulier en zone urbaine où il y a beaucoup d'obstructions dues aux bâtiments et aux arbres, d'autres facteurs doivent être inclus.

I.4.1.2. Cas de trajets multiples

L'équation de propagation en espace libre ne s'applique que dans des conditions très strictes ; en pratique, il y a presque toujours des obstructions sur ou à proximité du trajet de l'onde ou des surfaces à partir desquelles les ondes électromagnétiques peuvent être réfléchies. Afin de faire un pas en avant, deux modèles qui sont largement utilisés pour se rapprocher de l'environnement urbain indoor ou outdoor seront expliqués.

Le modèle de lancer de rayons est largement utilisé pour déterminer le canal en indoor et outdoor [33, 34], toutefois il n'est pas adapté aux milieux complexes riches en obstacles. Le lancer de rayons est un modèle moins coûteux par rapport à FDTD en termes de ressources informatiques. FDTD est un modèle numérique qui est efficace pour les environnements variés, mais qui néanmoins nécessite des ressources informatiques [35].

Le modèle de Turin pour un canal déterministe a été utilisé avec le plus de succès pour décrire la propagation par trajets multiples à longue distance [36]. Dans ce modèle, le milieu de propagation est censé agir comme un filtre linéaire. Bello en 1963 a pris ce modèle afin de montrer qu'un canal linéaire variant dans le temps peut être caractérisé en fonction du temps et de la fréquence [37, 38].

Lancer de rayons Ce modèle prend en compte la transmission en espace libre, la réflexion, la diffraction, la diffusion et la transmission des parois [39]. La base principale de ce modèle est de tracer un certain nombre de rayons d'un émetteur donné à un récepteur. Les longueurs électriques des différents trajets de rayons donnent l'amplitude et les phases des composantes des ondes et elles peuvent être utilisées pour calculer l'intensité du signal. Selon ce concept, il faut tenir compte des changements d'amplitude et de phase provoqués par les phénomènes de propagation.

Sans entrer dans les détails, le modèle de lancer de rayons peut être représenté avec l'équation de Friis modifiée de la façon suivante [39] :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{\sqrt{G_t G_r} \lambda}{4\pi d} \right]^2 \left[\prod_j R_j \right]^2 \left[\prod_k A_k(s', s) D_k \right]^2 \quad (\text{I.3})$$

Où le premier terme est la composante en espace libre montrée précédemment dans l'équation I.1, R_j est le coefficient de réflexion pour le j -ème trajet créé par la réflexion et D_k est le coefficient de diffraction du k -ème trajet créé par la diffraction. A_k est la fonction d'atténuation spatiale.

FDTD Yee a présenté en 1966 le modèle de la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD afin de calculer le champ électromagnétique à chaque instant discret en quadrillant l'espace [40]. Il a résolu l'équation de Maxwell avec les conditions aux limites et le critère de stabilité approprié, son approche numérique est largement utilisée pour les applications de communication sans fil et elle est aussi efficace en outdoor qu'en indoor.

I.4.2. Approche aléatoire

Dans un environnement réel à trajets multiples, le champ incident est généralement décrit par une variable aléatoire qui induit le comportement stochastique du signal reçu. Pour décrire ce comportement stochastique du canal (champ incident), plusieurs approches statistiques ont été développées.

Le premier modèle statistique de canal fut proposé par Ossanna en 1964 [2]. Il a considéré des réflecteurs placés au hasard à proximité d'un récepteur mobile. Clarke a montré en 1968 que le modèle proposé par Ossanna est en désaccord à certaines fréquences autour de la fréquence Doppler maximum [41]. Clarke a donc également suggéré le modèle présenté par Gilbert [42] dans lequel le modèle d'Ossanna est défini comme un cas particulier. Le modèle de Gilbert traite la somme des champs électrique et magnétique à différents points dans le plan horizontal. La densité d'énergie pondérée sur chaque point détermine la nature aléatoire du canal. Le modèle d'Ossanna considère un trajet direct permanent (composante déterministe) alors que celui de Clarke ne considère aucune composante déterministe (entièrement aléatoire).

De nombreux autres modèles statistiques ont été proposés [43] mais ceux-ci renvoient aux modèles d'Ossanna et de Clarke eux-mêmes conduisant à des densités de probabilités de type Rice et Rayleigh, respectivement.

De façon générale, le caractère aléatoire du canal de propagation conduit à deux classes d'interférences destructive (« fading » en anglais) au niveau du signal reçu : à grande échelle et à petite échelle. Les interférences à grande échelle correspondent à des évanouissements visibles sur des signaux qui se propagent sur des grandes distances supérieures à plusieurs dizaines de longueurs d'ondes. À cette échelle il n'y a pas de variation rapide dans le temps et il y a une diminution régulière de la puissance [44]. Les interférences à petite échelle correspondent à des évanouissements visibles sur des

signaux se propageant sur des distances limitées à quelques dizaines de longueurs d'ondes. Ce type d'interférence se manifeste par deux mécanismes : la dispersion du signal et le comportement de variation dans le temps du canal [45].

Dans la suite de cette partie, trois modèles bien connus de la fonction de densité de probabilité de canal seront présentés, obtenus en considérant l'évanouissement à petite échelle. Ces modèles statistiques sont le résultat de travaux théoriques validés par différentes expériences. Ensuite trois modèles de distribution spatiale obtenus à partir d'une considération de l'évanouissement à grande échelle seront présentés. Ce sont des modèles empiriques qui résultent de différentes expériences.

I.4.2.1. Modèle statistique

Distribution de Rayleigh Les variations qui suivent une distribution de Rayleigh ont lieu dans un environnement dans lequel le signal direct est totalement bloqué. Dans ses résultats, Jakes mentionne que l'enveloppe du signal radio mobile est distribuée selon une distribution de Rayleigh lorsqu'elle est mesurée sur des distances de quelques dizaines de longueurs d'onde, sur lesquelles le signal moyen est sensiblement constant [46]. La FDP du canal qui est issue des travaux de Clerke est obtenue sous certaines conditions :

- Le champ incident est formulé comme une superposition d'ondes planes de phases aléatoires.
- Les phases du champ sont uniformément distribuées sur la plage 0 à 360° pour chaque polarisation.
- Les phases et amplitudes du champ sont statistiquement indépendantes.
- La FDP est établie pour l'enveloppe du champ incident qui est formée de processus gaussiens à moyenne nulle. La distribution aléatoire de Rayleigh est donnée par [47] :

$$pX(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{I.4})$$

Où σ est l'écart-type de la distribution. Il convient de mentionner ici que l'hypothèse consiste à considérer que les gains de prise sont des variables aléatoires gaussiennes complexes à symétrie circulaire. Il existe des modèles alternatifs fréquemment utilisés, pour obtenir plus d'informations à leur sujet, il est conseillé au lecteur de consulter les références [47, 46].

Distribution de Rice Le modèle de Rayleigh pour l'évanouissement du signal est le pire des cas : il suppose que le signal direct est totalement bloqué. Les conditions de l'évanouissement, lorsque le signal direct est débloquenté ou légèrement atténué (ombré), peuvent être assez bien décrites en utilisant la distribution de Rice. Dans ce modèle, le signal direct a une grandeur connue. Les mêmes conditions que la distribution de Rayleigh sont considérées afin d'établir la FDP. Deux variables aléatoires Gaussiennes sont considérées, une avec une moyenne non nulle et l'autre avec une moyenne nulle, les deux ont la même variance. La distribution de Rice est définie à partir de ces deux variables [47] :

$$pX(x) = \sqrt{\frac{1}{k+1}} \sigma e^{j\theta} + \sqrt{\frac{k}{k+1}} CN(0, \sigma^2) \quad (\text{I.5})$$

Où le paramètre k (dit facteur K) est le rapport de l'énergie dans le trajet direct à l'énergie dans les trajets diffusés ; plus k est grand, plus le canal est déterministe. C'est un modèle circulaire, symétrique égale à la distribution de Rayleigh. Lorsque le facteur K est égal à zéro, ce qui signifie l'absence de trajet direct, la distribution de Rice tend vers la distribution de Rayleigh.

Distribution de Nakagami La distribution de Nakagami, comme la distribution de Rayleigh et de Rice, est basée sur la distribution normale ou gaussienne. La fonction de densité de probabilité de Nakagami est décrite par [48] :

$$pX(x) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} x^{2m-1} e^{-\frac{mx^2}{\Omega}} \quad (\text{I.6})$$

Où m est un paramètre de forme, Ω contrôle la répartition de la distribution et Γ représente la fonction Gamma. Cette distribution correspond à la somme de m variables aléatoires de distribution de Rayleigh indépendantes. Cela signifie que pour m égal à 1 la distribution de Nakagami se réduit à la distribution de Rayleigh.

Parsons a effectué une comparaison qualitative sur les trois distributions présentées dans divers environnements [49]. La conclusion la plus importante de son analyse est que la distribution de Rice a l'avantage de modéliser l'amplitude de toute composante dominante par un changement du facteur K. Il en est de même pour la distribution Nakagami dont les paramètres sont obtenus à partir de la mesure d'un signal variable. Grâce à cette capacité, l'environnement ne peut pas affecter la précision de la modélisation. La distribution de Rayleigh, quant à elle, a montré un ajustement bien pire à la FDP expérimentale lorsque moins de diffuseurs sont présents dans l'environnement qu'initialement attendu. Dans les cas où le canal est à la fois aléatoire et déterministe le modèle de Rayleigh est donc considéré comme le moins efficace. Cela a une importance considérable puisque la distribution de Rayleigh est couramment utilisée par les planificateurs du système dans la conception et l'évaluation de systèmes de radio mobile.

I.4.2.2. Modèles empiriques

Dans le cas d'un émetteur à l'extérieur, plusieurs modèles empiriques de densité spectrale de puissance sphérique ont été proposés. Aulin [4] et Vaughan [50] ont présenté un modèle sphérique dans lequel la densité spectrale de puissance angulaire est rectangulaire ou sinusoïdale en élévation, un modèle qui n'a pas rencontré beaucoup de succès en raison de la faible précision du modèle. Dans cette partie, trois modèles empiriques parmi les plus utilisés seront présentés : isotrope, Gaussien et Laplacien.

Canal isotrope Une distribution uniforme dans le plan azimutal des ondes incidentes a été largement considérée et correspond à un canal isotrope en deux dimensions [3, 4, 6,

15, 51]. Cette forme de canal en trois dimensions est un concept théorique qui correspond à une distribution uniforme des ondes incidentes. La fonction de densité angulaire d'un canal isotrope est donnée par :

$$P(\theta, \phi) = \frac{1}{2\sqrt{3}\sigma} \text{rect} \left[-\sqrt{3}\sigma, \sqrt{3}\sigma \right] \quad (\text{I.7})$$

Pour un canal isotrope en coordonnée sphérique $\sigma = \pi/\sqrt{3}$.

Canal Gaussien Le modèle de canal Gaussien est également largement utilisé pour modéliser un canal [15, 52]. Jakes prend en compte un modèle Gaussien pour prédire les statistiques mesurées du signal et il souligne que ce n'est qu'une approximation validée dans la plupart des cas [46]. Le modèle pour un canal Gaussien dans le plan d'élévation est donné par :

$$P(\theta, \phi) = A_g \exp \left(-\frac{\{\theta - \mu\}^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{I.8})$$

Où, μ est l'angle d'élévation moyen des ondes incidentes et σ est l'écart-type. A_g est une constante déterminée en tenant compte du fait que :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\theta(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = 1 \quad (\text{I.9})$$

L'indice g indique que ce facteur correspond au modèle gaussien.

Canal Laplacien Ce modèle est moins fréquent dans la littérature en comparaison des modèles ci-dessus [19, 53, 54], mais cela n'enlève rien à l'importance du modèle qui est présenté par l'équation suivante :

$$P(\theta, \phi) = A_l \exp \left(-\frac{\sqrt{2}|\theta - \mu|}{\sigma} \right) \quad (\text{I.10})$$

Où μ est l'angle d'élévation moyen des ondes incidentes σ est l'écart-type. A_l est une constante déterminée avec la même condition qu'indiquée en équation I.9, à l'exception qu'ils viennent de deux définitions différentes : $A_g = cte/\sqrt{2\pi}\sigma$ et $A_l = cte/\sqrt{2}\sigma$.

Les trois modèles empiriques seront traités au sein de la partie suivante afin de trouver le modèle le plus adapté au résultat expérimental des mesures du canal à l'ESIGELEC.

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

Cette partie présente une campagne de mesure effectuée dans l'objectif de valider expérimentalement les modèles empiriques proposés pour décrire la forme du canal de propagation. Les résultats obtenus par ces mesures de canal sont traités afin d'extraire

le modèle le plus adapté aux résultats expérimentaux. Les mesures ont été réalisées dans une large bande de fréquences allant de 0,7 MHz jusqu'à 6 GHz afin qu'elles couvrent toutes les bandes de fréquences ciblées : LTE 800/2100/2600 MHz, GSM 900/1800 MHz et Wi-Fi 2.4/5.8 GHz.

I.5.1. Banc de mesure

L'objectif des mesures est de pouvoir déterminer directement la nature du canal de propagation. Un canal émulé fournit la meilleure condition pour étudier les phénomènes de propagation et les applications sans fil car la comparaison entre le signal émis et le signal reçu est possible. La majorité des recherches dans la littérature ont fait leurs mesures dans un canal où le signal émis est connu et l'environnement est contrôlé à différents niveaux [16, 17, 18] et [21, 22, 23, 24, 25, 26, 28, 27, 29, 30]. Cependant pour la récupération d'énergie, quelle que soit la façon dont la récupération d'énergie est envisagée, aucun contrôle de l'environnement n'est pris en compte, la seule chance d'améliorer l'efficacité du système est de mieux caractériser l'environnement et d'optimiser notre système de récupération en conséquence. Il s'agit donc d'une mesure de canal aléatoire qui est basée sur la mesure des paramètres du canal dans un environnement aléatoire. Ce type de mesures dans un environnement purement réel a été rarement effectué. Taga [15] et Pedersen [19] ont réalisé leurs mesures tout en respectant l'aspect aléatoire de l'environnement.

Le système de mesure proposé dans cette thèse prend tout à fait en compte l'absence d'information préalable sur le contenu, la polarisation et la direction des ondes incidentes. Ce système est présenté dans cette partie. Il constitue une amélioration par rapport aux systèmes présentés dans [15] et [19] au niveau de la surface couverte dans l'espace et également la bande de fréquence sur laquelle les mesures du canal ont été effectuées. Après le post-traitement des données, certaines informations sur la fréquence des stations émettrices à proximité des lieux de mesure ont été récupérées pour avoir une meilleure traduction des résultats.

I.5.1.1. Description du système

Le banc de mesure est composé d'un support d'antenne circulaire (une arche) en plastique, de 2 mètres de diamètre, installé sur un moteur pas à pas. 18 trous sont encastrés sur le support pour fixer l'antenne, les trous sont positionnés aux angles $\theta = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ \dots, 170^\circ$. L'arche et le moteur pas à pas sont fixés sur une table roulante en bois. Le moteur pas à pas est connecté à un contrôleur de mouvement pas à pas, piloté par un ordinateur portable. Une antenne directive connectée à un analyseur de spectre a été utilisée pour réaliser les mesures. La figure I.4 montre le schéma complet de ce système.

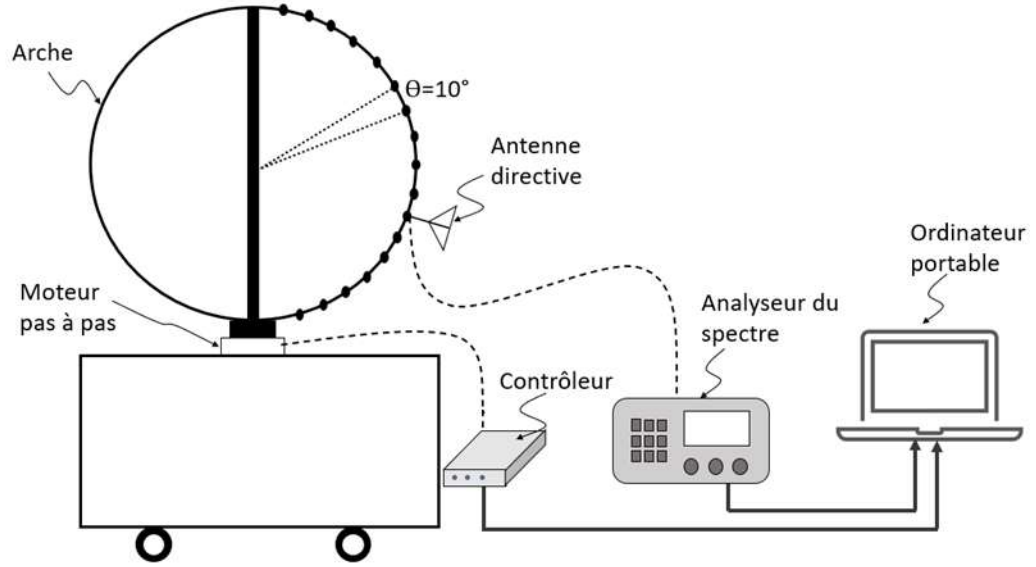


FIGURE I.4. – Schéma complet du système de mesure du canal de propagation développé à l'IRSEEM.

Support d'antenne L'arche de support d'antenne est fabriquée en Polyoxyméthylène (POM), une variété de plastique qui n'a aucun effet sur les mesures. Cependant, afin de solidifier l'arche, une barre métallique y a été intégrée à l'intérieur et a été recouverte avec des absorbants électromagnétiques pour supprimer son effet. Le rayon de l'arche est égal à $2.3 \lambda_{max}$, ce qui correspond à la fréquence minimale. Cela signifie que le canal de propagation peut être mesuré en champ lointain autour d'une antenne donnée au centre de cette arche.

Il est utile de mentionner qu'en tournant l'arche, un balayage sur le plan horizontal (azimut) est effectué. Cela signifie qu'en déplaçant l'antenne sur les 18 trous sur l'arche et en faisant tourner le moteur, une analyse spatiale complète en 3 dimensions est possible. Les mesures pour $\theta = 180^\circ$ ne peuvent pas être effectuées à cause du pied de l'arche qui est situé à ce point.

Moteur pas à pas et contrôleur Le moteur pas à pas est contrôlé par un contrôleur/pilote de mouvement (NEWPORT SMC100) [55]. La connexion moteur-contrôleur est effectuée par une communication série RS-232 et la connexion contrôleur-ordinateur est assurée par un câble USB.

Antenne directive Une antenne quasi-Yagi large bande a été proposée dans [56]. En ajustant la taille de l'antenne (figure I.5), j'ai obtenu une bonne adaptation d'impédance dans nos bandes de fréquences d'intérêt. Le rapport de puissance réfléchi de l'antenne est montré sur la figure I.6. L'antenne est simulée par un logiciel de simulation et d'analyse électromagnétique, CST [57] et fabriquée sur FR4 avec une épaisseur de 0,8 mm. (figure I.7), le point d'alimentation est placé au milieu en ajoutant des connecteurs SMA.

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

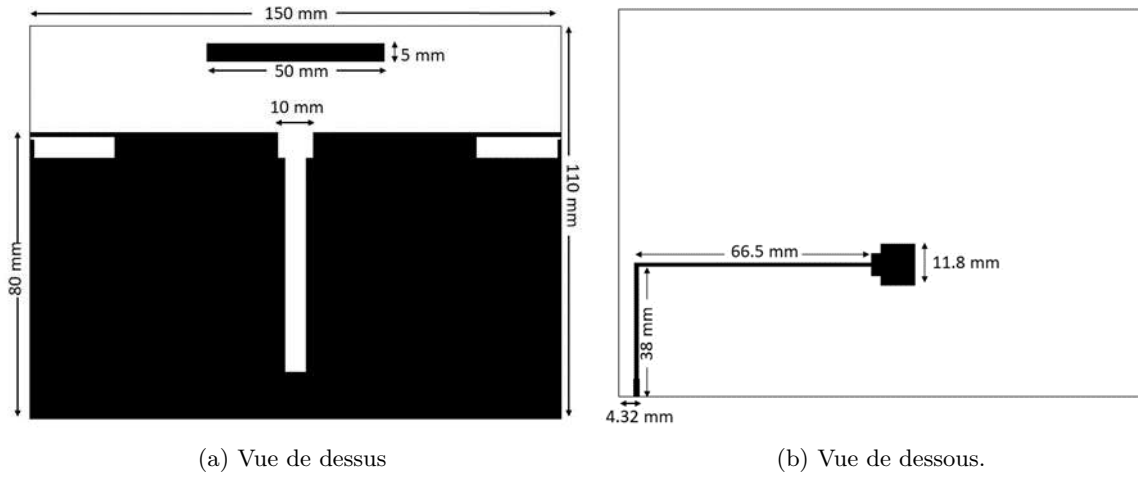


FIGURE I.5. – Antenne directive quasi-Yagi.

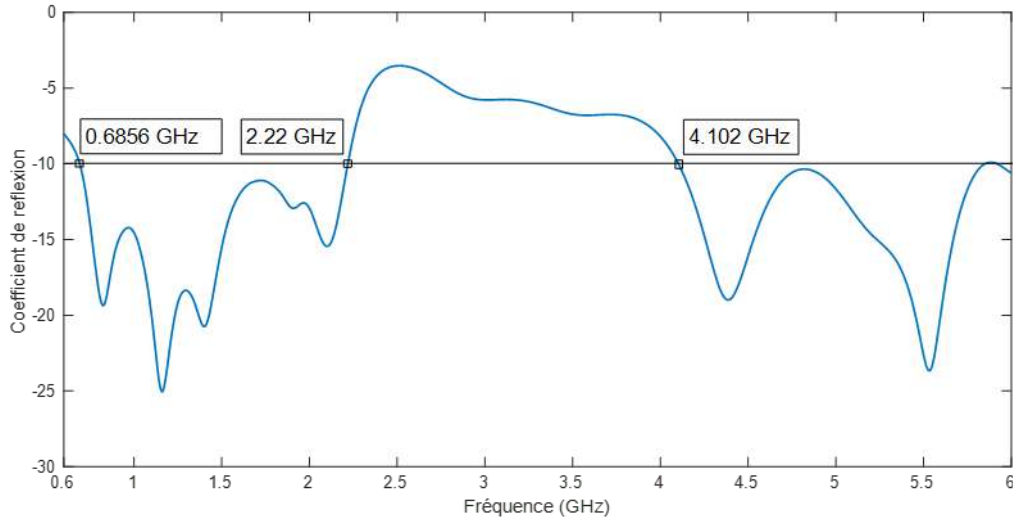


FIGURE I.6. – Coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne directive, L'adaptation d'impédance est satisfaisante pour les bandes de fréquences : 0,65-2,22 GHz et 4,1-6,0 GHz.

La largeur angulaire (3 dB) de l'antenne dans sa gamme de fréquences passe de 33° (2,4 GHz) à 98° (800 MHz). Le niveau de polarisation croisée, « cross polarisation level » en anglais, à 0.8 GHz et 1.8 GHz est égal à -43.97 et -33.76 dB, respectivement. Cela signifie que dans une bonne approximation, l'antenne est à polarisation purement linéaire, ce qui rend possible les mesures séparées sur chacune des deux polarisations. Ce changement de polarisation est réalisable en tournant l'antenne à 90° . Un lobe arrière, « back lobe » en anglais, de -2.3 dB apparaît à 0.8 GHz, alors qu'à 1.8 GHz apparaissent

deux lobes arrière, chacun avec un niveau de -8.9 dB. Les directivités de l'antenne à 0.8 GHz et 1.8 GHz sont montrés sur la figure I.8.

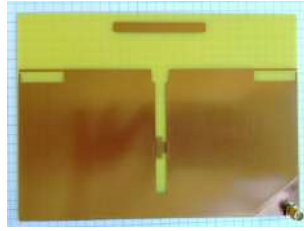


FIGURE I.7. – Antenne directive, quasi-Yagi, fabriquée sur FR4.

Analyseur du spectre Un analyseur de signaux et de spectre Rohde & Schwarz FSW a été utilisé pour mesurer les ondes incidentes à l'entrée de l'IRSEEM. Pour le deuxième site, au rez-de-chaussée du bâtiment CISE, un analyseur de spectre portable de Keysight (N9918A) a été choisi. Les deux analyseurs de spectre sont connectés directement à l'antenne, en raison de leur niveau de bruit suffisamment faible (-135 dBm et -110 dBm pour FSW et N9918A, respectivement), un amplificateur n'est donc pas nécessaire.

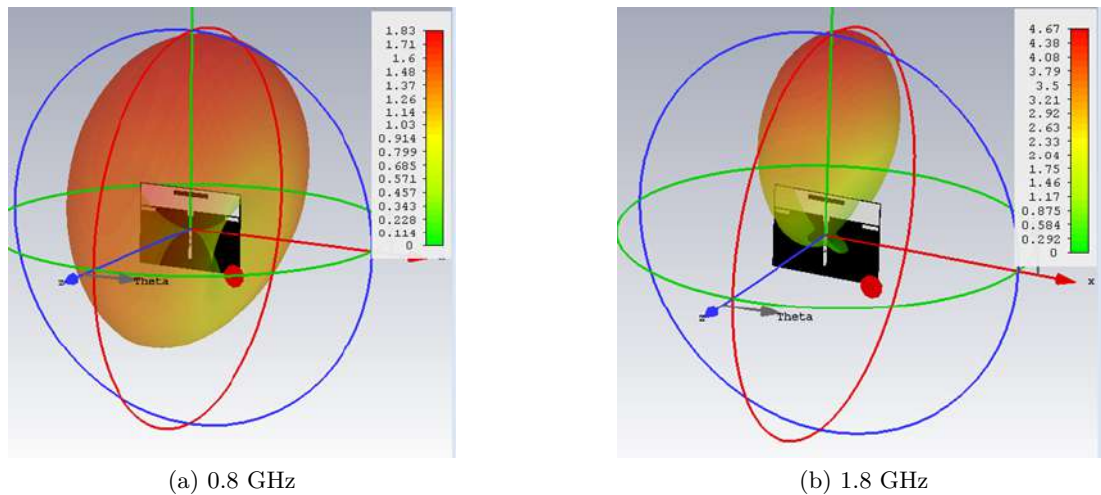


FIGURE I.8. – Directivité de l'antenne quasi-Yagi.

Ordinateur portable Le contrôleur du moteur pas à pas et l'analyseur de spectre sont connectés à un ordinateur portable et sont contrôlés grâce à un programme LabVIEW qui sera expliqué en détail dans la partie suivante.

I.5.1.2. Choix de l'antenne

La puissance totale sur une seule polarisation est donnée par :

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

$$P_{pol} = \frac{\int_{\Omega_c} P_{rec_{pol}}(\Omega_c) d\Omega_c}{\int_{\Omega_c} \int_{\Omega} G_{pol}(\Omega, \Omega_c) \cdot \rho_{pol}(\Omega) d\Omega d\Omega_c} \quad (I.11)$$

Où $P_{rec_{pol}}$ est la puissance reçue par l'antenne lorsque sa directivité maximum est selon l'angle solide Ω_c , G_{pol} le gain de l'antenne sur la polarisation choisie et ρ_{pol} est la distribution du canal de propagation. La distribution normalisée du canal de propagation sur un angle solide Ω_c est donnée par :

$$\tilde{\rho}_{pol}(\Omega_c) = \frac{P_{rec_{pol}}(\Omega_c)}{\int_{\Omega_c} P_{rec_{pol}}(\Omega_c) d\Omega_c} \quad (I.12)$$

Autrement dit l'équation ci-dessus estime la distribution du canal de propagation sur un point et cela est équivalent à l'équation suivante :

$$\tilde{\rho}_{pol}(\Omega_c) = \frac{\int_{\Omega_c} G_{pol}(\Omega, \Omega_c) \cdot \rho_{pol}(\Omega) d\Omega}{\int_{\Omega_c} \int_{\Omega} G_{pol}(\Omega, \Omega_c) \cdot \rho_{pol}(\Omega) d\Omega d\Omega_c} \quad (I.13)$$

Pour un canal isotrope $\rho_{pol} = 1/4\pi$ et le $\tilde{\rho}_{pol}$ sera donc égale à $1/4\pi$. Cela signifie que le type d'antenne n'est pas important pour déterminer un canal isotrope et toutes les sortes d'antenne peuvent être utilisé pour déterminer la distribution d'un canal isotrope. En revanche pour déterminer la forme d'un canal autre qu'isotrope, la topologie d'antenne est importante.

Considérons une antenne idéale Dirac-directive où la directivité est donnée par :

$$D = D_0 \delta(\Omega - \Omega_c) \quad \text{avec} \quad \delta(\Omega - \Omega_c) = \begin{cases} 1 & \text{pour } \Omega = \Omega_c \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (I.14)$$

Dans ce cas, le canal estimé à l'angle solide Ω_c est donnée par :

$$\tilde{\rho}_{pol}(\Omega_c) = \frac{P_{rec_{pol}}^{idéale}(\Omega_c)}{\int_{\Omega_c} P_{rec_{pol}}^{idéale}(\Omega_c) d\Omega_c} \quad (I.15)$$

Qui est égale à ρ_{pol} . Cette antenne est une antenne idéale qui n'existe pas en vérité. Imaginons cette fois-ci une antenne isotrope, le canal estimé est donné par :

$$\tilde{\rho}_{pol}(\Omega_c) = \frac{\int_{\Omega_c} G_{pol}(\Omega, \Omega_c) \cdot \rho_{pol}(\Omega) d\Omega}{\int_{\Omega_c} \int_{\Omega} G_{pol}(\Omega, \Omega_c) \cdot \rho_{pol}(\Omega) d\Omega d\Omega_c} = \frac{G_0 \int_{\Omega_c} \rho_{pol}(\Omega) d\Omega}{G_0 \int_{\Omega_c} (\int_{\Omega} \rho_{pol}(\Omega) d\Omega) d\Omega_c} = \frac{1}{4\pi} \quad (I.16)$$

Cela veut dire que c'est impossible de déterminer la distribution du canal avec une antenne isotrope, car de son point de vu, elle voit tous les canaux comme un canal isotrope. Pour conclure, nous pouvons dire que plus l'antenne est directive, plus les résultats de détermination du canal sont précis.

I.5.1.3. Protocole de mesure

Les mesures sont effectuées semi-automatiquement, grâce à un programme écrit sur LabVIEW que j'ai développé. L'initialisation du contrôleur et de l'analyseur du spectre est la première étape du programme, ensuite le programme entre dans une boucle qui répète les mesures un nombre fini de fois sur chaque point de mesure. Le nombre de fois que nous souhaitons répéter les mesures sur chaque point ainsi que la période des mesures sont des paramètres libres du programme, à choisir par l'utilisateur. Cette étape de répétition de mesure sur chaque point est établie en considérant le côté aléatoire des ondes qui rend la moyenne de plusieurs mesures plus fiable qu'une seule mesure. Après avoir fini cette étape, le moteur tourne et une nouvelle boucle commence. Ce programme nous permet donc de faire des mesures automatiques sur les plans horizontaux. Toutefois pour changer l'angle θ , il faut déplacer l'antenne manuellement puis relancer le programme. Cet algorithme est expliqué dans la figure I.9. Les paramètres à déterminer pour initialiser le programme sont expliqués dans le tableau I.1.

Paramètres d'initialisation	Valeurs choisies dans cette thèse
Angle d'azimut	De 0° à 360°
Pas de l'angle azimut	10°
Bande de fréquence	700 MHz-6 GHz
Nombre de points de balayage (« sweep points »)	1001
Polarisation	θ et ϕ
Nombre d'acquisitions	10
Temps entre les mesures	3 s

TABLE I.1. – Les paramètres à initialiser dans la première étape d'algorithme de mesure du canal.

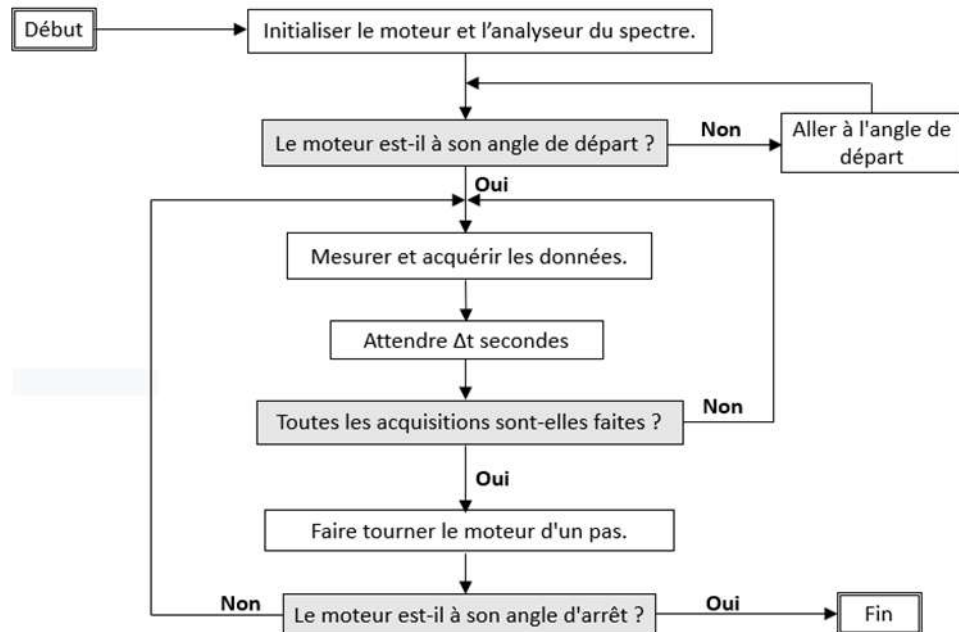


FIGURE I.9. – Algorithme de mesure de canal de propagation.

I.5.1.4. Sites de mesure

Le choix de l'emplacement de mesure a été restreint en raison de l'encombrement du système de mesure. Les mesures ont été effectuées sur deux sites, le premier situé à l'entrée du bâtiment IRSEEM, le second au rez-de chaussée du bâtiment CISE. Ces deux sites ont été retenus comme des lieux appropriés avec suffisamment d'espace intérieur. L'environnement autour du système de mesure d'antenne est illustré à la figure I.10. Le hall d'entrée du bâtiment IRSEEM a un toit très haut et il y a des murs et des fenêtres d'un côté et un long couloir et des escaliers de l'autre côté. Un routeur WiFi se trouve à l'intérieur de ce couloir. Ces informations sont importantes pour l'analyse des données de mesure.



(a) L'entrée de l'IRSEEM, les mesures sont effectuées en troisième semaine de mars 2019. (b) Le rez-de-chaussée du CISE, les mesures sont effectuées en première semaine de mars 2020.

FIGURE I.10. – Les sites de mesure.

I.5.2. Post-traitement des mesures

I.5.2.1. Extraction du canal

Pour chaque point de mesure sphérique (18x36 points), 10 mesures sont disponibles pour calculer la puissance moyenne temporelle pour chaque polarisation. Une carte 3D du canal de propagation en polarisation θ peut être obtenue en utilisant la formule suivante :

$$P_{\theta}(\theta_i, \phi_j) = \frac{P_{rec_{\theta}(\theta_i, \phi_j)}}{\sum_{i=1}^{18} \sum_{j=1}^{36} P_{rec_{\theta}(\theta_i, \phi_j)}} \quad (I.17)$$

Où $P_{rec_{\theta}}$ est la puissance reçue par l'analyseur du spectre en polarisation θ . La distribution des canaux en polarisation ϕ est calculée de manière similaire.

I.5.2.2. Données brutes du canal

Une très grande quantité de données a été collectée pendant la mesure, qui peut être classée en fonction des éléments suivants : la fréquence, la polarisation, l'angle solide (ϕ et θ) et l'environnement de mesure. Dans cette partie, nous examinons les données du point de vue de ces éléments. Une classification claire et précise des données est très importante car elle facilite l'extraction d'informations significatives sur le canal.

Fréquence Pour chaque point de mesure dans l'espace, les ondes incidentes sont mesurées dans la direction de ce point sur une bande de fréquence de 0.7GHz jusqu'à 5GHz. Les données brutes pour $\theta = 150^\circ$ et $\phi = 270^\circ$, pour la polarisation verticale et sur toute la bande de fréquence sont montrées sur la figure I.11. Cependant, nous n'avons pas l'intention d'examiner toutes ces larges bandes de fréquences et nous nous concentrons sur les bandes de fréquences spécifiques : LTE 800 (4G), GSM 900 (2G), UMTS 900 (3G), GSM 1800 (2G), LTE 1800 (4G), LTE 2100 (4G), UMTS 2100 (3G), LTE 2600 (4G) et WiFi 2.4 GHz.

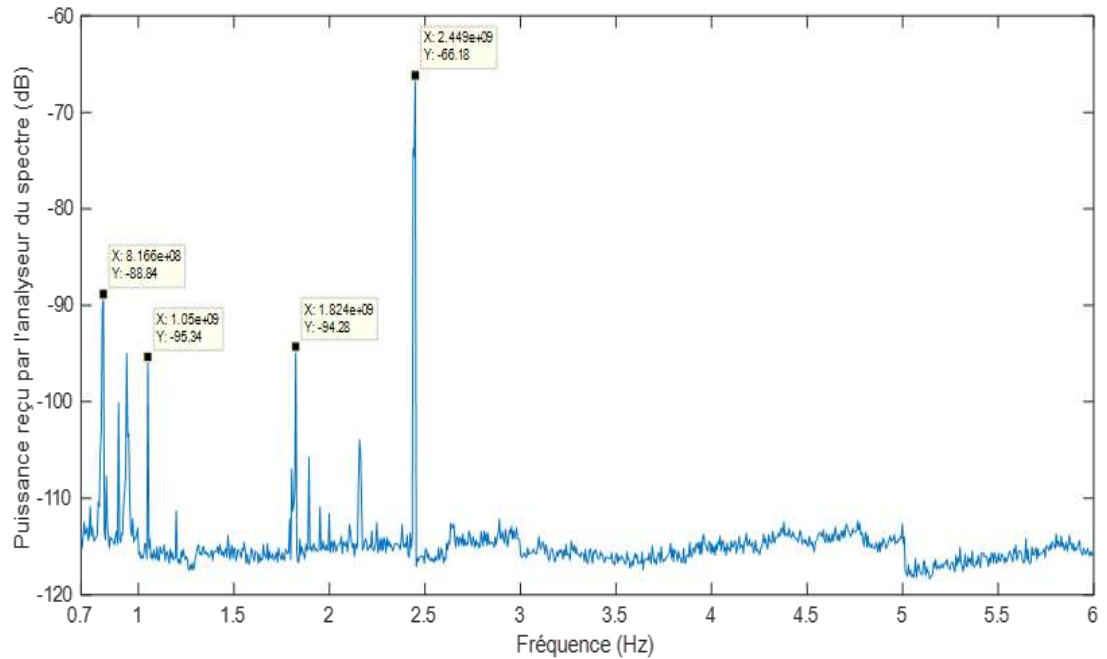


FIGURE I.11. – Les données brutes enregistrées en polarisation verticale pour $\theta = 150^\circ$ et $\phi = 270^\circ$.

Liaisons montantes et descendantes La communication allant d'une station de base à un téléphone mobile est appelée liaison descendante, et lorsqu'elle part d'un téléphone mobile pour aller jusqu'à une station de base, elle est appelée liaison montante. La mise en valeur de la différence du canal entre les liaisons montantes et descendantes

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

nécessite de séparer ces deux bandes de fréquences. Les signaux qui apparaissent sur la liaison montante sont en général plus forts car la source, qui peut être un téléphone ou un ordinateur portable, est proche de l'antenne de mesure. Toutefois, ces signaux ne sont pas stables et leur présence est instantanée. Sur la liaison descendante, le niveau de puissance est faible par rapport à la liaison montante mais le signal est plus stable. Les descriptions ci-dessus sont facilement visibles dans la figure I.12.



FIGURE I.12. – Données brutes pour la bande de fréquence UMTS 2100.

En conséquence, la séparation des bandes de liaison descendante et montante peut faciliter l'analyse des données. Les réseaux et leurs fréquences dédiées sont présentés dans le tableau I.2.

Réseau mobile	Fréquence
LTE 800 (4G) – Liaison descendante	791 à 821 MHz
LTE 800 (4G) – Liaison montante	832 à 862 MHz
GSM 900 (2G) – Liaison montante	880,1 à 889,9 MHz
GSM 900 (2G) – Liaison montante	904,9 à 934,9 MHz
GSM 900 (2G) – Liaison descendante	949,9 à 959,9 MHz
UMTS 900 (3G) – Liaison montante	889,9 à 904,9 MHz
UMTS 900 (3G) – Liaison descendante	934,9 à 949,9 MHz
GSM 1800 (2G) – Liaison montante	1710 à 1730 MHz
GSM 1800 (2G) – Liaison descendante	1805 à 1825 MHz
LTE 1800 (4G) – Liaison montante	1730 à 1785 MHz
LTE 1800 (4G) – Liaison descendante	1825 à 1880 MHz
LTE 2100 (4G) – Liaison montante	1900,1 à 1905,1 MHz
LTE 2100 (4G) – Liaison descendante	1935,3 à 1950,1 MHz
LTE 2100 (4G) – Liaison descendante	2125,3 à 2140,1 MHz
UMTS 2100 (3G) – Liaison descendante	1915,1 à 1915,1 MHz
UMTS 2100 (3G) – Liaison montante	1915,1 à 1935,3 MHz
UMTS 2100 (3G) – Liaison montante	1950,1 à 1979,9 MHz
UMTS 2100 (3G) – Liaison descendante	2110,5 à 2125,3 MHz
UMTS 2100 (3G) – Liaison descendante	2140,1 à 2169,7 MHz
LTE 2600 (4G) – Liaison montante	2500 à 2570 MHz
LTE 2600 (4G) – Liaison descendante	2620 à 2690 MHz

TABLE I.2. – Liste des réseaux mobiles autour des bâtiments IRSEEM, les informations sont extraites de : www.cartoradio.fr.

L'analyse du canal de propagation a seulement été effectuée sur les bandes de liaisons descendantes, car l'extraction d'informations à partir d'un signal plus stable est plus significatif.

Polarisation Les mesures sont effectuées pour les deux polarisations, verticale et horizontale. Néanmoins il n'y a pas de grande différence observée entre les résultats des deux polarisations. Pour cette raison, désormais toutes les discussions et les exemples seront en polarisation verticale et seulement les résultats finaux seront présentés pour les deux polarisations. Les données de la mesure effectuée au CISE sur les deux polarisations sont montrés dans la figure I.13, la différence est clairement négligeable entre les deux polars.

Plans horizontaux et verticaux Les mesures sont effectuées en 3 dimensions avec des pas de θ et de ϕ de 10° . Les données peuvent donc être présentées pour les différentes valeurs de ϕ avec un angle de θ fixe (plan horizontal) et inversement (plan vertical). Puisque le nombre de plans verticaux (18 plans) et horizontaux (18 plans) est important, nous évitons de les examiner tous et nous ne vérifions que trois plans : $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$.

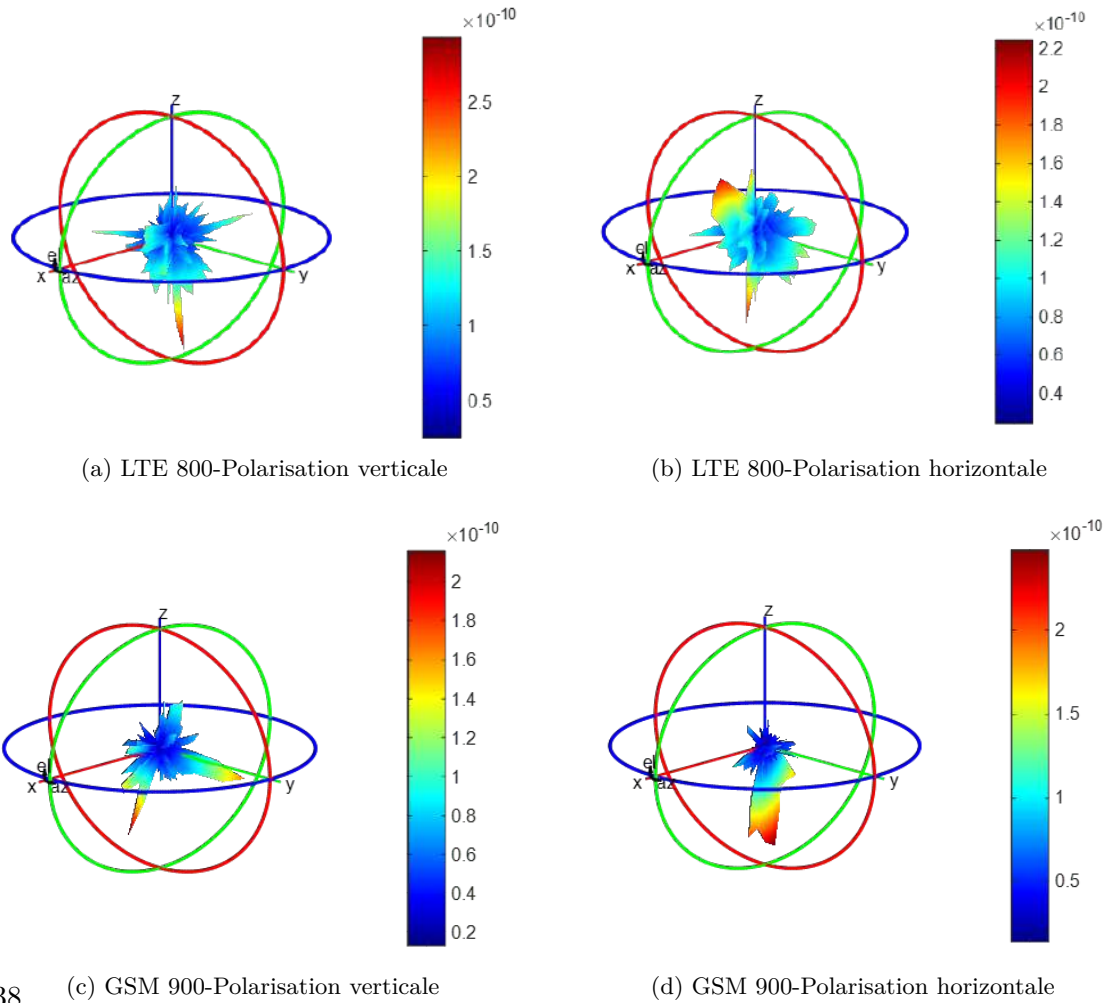


FIGURE I.13. – Mesure sur les deux polarisation au CISE.

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

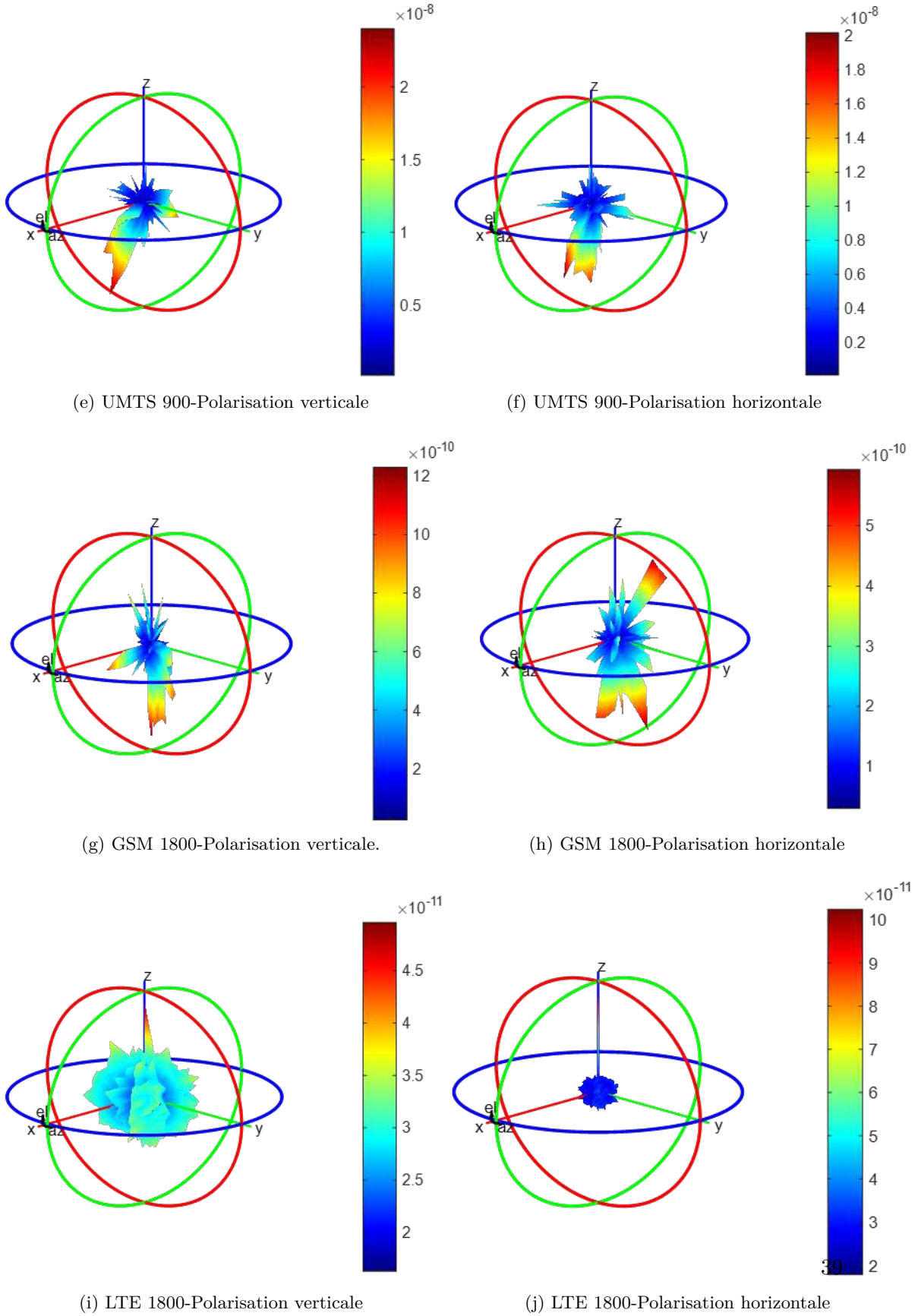


FIGURE I.13. – Mesure sur les deux polarisation au CISE.

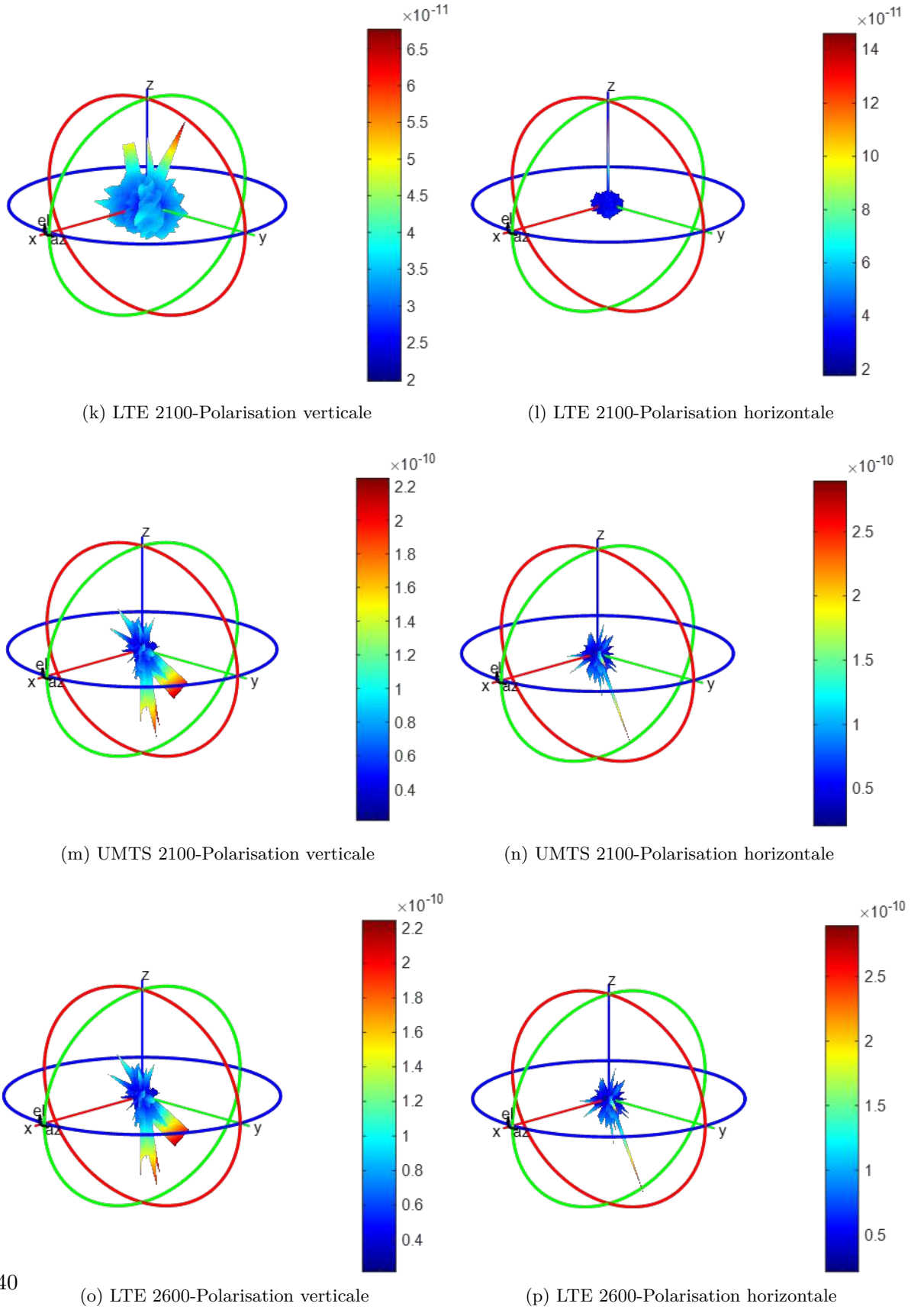


FIGURE I.13. – Mesure sur les deux polarisation au CISE

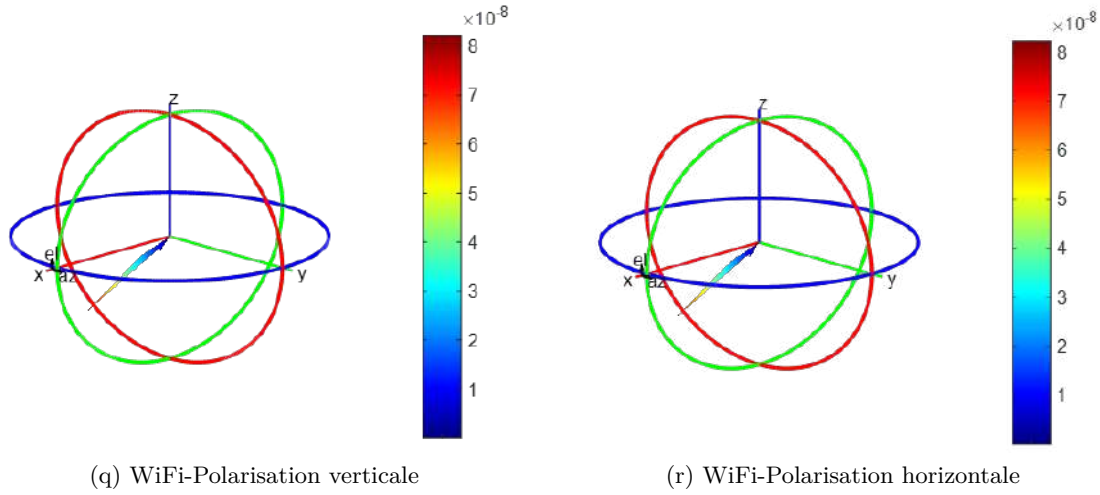


FIGURE I.13. – Mesure sur les deux polarisation au CISE

Normalisation des données Afin de déterminer la forme du canal, les données normalisées seront utilisées. Cette normalisation est par rapport au maximum en 3 dimensions. En conséquence, toutes les vérifications de données seront désormais effectuées sur des données normalisées.

I.5.3. Résultats et exploitations

Dans cette partie, les données sont traitées par le programme MATLAB. Avant de passer aux résultats de la modélisation des données, il convient d'expliquer comment elles ont été préparées grâce aux deux étapes suivantes : interpolation et lissage des données. L'interpolation a été faite pour réduire le pas des angles θ et ϕ de 10° à 1° . L'étape d'après est le lissage des données qui facilite l'étape de la prédiction du modèle. Le lissage a été appliqué sur les données d'après la méthode LOESS « locally weighted running line smoother », qui est l'une des méthodes de lissage non paramétrique les plus connues. Les données interpolées et lissées sont montrées dans la figure I.14.

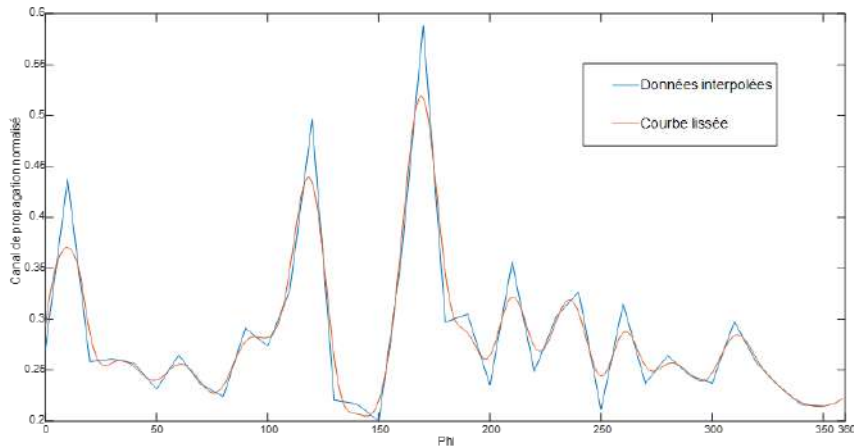


FIGURE I.14. – Données interpolées et lissées sur le plan horizontal ($\theta = 90^\circ$) et sur la fréquence de 927 MHz.

I.5.3.1. Approche de modélisation

La qualité de l'ajustement, « Goodness of Fit » (GOF) en anglais, d'un modèle statistique décrit dans quelle mesure nos données s'intègrent dans leur modèle empirique. Deux statistiques de qualité d'ajustement pour nos modèles paramétriques ont été choisies afin d'évaluer la précision de la modélisation : l'erreur de la somme des carrés, « sum of squares due to error » (SSE) en anglais, et l'erreur quadratique moyenne, « Root Mean Squared Error » (RMSE) en anglais. Il faut mentionner que pour ces deux paramètres, une valeur plus proche de 0 indique que le modèle a une composante d'erreur aléatoire plus petite et que l'ajustement sera plus utile pour la prédiction.

Ces deux statistiques de qualité d'ajustement seront présentées dans cette partie et les modèles extraits seront présentés et évalués par ces deux statistiques dans la partie suivante. Les modélisations dans cette partie sont réalisées dans l'objectif de diminuer l'erreur quadratique moyenne au maximum.

Erreur de la somme des carrés Ce paramètre mesure l'écart total des valeurs de données de leurs modèles :

$$SSE = \sum_{i=1}^n (y_i - \tilde{y}_i)^2 \quad (\text{I.18})$$

Erreur quadratique moyenne Pour un estimateur sans biais, ce paramètre est la racine carrée de l'écart-type de la composante de données aléatoires.

$$RMSE = \sqrt{E((\tilde{\theta} - \theta)^2)} = \sqrt{\frac{1}{n} SSE} \quad (\text{I.19})$$

I.5.3.2. Modèles de canal proposés

La prédiction des modèles est basée sur la minimisation des erreurs introduites : SSE et RMSE. Les résultats des mesures sur deux sites (bâtiments IRSEEM et CISE) sont présentés dans les différentes bandes de fréquences. Les paramètres des modèles sur 3 plans de coups ($\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$ et 90°) sont présentés en annexe A.

Modèle isotrope Le modèle de canal isotrope est calculé en minimisant l'erreur de modélisation (SSE et RMSE) et calculé par la formule suivante :

$$f(x) = a \times \text{rect}[0, 2\pi] \quad (\text{I.20})$$

La variable x correspond à l'angle ϕ dans les plans horizontaux et à l'angle θ dans les plans verticaux. La figure I.15 montre un exemple du canal mesuré avec son modèle isotrope.

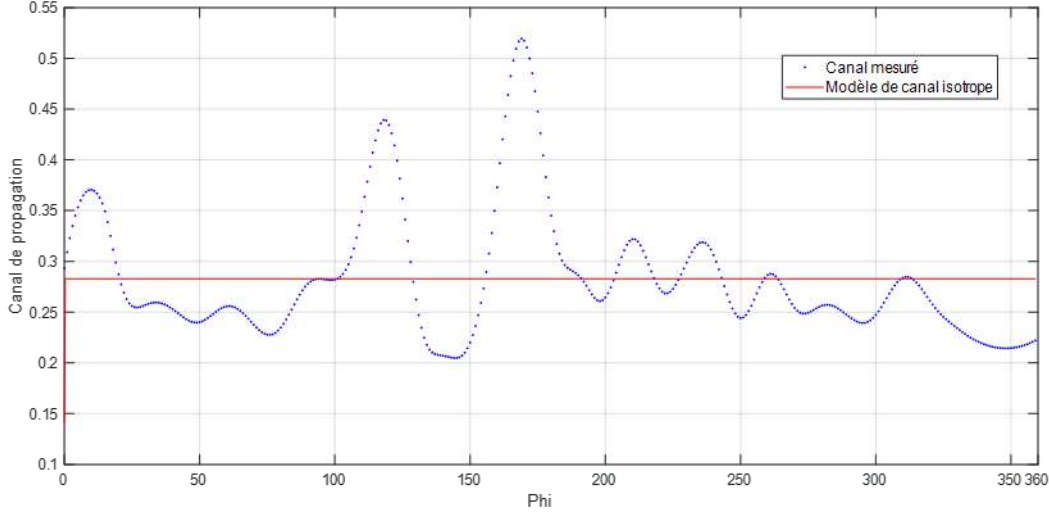


FIGURE I.15. – Canal mesuré et son modèle isotrope sur la bande de fréquence « LTE 1800 » dans le plan horizontal ($\theta = 90^\circ$).

En analysant les données de la modélisation, il convient de noter que le simple fait d’avoir une petite erreur ne signifie pas une modélisation correcte des données, parce qu’un canal faible sur un plan peut également provoquer une faible erreur. Par conséquent, nous ne pouvons pas dire qu’une modélisation correcte est effectuée lorsque la valeur du canal - ici la variable a - est importante et que l’erreur de modélisation est faible.

Concernant le canal WiFi, il faut noter que dans le bâtiment IRSEEM, en raison de la présence d’un émetteur WiFi, la possibilité de liaison direct (LOS) augmente. Un signal dans la bande de fréquence WiFi est montré dans la figure I.17. La possibilité d’avoir un signal direct est la raison pour laquelle la variable a peut prendre une valeur faible (0.09425) et une erreur élevée (3.471). Cependant, les résultats de la mesure dans le bâtiment CISE, éloigné des émetteurs WiFi, montrent qu’en raison du manque de signaux WiFi, la valeur de la variable est faible, mais comme il ne s’agit pas non plus d’un signal direct, la valeur d’erreur est également faible. Les paramètres du modèle isotrope pour trois plans de coupe sont indiquées en annexe A.

Modèle Gaussien Le canal mesuré peut être modélisé par un modèle Gaussien avec la formule suivante :

$$f(x) = a \times \exp\left(-\left(\frac{x-b}{c}\right)^2\right) \quad (\text{I.21})$$

La variable a pour chaque plan de coupe est égale au maximum du canal mesuré sur le plan, et la variable b est égale à l’angle sur lequel ce maximum est situé. Un exemple du modèle Gaussien est présenté dans la figure I.16.

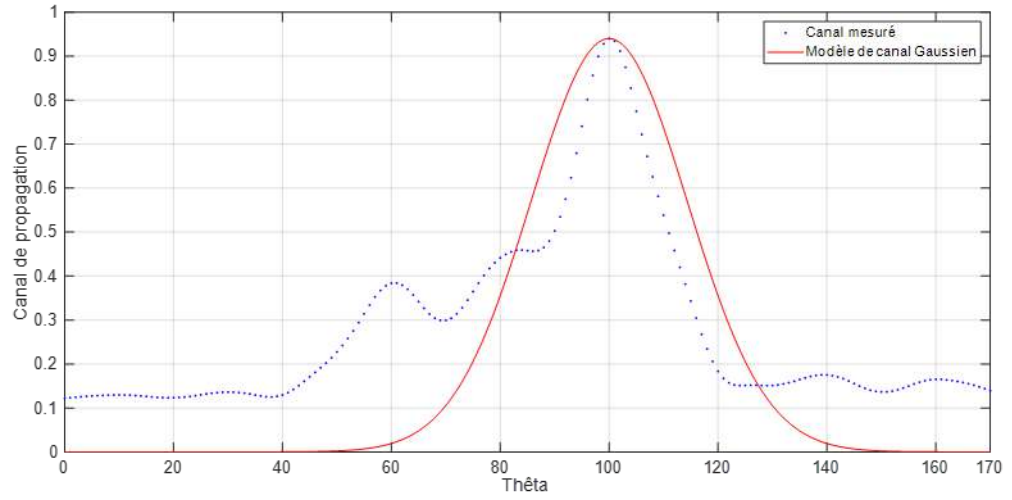


FIGURE I.16. – Canal mesuré et son modèle Gaussien sur la bande de fréquence « LTE 1800 » et sur le plane vertical ($\phi = 90^\circ$).

Un modèle Gaussien de deuxième ordre a été également appliqué. Ce modèle est calculé par la formule suivante en minimisant l'erreur.

$$f(x) = a_1 \times \exp\left(-\left(\frac{x - b_1}{c_1}\right)^2\right) + a_2 \times \exp\left(-\left(\frac{x - b_2}{c_2}\right)^2\right) \quad (\text{I.22})$$

Un exemple de la modélisation Gaussienne de deuxième ordre est montré dans la figure I.18.

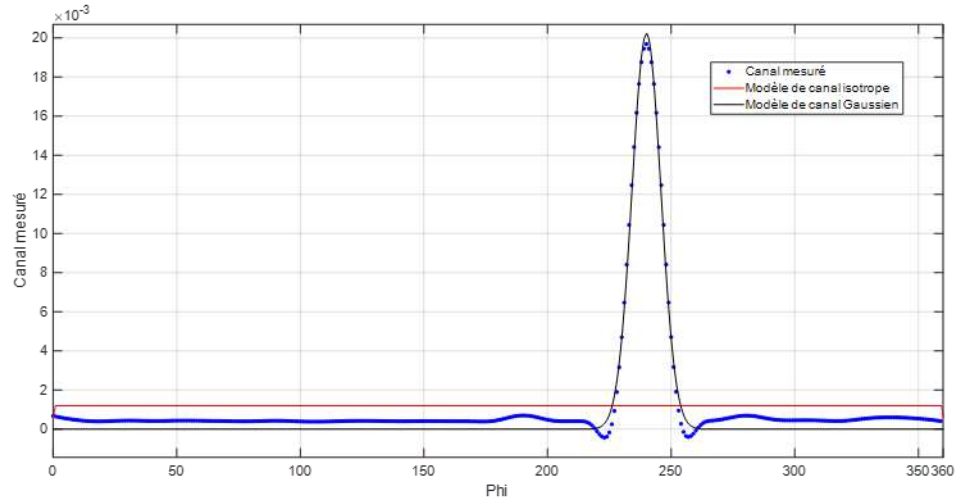


FIGURE I.17. – Canal mesuré et son modèle Gaussien et isotrope sur la bande de fréquence WiFi et sur le plane horizontal ($\theta = 90^\circ$).

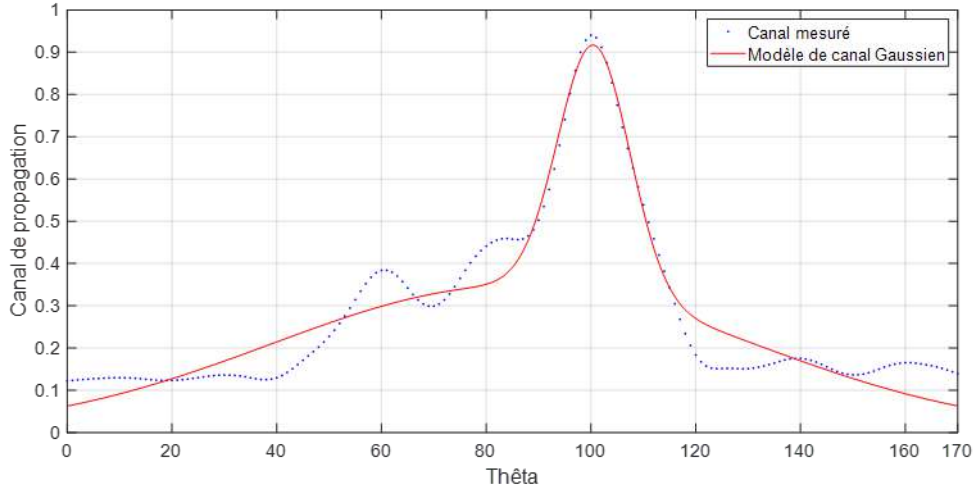


FIGURE I.18. – Canal mesuré et son modèle Gaussien de deuxième ordre sur la bande de fréquence « LTE 1800 » et sur le plan vertical ($\phi = 90^\circ$), les variables du modèle Gaussien de deuxième ordre sont comme suite : $a_1=0.5891$, $a_2=0.3466$, $b_1=100.5$, $b_2=85.07$, $c_1=9.657$ et $c_2=65$.

L'erreur de modélisation a diminué pour toutes les fréquences avec le passage du modèle Gaussien à Gaussien de deuxième ordre, ce qui montre que le modèle Gaussien du deuxième ordre a très bien fonctionné. Les paramètres du modèle Gaussien pour trois plans de coupe ainsi que les paramètres du modèle Gaussien de deuxième ordre sur le plan vertical sont indiquées en annexe A.

Modèle Laplacien Un autre modèle proposé dans la littérature pour déterminer la forme du canal est le modèle Laplacien. Ce modèle est appliqué au canal mesuré avec la formule suivante :

$$f(x) = a \times \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|x - b|}{c}\right) \quad (\text{I.23})$$

Les variables a et b sont calculées comme pour le modèle Gaussien : a est égale au maximum du canal mesuré sur le plan donné, et la variable b est égale à l'angle sur lequel ce maximum est situé. Un exemple du modèle Laplacien est présenté dans la figure I.19. Les paramètres du modèle Laplacien pour deux plans verticaux sont indiquées en annexe A.

Modèle polynôme/sinusoïdal/Fourier Trois modèles avec différents ordres afin de minimiser les erreurs et trouver le modèle le plus proche de la mesure ont été calculés.

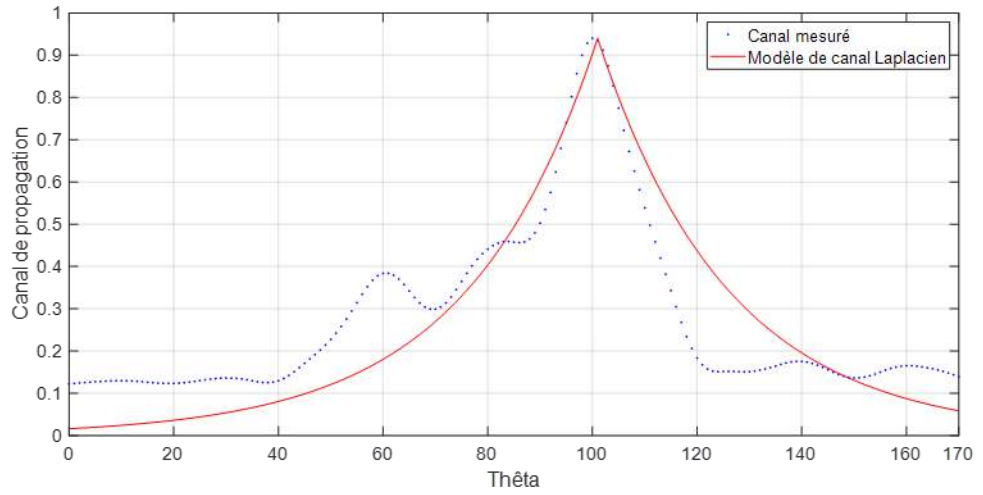


FIGURE I.19. – Canal mesuré et son modèle Laplacien sur la bande de fréquence « LTE 1800 » et sur le plane vertical ($\phi = 90^\circ$).

Un modèle Fourier d'ordre 6 a été appliqué sur les mesures en utilisant la formule suivante :

$$f(x) = \sum_{n=0}^6 a_n \cos(nwx) + \sum_{n=1}^6 b_n \sin(nwx) \quad (\text{I.24})$$

La figure I.20 montre le modèle Fourier le plus adapté aux mesures. Les coefficients de Fourier sont comme suit :

$a_0 = 0.3347$, $a_1 = -0.00191$, $a_2 = -0.0798$, $a_3 = -0.1101$, $a_4 = -0.01457$, $a_5 = 0.01032$, $a_6 = 0.02328$, $b_1 = -0.257$, $b_2 = -0.09239$, $b_3 = 0.02353$, $b_4 = 0.03797$, $b_5 = 0.03923$, $b_6 = -0.0215$ et $w = 0.05108$.

Un modèle polynôme linéaire d'ordre 8 est également appliqué sur les mesures du canal selon la formule suivante :

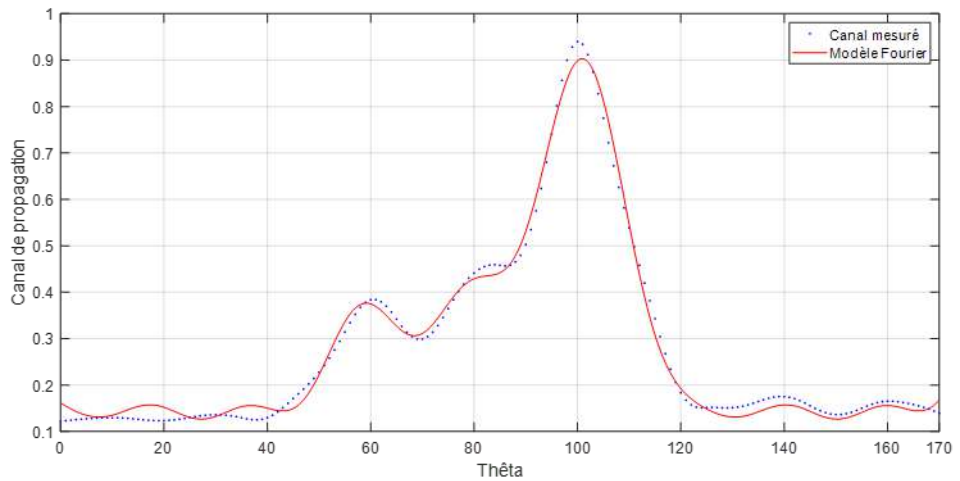


FIGURE I.20. – Canal mesuré et son modèle Fourier d'ordre 6 sur la bande de fréquence « LTE 1800 » et sur le plane vertical ($\phi = 90^\circ$).

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

$$f(x) = \sum_{n=0}^8 p_{n+1} x^{8-n} \quad (I.25)$$

Le modèle polynôme et le canal mesuré sont montré sur la figure I.21. Les coefficients de ce modèle sont comme suit :

p1 = -5.389e-17, p2 = -1.157e-13, p3 = 7.486e-11, p4 = -1.673e-08 p5 = 1.758e-06, p6 = -9.163e-05, p7 = 0.002321, p8 = -0.0235, p9 = 0.178

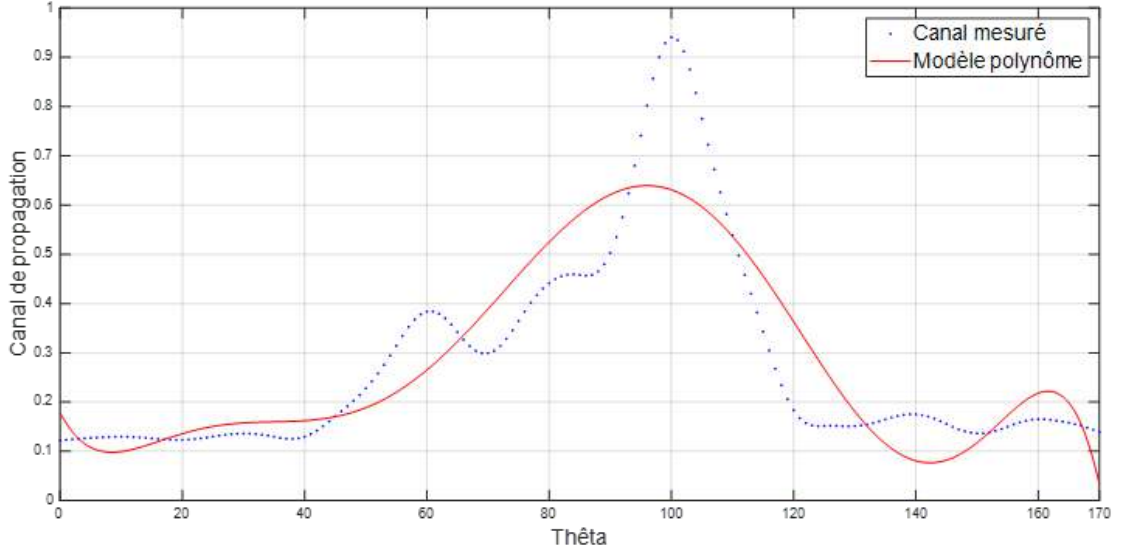


FIGURE I.21. – Canal mesuré et son modèle polynôme d'ordre 8 sur la bande de fréquence « LTE 1800 » et sur le plane vertical ($\phi = 90^\circ$).

Le dernier modèle appliqué sur les mesures du canal est un modèle sinusoïdal présenté par la formule suivante :

$$f(x) = \sum_{n=1}^6 a_n \sin(b_n x + c_n) \quad (I.26)$$

Le modèle sinusoïdal est montré sur la figure I.22 et les coefficients de la formule en dessus sont égales à :

a1 = 0.4836, b1 = 0.02021, c1 = -0.2796 a2 = 0.164, b2 = 0.0754, c2 = 0.6646 a3 = 0.0764, b3 = 0.1797, c3 = -3.927 a4 = 0.128, b4 = 0.1277, c4 = 1.13 a5 = 0.03898, b5 = 0.2326, c5 = -3.801 a6 = 0.03693, b6 = 0.2891, c6 = -2.54 .

Le modèle sinusoïdal proposé par Aulin [3] a été amélioré en allant jusqu'au sixième ordre et son erreur de modélisation est très faible et comparable au modèle Fourier.

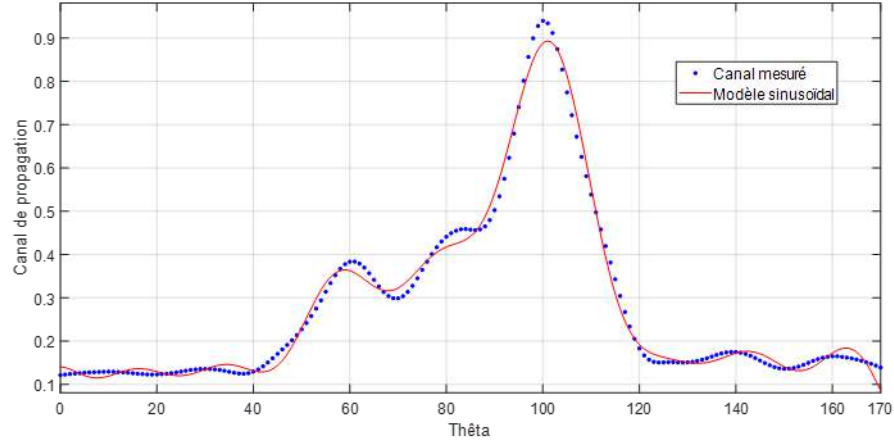


FIGURE I.22. – Canal mesuré et son modèle sinusoïdal d’ordre 6 sur la bande de fréquence « LTE 1800 » et sur le plane vertical ($\phi = 90^\circ$).

Les erreurs de modélisations SSE et RMSE des trois derniers modèles proposés sont présentées dans le tableau I.3. D’après ces résultats les deux modèles Fourier et sinusoïdal ont la moindre erreurs.

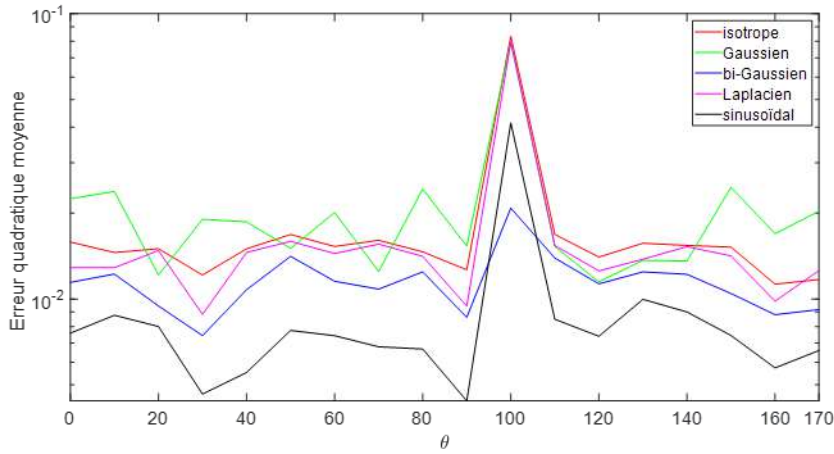
Modèle	SSE	RMSE
Fourier	0.06269	0.01998
Polynôme	1.537	0.09739
Sinusoïdal	0.06631	0.02082

TABLE I.3. – Erreurs des modèles Fourier, polynôme et sinusoïdal montrés sur les figures I.20 et I.21 et I.22 respectivement.

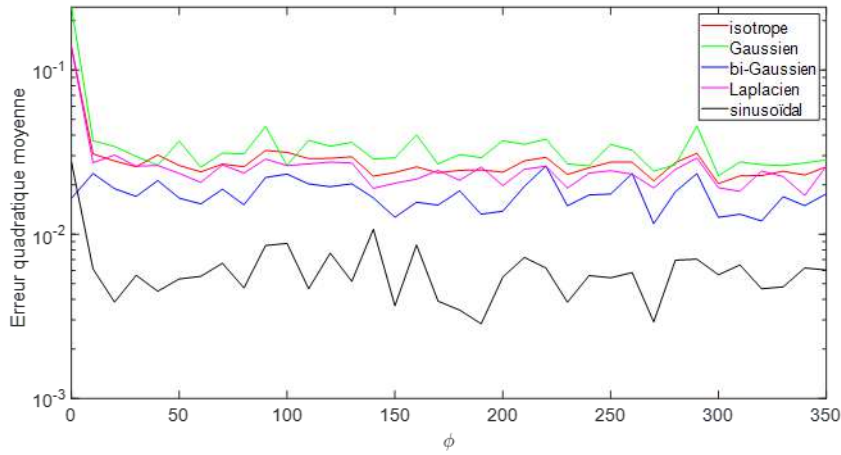
I.5.3.3. Résultats

Les résultats obtenus des cinq modèles du canal sont comparés dans cette partie. Les modèles choisis sont les quatre modèles les plus simples : isotrope, Gaussien, bi-Gaussien et Laplacien ainsi que l’un des modèles plus compliqués : le modèle sinusoïdale. Afin de pouvoir comparer les résultats de la modélisation, la moyenne de l’erreur quadratique moyenne sur tous les plans horizontaux ainsi que tous les plans verticaux est calculée. Les figures I.23a et I.23b montrent la valeur de cette moyenne en polarisation θ sur les plans horizontaux et les plans verticaux respectivement sur la fréquence de la bande LTE 1800 liaison descendante. Les mêmes résultats pour la bande WiFi 2.45 GHz sont montrés dans la figure I.24 et les résultats sur les autres bandes de fréquences et pour la polarisation ϕ sont présentés en annexe A. Les plans avec une erreur supérieur par rapport aux autres plans de l’espace sont observés sur quelques bande de fréquences. Cela peut être lié aux changements de condition de mesure dont la complexité ne peut pas être représentée par les modèles proposés. La nature de cette erreur reste à étudier.

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor



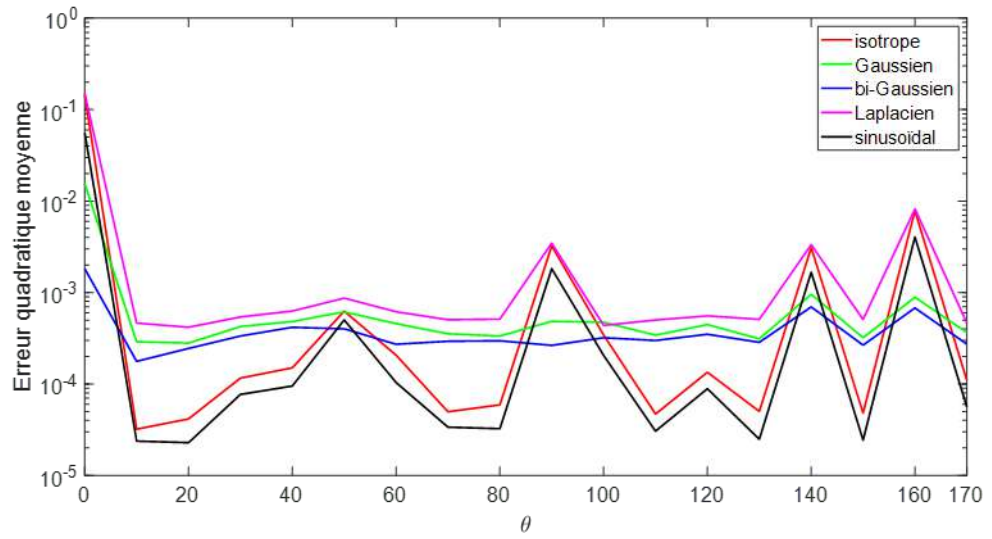
(a) Les plans horizontaux



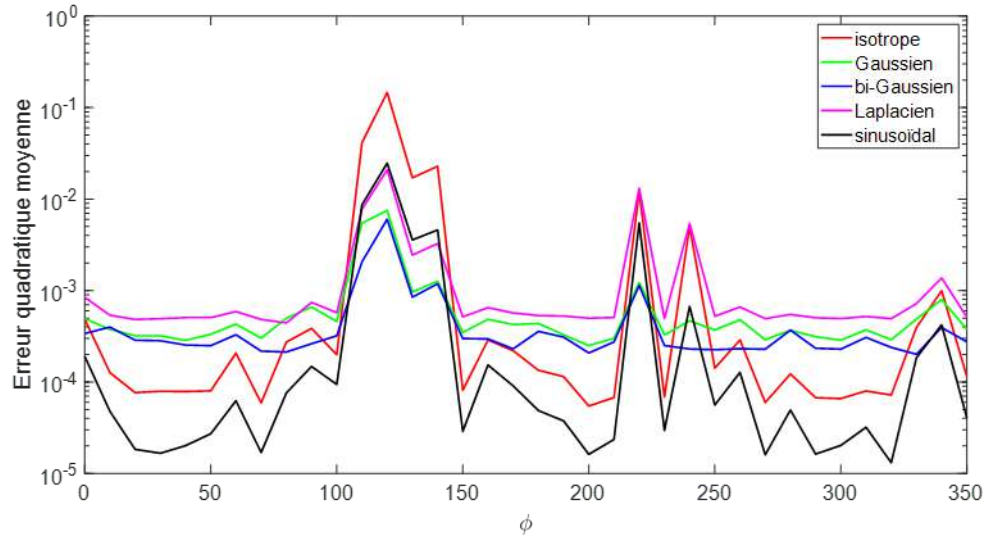
(b) Les plans verticaux

FIGURE I.23. – Moyenne de l'erreur quadratique moyenne en polarisation θ sur la bande LTE 1800 liaison descendante (fréquence = 1.8448 GHz). Les mesures sont effectuées au CISE.

Afficher les données comme indiqué ci-dessus montre clairement quel modèle a la moindre d'erreur et donc la meilleure précision. Dans les deux figures I.23 et I.24 le modèle sinusoïdal a la meilleure précision, ce qui est le cas pour tous les autres modèles. Ce résultat n'est cependant pas surprenant, car la complexité, autrement dit le nombre élevé de degré de liberté, de ce modèle a augmenté la précision. Dans la partie suivante, le compromis entre la complexité et la précision des modèles proposés est quantifié grâce à un algorithme de décision.



(a) Les plans horizontaux



(b) Les plans verticaux

FIGURE I.24. – Moyenne de l'erreur quadratique moyenne en polarisation θ sur la bande WiFi 2.45 GHz. Les mesures sont effectuées au Cise.

I.5.3.4. Synthèse

Dans la section précédente, pour chaque plan, l'erreur de modélisation sur ce plan a été calculé. Une comparaison quantitative est possible en faisant la moyenne de ces erreurs sur les plans horizontaux ou verticaux. Cette moyenne fournit une approximation de la similarité du modèle avec les données de mesure en trois dimensions (3D). Cette

I.5. Caractérisation expérimentale du canal de propagation indoor

erreur 3D est calculée pour différentes bandes de fréquences entre 800 MHz et 3 GHz. Les erreurs pour les deux polarisations sur les deux sites de mesure sont indiquées dans les tableaux I.4 et I.5..

D'après les résultats présentés dans cette partie, le modèle isotrope a été identifiée comme une modélisation de faible erreur pour le plan horizontal sauf quand il y a que des trajets directs. Ce résultat est cohérent avec l'hypothèse dans certaines recherches [3, 4, 6, 15] qui ont considéré une forme isotrope pour le canal sur le plan horizontal, il est également mentionné dans [19] que dans un environnement avec de nombreux phénomènes de propagation le canal est réparti plus uniformément dans le plan horizontal. Le modèle Laplacien est plus adapté pour les plans verticaux par rapport au modèle Gaussien, un résultat qui correspond aux résultats de [19] et [54], cependant le modèle Gaussien de deuxième ordre, avec une différence importante, présente un meilleur résultat.

Selon les résultats présentés dans les tableaux I.4 et I.5, le modèle sinusoïdal a l'erreur de modélisation la plus faible à toutes les fréquences dans deux polarisations. Cependant, la complexité de ce modèle en raison de son grand nombre de degrés de liberté soulève la question de savoir si la précision de modélisation obtenue est proportionnelle à la complexité du modèle. Le modèle Gaussien de deuxième ordre a l'erreur la plus faible après le modèle sinusoïdal et il est moins complexe. La moindre erreur entre les trois modèles isotrope, gaussien et laplacien change à des fréquences différentes. Cependant, il convient de noter que le modèle gaussien en bande de fréquence Wi-Fi a un très bon résultat avec une faible erreur, et cela peut être dû à une ligne de visée directe.

Le choix d'un modèle pour un canal dépend du compromis entre la précision et la complexité du modèle. Une solution est présentée pour trouver le modèle final du canal de propagation intérieur. Afin de pouvoir choisir un modèle final, un facteur de décision FD est présenté comme suit :

$$FD = n \times (\text{degré de liberté} - 1) + m \times \left(\frac{\text{Erreur 3D}}{\text{erreur minimum}} \right) \quad (\text{I.27})$$

où n correspond au poids attribué à la complexité du modèle, le degré de liberté est égal au nombre de variables dans le modèle moins un, m correspond au poids attribué à la précision du modèle et l'erreur 3D est l'erreur présentée dans les tableaux I.4 et I.5 qui devrait être divisé par la moindre erreur parmi les cinq modèles présentés pour chaque fréquence et chaque polarisation. Le degré de liberté de chaque modèle est un nombre avec lequel nous pouvons comparer la complexité des modèles et il est présenté pour les cinq modèles dans le tableau I.7. n et m nous permettent de mettre davantage l'accent sur la précision ou la complexité dans différentes applications. Dans ce mémoire $n = m = 1$.

Le facteur de décision est calculé selon l'algorithme montré dans la figure I.25 pour tous les modèles à chaque fréquence et chaque polarisation, le modèle avec le facteur le plus bas est sélectionné comme modèle final. Les résultats finaux sont résumés dans le tableau. Selon ce tableau I.6, ce processus de choix de modèle a abouti à ce que le modèle isotrope soit nettement plus sélectionné que les autres modèles, sauf pour la fréquence Wi-Fi du bâtiment CISE qui est gaussienne. Cela peut être dû aux lignes de vue directes

qui n'étaient pas présentes dans le bâtiment de l'ESIGELEC.

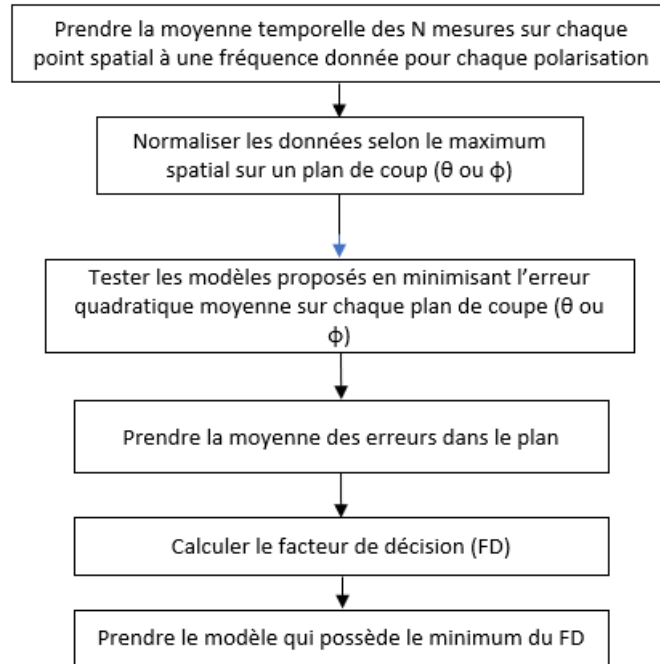


FIGURE I.25. – Flowchart de prise de décision.

I.6. Bilan et conclusion

Une campagne de mesure du canal de propagation a été proposée et menée. En faisant tourner une seule antenne large-bande directive, les mesures ont été effectuées sur les deux polarisations et sur toutes les bandes de fréquences ciblées : LTE 800, GSM 900, UMTS 900, GSM 1800, LTE 1800, LTE 2100, UMTS 2100, LTE 2600 et WiFi 2.4. Les résultats sont en trois dimensions avec des pas de 10° pour θ et ϕ . L'antenne de mesure est connectée directement à un analyseur de spectre et les mesures ont été effectuées semi automatiquement grâce à un programme écrit sur LabVIEW.

Le système de mesure peut être amélioré en effectuant les mesures simultanément avec plusieurs antennes qui sont contrôlées par un switch RF. Dans ce cas des résultats dans le domaine temporel seront réalisables sans ajouter de complexité supplémentaire et sans augmenter le coût du système de mesure. L'étude sur le rapport entre l'antenne de mesure et la précision de mesure peut être complétée en développant l'équation I.13 pour les différentes sortes d'antennes. Une antenne plus directive peut également améliorer la précision des mesures.

Bande de fréquence	Modèle proposé pour les plans horizontaux					Modèle proposé pour les plans verticaux				
	Isotrope	Gaussien	Bi-Gaussien	Laplacien	Sinusoidal	Isotrope	Gaussien	Bi-Gaussien	Laplacien	Sinusoidal
LTE 800	0.0031	0.0019	0.0015	0.0029	0.0004	0.0972	0.0948	0.0537	0.0879	0.0183
	0.0019	0.0026	0.0012	0.0016	0.0006	0.0775	0.0598	0.0366	0.0576	0.0135
GSM 900	0.0024	0.0020	0.0018	0.0020	0.0011	0.0668	0.0862	0.0373	0.0629	0.0149
	0.0032	0.0056	0.0007	0.0028	0.0007	0.0854	0.1065	0.0388	0.0951	0.0204
UMTS 900	0.0035	0.0040	0.0021	0.0032	0.0008	0.0841	0.0730	0.0400	0.1131	0.0198
	0.0035	0.0032	0.0006	0.0059	0.0004	0.0927	0.0876	0.0497	0.1249	0.0199
GSM 1800	0.0015	0.0018	0.0008	0.0028	0.0005	0.0928	0.0603	0.0326	0.1126	0.0142
	0.0026	0.0022	0.0020	0.0023	0.0011	0.1167	0.1078	0.0606	0.1127	0.0223
LTE 1800	0.0025	0.0016	0.0012	0.0023	0.0007	0.0794	0.0916	0.0530	0.1120	0.0179
	0.0010	0.0012	0.0005	0.0130	0.0004	0.0293	0.0373	0.0176	0.0522	0.0063
LTE 2100	0.0014	0.0006	0.0005	0.0007	0.0004	0.0523	0.0660	0.0345	0.0611	0.0118
	0.0010	0.0004	0.0004	0.0007	0.0003	0.0263	0.0324	0.0152	0.0390	0.0054
UMTS 2100	0.0009	0.0012	0.0004	0.0006	0.0002	0.0445	0.0493	0.0155	0.0633	0.0085
	0.0015	0.0018	0.0010	0.0012	0.0006	0.0719	0.0932	0.0373	0.0965	0.0168
LTE 2600	0.0020	0.0012	0.0011	0.0016	0.0008	0.0757	0.0885	0.0510	0.1085	0.0181
	0.0006	0.0003	0.0002	0.0004	0.0002	0.0128	0.0108	0.0052	0.0128	0.0027
WiFi 2.4	0.0004	0.00005	0.00004	0.0001	0.00008	0.0070	0.0007	0.0005	0.0019	0.0015
	0.0005	0.0001	0.0001	0.0002	0.0001	0.0070	0.0008	0.0005	0.0020	0.0014

Bande de fréquence

TABLE I.4. – Erreur de modélisation 3D calculée pour les mesures au CISE. Les lignes blanches et grises concernent polarisation θ et ϕ respectivement.

Bande de fréquence	Modèle proposé pour les plans horizontaux					Modèle proposé pour les plans verticaux				
	Isotrope	Gaussien	Bi-Gaussien	Laplacien	Sinusoidal	Isotrope	Gaussien	Bi-Gaussien	Laplacien	Sinusoidal
LTE 800	0.0056	0.0030	0.0065	0.0063	0.0012	0.0629	0.0832	0.0368	0.0959	0.0146
	0.0078	0.0094	0.0055	0.0101	0.0017	0.0739	0.0904	0.0441	0.1139	0.0164
GSM 900	0.0080	0.0089	0.0044	0.0116	0.0014	0.0447	0.0535	0.0277	0.0869	0.0111
	0.0125	0.0141	0.0090	0.0210	0.0023	0.1137	0.1418	0.0723	0.1815	0.0283
UMTS 900	0.0058	0.0056	0.0034	0.0085	0.0012	0.0548	0.0679	0.0333	0.1192	0.0135
	0.0066	0.0070	0.0046	0.0098	0.0015	0.0551	0.0575	0.0262	0.0954	0.0145
GSM 1800	0.0065	0.0064	0.0040	0.0071	0.0018	0.1097	0.1458	0.0647	0.1798	0.0127
	0.0069	0.0085	0.0048	0.0091	0.0018	0.0869	0.0989	0.0489	0.1570	0.0187
LTE 1800	0.0053	0.0052	0.0029	0.0060	0.0013	0.0623	0.0646	0.0229	0.1120	0.0099
	0.0066	0.0070	0.0043	0.0088	0.0016	0.0402	0.0462	0.0140	0.0583	0.0083
LTE 2100	0.0064	0.0077	0.0039	0.0067	0.0021	0.0494	0.0519	0.0237	0.0327	0.0094
	0.0072	0.0087	0.0048	0.0097	0.0022	0.0454	0.0397	0.0193	0.0469	0.0106
UMTS 2100	0.0080	0.0078	0.0055	0.0154	0.0021	0.0759	0.0901	0.0422	0.1207	0.0167
	0.0073	0.0076	0.0049	0.0093	0.0019	0.0825	0.1025	0.0477	0.1562	0.0178
LTE 2600	0.0108	0.0200	0.0077	0.0251	0.0039	0.0425	0.0424	0.0267	0.0437	0.0115
	0.0110	0.0163	0.0080	0.0127	0.0029	0.0697	0.0903	0.0451	0.0748	0.0186
WiFi 2.4	0.0159	0.0159	0.0116	0.0229	0.0044	0.0813	0.0807	0.0431	0.0936	0.0167
	0.0139	0.0127	0.0081	0.0143	0.0044	0.0953	0.1043	0.0626	0.1363	0.0218

TABLE I.5. – Erreur de modélisation 3D calculée pour les mesures à l’ESIGELEC. Les lignes blanches et grises concernent polarisation θ et ϕ respectivement.

	Mesure à l'ESIGELEC						Mesure au CISE			
	Polarisation verticale			Polarisation horizontale			Polarisation verticale		Polarisation horizontale	
	Plans verticaux	Plans horizontaux	Plans horizontaux	Plans verticaux	Plans horizontaux	Plans horizontaux	Plans verticaux	Plans horizontaux	Plans verticaux	Plans horizontaux
LTE 800	Isotrope	Gaussien	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Gaussien	Isotrope	Isotrope
GSM 900	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope
UMTS 900	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Bi-Gaussien
GSM 1800	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Gaussien	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope
LTE 1800	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope
LTE 2100	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope
UMTS 2100	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope
LTE 2600	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope
WiFi 2.4	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Isotrope	Gaussien	Gaussien	Gaussien	Gaussien	Gaussien

Bande de fréquence

TABLE I.6. – Modèles finaux sélectionnés en fonction du facteur de décision minimum.

Les résultats ont été analysés selon trois plans de coupe, pour toutes les bandes de fréquences. Les modèles les plus courants tels que les modèles isotrope, Gaussien et Laplacien ont été appliqués sur les mesures. Les résultats des modélisations ont été comparés d'après l'erreur de modélisation, qui est un indicateur de la différence de mesure avec le modèle sélectionné. Un modèle Gaussien de deuxième ordre a également été analysé. Les résultats de ce modèle, qui est peu complexe, montrent une faible erreur. Ensuite, trois modèles complexes ont été comparés afin de trouver le modèle exact du canal. Cinq modèles empiriques ont été proposés basés sur la réduction du RMSE de chaque modèle sur les plans horizontaux et verticaux. Un algorithme a été établi afin de trouver l'erreur de modélisation 3D et un facteur de décision a été proposé pour choisir un modèle final pour chaque bande de fréquences.

En fonction des résultats discutés précédemment, le modèle isotrope a le meilleur compromis entre complexité et précision du modèle alors qu'il n'y a pas de priorité entre ces deux critères. Ce résultat peut évidemment changer d'une application à une autre. La présence d'une liaison directe dans la bande de fréquence WiFi fait de Gaussian un meilleur modèle.

	Modèle proposé				
	Isotrope	Gaussien	Bi-Gaussien	Laplacien	Sinusoïdal
FD	0	2	5	2	17

TABLE I.7. – Nombre de degrés de liberté des modèles proposés

Chapitre II.

Conception d'antennes quasi-isotropes

II.1. Introduction

Une antenne isotrope est la meilleure antenne considérée pour plusieurs applications. En général le comportement isotrope de l'antenne est essentiel pour toutes les applications qui ont besoin d'une couverture spatiale totale. Pour la radio-identification (« radio frequency identification », RFID en anglais), l'isotropie de l'antenne RFID est une condition nécessaire pour une communication fiable entre les radio-étiquettes et augmenter la détectabilité quelles que soient leurs positions, car elles sont positionnées et orientées arbitrairement [58, 59, 60]. Point d'accès sans fil (« wireless access points », APs en anglais), est un autre exemple des applications pour lesquelles les experts cherchent des solutions à topologie isotrope, étant donné que l'orientation de placement et la position relative entre les dispositifs de communication sont généralement inconnues, une antenne isotrope ou un réseau isotrope qui possède une distribution d'énergie presque uniforme dans toutes les directions sont préférés pour cette application [61, 62]. La récupération d'énergie électromagnétique est l'une des applications importantes qui est en train de devenir de plus en plus rentable et réalisable grâce aux antennes isotropes, même s'il y a encore un long chemin à parcourir [63, 64]. Il est important de savoir que, dans les applications de récupération d'énergie électromagnétique, l'énergie disponible peut provenir de n'importe quelle direction et polarisation. De cette façon, pour récolter l'énergie maximale de l'environnement, une antenne isotrope avec un diagramme de rayonnement stable pour les deux polarisations, horizontale et verticale, est nécessaire.

L'antenne isotrope étant largement utilisée, différentes définitions ont été proposées selon l'application ciblée. K. Koob et P. K. Reddy en 1974 et 1978 ont respectivement proposé une définition de l'antenne isotrope [65, 66] comme une antenne dont le minimum de gain doit être supérieur à un gain défini comme seuil pour n'importe quel angle solide. Cependant la définition qui est couramment utilisée aujourd'hui, est celle que Balanis a mentionné dans son livre de référence : l'antenne isotrope est une antenne idéale qui rayonne et reçoit de l'énergie électromagnétique dans toutes les directions [67]. Il a également indiqué qu'une telle antenne idéale n'existe que dans la théorie et elle fournit une référence isotrope afin de la comparer à d'autres antennes. Cela est une vérité qui a été prouvée par Mathis en 1951, qu'une antenne isotrope idéale, avec une seule polarisation et un diagramme de rayonnement équilibré dans toutes les directions en champ lointain, n'existe pas en pratique [68]. Pour cette démonstration, il s'est appuyé sur un théorème que Brouwer a énoncé en 1909, qui est connu par le théorème de la «

boule chevelue », Hairy ball theorem en anglais [69]. D'après ce théorème, un champ qui n'a qu'une composante tangentielle ne peut pas avoir la même polarisation dans toutes les directions.

Cette limitation a conduit les chercheurs à combiner différentes antennes pour trouver l'antenne quasi-isotrope. Cependant la différence entre la définition choisie pour l'antenne isotrope peut créer une grande différence entre leurs résultats. Dans toutes les applications nommées au-dessus, une antenne isotrope doit être une antenne qui rayonne dans toutes les directions ainsi que dans les deux polarisations, sinon elle ne pourra pas être considérée comme la meilleure antenne pour ces applications. Par conséquent, la couverture des deux polarisations dans toutes les directions est essentielle. Dans cette thèse, nous prendrons la définition de l'antenne isotrope qui prend en compte également la polarisation et cette définition sera la référence pour comparer les antennes proposées dans la littérature ainsi que la référence pour évaluer les nouvelles antennes quasi-isotropes proposées dans cette thèse.

Ce chapitre débutera avec un résumé de l'état de l'art sur les différentes topologies d'antennes proposées, les points forts et les faiblesses dans leurs conceptions et une discussion à propos des méthodologies proposés pour concevoir les antennes quasi-isotropes. Ensuite dans la partie 3.3 certains outils mathématiques seront présentés pour pouvoir entrer dans les détails de la nouvelle méthodologie proposée pour concevoir une antenne quasi isotrope dans les deux polarisations dans la partie 3.4. Les systèmes antennaires fabriqués ainsi que les résultats des simulations et mesures sont présentés dans la partie 3.5.

II.2. État de l'art

Les recherches sur les antennes quasi-isotropes peuvent se diviser en deux grandes catégories : des dipôles croisés et des combinaisons de dipôles électrique et magnétique. Nous étudierons plusieurs exemples de chaque catégorie dans ce chapitre, et pour chaque exemple il y aura une discussion autour de :

- La définition de l'antenne quasi-isotrope proposée dans l'exemple
- La méthode utilisée pour concevoir l'antenne quasi-isotrope
- L'alimentation de l'antenne ou le système antenneaire
- La façon de présenter des résultats en simulation et en mesure

En plus des recherches effectuées directement sur la conception des antennes quasi-isotropes, les résultats obtenus pour les applications qui ont besoin d'une diversité de polarisation peuvent être intéressants dans certains exemples. Nous considérerons également quelques exemples de ce type et discuterons à propos de leurs résultats. Cette discussion complète nous permet de positionner les systèmes antennaires présentés dans le reste du chapitre par rapport aux antennes déjà présentées dans la littérature.

II.2.1. Dipôles croisés

Les dipôles croisés sont un système antenneaire composé de deux dipôles positionnés à 90° d'angle comme leur nom l'indique. Des dipôles croisés ont une histoire assez riche et

intéressante qui a commencé dans les années 1930. La première antenne dipôles croisés a été développée sous le nom de « Turnstile antenna » par Brown [70]. Dans les années 40, des antennes « superturnstile » [71, 72] ont été développées pour élargir la bande d'impédance par rapport à la conception d'origine. En 1961, un nouveau type d'antenne dipôles croisés, qui utilisait une seule alimentation, a été développé pour le rayonnement en polarisation circulaire [73]. Bolster a montré que si la partie réelle des admittances d'entrée des dipôles sont les mêmes et s'il y a un déphasage de 90° entre leurs admittances d'entrée, les dipôles croisés alimentés par une seule alimentation peuvent générer une polarisation circulaire.

Brown en 1936 a proposé l'antenne dipôles croisés. Son objectif pour combiner deux dipôles était d'arriver à une antenne avec une polarisation horizontale et un diagramme de rayonnement quasi-isotrope seulement en azimut ($\theta = \text{constante}$ et ϕ varie de 0° à 360°). Son antenne est composée d'un ensemble de deux dipôles demi-onde alignés à l'angle droit l'un par rapport à l'autre, les courants sur les dipôles sont de même amplitude et sont déphasés de 90° [70]. Cette combinaison donne une polarisation horizontale en azimut et une polarisation circulaire dans la direction de l'axe z , dans le sens horaire sur la face avant et dans le sens anti-horaire sur la face arrière. Les résultats sont bien présentés au niveau de leurs diagramme de rayonnement, néanmoins il n'y a pas de méthode précise pour la conception de l'antenne.

L'idée des dipôles croisés a été très bien accueillie et de nombreuses structures similaires ont été présentées. Un double Turnstile dans l'espace libre avec une séparation verticale de 0.25λ a été proposé, ce qui génère un diagramme de rayonnement isotrope [74]. Le deuxième Turnstile est ajouté pour augmenter encore l'amplitude du signal horizontal et maintenir la forme du diagramme de rayonnement en azimut.

Il faut cependant noter que des dipôles croisés alimentés par deux ports séparés a toujours été attrayante. Un réseau des dipôles a été proposé en 1955 pour un système de télévision large bande [75]. Une discussion intéressante sur la polarisation du système antennaire en azimut montre qu'en changeant la polarisation du dipôle, une polarisation verticale ou horizontale peut être obtenue. Les deux dipôles dans cet article sont alimentés en phase.

Dans les années 2000, les dipôles croisés ont commencé à être alimentés par deux ports séparés avec une différence de phase de 90° entre eux pour générer un rayonnement à double polarisation. En 2012 [76] une étude sur l'alimentation des dipôles croisés a été faite. D'après leur résultat le diagramme de rayonnement d'un dipôle seul, disposé selon l'axe y , est maximum dans le plan $\phi = 0^\circ$, de la même manière le diagramme de rayonnement d'un dipôle seul selon l'axe x est maximum sur le plan $\phi = 90^\circ$, c'est pour cette raison que quand les deux dipôles sont alimentés en phase et avec la même amplitude, autrement dit que les dipôles ont le même courant, le diagramme de rayonnement de l'ensemble des dipôles est maximum dans le plan $\phi = 45^\circ$ à un moment donné. La figure II.1 montre qu'avec 90° de déphasage en alimentation des deux dipôles, une meilleure couverture en espace peut être obtenue pour le diagramme de rayonnement.

Plusieurs méthodes d'alimentation des dipôles ont été proposées pour obtenir une double polarisation. Un bon exemple a été présenté dans [77] qui a utilisé une solution pour avoir le déphasage de 90° entre l'alimentation des dipôles sans utiliser le dépha-

seur. Des dipôles sont alimentés en parallèle, les parties réelles de leurs impédances sont identiques, alors que leurs parties imaginaires sont opposées, pour cette raison la somme de leurs impédances est purement réelle. Cette différence de l'impédance est créée en ajoutant des fentes et des micro-rubans à l'un des dipôles. Une autre recherche sur l'alimentation des deux dipôles est présentée en [78] qui donne le même résultat, autrement dit le déphasage de 90° entre les alimentations cause le maximum de couverture d'espace par deux dipôles au niveau de leur diagramme de rayonnement. Cette fois-ci ce déphasage de 90° est obtenu grâce à un réseau d'alimentation de phase séquentielle et un plan de masse. Malgré la nouvelle méthode d'alimentation dans ces exemples, l'objectif reste toujours d'arriver à un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec une polarisation horizontale et il n'y a pas d'autre méthode proposée pour concevoir la structure d'antenne même.

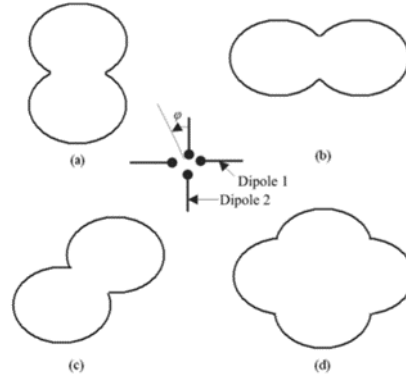


FIGURE II.1. – Le diagramme de rayonnement sur les plans d'élévations : a) seul le dipôle 1 est alimenté, b) seul le dipôle 2 est alimenté, c) dipôles 1 et 2 sont alimentés en phase, d) dipôles 1 et 2 sont alimentés avec 90° de déphasage [76].

Dans tous les exemples donnés pour les dipôles croisés, l'antenne quasi-isotrope est considérée comme une antenne avec un diagramme de rayonnement uniforme dans toutes les directions. Malgré quelques passages dans lesquels la polarisation est discutée, les résultats de diagramme de rayonnement ne sont présentés que pour le champ électrique total. Différentes solutions sont proposées pour alimenter une telle antenne, cependant une méthode précise pour concevoir l'antenne elle-même n'est pas présentée.

II.2.2. Combinaisons de dipôles électrique et magnétique

La méthode complémentaire (« complementary method » en anglais) a été proposée en 1954 par Calvin [79]. D'après cette méthode la combinaison d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique, avec l'amplitude et la phase d'alimentation appropriées, peut donner un diagramme de rayonnement effectif uniforme. Le résumé de cette méthode est expliqué dans la figure II.2 pour avoir une meilleure vision de la combinaison des champs créés avec les différentes polarisations par les dipôles électrique et magnétique.

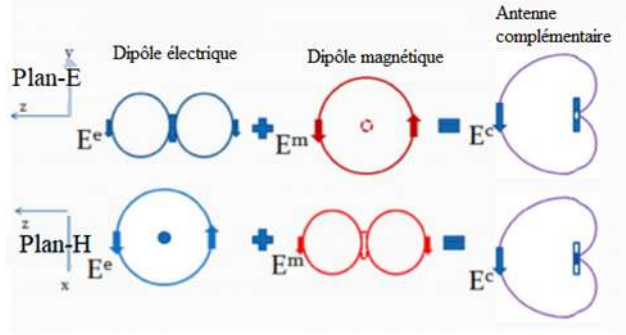


FIGURE II.2. – Le concept de la méthode complémentaire [80].

Cette idée a été appliquée sur plusieurs types d'antennes qui peuvent être considérées comme un dipôle magnétique. Une antenne à fente, une petite boucle dont le périmètre est inférieur à $\lambda/10$ et une antenne résonateur diélectrique sont parmi les antennes qui peuvent remplacer le dipôle magnétique. Utiliser le mode de cavité nous donne également le même champ magnétique. Un dipôle électrique est un dipôle simple $\lambda/2$ ou un monopôle, dans quelques exemples l'antenne en forme de U a été choisie pour le rayonnement du champ électrique. Les combinaisons de dipôles électriques sont aussi présentées comme une antenne quasi-isotrope. Des exemples de chaque cas afin de comprendre profondément la méthode complémentaire sont vérifiés.

II.2.2.1. Choix de dipôle magnétique

Antenne à fente La combinaison d'un dipôle et d'une antenne à fente peut être utilisée pour fournir un diagramme de rayonnement relativement isotrope lorsque le dipôle est perpendiculaire au plan de la fente [80]. Cet article a proposé un dipôle avec deux fentes sur le plan orthogonal au dipôle, chacune d'un côté du dipôle pour créer une symétrie. L'alimentation de ce système antennaire a été discuté et il a été montré qu'avec la même amplitude et la même phase, à $\theta = 45^\circ$, les champs rayonnés par les dipôles électrique et magnétique ont un déphasage de 180° . C'est pour cette raison que des annulations du champ électrique total apparaissent dans le diagramme des antennes à $\theta = 45^\circ$. Pour résoudre ce problème et couvrir ces trous dans le diagramme, un déphasage de 90° est proposé. Malgré une discussion intéressante et détaillée autour de l'alimentation et des champs rayonnés par chaque élément, les résultats du diagramme de rayonnement sont présentés uniquement sur un plan (azimut) et le concept d'isotropie est appliqué seulement sur le diagramme de rayonnement total.

Petite boucle à périmètre de moins de $\lambda/10$ Une boucle fermée avec un courant électrique constant peut remplacer le dipôle magnétique. Pour pouvoir faire l'hypothèse d'un courant constant, il faut que le périmètre de la boucle soit moins que $\lambda/10$ [67]. Nous verrons dans la prochaine partie qu'une large boucle avec un périmètre égal à λ aussi peut remplacer le dipôle magnétique mais sous certaines conditions. Une large

boucle est plus intéressante à fabriquer par rapport à une petite boucle pour les raisons qui seront expliquées par la suite.

Une combinaison de deux boucles et un dipôle est présentée dans la référence [81]. Les deux boucles sont connectées au dipôle avec deux vias qui traversent le substrat, par conséquent il y a une seule alimentation connectée au dipôle pour tout le système antenne. Malgré la combinaison intéressante de cette proposition d'antenne, il manque une analyse détaillée des champs électriques pour les deux polarisations. Dans le diagramme de rayonnement de l'antenne aussi il y a des trous, ce qui éloigne cette combinaison de l'objectif d'une antenne quasi-isotrope.

Antenne résonateur diélectrique L'antenne à résonateur diélectrique, Dielectric Resonator Antenna (DRA) en anglais, dans son premier mode de résonance $HEM_{11\delta}$, se comporte comme un dipôle magnétique [82]. Une combinaison de deux dipôles orthogonaux et un DRA, tous dans le même plan, est proposée dans [83]. Le diagramme de rayonnement obtenu n'est pas complètement uniforme et il y a des trous dans les diagrammes des deux polarisations. Il n'y a pas d'information à propos de l'alimentation du système ni de leur choix des éléments antennaires.

Une autre combinaison avec DRA est proposée dans [82]. Un plan de masse et une sonde ont été ajoutés afin de créer un dipôle électrique, donc le résultat est l'obtention d'un dipôle électrique orthogonal à un dipôle magnétique. Le diagramme de rayonnement total n'est uniforme que dans le plan-E avec une polarisation circulaire.

Mode de cavité Le champ normalisé à l'intérieur d'un substrat diélectrique, entre une antenne patch et un plan de masse, peut être analysé en considérant cet ensemble comme une cavité entourée de conducteurs électriques (en haut et en bas) et de murs magnétiques (pour simuler le circuit ouvert) tout au long du périmètre du patch [67]. Une combinaison d'une antenne patch, un plan de masse de même dimension et une paroi latérale métallique pour connecter l'antenne et le plan de masse est proposé dans [84]. L'antenne est excitée dans son mode quasi-TEM en utilisant un câble coaxial pour l'alimenter. Le champ électrique est selon l'axe y et le champ magnétique selon l'axe x . Cette combinaison donne en polarisation verticale un diagramme de rayonnement uniforme en élévation et un « 8 » en azimut et en polarisation horizontale un rayonnement négligeable en élévation et un « 8 » en azimut (tourné de 90° par rapport à la polarisation verticale). Le diagramme de rayonnement total a bien couvert l'espace, alors que pour les deux polarisations il y a de grandes zones aveugles.

II.2.2.2. Choix de dipôle électrique

Une combinaison des trois dipôles orthogonaux est proposée dans [85]. Une double antenne en forme de U (U-shape antenna en anglais) aussi est proposée en [86]. Les deux antennes sont orthogonales dans le dernier article et sont alimentées avec 90° de déphasage. Malgré leurs combinaisons intéressantes et les études approfondies autour du champ électrique créé par chaque élément, les diagrammes de rayonnement des combinaisons ne sont pas donnés.

II.2.3. Application de diversité de polarisation

Des antennes à entrées multiples, sorties multiples (« Multiple-Input Multiple-Output », MIMO en anglais) sont un exemple des applications de diversité de polarisation. Des antennes présentées dans cette application sont parfois bien proches des structures antennaires quasi-isotropes. Même si les études dans ce domaine sont limitées au niveau de la polarisation et que les champs électrique et magnétique rayonnés par l'antenne ne sont pas un facteur à vérifier, il peut être utile de regarder les résultats obtenus dans cette application.

La combinaison de trois dipôles orthogonaux est présentée en [87][88] comme une antenne qui peut augmenter la capacité de communication en ajoutant plus de polarisation. Les dipôles sont alimentés en phase et avec la même amplitude, cependant en [88] les dipôles sont filaires alors qu'en [87] ils sont planaires. Les alimentations des dipôles sont éloignées dans les deux cas.

Une combinaison de deux dipôles et une antenne DRA est proposée pour une application MIMO en [89]. Les alimentations des dipôles ne sont pas symétriques et il n'y a pas d'information à propos de l'amplitude et la phase de l'alimentation.

II.2.4. Derniers avancements

À mesure que la technologie des méta surfaces progresse, de nouvelles structures sont proposées grâce à cette technologie. Sans entrer dans les détails techniques qui dépassent le cadre de cette thèse, nous mentionnons brièvement ces développements.

Un Split Ring Resonator (SSR) est conçu en [90] afin d'avoir un diagramme de rayonnement quasi-isotrope en utilisant le courant électrique et magnétique, les deux étant créés par le SRR. La structure SRR peut exciter simultanément un dipôle magnétique et un dipôle électrique. Le fonctionnement de l'antenne SRR peut être analysé par sa distribution de courant surfacique. Le courant électrique a créé deux dipôles en parallèles et le courant magnétique constant a créé une petite boucle. L'antenne est alimentée par un câble coaxial. Malgré l'idée innovante de cette recherche, la polarisation verticale n'existe quasiment pas dans certains plans et il y a également des zones aveugles en polarisation horizontale.

Un dipôle simple avec un système réalisé par les métamatériaux est proposé en [91]. La conception de la partie méta matériau est inspiré par l'optique de transformation, et peut permettre le contrôle des champs électromagnétiques. Cette partie est chargée de réfléchir le rayonnement du dipôle qui est concentré sur certaines régions, dans toute la sphère de façon homogène. Son fonctionnement est illustré en figure II.3. Avec les vecteurs Poynting qui représentent la direction des flux de l'énergie d'un champ électromagnétique. La solution proposée est volumineuse et difficile à fabriquer.

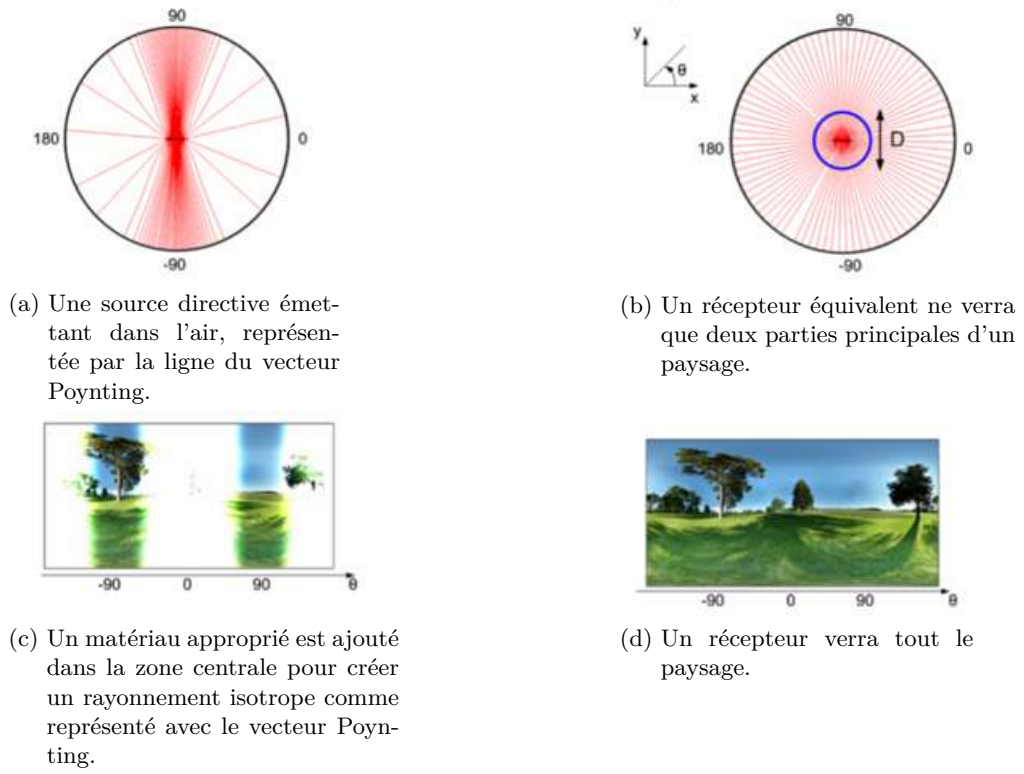


FIGURE II.3. – Le système proposé en [91].

II.3. Rappels : Vecteurs hauteurs effectives de quelques structures canoniques

La hauteur effective ou la longueur effective d'une antenne, est une quantité utilisée pour déterminer la tension induite sur les bornes du circuit ouvert de l'antenne lorsqu'elle est en réception [67]. Le vecteur hauteur effective l_e pour une antenne est généralement une quantité vectorielle complexe représentée par :

$$\hat{l}_e(\theta, \phi) = \hat{e}_\theta l_\theta(\theta, \phi) + \hat{e}_\phi l_\phi(\theta, \phi) \quad (\text{II.1})$$

Où l_θ est la composante du vecteur hauteur effective en polarisation verticale et l_ϕ est la composante du vecteur hauteur effective en polarisation horizontale. Le vecteur hauteur effective est un paramètre de champ lointain de l'antenne et il est lié au champs électrique rayonné par l'antenne avec la formule suivante :

$$\hat{E}_a = \hat{e}_\theta E_\theta + \hat{e}_\phi E_\phi = -j\eta \frac{k I_{in}}{4\pi r} \hat{l}_e e^{-jkr} \quad (\text{II.2})$$

Où η est l'impédance des ondes dans un diélectrique illimité, k est le nombre d'onde angulaire, I_{in} est le courant disponible à l'entrée de l'antenne et r est la distance en mètre entre le point d'observation et l'antenne qui se trouve dans la région du champ

II.3. Rappels : Vecteurs hauteurs effectives de quelques structures canoniques

lointain. La tension circuit ouvert de l'antenne peut également être calculé par cette relation :

$$V_{oc} = \hat{E}^i \cdot \hat{l}_e \quad (\text{II.3})$$

Où $\hat{E}^i$ est égale au champ électrique incident. D'après cette formule la tension à la sortie d'une antenne augmente lorsque le champ incident et le vecteur hauteur effective ont la même polarisation et cette tension sera nulle quand il y a 90° de différence entre la polarisation du champ incident et le vecteur hauteur effective. C'est pour cette raison que le vecteur hauteur effective est le meilleur paramètre pour évaluer une antenne à la fois avec son diagramme de rayonnement et avec sa polarisation. En outre ce vecteur est un paramètre de l'antenne qui est en fonction de l'angle solide (θ, ϕ) , ce qui nous permet d'analyser une antenne dans les différentes directions.

Dans les parties suivantes, les vecteurs hauteur effective de deux éléments rayonnants canoniques sont présentés avec plus de détail.

II.3.1. Dipôle électrique

Le champ électrique rayonné par un dipôle électrique élémentaire de longueur totale l , est défini comme :

$$E_\theta = -j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (\text{II.4})$$

et

$$E_\phi = 0 \quad (\text{II.5})$$

En utilisant la formule II.2, le vecteur hauteur effective d'un dipôle, alignée sur l'axe z (figure II.4) est présenté par :

$$\hat{l}_{e-dip\acute{o}le} = -\hat{e}_\theta l \sin\theta \quad (\text{II.6})$$

Cela indique, que le vecteur hauteur effective est en fonction de l'angle de direction θ , et son maximum se produit lorsque $\theta = 90^\circ$. Cela nous indique également que la tension maximale du circuit ouvert aux bornes du dipôle se produit lorsque la direction de l'onde incidente qui arrive à cette antenne dipôle est normale à l'axe du dipôle ($\theta = 90^\circ$). Cela est attendu car le dipôle a un diagramme de rayonnement dont le maximum est dans le $\theta = 90^\circ$.

II.3.2. Dipôle magnétique (petite boucle)

Une boucle avec un périmètre moins que $\lambda/2$, souvent appelée petite boucle (small loop en anglais) a un courant de distribution uniforme. Le champs électrique rayonné par cette petite boucle (lorsque $ka < 1/3$ et $a < \lambda/6\pi$) prouve que celle-ci est équivalente à un dipôle magnétique [67] :

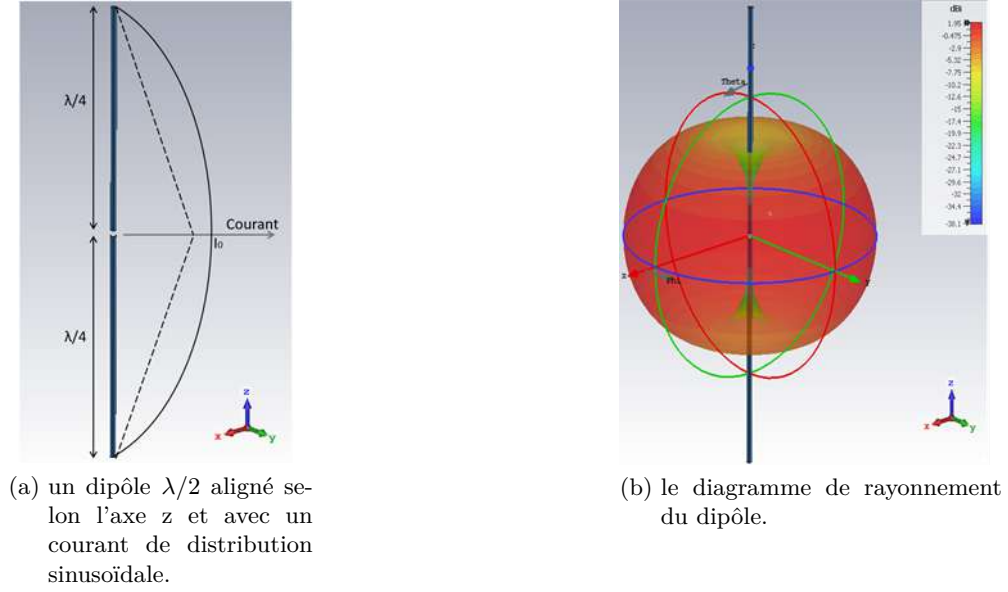


FIGURE II.4. – Antenne dipôle selon l'axe z .

$$E_\theta = 0 \quad (\text{II.7})$$

et

$$E_\phi = -\eta \frac{a^2 k^2 I_0 e^{-jkr}}{4r} \sin\theta \quad (\text{II.8})$$

où a est le rayon de la petite boucle. Par conséquence en utilisant la formule II.2, le vecteur hauteur effective d'une telle antenne (dipôle magnétique) située sur le plan x - y est définie comme :

$$\hat{l}_{e\text{-petite-boucle}} = -\hat{e}_\phi jkS \sin\theta \quad (\text{II.9})$$

Où S est la surface de la boucle et k est le nombre d'onde angulaire. Le diagramme de rayonnement d'une antenne à petite boucle sur le plan x - y a la même forme qu'un dipôle électrique aligné sur l'axe z . Cependant, l'antenne boucle est polarisée horizontalement, comme le montre sa formule du vecteur hauteur effective. Cette boucle ainsi que son diagramme de rayonnement sont montrés dans la figure II.5.

II.3.3. Grande boucle

Les formules précédentes ne sont valables que pour une petite boucle avec une distribution de courant uniforme et elles ne sont pas appropriées pour une grande boucle de périmètre égale à λ , la longueur d'onde correspondant à la fréquence choisie. Malgré la polarisation intéressante et le diagramme de rayonnement omnidirectionnel de petites boucles, dans la pratique, les boucles pleine onde sont plus courantes. Ceci est dû à leur

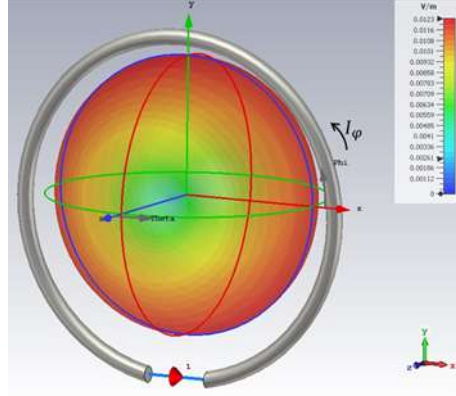


FIGURE II.5. – La petite boucle placée sur le plan x-y avec son diagramme de rayonnement

simplicité dans l'adaptation d'impédance car elles sont suffisamment grandes pour être auto-résonnantes, contrairement aux petites boucles qui doivent toujours être accordées avec un condensateur. Elles ont aussi de petites résistances aux radiations qui sont généralement plus petites que leurs résistances aux pertes, ce sont donc des radiateurs très pauvres. Les boucles pleine onde ont également une meilleure efficacité que les petites boucles [92]. En raison de ces propriétés favorables, l'analyse de vecteur hauteur effective de grandes boucles est nécessaire.

La différence entre les petites et les grandes boucles est due à la distribution de courant non uniforme dans les grandes boucles, ce qui rend l'expression de leur champ électromagnétique quelque peu complexe [93, 94]. L'antenne petite boucle est un cas particulier, dans lequel le courant est uniformément distribué. Pour une grande boucle placée sur le plan x-y la distribution du courant est sinusoïdale et définie comme :

$$I_\phi = I_P \cos(p\phi) \quad (\text{II.10})$$

Dans ce cas, la représentation de Fourier a une seule composante non nulle ($I_n = 0$, lorsque $n \neq p$). Dans le cas général d'une grande boucle, la série des cosinus de Fourier est utilisée pour représenter le courant [67]. Cette considération pour la distribution actuelle donne les expressions en champs électriques lointains [93] :

$$E_\theta \approx -\frac{\eta(\beta\alpha)p(i)^p I_P \sin(p\phi) \cos\theta}{2} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \frac{J_p(\omega)}{\omega} \quad (\text{II.11})$$

et

$$E_\phi \approx -\frac{\eta(\beta\alpha)(i)^p I_P \cos p\phi}{2} \frac{e^{-j\beta r}}{r J'_p(\omega)} \quad (\text{II.12})$$

Où α est le rayon de l'antenne boucle et J_p est la fonction de Bessel du premier ordre p .

Une fois le champ électrique calculé, le vecteur de la hauteur effective peut également être obtenu en utilisant la formule II.2. Au lieu de se concentrer sur ces formules qui sont décrites en détail dans la littérature, regarder le diagramme de rayonnement d'une grande boucle peut nous aider à comprendre le fonctionnement de l'antenne.

Le courant surfacique d'une grande boucle est maximum à son point d'alimentation et à une distance $\lambda/2$ de ce point. Cela signifie qu'une grande boucle (cette fois-ci considérée sur le plan x-z) est égale à la combinaison de deux dipôles (ici alignés parallèlement à l'axe z) avec une distance de $\lambda/4$. Ainsi, le diagramme de rayonnement d'une grande boucle placée dans le plan x-z (figure II.6), dont le point d'alimentation est placé sur l'axe x est similaire à un réseau de deux dipôles verticaux avec un diagramme de rayonnement en beignet rétréci le long de l'axe x. Nous pouvons donc conclure par dire que nous sommes libres de remplacer tout dipôle électrique par la grande boucle correspondante.

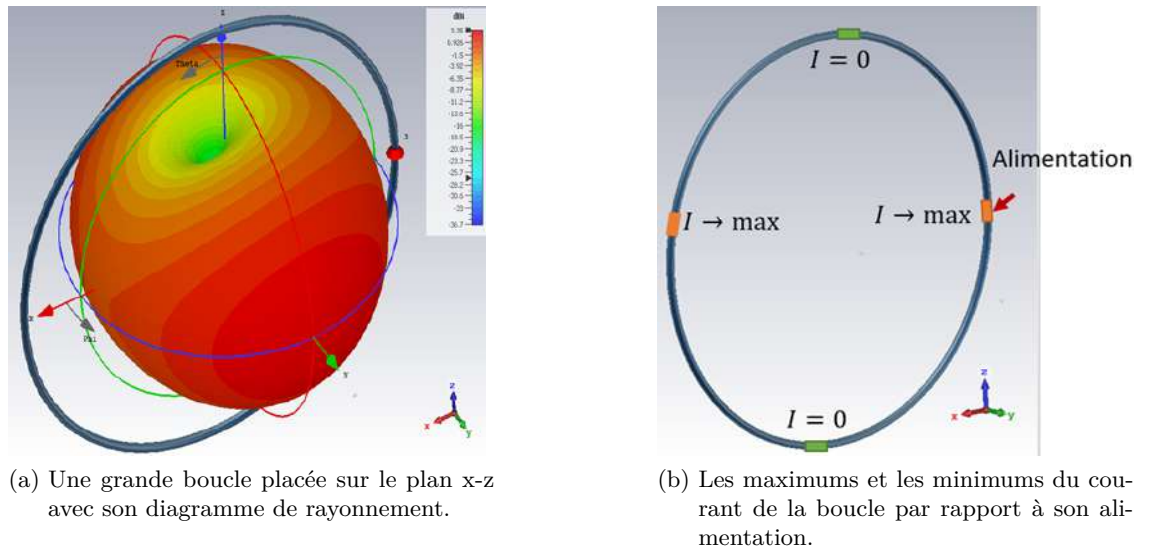


FIGURE II.6. – La grande boucle.

Dans la partie suivante les zones aveugles des structures antennaires composées des boucles et des dipôles seront calculées. Afin de trouver ces zones aveugles une onde incidente est considérée et peut être définie avec l'équation suivante :

$$\hat{e}_{inc} = \frac{E_{inc\theta}}{|E_{inc}|} \hat{e}_\theta + \frac{E_{inc\phi}}{|E_{inc}|} \hat{e}_\phi + \frac{E_{incr}}{|E_{inc}|} \hat{e}_r \quad (\text{II.13})$$

Ce qui veut dire que la réponse des deux produits scalaires de vecteur effective et les vecteurs unitaires des deux polarisations peuvent nous montrer les zones aveugles dans ces deux polarisations.

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective

Une approche théorique pour la conception d'antennes quasi-isotropes, à la fois dans le diagramme de rayonnement et pour la polarisation, est présentée dans cette partie. L'approche est basée sur une compensation des annulations du vecteur hauteur effective à partir d'éléments rayonnants canoniques présentés dans la partie précédente : les dipôles électriques et magnétiques. Quatre systèmes antennes quasi-isotropes sont proposés et validés par des expériences.

Les zones aveugles de chaque élément peuvent être couvertes par un autre élément (dipôle électrique ou magnétique) étape par étape, jusqu'à la couverture complète du diagramme de rayonnement en deux polarisations, sans aucune zone aveugle. Le vecteur hauteur effective de chaque élément de base est calculé pour vérifier les propriétés de champ lointain d'intérêt : diagramme de rayonnement et polarisation.

II.4.1. Hypothèses

Le dipôle électrique et la grande boucle ont été choisis pour concevoir un système antennaire quasi-isotrope avec la nouvelle approche. Les points d'alimentation ont été considérés en phase avec la même amplitude pour simplifier les conceptions. Le centre de phase des antennes a été chevauché autant que les limitations de fabrication le permettaient.

Selon ces points, deux hypothèses peuvent être considérées dans toutes les conceptions : i) chaque élément rayonnant p est représenté par son vecteur individuel hauteur effective l_{ep} , qui est dirigé par le vecteur unitaire e_p , ii) le couplage entre éléments rayonnants est faible, le vecteur hauteur effective de réseau des éléments rayonnants peut donc être presque égal à la somme des vecteurs hauteur effective.

$$l_e = \sum_{p=1}^N l_{ep} \quad (\text{II.14})$$

II.4.2. Formulation

Considérons le diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant linéaire sous sa forme générale, son vecteur hauteur effective peut être indiqué par la formule ci-dessous :

$$l_{e_j} = l_e(\theta_j) e_{p_j} \quad (\text{II.15})$$

Où P désigne la polarisation de l'antenne et le diagramme de rayonnement est symétrique par rapport à l'axe J qui est l'un des axes du système de coordonnées cartésiennes : x , y ou z . L'angle θ_J est défini comme l'angle polaire mesuré à partir de l'axe J , et de même ϕ_J est défini comme l'angle azimutal de sa projection orthogonale sur le plan perpendiculaire à l'axe J contenant l'origine. Pour compléter la description de ϕ_J avec la règle de la main droite, une direction de référence fixe sur le plan de projection peut

être définie. Si le pouce droit pointe le long de l'axe J dans la direction positive, l'index détermine le point de départ de ϕ_J et la boucle des doigts représente sa direction. Ces angles seront définis précisément dans la partie suivante.

Afin de définir la hauteur effective du vecteur dans les coordonnées sphériques canoniques, les angles θ_J et ϕ_J doivent être exprimés avec les angles habituels θ et ϕ . Cela permet de déterminer dans les coordonnées sphériques habituelles des zones aveugles dans le diagramme de rayonnement de n'importe quel élément rayonnant, dans n'importe quelle position. Les zones aveugles du réseau des éléments rayonnant sont données par :

— Les zones aveugle en polarisation verticale :

$$\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{e}_\theta = \sum_{p=1}^N \mathbf{l}_{ep} \cdot \mathbf{e}_\theta = \sum_{p=1}^N \mathbf{l}_{ep} \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\theta = 0 \quad (\text{II.16})$$

— Les zones aveugle en polarisation horizontale :

$$\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{e}_\phi = \sum_{p=1}^N \mathbf{l}_{ep} \cdot \mathbf{e}_\phi = \sum_{p=1}^N \mathbf{l}_{ep} \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\phi = 0 \quad (\text{II.17})$$

D'après les équations ci-dessus deux type de zones aveugles existent :

— Les zones aveugles liées aux solutions du premier ordre de ces équations qui correspondent à l'intersection des valeurs nulles individuelles dans le diagramme et la polarisation de chaque élément rayonnant. Ils sont obtenus par les trois équations suivantes :

Zéros du diagramme de rayonnement individuel :

$$l_{ep} = 0 \quad (\text{II.18})$$

Zéros de polarisation verticale individuelle :

$$\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\theta = 0 \quad (\text{II.19})$$

Zéros de polarisation horizontale individuelle :

$$\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\phi = 0 \quad (\text{II.20})$$

— Les solutions du second ordre correspondent à la compensation mutuelle de tous les éléments rayonnants (phénomène d'interférence). Ces valeurs nulles sont obtenues en résolvant pour II.19 et II.20 tout en excluant les solutions du premier ordre.

En ajoutant l'élément rayonnant canonique (dipôle électrique ou dipôle magnétique) étape par étape pour couvrir les zones aveugles, un diagramme de rayonnement quasi-isotrope dans les polarisations verticale et horizontale peut être obtenu. Ici les combinaisons de dipôles électriques et de grandes boucles sont discutées. Il convient de mentionner qu'un dipôle aligné le long de l'axe z peut être remplacé par une grande boucle sur le plan x-z dont le point d'alimentation est sur l'axe x, car cette méthodologie est basée sur la forme du diagramme de rayonnement et la polarisation de l'antenne. Les deux ont des valeurs nulles dans les directions $\theta = 0^\circ$ et 180° , et leur maximum est dans la direction $\theta = 90^\circ$. En raison de la différence de 90° entre les valeurs nulles et maximales, il est optimal d'ajouter les éléments rayonnants de base orthogonalement les uns aux autres.

II.4.3. Structures dérivées

II.4.3.1. Réseau de trois dipôles orthogonaux

Le vecteur hauteur effective d'un dipôle aligné sur l'axe z est indiquée en II.6. Un dipôle n'est pas une bonne solution pour créer une antenne quasi-isotrope car il ne peut pas recevoir d'ondes électromagnétiques ni dans la polarisation ϕ , ni dans les directions $\theta = 0^\circ, 180^\circ$. Les angles θ et ϕ sont les angles dans les coordonnées sphériques habituelles qui sont montrées dans la figure II.7.

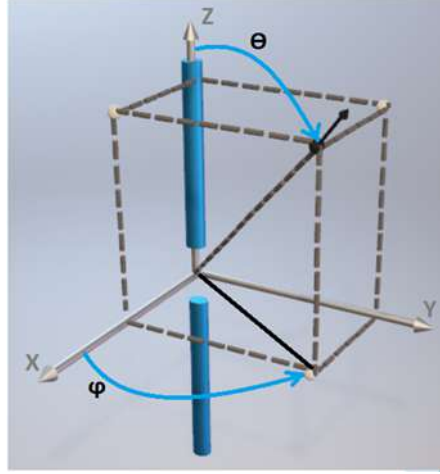


FIGURE II.7. – Dipôle aligné selon l'axe z .

En ajoutant un deuxième dipôle orthogonal au premier dipôle, aligné sur l'axe y par exemple (figure II.8), le vecteur hauteur effective sera égale à la somme du vecteur hauteur effective de chaque dipôle lorsque leurs alimentations sont en phase et équilibrées. Par conséquent, pour trouver le vecteur hauteur effective totale de deux dipôles orthogonaux, le vecteur hauteur effective du second doit également être calculé. D'après la formule II.15 :

$$l_{e_y} = l_e(\theta_y)e_{p_y} \quad (\text{II.21})$$

D'après ces nouveaux angles θ_y et ϕ_y , la direction du vecteur hauteur effective peut être défini par la relation suivante :

$$e_{\theta_y} = \frac{\partial e_r}{\partial \theta_y} \quad (\text{II.22})$$

Le vecteur unitaire e_r est égale à :

$$e_r = \cos\theta_y e_y + \sin\theta_y e_v \quad (\text{II.23})$$

e_v est le vecteur unitaire dans la direction de Y_0 jusqu'au point V, cela veut dire que ce vecteur est orthogonal à l'axe Y . Le vecteur e_v est égal à :

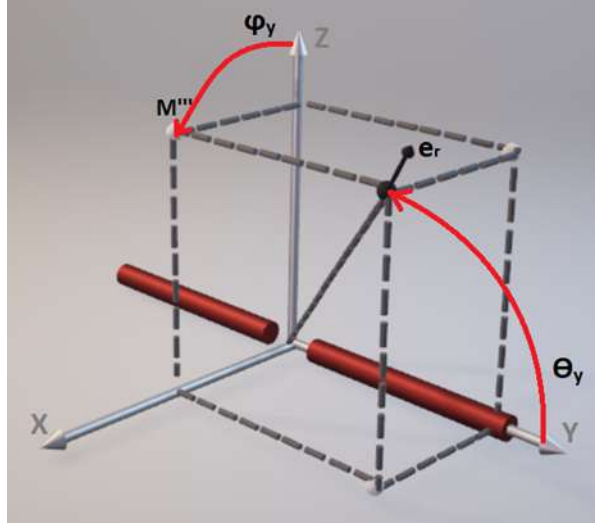


FIGURE II.8. – Dipôle selon l'axe y, les angles θ_y et ϕ_y .

$$\mathbf{e}_v = \cos\phi_y \mathbf{e}_z + \sin\phi_y \mathbf{e}_x \quad (\text{II.24})$$

La combinaison des deux formules II.23 et II.24 montre que le vecteur $\mathbf{e}_r$ est égal à :

$$\mathbf{e}_r = \cos\theta_y \mathbf{e}_y + \sin\theta_y (\cos\phi_y \mathbf{e}_z + \sin\phi_y \mathbf{e}_x) \quad (\text{II.25})$$

En prenant la dérivée partielle du vecteur $\mathbf{e}_{\theta_y}$ par rapport à la variable θ_y nous arrivons à la formule suivante :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} = -\sin\theta_y \mathbf{e}_y + \cos\theta_y (\cos\phi_y \mathbf{e}_z + \sin\phi_y \mathbf{e}_x) \quad (\text{II.26})$$

Les vecteurs unitaires des angles θ et ϕ , sont connus et définis comme :

$$\mathbf{e}_\theta = -\sin\theta \mathbf{e}_z + \cos\theta (\cos\phi \mathbf{e}_x + \sin\phi \mathbf{e}_y) \quad (\text{II.27})$$

et

$$\mathbf{e}_\phi = -\sin\phi \mathbf{e}_x + \cos\phi \mathbf{e}_y \quad (\text{II.28})$$

Selon les formules II.26, II.27 et II.28 :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = \cos\theta_y \sin\phi_y \cos\theta \cos\phi - \sin\theta_y \cos\theta \sin\phi - \cos\theta_y \cos\phi_y \sin\theta \quad (\text{II.29})$$

et

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\phi = -\cos\theta_y \sin\phi_y \sin\phi - \sin\theta_y \cos\phi \quad (\text{II.30})$$

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective

La prochaine étape consiste à définir les deux angles θ_y et ϕ_y en fonction des angles θ et ϕ . Afin de trouver cette définition on utilise le vecteur unitaire $\mathbf{e}_r$ qui est le seul vecteur qui est exactement le même que dans les coordonnées sphériques classiques :

$$\mathbf{e}_r = \sin\theta\cos\phi\mathbf{e}_x + \sin\theta\sin\phi\mathbf{e}_y + \cos\theta\mathbf{e}_z \quad (\text{II.31})$$

Le produit scalaire $\mathbf{e}_r.\mathbf{e}_y$ est calculé une fois avec l'équation II.25 et une fois avec l'équation II.31, ce qui conduit aux équations suivantes :

$$\mathbf{e}_r.\mathbf{e}_y = \cos\theta_y \quad (\text{II.32})$$

et

$$\mathbf{e}_r.\mathbf{e}_y = \sin\theta\sin\phi \quad (\text{II.33})$$

Nous obtenons donc :

$$\cos\theta_y = \sin\theta\sin\phi \quad (\text{II.34})$$

D'autre part, en utilisant les mêmes équations II.25 et II.31, le produit vectoriel $|\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_y|$ peut être calculé afin de définir le $\sin\theta_y$ qui est égal à :

$$\sin\theta_y = \sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta\cos^2\phi} \quad (\text{II.35})$$

Afin de trouver $\sin\phi_y$, l'équation suivante est calculée selon les deux équations II.25 et II.31 :

$$\mathbf{e}_r.\mathbf{e}_x = \sin\theta_y\sin\phi_y = \sin\theta\cos\phi \quad (\text{II.36})$$

Puisque $\sin\theta_y$ est déjà défini dans la formule II.35, nous pouvons obtenir l'expression de $\sin\phi_y$:

$$\sin\phi_y = \frac{\sin\theta\cos\phi}{\sin\theta_y} = \frac{\sin\theta\cos\phi}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta\cos^2\phi}} \quad (\text{II.37})$$

Avec une solution similaire, peut être défini avec $\cos\phi$:

$$\mathbf{e}_r.\mathbf{e}_z = \sin\theta_y\cos\phi_y = \cos\theta \quad (\text{II.38})$$

Et donc :

$$\cos\phi_y = \frac{\cos\theta}{\sin\theta_y} = \frac{\cos\theta}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta\cos^2\phi}} \quad (\text{II.39})$$

Maintenant nous avons tous les éléments pour représenter le vecteur hauteur effective dans la formule II.15 avec les angles sphériques habituels, en utilisant les formules II.29 et II.30 et grâce aux formules II.37 et II.39, nous arrivons à :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = \cos\theta_y \left(\frac{\sin\theta \cos\phi}{\sin\theta_y} \right) \cos\theta \cos\phi - \sin\theta_y \cos\theta \sin\phi - \cos\theta_y \left(\frac{\cos\theta}{\sin\theta_y} \right) \sin\theta \quad (\text{II.40})$$

Ensuite, nous avons :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = \left(\frac{\cos\theta_y}{\sin\theta_y} \right) \sin\theta \cos\theta \cos^2\phi - \sin\theta_y \cos\theta \sin\phi - \left(\frac{\cos\theta_y}{\sin\theta_y} \right) \sin\theta \cos\theta \quad (\text{II.41})$$

En prenant $\frac{\cos\theta_y}{\sin\theta_y} \sin\theta \cos\theta$ pour factoriser le premier et le dernier terme, nous avons :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = \frac{\cos\theta_y}{\sin\theta_y} \sin\theta \cos\theta (\cos^2\phi - 1) - \sin\theta_y \cos\theta \sin\phi \quad (\text{II.42})$$

La formule trigonométrie fondamentale de $\cos^2\phi + \sin^2\theta = 1$ nous conduit vers une nouvelle équation :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\cos\theta \sin\phi \left(\frac{\cos\theta_y \sin\theta \sin\phi + \sin^2\theta_y}{\sin\theta_y} \right) \quad (\text{II.43})$$

Les formules II.27 et II.35 nous aident à encore simplifier l'équation en-dessus :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\cos\theta \sin\phi \left(\frac{\sin^2\theta (\sin^2\phi + \cos^2\phi) + \cos^2\theta}{\sin\theta_y} \right) \quad (\text{II.44})$$

Ce qui nous permet de définir l'élément du vecteur hauteur effective de cette antenne dipôle en polarisation verticale comme :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\frac{\cos\theta \sin\phi}{\sin\theta_y} \quad (\text{II.45})$$

Avec une solution similaire et en prenant compte les formules II.30, II.34, II.35, II.37 et II.39, nous arrivons à l'équation suivante pour la composante de la polarisation horizontale dans la formule du vecteur hauteur effective :

$$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\phi = -\frac{\cos\phi}{\sin\theta_y} \quad (\text{II.46})$$

Les deux formules II.45 et II.46 correspondent à une formule complète du vecteur hauteur effective égal à :

$$\mathbf{l}_{e_y} = l_e(\theta_y) \left[-\frac{\cos\theta \sin\phi}{\sin\theta_y} \mathbf{e}_\theta - \frac{\cos\phi}{\sin\theta_y} \mathbf{e}_\phi \right] \quad (\text{II.47})$$

La formule ci-dessus nous permet de discuter en détail des zones aveugles en polarisation de ce dipôle qui est selon l'axe y. Nous laissons la forme de diagramme de rayonnement avec le nouvel angle θ_y qui a été défini, car cela a une forme connue et

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective

simple. Il suffit de faire attention à deux zones aveugles de ce dipôle qui sont en $\theta = 90^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ et 270° . Il faudrait mentionner que les zones aveugles en diagramme du dipôle selon l'axe y compensent la zone aveugle du premier dipôle, Nous pouvons donc dire que pour couvrir les zones aveugles en diagramme, deux dipôles orthogonaux sont suffisants.

Cependant la combinaison des deux dipôles, l'un selon l'axe z et l'autre selon l'axe y ne rend pas encore ce système antenne quasi-isotrope en diagramme de rayonnement sur les deux polarisations. D'après la formule II.47, cette combinaison des dipôles n'est pas capable de capter les ondes incidentes horizontalement polarisées dans les directions de : $\phi = \pm \frac{\pi}{2} \forall \theta$.

Pour pouvoir mieux imaginer cette zone aveugle, nous pouvons prendre l'exemple concret montré dans la figure II.9. L'onde incidente dans cette figure est polarisée horizontalement, donc ne peut pas être vue par le dipôle selon l'axe z, et cette onde arrive dans la direction de l'axe y, c'est-à-dire dans la direction des zones aveugles du diagramme de rayonnement du deuxième dipôle qui est selon l'axe y.

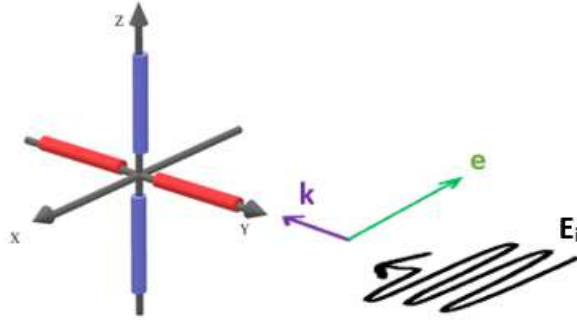


FIGURE II.9. – Une onde incidente invisible par la combinaison de deux dipôles.

Il est donc nécessaire d'ajouter un troisième dipôle orthogonal aux deux autres. Ce dernier devrait être aligné selon l'axe x (figure II.10). Nous poursuivrons le même chemin pour calculer le vecteur hauteur effective.

L'angle θ_x est montré dans la figure II.10 et sa direction peut être défini par la relation suivante :

$$\mathbf{e}_{\theta_x} = \frac{\partial \mathbf{e}_r}{\partial \theta_x} \quad (\text{II.48})$$

En prenant la même démarche que le dipôle selon l'axe y, le vecteur unitaire est le vecteur unitaire sur le plan orthogonal à l'axe x qui contient le point M, cela veut dire que ce vecteur est dans la direction de X_0 jusqu'au point M. En utilisant la formule II.48, le vecteur $\mathbf{e}_{\theta_y}$ est égal à :

$$\mathbf{e}_{\theta_x} = -\sin\theta_x \mathbf{e}_x + \cos\theta_x \cos\phi_x \mathbf{e}_y + \cos\theta_x \sin\phi_x \mathbf{e}_z \quad (\text{II.49})$$

En considérant les formules II.27 et II.28, nous arrivons à cette équation :

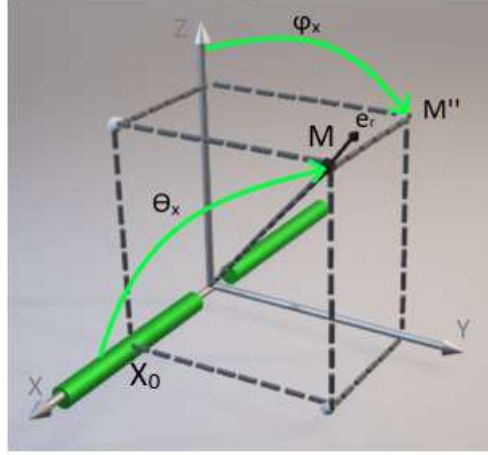


FIGURE II.10. – Dipôle selon l'axe x et les angles θ_x et ϕ_x .

$$\mathbf{e}_{\theta_x} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\sin\theta_x \cos\theta \cos\phi + \cos\theta_x \cos\phi_x \cos\theta \sin\phi - \cos\theta_x \sin\phi_x \sin\theta \quad (\text{II.50})$$

et

$$\mathbf{e}_{\theta_x} \cdot \mathbf{e}_\phi = \sin\theta_x \sin\phi + \cos\theta_x \cos\phi_x \cos\phi \quad (\text{II.51})$$

Le produit scalaire $\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_x$, calculé une fois avec la formule II.31 et une fois avec les nouveaux angles θ_x et ϕ_x , l'équation suivante est obtenue :

$$\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_x = \cos\theta_x = \sin\theta \cos\phi \quad (\text{II.52})$$

Le produit vectoriel $|\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_y|$ est calculé pour définir :

$$|\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_x| = \sin\theta_x = \sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \sin^2\phi} \quad (\text{II.53})$$

$\cos\phi_x$ peut être calculé avec l'équation suivante :

$$\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_x = \sin\theta_x \cos\phi_x \quad (\text{II.54})$$

En remplaçant $\sin\theta_x$ avec la formule II.53 nous arrivons à la formule suivante :

$$\cos\phi_x = \frac{\sin\theta \sin\phi}{\sin\theta_x} = \frac{\sin\theta \sin\phi}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \sin^2\phi}} \quad (\text{II.55})$$

$\sin\phi_x$ peut également être défini avec l'équation suivante :

$$\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_z = \sin\theta_x \sin\phi_x = \cos\theta \quad (\text{II.56})$$

et donc :

$$\sin\phi_x = \frac{\cos\theta}{\sin\theta_x} = \frac{\cos\theta}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \sin^2\phi}} \quad (\text{II.57})$$

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective

Pour séparer l'élément du vecteur hauteur effective selon la polarisation verticale, nous calculons le produit vectoriel suivant à l'aide des formules II.55 et II.57 :

$$\mathbf{e}_{\theta_x} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\sin\theta_x \cos\theta \cos\phi + \cos\theta_x \left(\frac{\sin\theta \sin\phi}{\sin\theta_x} \right) \cos\theta \sin\phi - \cos\theta_x \left(\frac{\cos\theta}{\sin\theta_x} \right) \sin\theta \quad (\text{II.58})$$

Les éléments de polarisation horizontale et verticale du vecteur hauteur effective du dipôle selon l'axe x sont présentés dans le tableau II.2 et la formule du vecteur effective du troisième dipôle selon ces composantes en polarisations verticale et horizontale est définie comme :

$$\mathbf{l}_{e_x} = l_e(\theta_x) \left[-\frac{\cos\theta \cos\phi}{\sin\theta_x} \mathbf{e}_\theta + \frac{\sin\phi}{\sin\theta_x} \mathbf{e}_\phi \right] \quad (\text{II.59})$$

Le vecteur hauteur effective et les zones aveugles dans le diagramme de rayonnement sont présentés dans le tableau II.1. Dans chacune des zones aveugles du dipôle, on voit que les deux autres dipôles sont au maximum de leur diagramme de rayonnement et compensent donc la zone aveugle du premier dipôle. On pourrait penser que pour couvrir les zones aveugles en diagramme, deux dipôles sont suffisants (un seul autre dipôle est suffisant pour compenser le premier) mais cela n'est pas valable en polarisation.

élément rayonnant		axe z (p=z)	axe x (p=x)	axe y (p=y)
zone aveugle		$\Omega_{2\theta}$	$\Omega_{1\theta} \cap \Omega_{2\phi}$	$\Omega_{1\theta} \cap \Omega_{1\phi}$
$ \mathbf{h}_{e_p} $ (dans les zones aveugles)	p=z	0	h_{emax}	h_{emax}
	p=x	h_{emax}	0	h_{emax}
	p=y	h_{emax}	h_{emax}	0

TABLE II.1. – Les zones aveugles en diagramme de rayonnement ($\sin\theta_p$) du dipôle électrique et magnétique. $\Omega_{q\theta} = \{\theta = \frac{q\pi}{2} + n\pi \forall \phi, n \in \mathbb{Z}\}$, $\Omega_{q\phi} = \{\phi = \frac{q\pi}{2} + m\pi \forall \theta, m \in \mathbb{Z}\}$, n et m sont des entiers signés, q est un entier non signé prenant les valeurs 1 et 2, h_{emax} désigne soit h_{edmax} pour le dipôle électrique, soit h_{eslmax} pour la petite boucle.

Les zones aveugles de la polarisation de chacun de ces trois dipôles, placés selon les axes z, y et x ainsi que leurs combinaisons sont brièvement présentées dans le tableau II.3. Il a déjà été montré que les zones aveugles dans le diagramme de rayonnement sont entièrement couvertes par seulement deux dipôles orthogonaux. D'après ce tableau, la combinaison de trois dipôles orthogonaux n'a pas de zone aveugle de premier ordre en polarisation non plus car l'intersection entre les zones aveugles des dipôles est vide. Cependant les zones aveugles de deuxième ordre ne sont pas couvertes entièrement. C'est pour cette raison que la combinaison des trois dipôles orthogonaux est quasi-isotrope (et pas entièrement isotrope) en diagramme de rayonnement pour les deux polarisations.

Il est important de mentionner que n'importe lequel de ces dipôles peut être remplacé par une grande boucle dont le diagramme de rayonnement correspond au diagramme de

	élément rayon- nant	positionnement		
polarisation	dipôle élec- trique	axe z (p=z)	axe x (p=x)	axe y (p=y)
verticale	$\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\theta$	$\mathbf{e}_{\theta_z} \cdot \mathbf{e}_\theta = 1$	$\mathbf{e}_{\theta_x} \cdot \mathbf{e}_\theta = \frac{\cos\theta\cos\phi}{\sqrt{\cos^2\theta+\sin^2\theta\sin^2\phi}}$	$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\frac{\cos\theta\sin\phi}{\sqrt{\cos^2\theta+\sin^2\theta\cos^2\phi}}$
	zone aveugle	$\emptyset$	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{1\phi}$	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{2\phi}$
horizontale	$\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\phi$	$\mathbf{e}_{\theta_z} \cdot \mathbf{e}_\phi = 0$	$\mathbf{e}_{\theta_x} \cdot \mathbf{e}_\phi = \frac{\sin\phi}{\sqrt{\cos^2\theta+\sin^2\theta\sin^2\phi}}$	$\mathbf{e}_{\theta_y} \cdot \mathbf{e}_\phi = \frac{\cos\phi}{\sqrt{\cos^2\theta+\sin^2\theta\cos^2\phi}}$
	zone aveugle	$\Omega(\text{partout})$	$\Omega_{2\phi}$	$\Omega_{1\phi}$

TABLE II.2. – Le résumé des zones aveugles en polarisation de dipôle électrique.

rayonnement du dipôle, par exemple, le dipôle aligné sur l'axe z est équivalent à une grande boucle sur le plan x-y et alimentée sur l'axe x.

II.4.3.2. Réseau de trois boucles orthogonales

Dans cette partie nous établissons l'approche pour concevoir un système antenne quasi-isotrope pour les deux polarisations à partir d'un dipôle magnétique, ici il s'agit d'une petite boucle dont le périmètre est moins que .

Commençons par une petite boucle sur le plan x-y (figure II.11). D'après la formule II.15 le vecteur hauteur effective d'une telle antenne peut être représenté avec la formule suivante :

$$\mathbf{l}_{e_{x-y}} = l_e(\theta)\mathbf{e}_\phi \quad (\text{II.60})$$

Le diagramme de rayonnement de cette boucle varie selon et il ressemble au diagramme de rayonnement d'un dipôle selon l'axe z d'après la formule ci-dessus. Il est important d'indiquer que la position de l'alimentation pour la petite boucle n'est pas importante et cela n'influence pas le diagramme car la distribution de courant est censée être uniforme partout sur la boucle.

Une seule petite boucle n'est visiblement pas suffisante pour avoir un digramme de rayonnement quasi-isotrope pour les deux polarisations, car elle reçoit (et rayonne) uniquement en polarisation horizontale et elle a les mêmes zones aveugles en diagramme que le dipôle selon l'axe z (à $\theta = 0^\circ \& 180^\circ$).

Par conséquent il faut ajouter une deuxième petite boucle sur un autre plan orthogonal au plan x-y. Considérons la boucle sur le plan x-z comme la deuxième boucle (figure II.12). Les nouveaux angles et sont définis comme la figure II.12. L'index 'y' a été choisi pour montrer que cette boucle sur le plan x-z a le même diagramme de rayonnement que

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective

		polarisation verticale	polarisation horizontale	
Nombre d'éléments	combinaison	$\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{e}_\theta$	$\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{e}_\phi$	commentaire
N=1	axe z	$\Omega_{2\theta}$	Ω	Les zones aveugles sur les deux polarisations
	axe x	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{1\phi}$	$\Omega_{2\phi}$	pareil
	axe y	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{2\phi}$	$\Omega_{1\phi}$	pareil
N=2	axe z ; axe x	$\Omega_{2\theta} \cap (\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{1\phi}) = \Omega_{2\theta} \cap \Omega_{1\phi}$	$\Omega \cap \Omega_{2\phi} = \Omega_{2\phi}$	pareil
	axe z ; axe y	$\Omega_{2\theta} \cap (\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{2\phi}) = \Omega_{2\theta} \cap \Omega_{2\phi}$	$\Omega \cap \Omega_{1\phi} = \Omega_{1\phi}$	pareil
	axe x ; axe y	$(\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{1\phi}) \cap (\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{2\phi}) = \Omega_{1\theta}$	$\emptyset$	Les zones aveugles sur la polarisation verticale
N=3	axe x ; axe y ; axe z	$\emptyset$	$\emptyset$	Pas de zone aveugle

TABLE II.3. – Le résumé des zones aveugles en polarisation de trois dipôles orthogonaux.

le dipôle aligné selon l'axe y.

Le vecteur hauteur effective de cette boucle peut être présenté par une forme similaire à celle de la formule II.15. Les éléments de polarisation horizontale et verticale du vecteur hauteur effective de la boucle selon sont présentés dans le tableau II.4. En prenant compte des vecteurs unitaires similaires au cas d'un dipôle, le vecteur hauteur effective de cette boucle est donné par :

$$\mathbf{l}_{e_y} = l_e(\theta_y) \left[\frac{\cos\phi}{\sin\theta_y} \mathbf{e}_\theta - \frac{\cos\theta \sin\phi}{\sin\theta_y} \mathbf{e}_\phi \right] \quad (\text{II.61})$$

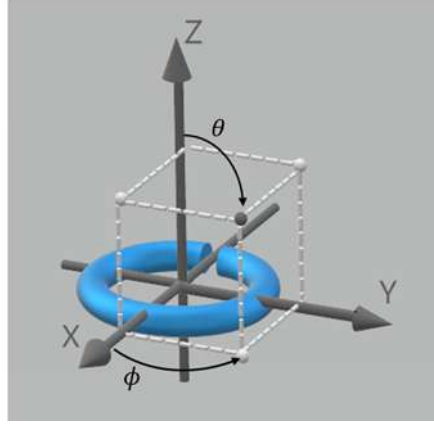


FIGURE II.11. – Une petite boucle située sur le plan x-y.

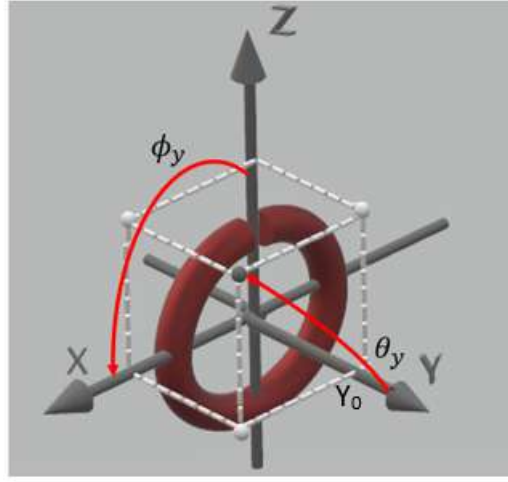


FIGURE II.12. – La petite boucle sur le plan x-z et les angles θ_y et ϕ_y .

D'après le vecteur hauteur effective de cette boucle il y a des zones aveugles en polarisation verticale et horizontale respectivement dans les zones suivantes :

$$\phi = \pm \frac{\pi}{2} \forall \theta \quad (\text{II.62})$$

et

$$\theta = \pm \frac{\pi}{2} \forall \phi \cup \phi = 0 \pm \pi \forall \theta \quad (\text{II.63})$$

Par conséquent la combinaison des deux boucles n'est pas capable de capter les ondes incidentes polarisées verticalement dans les directions : $\phi = \pm \frac{\pi}{2} \forall \theta$. Un exemple d'une onde incidente qui n'est pas visible par cette combinaison est montré dans la figure II.13.

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective

Nous ajoutons une troisième boucle afin d'arriver à une structure quasi-isotrope dans les deux polarisations. Le vecteur hauteur effective de la troisième boucle placée sur le plan y-z (figure II.14) est présenté dans la formule suivante :

$$\mathbf{l}_{e_x} = l_e(\theta_x) \left[-\frac{\sin\phi}{\sin\theta_x} \mathbf{e}_\theta + \frac{\cos\theta\cos\phi}{\sin\theta_x} \mathbf{e}_\phi \right] \quad (\text{II.64})$$

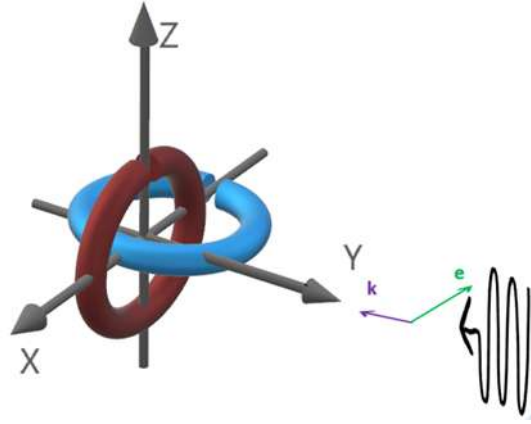


FIGURE II.13. – Une onde incidente invisible par la combinaison de deux boucles.

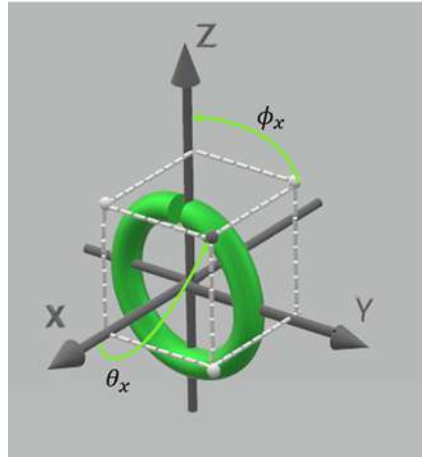


FIGURE II.14. – La petite boucle sur le plan z-y et les angles θ_x et ϕ_x .

Les zones aveugles du diagramme de rayonnement des petites boucles sont similaires et elles correspondent aux zones aveugles dans le tableau II.1. D'après les zones aveugles calculées dans ce tableau, l'intersection entre les zones aveugles de premier ordre des trois boucles est vide. Les zones aveugles en polarisation sont présentées dans les deux tableaux II.4 et II.5.

II.4.3.3. Structures hybrides (magnéto-électriques)

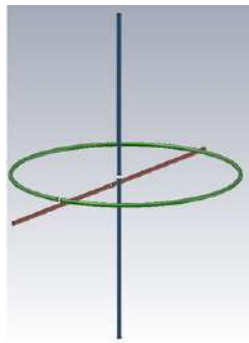
	élément rayon- nant	positionnement		
polarisation	dipôle magné- tique	axe z (p=z)	axe x (p=x)	axe y (p=y)
verticale	$\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\theta$	$\mathbf{e}_{\phi_z} \cdot \mathbf{e}_\theta = 0$	$\mathbf{e}_{\phi_x} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\frac{\sin\theta}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \sin^2\phi}}$	$\mathbf{e}_{\phi_y} \cdot \mathbf{e}_\theta = -\frac{\cos\phi}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \cos^2\phi}}$
	zone aveugle	$\Omega(\text{partout})$	$\Omega_{2\phi}$	$\Omega_{1\phi}$
horizontale	$\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{e}_\phi$	$\mathbf{e}_{\phi_z} \cdot \mathbf{e}_\phi = 1$	$\mathbf{e}_{\phi_x} \cdot \mathbf{e}_\phi = \frac{\cos\theta \cos\phi}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \sin^2\phi}}$	$\mathbf{e}_{\phi_y} \cdot \mathbf{e}_\phi = \frac{\cos\theta \sin\phi}{\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta \cos^2\phi}}$
	zone aveugle	$\emptyset$	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{1\phi}$	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{2\phi}$

TABLE II.4. – Le résumé des zones aveugles en polarisation de dipôle magnétique (boucle).

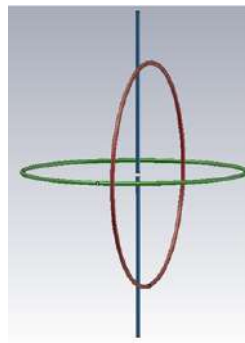
		polarisation verticale	polarisation horizontale	
Nombre d'élé- ments	combinaison	$\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{e}_\theta$	$\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{e}_\phi$	commentaire
N=1	axe z	Ω	$\Omega_{2\theta}$	les zones aveugles sur les deux polarisations
	axe x	$\Omega_{2\phi}$	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{1\phi}$	pareil
	axe y	$\Omega_{1\phi}$	$\Omega_{1\theta} \cup \Omega_{2\phi}$	pareil
N=2	axe z ; axe x	$\Omega_{2\phi}$	$\Omega_{2\theta} \cap \Omega_{1\phi}$	pareil
	axe z ; axe y	$\Omega_{1\phi}$	$\Omega_{2\theta} \cap \Omega_{2\phi}$	pareil
	axe x ; axe y	$\emptyset$	$\Omega_{1\theta}$	Les zones aveugles sur la polarisation verticale
N=3	axe x ; axe y ; axe z	$\emptyset$	$\emptyset$	Pas de zone aveugle

TABLE II.5. – Le résumé des zones aveugles en polarisation de trois boucles orthogonaux.

II.4. Approche proposée basée sur la compensation des zéros du vecteur hauteur effective



(a) Deux dipôles et une grande boucle.



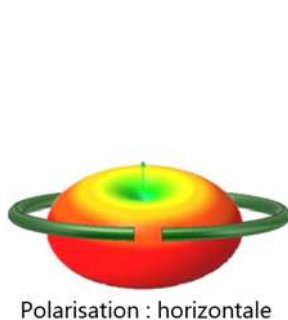
(b) Un dipôle et deux grandes boucles.

FIGURE II.15. – Des structures hybrides proposées.

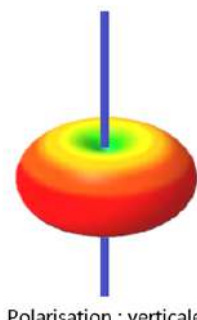
La similarité entre le vecteur hauteur effective d'un dipôle et celui d'une grande boucle nous permet de remplacer n'importe quel dipôle par une grande boucle dans la structure de trois dipôles orthogonaux. Nous pouvons donc concevoir deux structures hybrides, une composée de deux dipôles et d'une grande boucle et l'autre composée d'un dipôle et de deux boucles (figure II.15).

La grande boucle n'a pas besoin d'un circuit d'adaptation d'impédance et elle est facile à concevoir et fabriquer, ce qui n'est pas le cas d'une petite boucle. C'est pour ces raisons que les combinaisons avec de grandes boucles ont été choisies pour fabriquer et valider leur comportement quasi-isotrope en pratique. La différence entre les formules du vecteur hauteur effective de la grande boucle et de la petite boucle implique une différence dans leur combinaison avec un dipôle.

La figure II.16 compare le diagramme de rayonnement d'un dipôle et une petite boucle. Cette combinaison a clairement des zones aveugles dans son diagramme pour 0° et 180° .



(a) Petite boucle sur le plan x-y.



(b) Dipôle selon l'axe z.

FIGURE II.16. – Diagramme de rayonnement.

En ajoutant un deuxième dipôle, selon l'axe y par exemple, une partie de ces zones aveugles est couverte, mais nous pouvons toujours trouver des ondes incidentes invisibles pour cette combinaison de deux dipôles et d'une petite boucle. Un exemple d'une onde

incidente que cette combinaison ne peut pas recevoir est montré dans la figure II.17.

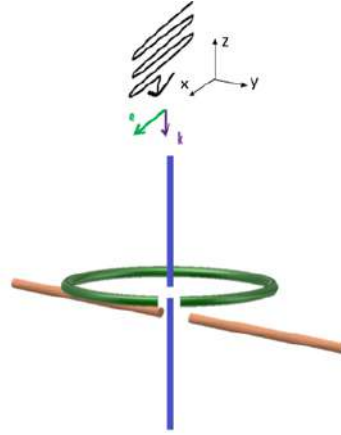


FIGURE II.17. – La combinaison hybride de deux dipôles et une boucle et une onde incidente invisible par cette combinaison.

Le dipôle selon l'axe z et la boucle sur le plan x-y ne peuvent pas voir d'ondes incidentes dans la figure II.17 car elle est dans la direction de leur zones aveugles sur le diagramme de rayonnement et elle n'est pas visible par le deuxième dipôle parce que sa polarisation est orthogonale à celle du deuxième dipôle. Il est important de mentionner que si un dipôle selon l'axe x ou une petite boucle était ajouté à la place du troisième élément rayonnant à cette combinaison, le résultat serait identique car il y aurait toujours une onde incidente invisible pour le système, à cause de sa polarisation ou de sa direction.

Il est donc nécessaire d'ajouter un quatrième élément, en ajoutant une deuxième boucle placée sur le plan z-y, toutes les zones aveugles dans les deux polarisations sont alors couvertes. Nous pouvons finalement dire que pour arriver à une combinaison hybride avec des dipôles et des petites boucles, il faut quatre éléments, alors qu'avec des grandes boucles, nous obtenons le comportement quasi-isotrope dans les deux polarisations avec seulement trois éléments rayonnants. Cela constitue un argument supplémentaire en faveur du choix d'une grande boucle plutôt qu'une petite boucle pour la fabrication du système.

Dans la partie suivante, pour les petites boucles et leur combinaison avec des dipôles, seulement les résultats de simulation sont présentés. D'autre part quatre systèmes antennaires : trois dipôles, trois grandes boucles, deux dipôles et une grande boucle et un dipôle et deux grandes boucles sont fabriqués et leurs résultats de simulation et mesure sont présentés et comparés dans cette partie.

II.5. Validations numériques et expérimentales de l'approche

II.5.1. Simulation

Les résultats de simulation des structures antennaires quasi-isotropes qui contiennent la petite boucle sont présentés dans cette partie. Il s'agit de la combinaison de trois petites boucles orthogonales et de la combinaison hybride de deux dipôles et deux petites boucles. Ces deux structures ne sont pas fabriquées car l'adaptation d'impédance n'est pas une tâche facile, comme nous l'avons déjà signalé, les petites boucles doivent être adaptées par un condensateur et leur efficacité est moindre que celle de la grande boucle.

Une seule boucle avec un rayon de 50 mm est simulée sur le logiciel CST et son diagramme de rayonnement est présenté dans la figure II.18 pour deux fréquences : 100 MHz et 900 MHz. Ces fréquences ont été choisies pour donner :

- à 100 MHz une distribution de courant uniforme (ce qui correspond au modèle de petite boucle).
- à 900 MHz une distribution de courant sinusoïdale (ce qui correspond au modèle de grande boucle).

Le rayonnement en champ lointain de cette antenne pour ces deux fréquences valide ce que nous avons dit à propos des différences entre la grande et la petite boucle :

- La forme de leurs diagrammes de rayonnement et leurs polarisations.
- Le gain de petite boucle est inférieur au gain de la grande boucle de 6 dBi.

II.5.1.1. Trois petites boucles

Une combinaison de trois petites boucles est présentée dans la figure II.19. Les trois boucles sont alimentées simultanément en phase et avec la même amplitude sur CST. Le champ électrique de cette combinaison pour les deux polarisations et en trois plans montre le comportement quasi-isotrope de la combinaison pour les deux polarisations.

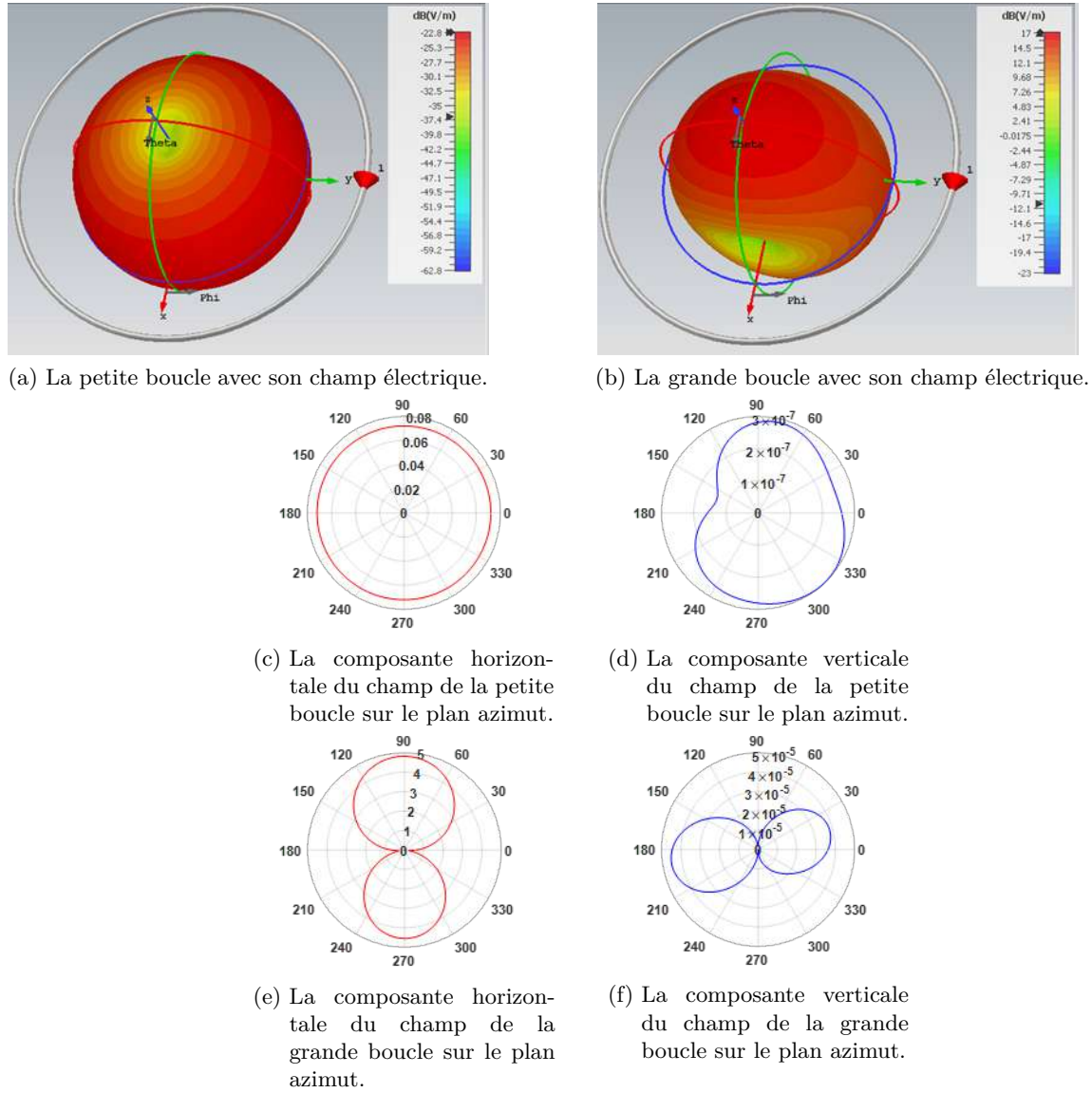
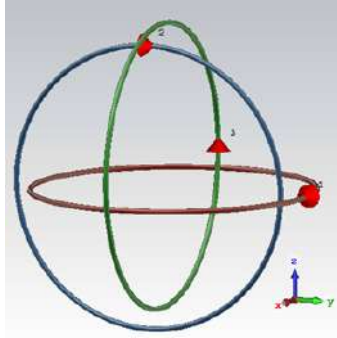


FIGURE II.18. – La petite boucle et la grande boucle.

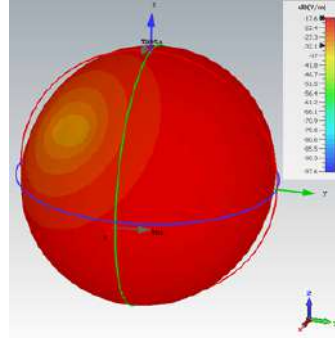
II.5.1.2. Combinaison hybride

La dernière combinaison avec deux dipôles et deux petites boucles est présenté dans la figure II.20. Le champ électrique de cette combinaison prouve qu'il n'y a pas d'annulation sur le diagramme de rayonnement de cette combinaison pour les deux polarisations.

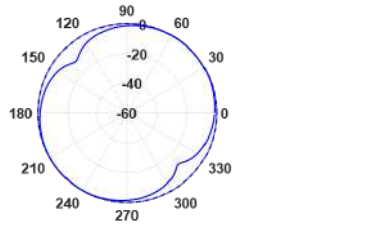
II.5. Validations numériques et expérimentales de l'approche



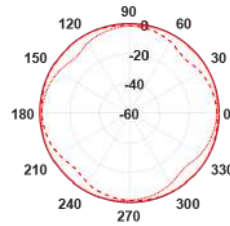
(a) La structure antenne.



(b) Le champ électrique total de la structure en 3 dimensions.

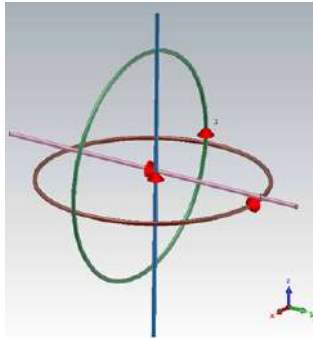


(c) La composante verticale du champ électrique normalisé.

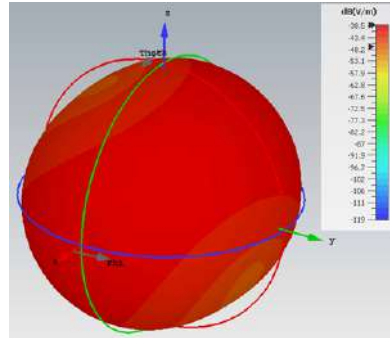


(d) La composante horizontale du champ électrique normalisé.

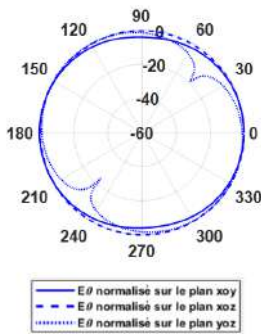
FIGURE II.19. – Trois boucles orthogonales.



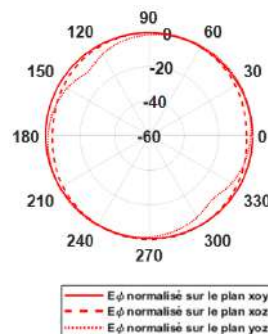
(a) La structure antenne.



(b) Le champ électrique total de la structure en 3 dimensions.



(c) La composante verticale du champ électrique normalisé.



(d) La composante horizontale du champ électrique normalisé.

FIGURE II.20. – Deux petites boucles et deux dipôles.

II.5.2. Simulation et Fabrication

Quatre systèmes antennaires, chacun avec trois éléments rayonnants canoniques, ont été simulés et fabriqués pour valider en pratique l'approche présentée dans ce chapitre. Ces combinaisons d'antennes sont simulées sur CST, les éléments rayonnants dans chaque combinaison sont alimentés simultanément et en phase, avec la même amplitude.

Afin de simplifier la conception des structures antennaires, un combineur est utilisé pour réduire le nombre de points d'alimentation pour chaque structure à un seul (figure II.21). Un combineur 3 voies de Minicircuit (ZF3RSC-542+) avec une résistivité de 50Ω et une gamme de fréquences du DC à 5400 MHz [95] a été choisi pour combiner les trois points d'alimentation avec une bonne efficacité à haute fréquence. Les paramètres de diffusion du combineur sont indiqués sur la figure II.22. Ces paramètres mesurés ont confirmé une isolation élevée entre les ports d'entrée qui sont presque équilibrés. Le combineur a été couvert de matières absorbantes pour les ondes électromagnétiques afin de diminuer son effet sur les mesures des diagrammes de rayonnement des structures antennaires.

Pour la fabrication des antennes une version planaire à la place des antennes filaire est conçu et toutes les antennes sont fabriquées sur le substrat FR4 avec l'épaisseur de 0.8 mm, $\varepsilon_r=4.3$ et $\tan \delta=0.025$.

Les mesures du champ lointain ont été faites dans la chambre anéchoïque de l'ESIGE-LEC.

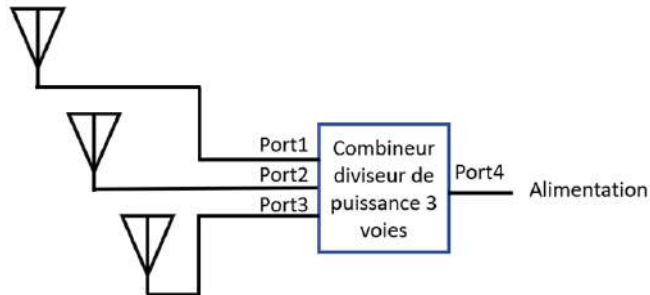


FIGURE II.21. – Schéma de la structure antenne avec le combineur.

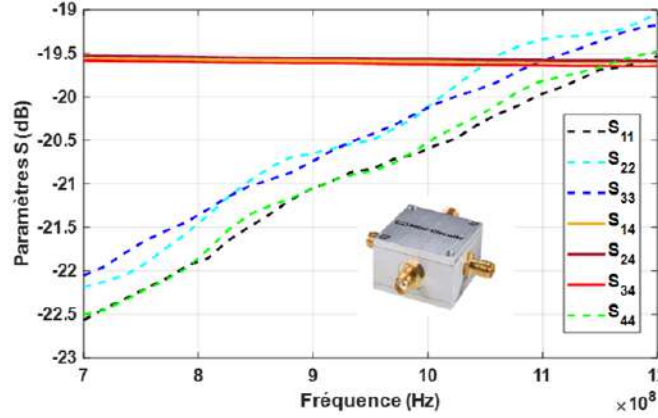


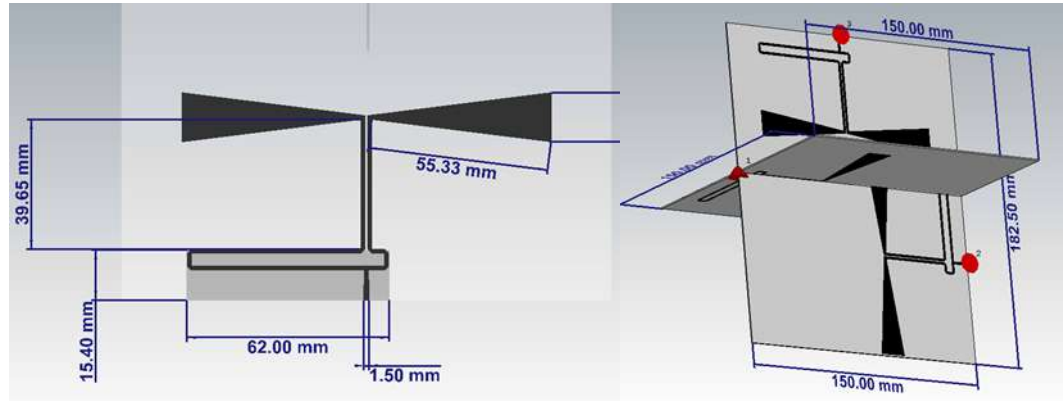
FIGURE II.22. – Combineur/diviseur et ses paramètres S.

II.5.2.1. Réseau de trois dipôles

La figure II.23 montre la géométrie de la structure d'antenne proposée composée de trois dipôles orthogonaux construite sur deux pièces orthogonales de FR 4. Les dipôles sont identiques. Les deux pièces ont une métallisation sur les deux côtés, la première pièce contient deux dipôles orthogonaux d'un côté et le plan de masse à l'arrière, le troisième dipôle est d'un côté de la deuxième pièce et son plan de masse de l'autre côté. Les deux pièces sont assemblées orthogonalement à l'aide de petits cubes en plastique, collés sur le substrat. Le dipôle est conçu pour avoir une résonance à 900 MHz et un balun $\lambda/4$ est conçu à la fréquence de résonance des dipôles afin d'assurer une alimentation équilibrée [96].

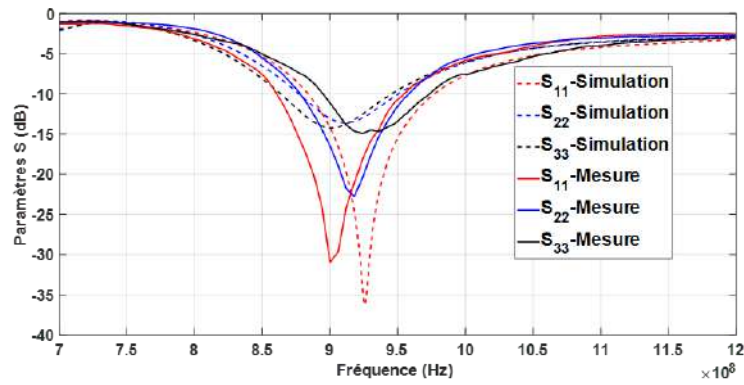
Les paramètres S des trois dipôles sont présentés dans la figure II.24. Le champ électrique dans les deux polarisations et les trois plans de coupe en simulation et en mesure sont présentés dans les figures II.25 et II.26.

La structure antennaire des trois dipôles orthogonaux est maintenant validée comme une structure antennaire quasi-isotrope en deux polarisations. Cette structure a été choisie pour faire les mesures de la densité de puissance électromagnétique dans le chapitre 3, en raison de sa simplicité de fabrication et de son comportement quasi-isotrope. Cette structure a été conçue pour plusieurs bandes de fréquences qui sont expliquées en détail dans le chapitre 3.

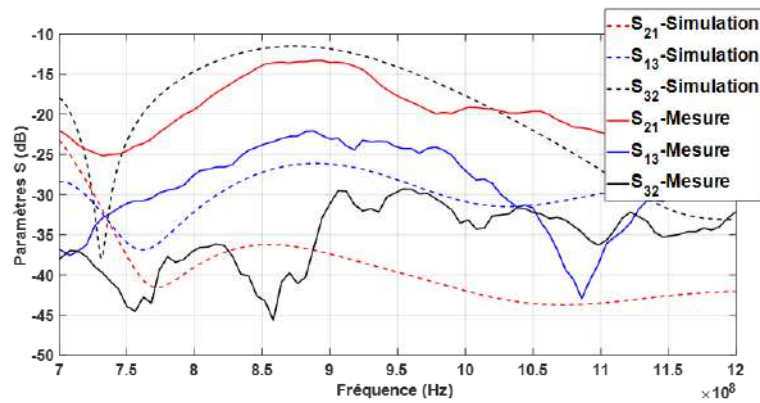


(a) Dipôle seul avec ses dimensions. (b) Géométrie de la structure de trois dipôles orthogonaux avec ses dimensions.

FIGURE II.23. – Trois dipôles imprimés.



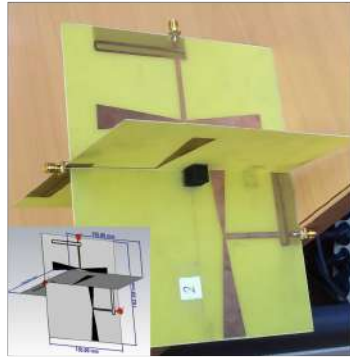
(a) Les coefficients de réflexion.



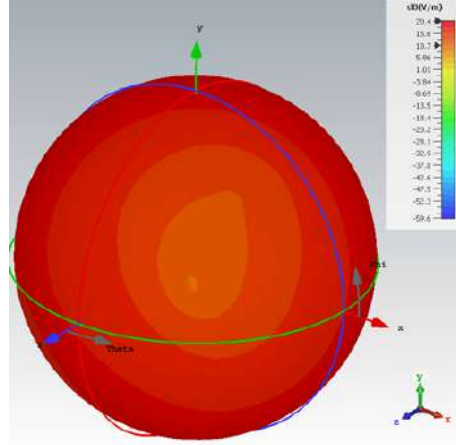
(b) Couplage entre les trois dipôles.

FIGURE II.24. – Les paramètres S de la structure trois dipôles.

II.5. Validations numériques et expérimentales de l'approche

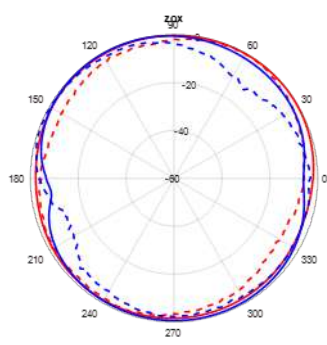


(a) La structure fabriquée.

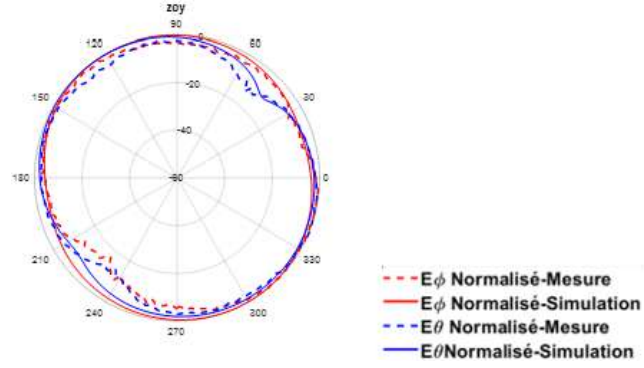


(b) Son diagramme de rayonnement en 3 dimensions.

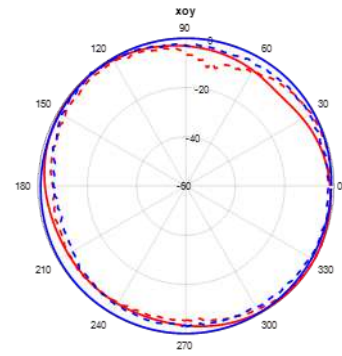
FIGURE II.25. – Structure de 3 dipôles orthogonaux.



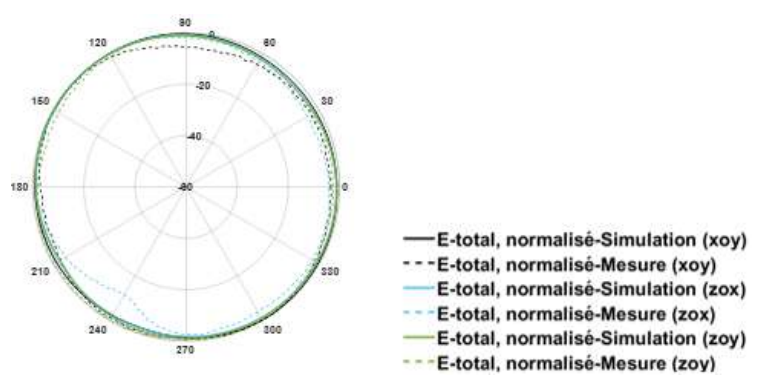
(a) Le plan x-z.



(b) Le plan y-z.



(c) Le plan x-y.

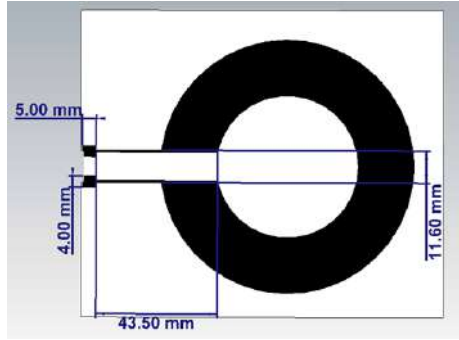


(d) Le champ total normalisé sur les trois plans.

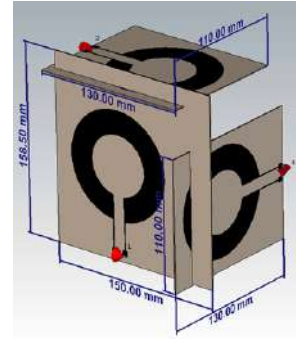
FIGURE II.26. – Les résultats des simulations et des mesures de la structure de trois dipôles : les composantes des deux polarisations du champ électrique normalisé.

II.5.2.2. Réseau de trois boucles

Une grande boucle planaire est conçue pour avoir une résonance à 900 MHz. Trois doublons de cette boucle sont utilisés pour construire cette structure. Chaque boucle se trouve sur un PCB différent de FR 4 pour avoir une isolation acceptable entre les antennes (figure II.27). Une ligne d'alimentation de 50 ohms est conçue pour être connectée à un connecteur SMA. Les mêmes cubes en plastique sont utilisés pour maintenir la structure.

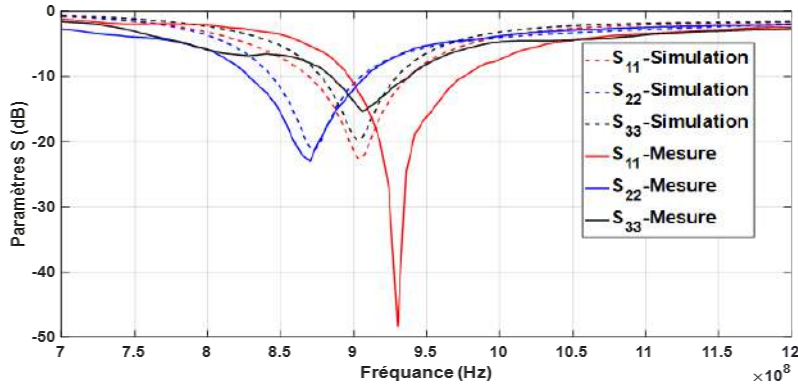


(a) Boucle seul avec ses dimensions.

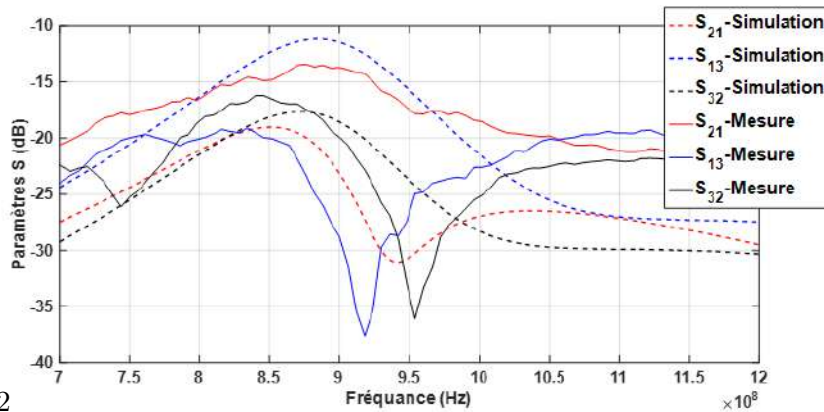


(b) Géométrie de la structure de trois grandes boucles orthogonales avec ses dimensions.

FIGURE II.27. – Trois boucles orthogonales.



(a) Les coefficients de réflexion.



(b) Couplage entre les trois dipôles.

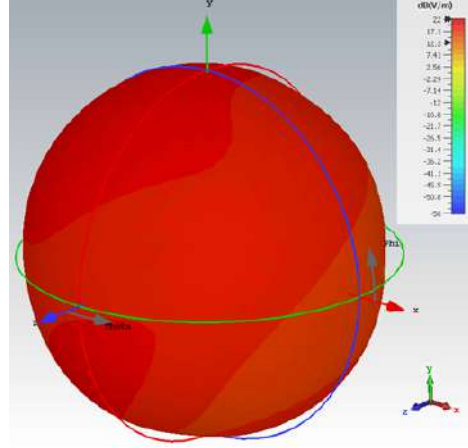
FIGURE II.28. – Les paramètres S de la structure trois boucles.

II.5. Validations numériques et expérimentales de l'approche

Les paramètres S sont illustrés dans la figure II.28. Une fréquence de résonance proche de 900 MHz est constatée pour trois boucles et le coefficient de transmission est inférieur à -10 dB partout. La conception finale et le champ électrique normalisé dans les trois plans de coupe en simulation et en mesure sont montrés dans les figures II.29 et II.30.

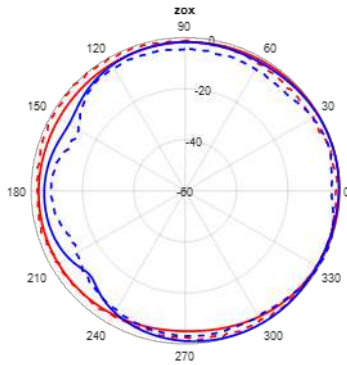


(a) La structure fabriquée.

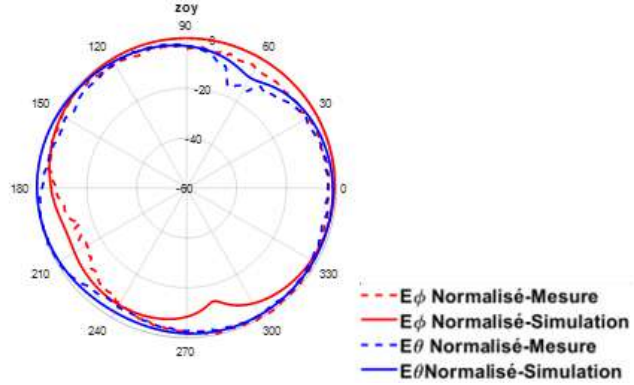


(b) Le diagramme de rayonnement en 3 dimensions.

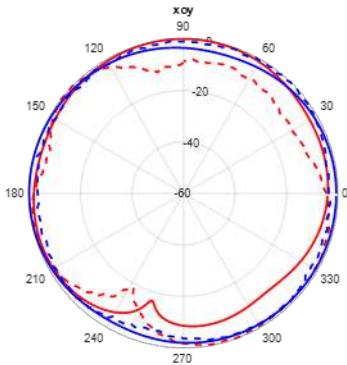
FIGURE II.29. – Trois boucles orthogonales.



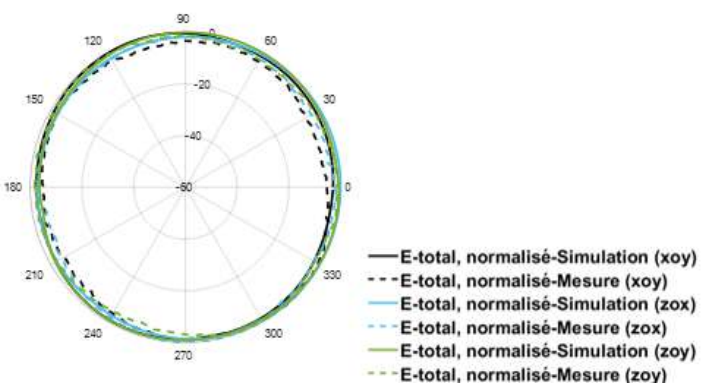
(a) Le plan x-z.



(b) Le plan y-z.



(c) Le plan x-y.

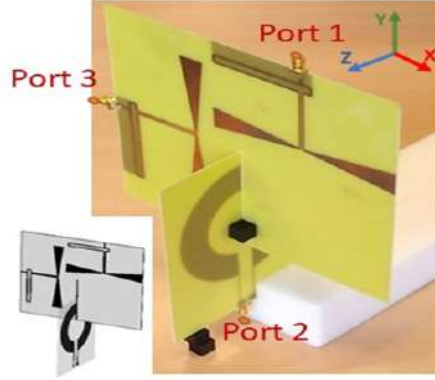


(d) Le champ total normalisé sur les trois plans.

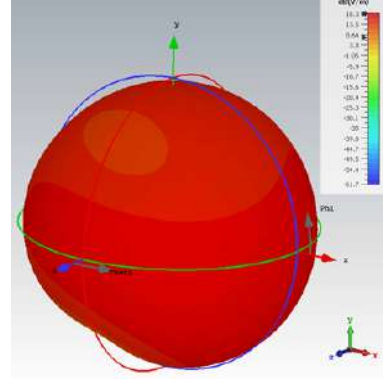
FIGURE II.30. – Les résultats des simulations et des mesures de la structure de trois boucles : les composant de deux polarisations du champ électrique normalisé.

II.5.2.3. Réseau de deux dipôles et une boucle

Une structure hybride de deux dipôles et une boucle a été conçue et fabriquée (figure II.31). Les dipôles et la boucle sont les mêmes que dans les autres structures. Le champ électrique normalisé en trois plans de coupe en simulation et en mesure est montré dans la figure II.32.

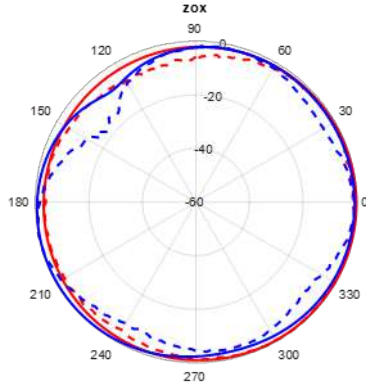


(a) La structure fabriquée.

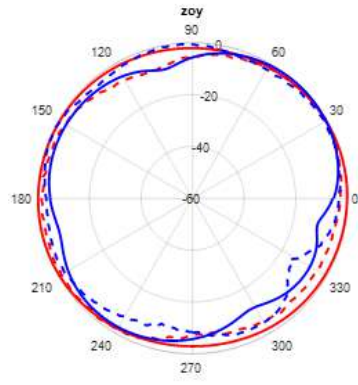


(b) Son diagramme de rayonnement en 3 dimensions.

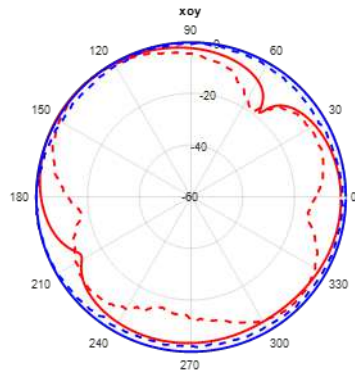
FIGURE II.31. – Deux dipôles et une boucle.



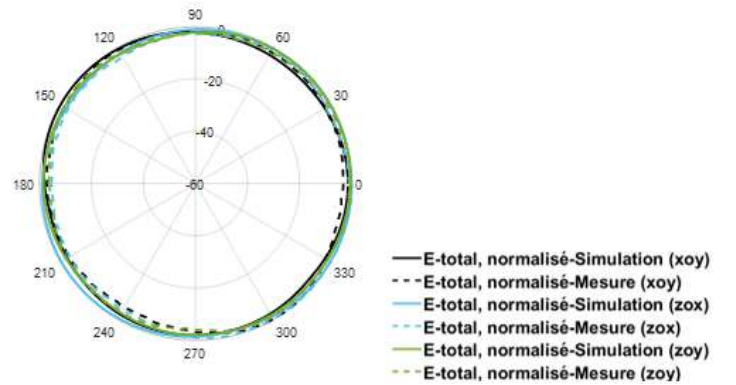
(a) Le plan x-z.



(b) La plan y-z.



(c) Le plan x-y.



(d) Le champ total normalisé sur les trois plans.

FIGURE II.32. – Les résultats des simulations et des mesures de la structure de deux dipôles et une boucle : les composant de deux polarisations du champ électrique normalisé.

II.5.2.4. Réseau d'un dipôle et deux boucles

Une deuxième structure hybride composée de deux boucles et un dipôle a été également conçue et fabriquée (figure II.33), les résultats de simulation et de mesure sont présentés dans la figure II.34.

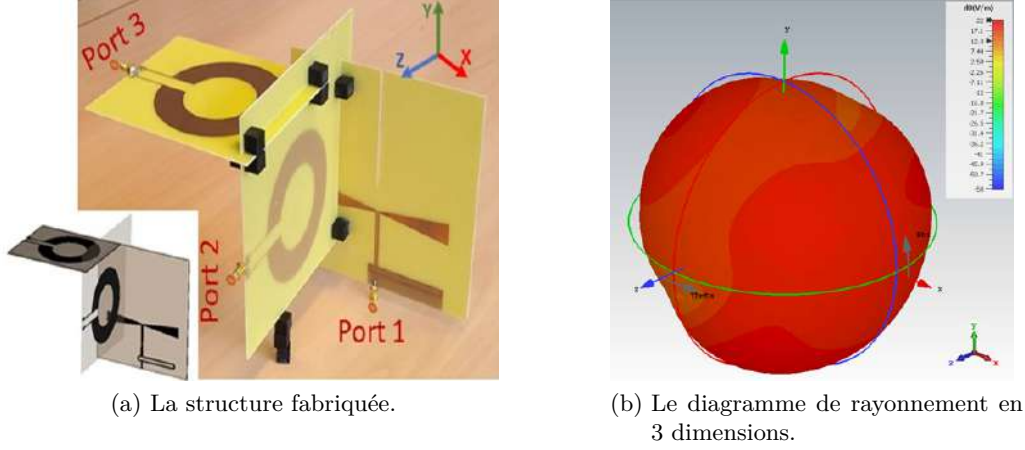


FIGURE II.33. – Un dipôle et deux boucles.

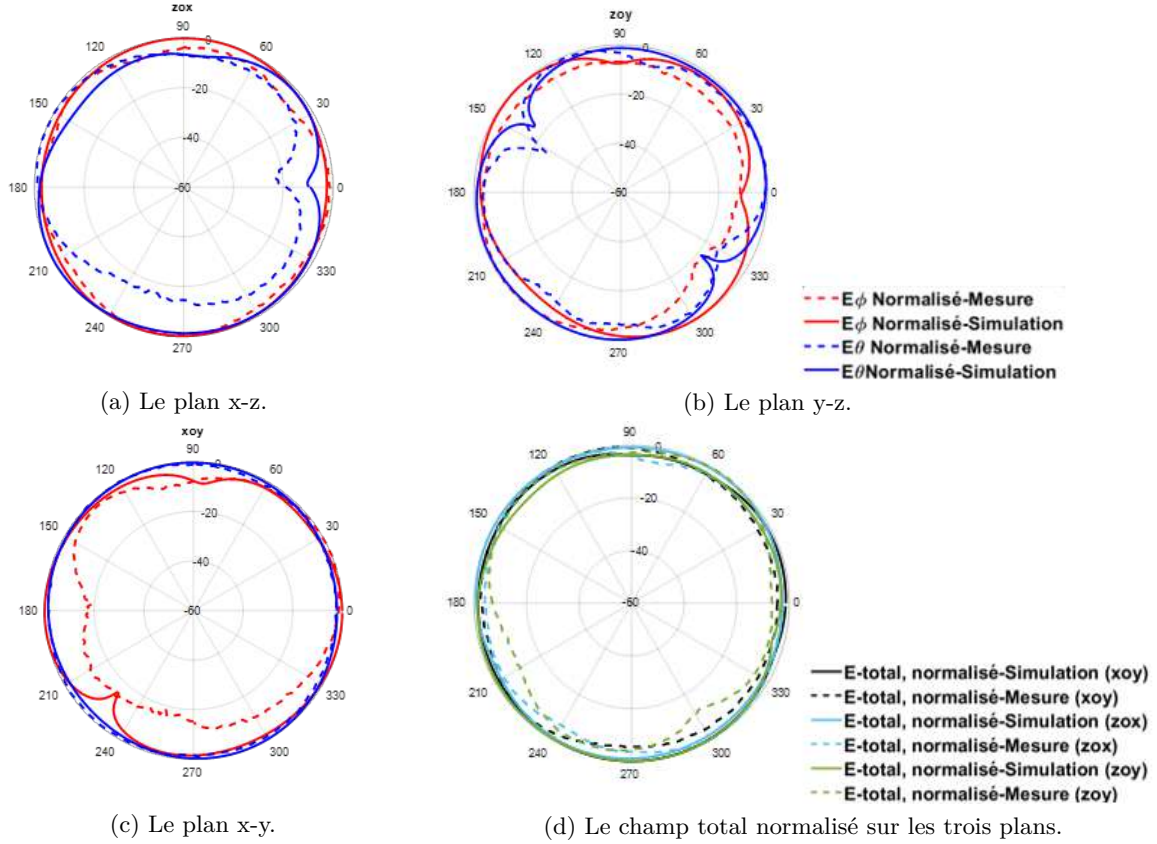


FIGURE II.34. – Les résultats des simulations et des mesures de la structure d'un dipôle et deux boucles : les composant de deux polarisations du champ électrique normalisé.

II.6. Bilan et conclusion

Une nouvelle approche rigoureuse basée sur le vecteur hauteur effective pour concevoir des structures antennaires quasi-isotropes dans les deux polarisations a été proposée dans ce chapitre. Grâce à cette méthode, six structures antennaires composées de dipôles, de petites boucles et de grandes boucles ont été conçues. La méthode a été validée par la simulation des six structures sur CST, dont les résultats correspondent à ceux attendus d'après la théorie. En dernière étape, quatre structures antennaires ont été choisies pour valider l'approche expérimentalement. Les structures choisies contiennent des dipôles et des larges boucles qui sont plus simples à réaliser. Les mesures du champ électrique ont été faites en chambre anéchoïque afin de vérifier la forme quasi-isotrope de ces structures dans les polarisations verticale et horizontale.

Des creux dans le diagramme de rayonnement sont occasionnellement observés à 45° , 135° , 225° , ou 315° . La cause de ces dépressions est un déphasage de 180° entre le champ électrique des éléments rayonnants à ces angles, ce qui rend la somme de deux champs inférieurs à la somme absolue de chacun d'eux. Une solution proposée dans la littérature [76, 78, 80] consiste à créer un déphasage de 90° entre les alimentations des éléments rayonnants, ce qui constitue une solution qui pourra améliorer l'isotropie de l'antenne dans certains cas qui ont besoin d'un diagramme de rayonnement plus uniforme.

Pour les structures de trois dipôles et trois boucles, les maxima de profondeur de creux sur toute la surface rayonnante sphérique sont égaux à 11.73 dB et 6.46 dB respectivement. Pour les combinaisons hybrides de deux dipôles et une boucle, et de deux boucles et un dipôle, ceux-ci sont mesurés à 4.65 et 10.97 dB respectivement.

Chapitre III.

Caractérisation des densités de puissances électromagnétiques en environnement ambiant

III.1. Introduction

Depuis près de 50 ans, la technologie Radio Fréquence (RF) est utilisée pour alimenter à distance un large éventail de systèmes allant de relativement grands hélicoptères-drone [97] à de capteurs intelligents de la très petite taille (« smart dust » en anglais) [98]. L'énergie RF récupérée afin d'alimenter ces appareils est générée de deux façons :

- Transmission d'énergie : cette solution s'agit de récupérer l'énergie à partir de sources contrôlées généralement en visibilité directe. Dans ce cas, une source RF dédiée est utilisée, où l'opérateur peut avoir le contrôle de la puissance rayonnée, le dépointage de faisceau et la polarisation de la source RF, garantissant le fonctionnement optimal en visibilité directe entre l'émetteur (TX) et le récepteur (RX).

- Récupération d'énergie : une solution plus pratique consiste à alimenter ces appareils à partir de sources d'énergie RF ambiantes donc non forcément en visibilité directe, éliminant ainsi le besoin d'une source dédiée.

L'attrait évident de la récupération de l'énergie RF ambiante par rapport à une transmission d'énergie sans fil dédiée est l'utilisation de l'énergie gratuite générée par des émetteurs radio telles que celle des télévisions et des téléphones portables. En utilisant l'énergie RF déjà disponible dans l'environnement, cette énergie -gratuite- peut être récoltée pour alimenter des capteurs électroniques sans fil portables où le changement régulier de la batterie n'est pas possible, comme les capteurs implantés dans ou sur le corps humain ou dans les bâtiments très peu accessibles comme les plateformes marines ou industrielles.

Il est important de mentionner que les niveaux RF ambiants étant inférieurs à ceux qui peuvent être fournis par une source RF dédiée. C'est pour cette raison que l'efficacité du système de récolte et sa puissance de démarrage minimale sont d'une importance capitale. Afin d'évaluer la faisabilité du déploiement de collecteurs d'énergie RF ambiants (qui dans notre cas est un rectenna « Rectifier-antenna » en anglais), la puissance RF disponible doit être précisément évaluée à différents endroits. En outre, l'efficacité de conversion RF-DC, qui est un élément essentiel du rectenna et qui conditionne directement l'efficacité totale du rectenna, dépend du niveau de puissance RF disponible.

En effet, lorsque la puissance RF disponible décroît de +30 à -30dBm, l'efficacité est susceptible de diminuer de 80% à moins de 5% [99].

Au cours de la dernière décennie, le nombre de sources RF a considérablement augmenté. Le GSM, le WiFi, la télévision numérique (DVB-T / H) et l'UMTS sont des technologies courantes de nos jours. De plus, le nombre de sources RF augmente chaque jour et cela montre la nécessité de répéter les mesures de puissance RF disponible. Plusieurs études, qui mesurent les niveaux de puissance RF ambiante à partir de sources telles que la télévision et les stations de base de téléphonie mobile, ont été précédemment publiées. L'objectif principal de ces mesures dans le domaine de la récupération d'énergie est de déterminer si la source de cette énergie est aussi stable que nécessaire ou sur quelle bande de fréquence et avec quelle polarisation la puissance maximale peut être recueillie. En tenant compte du peu d'énergie RF ambiante disponible et afin de pouvoir répondre à ces questions, il faut des méthodes de mesures et de calcul très précises ainsi qu'une antenne spéciale qui nous permettent d'avoir la mesure la plus proche de la quantité réelle d'énergie.

Dans le cadre d'une étude de ce travail, la densité de puissance électromagnétique de plusieurs bandes de fréquences dans un environnement de vie quotidienne sur plusieurs sites a été mesurée. Cette mesure a été effectuée pour savoir quelle puissance peut être tirée de l'énergie RF dans l'environnement réel. Dans la partie état de l'art, une comparaison a été faite entre les méthodes de mesure et les calculs utilisés dans différentes études. Les différents critères de cette comparaison sont expliqués un par un et la méthode proposée et utilisée dans cette thèse est positionnée par rapport aux critères fournis parmi d'autres recherches. La méthode de calcul et la raison de ce choix de méthode sont expliquées dans les deux parties suivantes. La méthode et la campagne de mesure sont présentées dans la partie 3.4. Les résultats des mesures sont discutés en détail dans la partie 3.5 et sont suivis d'une comparaison avec les résultats précédents.

III.2. Etat de l'art

Dans cette section, nous comparons brièvement les mesures effectuées pour déterminer la valeur de puissance RF ambiante. Nous définissons d'abord les critères de comparaison des mesures, et dans l'annexe B des tableaux qui résument les mesures effectuées selon ces critères sont présentés. Quelques appareils commerciaux et applications pour mesurer cette puissance seront ensuite présentés. Le système de mesure générale de la densité de puissance est présenté dans la figure III.1. Ce système de mesure est composé d'une antenne de mesure, d'un analyseur de spectre et de câbles (souvent coaxiaux) qui relient les deux.

III.2.1. Les approches de mesure

III.2.1.1. Méthode de mesure

Les mesures suivent généralement les méthodes introduites par les règlements et les standards déjà définis [100, 101]. Afin de déterminer l'énergie électromagnétique dans

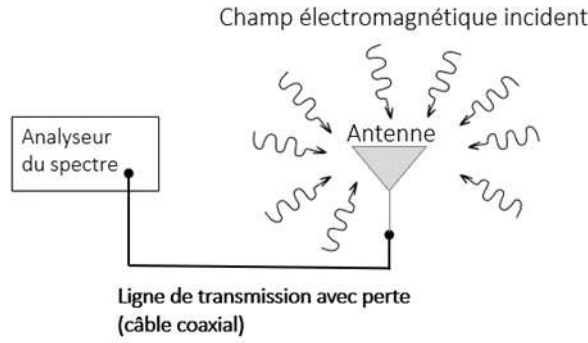


FIGURE III.1. – Un système de mesure de la densité de puissance.

différentes zones d'un site, plusieurs méthodes de mesures ont été proposées :

- Méthode de balayage : Cette méthode a été recommandée dans [102] et elle consiste à balayer une zone limitée avec l'antenne de mesure sur un trajet bien défini. Le résultat est enregistré par un analyseur de spectre [103, 104, 105].
- Méthode des points fixes : qui est fondamentalement une variation de la méthode de balayage et elle consiste à effectuer la mesure sur un seul point défini sur le site de mesure. Cette méthode n'était pas recommandée car la répétabilité n'est pas aussi bonne que celle de la méthode de balayage [106, 107, 108, 109, 110].
- La méthode de trame (« raster », en anglais), qui utilise de nombreuses mesures ponctuelles dans chaque cellule de la zone de mesure qui est déjà subdivisée. La répétabilité est à peu près la même que celle de la méthode de balayage, mais la méthode est beaucoup plus longue, surtout si les mesures ne sont pas automatisées [111, 112, 113, 114, 108, 115, 116, 105].

Les trois méthodes sont comparées dans [117].

III.2.1.2. Méthode de calcul

La méthode de calcul peut être divisée en catégories déterministe ou aléatoire selon la nature considérée pour les ondes incidentes. Il convient tout d'abord de noter que quel que soit le type de méthode (déterministe ou aléatoire) les pertes à cause des câbles ou l'effet de désadaptation peuvent être considérés ou non. La perte à cause de câble est rarement considérée dans les mesures et l'effet de désadaptation n'est quasiment considéré dans aucune recherche.

Dans toutes les recherches trouvées dans la littérature la méthode de calcul utilisée est déterministe. La formule suivante a été utilisée afin de remonter à la densité de puissance à partir du champ électrique ou magnétique mesuré :

$$S = \frac{E^2}{2\eta} \text{ ou } S = \frac{377 * H^2}{2} \quad (\text{III.1})$$

où E et H sont exprimés en unités de V/m et A/m, respectivement, et η est l'impédance d'onde en aire et égale à 377Ω .

La méthode choisie afin d'estimer la densité de puissance dans cette thèse est une méthode qui prend en compte le côté aléatoire des ondes incidentes ainsi que l'effet du canal de propagation qui n'est considéré dans aucune mesure effectuée auparavant. Cette méthode sera expliquée en détail dans la partie 2.3.

III.2.2. Les antennes utilisées

Afin de mesurer la puissance électromagnétique, deux options sont envisagées : effectuer des mesures avec une antenne ou une sonde. Cependant, les sondes sont très sensibles à la distance avec la source d'énergie et sont couramment utilisées pour mesurer le champ proche. Elles mesurent également uniquement l'amplitude de champ électrique ou magnétique (selon le type de la sonde) et non la phase du champ. Pour ces raisons, dans la plupart des études, des antennes ont été utilisées pour mesurer l'énergie électromagnétique collectable, qui est située dans le domaine du champ lointain.

Étant donné que la polarisation des ondes incidentes est imprévisible, il est recommandé de faire pivoter l'antenne dans la direction de trois axes (x , y , z) afin de recevoir toutes les polarisations avec une antenne dipôle ou biconique, qui sont couramment utilisées [100].

Une méthode qui prend en compte la moyenne des mesures est également considérable pour réduire l'erreur due au caractère aléatoire des ondes incidentes. Cependant, cette méthode n'est pas recommandée dans la littérature car elle est considérée comme prenant beaucoup de temps et de nombreux points doivent être mesurés afin d'obtenir des résultats aussi stables qu'avec la méthode de rotation. Il est important de mentionner que cette méthode est plus efficace quand il s'agit de la mesure des valeurs exactes de la densité de puissance électromagnétique et elle réduit le risque de surestimation de la puissance.

III.2.3. Les application visées

L'objectif de mesure est très important car il détermine la façon dont les données sont mesurées et interprétées. D'une manière générale, la mesure de la densité de puissance disponible des ondes électromagnétiques s'effectue pour les trois raisons suivantes : pour une application de récupération d'énergie, pour étudier le rapport entre une maladie ou une anomalie et le niveau de puissance électromagnétique ambiante, ou bien afin de vérifier que cette puissance ne dépasse pas les normes définies pour des raisons de sécurité.

III.2.3.1. Récupération d'énergie électromagnétique

La première étape de tous les travaux de recherche pour la récupération d'énergie est de connaître la quantité d'énergie disponible. La plupart des recherches mettent l'accent sur les résultats des mesures précédentes, mais dans certaines études, les mesures ont

été effectuées par le même groupe avant de récupérer l'énergie, ce qui rend leur résultats plus fiables et précis [106, 112, 114, 107, 108, 118, 119, 109, 120, 121, 122].

Il est essentiel de mentionner que dans ces mesures, la valeur réelle de la puissance à un moment donné est importante et pas la quantité maximale. Cela demande donc une précision importante des méthodes utilisées (méthode de mesure et de calcul) afin de pouvoir mesurer la valeur exacte de la puissance électromagnétique sans sur- ou sous-estimation. Cela requiert également une attention quant à la conception de l'antenne de mesure qui doit être capable de capter toute la puissance disponible. Cependant, la quantité minimale de puissance est aussi une grandeur intéressante car elle peut garantir un minimum de puissance disponible.

III.2.3.2. Recherches médicales

La puissance électromagnétique peut également être mesurée afin de trouver le rapport entre une maladie, comme le cancer, et la valeur de cette puissance dans l'environnement [104, 105]. Dans ce type de travaux, la recherche d'une relation significative entre les changements de puissance électromagnétique et le nombre de patients est considérée. En conséquence, la valeur exacte de cette puissance n'est pas très importante, et même le maximum peut être insignifiant, c'est le suivi des changements qui représente le principal problème. Dans ce type de recherche, des appareils de mesure industriels sont généralement utilisés, car c'est généralement effectué par des chercheurs dans les domaines médicaux.

III.2.3.3. Comparaison des normes de sécurité

Au cours de la dernière décennie, le nombre de sources de radiofréquences (RF) a considérablement augmenté. Par conséquent, les gens s'inquiètent et la question de savoir si les champs des sources électromagnétiques sont nuisibles devient de plus en plus importante. Il est donc nécessaire de caractériser l'exposition aux champs électromagnétiques aux fréquences RF et d'étudier l'exposition des antennes de radiodiffusion et de télécommunication afin de faire une comparaison avec les normes de sécurité [103, 115, 113, 111].

En 1998 et 2001 la Commission internationale pour la radioprotection non ionisante (ICNIRP) et la Federal Communications Commission (FCC) ont respectivement publié un ensemble de directives pour l'exposition aux champs électromagnétiques [123, 124]. Celles-ci ont été transformées en réglementations adoptées par de nombreux pays à travers le monde [100]. L'objectif de cette recherche est d'étudier la puissance électromagnétique maximale, qui ne doit pas dépasser la norme.

III.2.4. Autres spécificités

III.2.4.1. Bande de fréquence

La plupart des recherches dans ces domaines ont été effectuées sur une bande de fréquence large comprenant toutes les bandes de fréquences sur LTE, GSM et UMTS

ainsi que le WiFi sur 2.4 GHz. Peu de recherche ont couvert les bandes de fréquences hertziennes VHF et UHF [103, 112, 113, 119, 115].

III.2.4.2. Environnement de mesure

Étant donné que la quantité et la bande de fréquences de l'énergie RF ambiante disponible varient d'un endroit à l'autre il est important de faire attention à l'environnement dans lequel la mesure a été effectuée. L'environnement de mesure peut être classé selon le pays dans lequel les mesures ont été effectuées. Il est également possible de catégoriser l'environnement comme urbain ou rural, ainsi que l'intérieur d'un bâtiment (« indoor » en anglais) ou à l'extérieur dans un environnement ouvert (« outdoor » en anglais).

III.2.4.3. Analyseur de spectre

La plupart des recherches effectuées par les systèmes de mesure en laboratoire - et non industriels - utilise des analyseurs de spectre modernes avec un bruit de fond assez bas, dont certains modèles sont présentés dans le tableau 1 et II dans l'annexe B pour chaque étude afin de pouvoir se référer à la fiche technique si le lecteur a besoin de plus d'informations. Cependant, dans quelques études, un DSP (« Digital Signal Processing » en anglais ou traitement numérique du signal) a été utilisé pour calculer la transformée de Fourier dans une bande d'analyse spécifique [103, 115], ce qui peut réduire la précision des résultats.

III.2.4.4. Onde incidente aléatoire

Le caractère aléatoire des ondes électromagnétiques ambiantes rend difficile leur mesure car l'onde présente à un moment donné peut disparaître à l'instant suivant, il n'y a donc aucune garantie qu'elle sera enregistrée pendant la mesure. Afin d'augmenter la probabilité d'enregistrer toutes les ondes, il est recommandé de mettre l'analyseur en mode « max hold » [100], ce qui permet de sauvegarder le maximum de puissance reçu sur chaque bande de fréquence. Cette méthode est efficace lorsque l'objectif de mesure consiste à vérifier si la puissance des ondes électromagnétiques dépasse un certain niveau. Autrement elle peut causer une surestimation de la puissance disponible qui n'est pas favorable pour une application de la récupération d'énergie. Malgré ce défaut important, cette méthode est largement utilisée dans les recherches sur la récupération d'énergie [106, 114, 118, 120, 121].

III.2.5. Les systèmes de mesure de champs commerciaux

Ces dernières années, des avancées significatives ont été effectuées sur les appareils de mesure de la densité de puissance électromagnétique commerciaux qui ont été continuellement développés et testés. Le tableau III.1 présente un résumé de sept modèles connus et utilisés dans les recherches scientifiques. Il n'y a malheureusement pas beaucoup d'informations sur la méthode utilisée dans ces appareils, les critères de comparaison restent

donc limités au choix d'antenne de mesure ainsi que les limites de détections (minimum et maximum).

PEM	Entreprise	Antenne de mesure	Limite de détection basse	Limite de détection haute
HI-4417	Holaday Industries	Sonde de champ électrique isotrope	2,65 uw/cm ²	23,8 mw/cm ²
ExpoM-RF	Fields at work	Antenne isotrope à trois axes	13,26 pw/cm ²	6,6 uw/cm ²
Cornet ED-85EXPlus	Geotellurique	Monopôle	2,65 uw/cm ²	2,62 mw/cm ²
EME Spy 121	Siwoninc	Sonde triaxiale de champ E	13,26 nw/cm ²	26,52 uw/cm ²
ESM-140	Maschek	-	26,5 nw/cm ²	1,3 mw/cm ²
SRM 3000	Narda	Antenne isotrope à trois axes	1,5 mw/cm ²	315 w/cm ²
EME Guard	MVG	Antenne isotrope	0,13 mw/cm ²	10,6 mw/cm ²
Le système de mesure présenté dans cette recherche	ESIGELEC	Antenne isotrope à trois axes	161 pw/cm ²	49,9 kw/cm ²

TABLE III.1. – Comparaison de la bibliographie sur les appareils de mesure de la densité de puissance électromagnétique commerciaux.

Il existe également certaines applications de smartphone afin de mesurer le niveau d'énergie électromagnétique disponible. Ce genre de mesure peut être utilisé pour une recherche comparative, bien que ce n'est absolument pas efficace pour une mesure absolue ou précise car l'antenne et ses caractéristiques ne sont pas optimisées pour effectuer ce genre de mesure.

III.2.6. Synthèse

Le résumé de 20 travaux de mesures de la densité de puissance est présenté dans le tableau I et II en annexe B. Ces travaux de recherche sont comparés d'après les critères discutés dans cet état de l'art. Les trois critères principaux de comparaison des mesures sont liés à l'antenne utilisée, la méthode de mesure et la méthode de calcul de la densité de puissance.

- Parmi les antennes utilisées dans la littérature, les antennes linéaires et omnidirectionnelles sont les plus courantes [111, 106, 114, 108, 118, 109, 121, 115, 116, 110]. Cependant, ce type d'antenne n'est pas capable de recevoir des ondes électromagnétiques dans toutes les directions et en deux polarisations à un instant donné. Des antennes isotropes qui sont plus adaptées pour cette mesure sont pourtant

moins utilisées [107, 119].

- La méthode de mesure choisie n'est souvent pas adaptée à l'application de récupération d'énergie pour laquelle l'information précise concernant le niveau d'énergie est demandée. À l'inverse, le niveau maximum est souvent mesuré [106, 114, 118, 120, 121] alors que cela n'est pas toujours cohérent avec l'objectif de ces études.
- La méthode de calcul de toutes les études présentées ici n'a pas considéré l'effet du canal de propagation sur la performance de leur antenne de mesure. Cela peut également engendrer un certain niveau d'erreur.

III.3. Formulation théorique

III.3.1. Approche déterministe et vectorielle

La formule qui correspond à l'approche déterministe est déjà présentée dans la partie précédente dans l'équation ??, cependant cette formule largement utilisée dans la littérature n'est pas complète et elle ne tient pas compte de l'effet du facteur de perte de polarisation (F_{pol}). En ajoutant ce facteur, la densité de puissance peut être calculée grâce à l'équation suivante :

$$P_{rec} = W_i A_{er} F_{pol} \quad (III.2)$$

Dans cette approche, que nous appelons désormais l'approche classique, P_{rec} est la puissance reçue par l'analyseur de spectre, W_i est la densité de puissance EM, A_{er} est la surface effective de l'antenne de mesure et le facteur F_{pol} est toujours calculé en considérant le désalignement entre la polarisation de l'antenne ($\mathbf{u}_p$) et celle de l'onde incidente ($\mathbf{u}_i$) [125] :

$$F_{pol_{classique}} = |\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_i|^2 = \cos(\psi_p)^2 \quad (III.3)$$

où ψ_p est l'angle entre $\mathbf{u}_p$ et $\mathbf{u}_i$. La surface effective est également calculée souvent selon le gain de l'antenne :

$$A_{er_{classique}} = (1 - |\Gamma|^2) \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (III.4)$$

où G_r est le gain de l'antenne à la réception, λ est la longueur d'onde en espace libre et Γ est le coefficient de réflexion qui est égal à :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_A}{Z_L + Z_A} \quad (III.5)$$

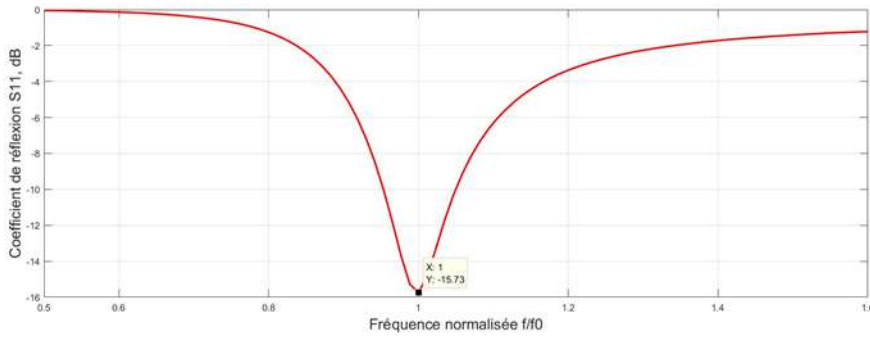
Où Z_L est la charge connectée à l'antenne et Z_A est l'impédance d'antenne. Une nouvelle approche bien différente de l'approche classique peut être définie en faisant intervenir la vecteur hauteur effective ($\mathbf{h}_e$) afin de calculer la surface effective comme suit [67] :

$$A_{er_{vectorielle}} = \frac{\eta R_L |\mathbf{h}_e|^2}{|Z_L + Z_A|} \quad (III.6)$$

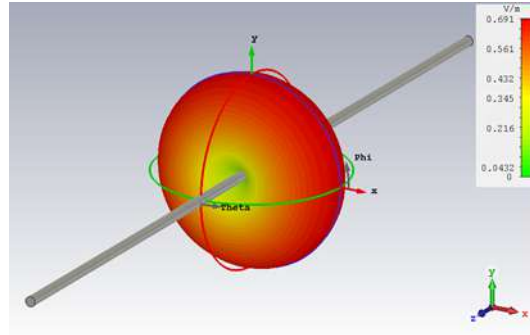
Où le R_L est la partie réelle de l'impédance de la charge connectée à l'antenne (Z_L). Dans ce dernier cas, le facteur des pertes de polarisation est calculé par rapport à la direction du vecteur hauteur effective ($\mathbf{u}_e$) et est égal à :

$$F_{pol} = |\mathbf{u}_e \cdot \mathbf{u}_i|^2 = \cos(\psi_e)^2 \quad (\text{III.7})$$

où ψ_e est l'angle entre $\mathbf{u}_e$ et $\mathbf{u}_i$. Cette nouvelle approche, nommée approche vectorielle, est significativement plus précise que l'approche classique. La différence entre les deux approches provient de la différence dans la façon dont le facteur de la perte de polarisation est calculé. Dans le but de comparer ces deux approches, un dipôle classique demi-onde a été simulé sur CST. Le dipôle est selon l'axe z et conçu pour avoir une résonance à 860 MHz. Son coefficient de réflexion ainsi que son diagramme de rayonnement sont montrés sur la figure III.2.



(a) Coefficient de réflexion S11 de l'antenne dipôle.



(b) Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle de référence simulé à 860 MHz (302 mm).

FIGURE III.2. – Dipôle selon l'axe z.

Les hauteurs effectives du dipôle simulé et d'un dipôle court sont montrés dans la figure III.3. D'après cette figure la hauteur effective du dipôle simulé a le même profil sinusoïdal. La hauteur effective du dipôle selon l'axe z a seulement la composante en élévation et les deux autres composantes — radiale et azimutale — sont nulles :

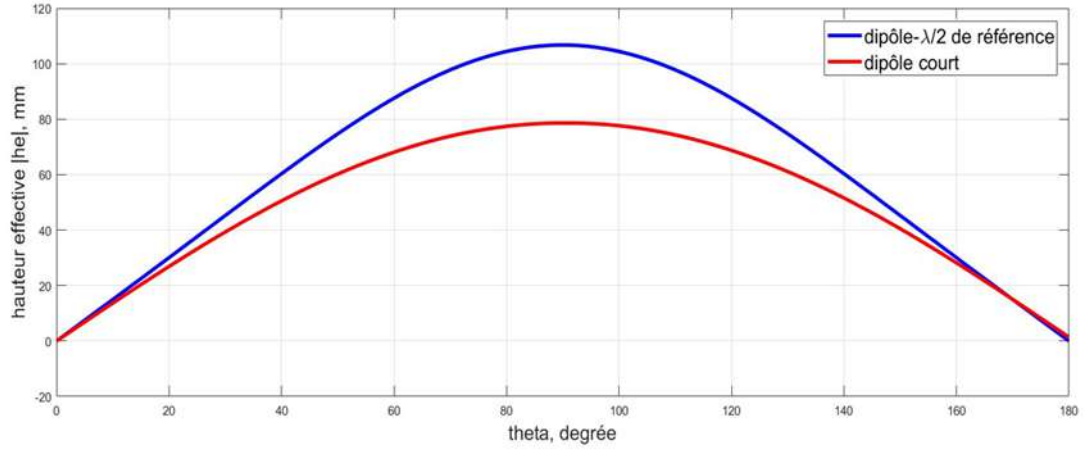


FIGURE III.3. – Comparaison de la hauteur effective du dipôle demi-onde de référence à celle d'un dipôle court [67] de longueur inférieure à $\lambda/10$.

$$\mathbf{h}_e = h_{e\theta} \mathbf{e}_\theta \quad (\text{III.8})$$

La surface effective A_{er} calculée selon l'approche classique utilisant le gain de l'antenne et selon l'approche vectorielle utilisant $\mathbf{h}_e$ est donnée par la figure III.4 D'après cette figure, Il n'y a aucune différence entre les deux approches dans le calcul de la surface effective.

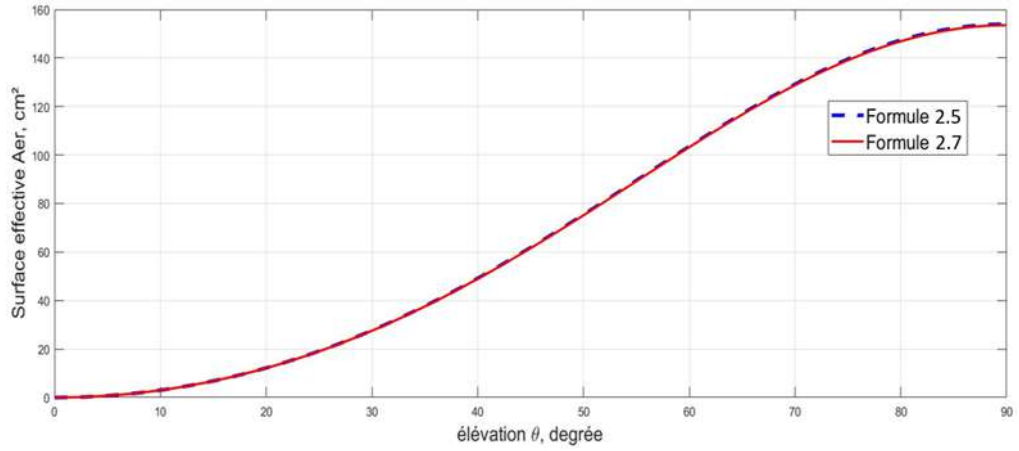


FIGURE III.4. – Surface effective A_{er} de l'antenne dipôle de référence selon l'approche classique utilisant le gain et l'approche vectorielle utilisant le vecteur hauteur effective $\mathbf{h}_e$.

Le dipôle est exposé à une onde incidente en suivant deux scénarios d'illuminations (figure III.5) :

- La direction de l'illumination $\mathbf{i}$ ne change pas, seule la polarisation du champ électrique incident change par rotation autour de l'axe (OY).

- La direction de l'illumination ii change de sorte que l'angle ϕ reste fixe ($\phi = 90^\circ$) et que seul θ change.

Dans ces deux cas d'illuminations, un champ électrique incident d'amplitude $E_i = 100$ V/m est considéré, soit une densité de puissance $W_i = \frac{|E_i|^2}{2\eta} \approx 13.26$. L'objectif est de remonter à cette densité de puissance en utilisant III.2 à partir de la connaissance de P_{rec} , A_{er} et F_{pol} , c'est-à-dire :

$$W_i = \frac{P_{rec}}{A_{er} F_{pol}} \quad (III.9)$$

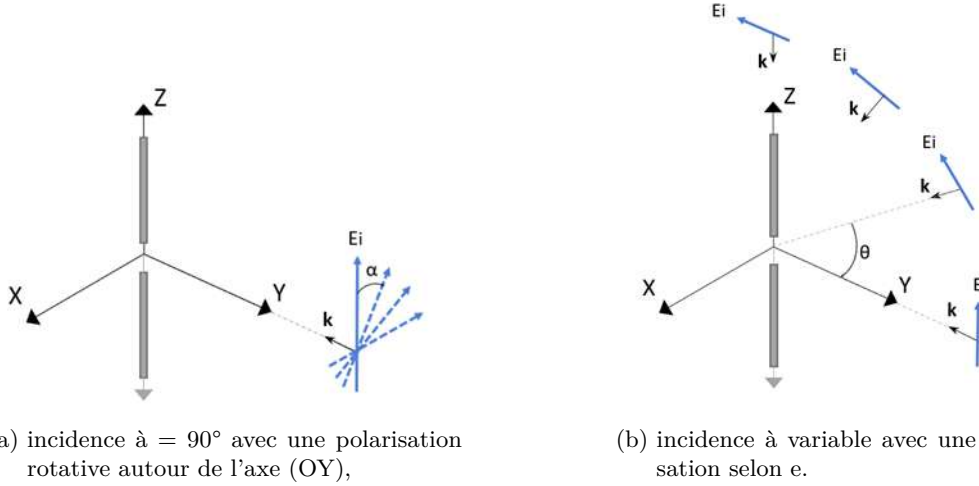


FIGURE III.5. – Scénarios d'illuminations du dipôle- $\lambda/2$ de référence par une onde plane incidente en visibilité directe, le vecteur $\mathbf{k}$ montre la direction de l'onde incidente.

Selon ces deux cas d'illuminations, si nous revenons à la définition de F_{pol} dans les deux approches, étant donné que la polarisation du dipôle simulé est selon l'axe z, c'est-à-dire $\mathbf{u}_p = \mathbf{e}_z$, nous arriverons aux formules suivantes :

$$F_{pol_{classique}} = |\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\mathbf{e}_z \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\cos \alpha|^2, \text{ illumination } i \quad (III.10)$$

$$F_{pol_{classique}} = |\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\mathbf{e}_z \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\sin \theta|^2, \text{ illumination } ii \quad (III.11)$$

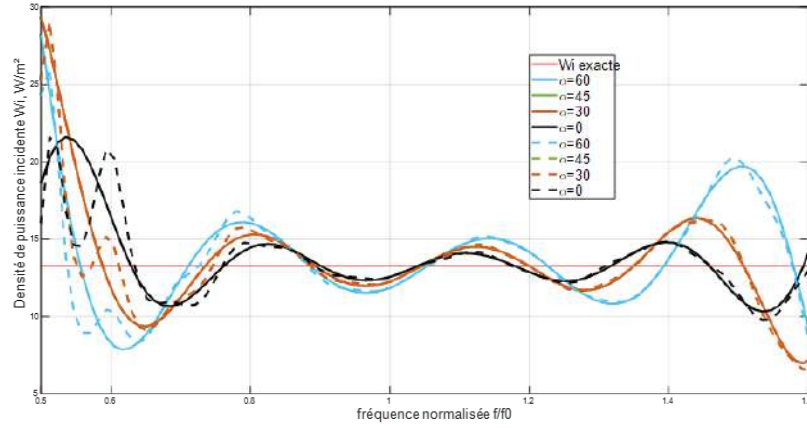
et

$$F_{pol_{vectorielle}} = |\mathbf{u}_e \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\mathbf{e}_\theta \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\cos \alpha|^2, \text{ illumination } i \quad (III.12)$$

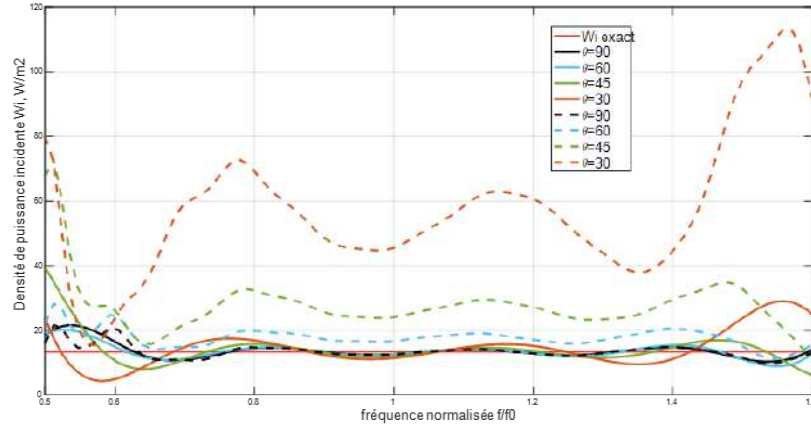
$$F_{pol_{vectorielle}} = |\mathbf{u}_e \cdot \mathbf{u}_i|^2 = |\mathbf{e}_\theta \cdot \mathbf{u}_i|^2 = 1, \text{ illumination } ii \quad (III.13)$$

Où, α est l'angle entre $\mathbf{e}_z$ et E_i et vaut $\alpha = \theta + \pi/2$ dans l'illumination ii. Les densités de puissance selon ces deux approches ont été calculées et comparées avec la valeur

exacte de la densité de puissance dans la simulation (13.26 W/m^2). Les résultats sont montrés dans la figure III.6.



(a) Illumination i donnée par la figure III.5a.



(b) Illumination ii donnée par la figure III.5b.

FIGURE III.6. – Estimation de la densité de puissance incidente $W_i = 13,26 \text{ W/m}^2$ en visibilité directe à partir d'un dipôle- $\lambda/2$ de référence selon deux scénarios d'illuminations. Ligne continue : approche vectorielle, ligne en tiret : approche classique.

La figure III.6 montre clairement que les deux approches dans le cas d'illumination i ne sont pas très différents et que W_i est estimé avec une erreur relative maximum de 10% pour $0^\circ < \alpha < 45^\circ$ sur la bande de fréquence d'adaptation à -10 dB ($0.85f_0 - 1.1f_0$). Un autre point important est que l'erreur augmente avec l'augmentation de l'angle α , ce qui montre l'effet de perte de polarisation qui augmente l'erreur de l'estimation de la densité de puissance. Cependant, le résultat est différent pour l'illumination ii pour laquelle l'approche classique s'éloigne rapidement de W_i exact en dehors du cas $\theta = 90^\circ$ ($\alpha = 180^\circ$) alors que l'erreur reste limitée pour l'approche vectorielle. En conséquence, une

correction est possible à envisager dans l'approche classique afin de diminuer l'erreur de l'estimation de la densité de puissance, et elle consiste à remplacer la polarisation de l'antenne (ici égale à $\mathbf{e}_z$) par la direction du vecteur hauteur effective (ici $\mathbf{e}_\theta$) dans la formule III.3. Figure III.7 montre l'erreur relative sur l'estimation de W_i avec l'approche vectorielle dans les deux cas d'illuminations qui est inférieure à 10% sur une bande passante maximale de 25% lorsque $1/2 < F_{pol} < 1$ ($0 < \alpha < 45^\circ$ ou $45^\circ < \theta < 90^\circ$). Cependant cette erreur peut augmenter jusqu'à plus de 100% pour $\alpha = 90 \pm 180^\circ$ (zones aveugles car la puissance reçue s'y annule) ainsi que dans le cas où l'onde incidente est polarisée selon $\mathbf{e}_\varphi$ la puissance reçue sera nulle et cela est impossible à exploiter pour remonter à W_i .

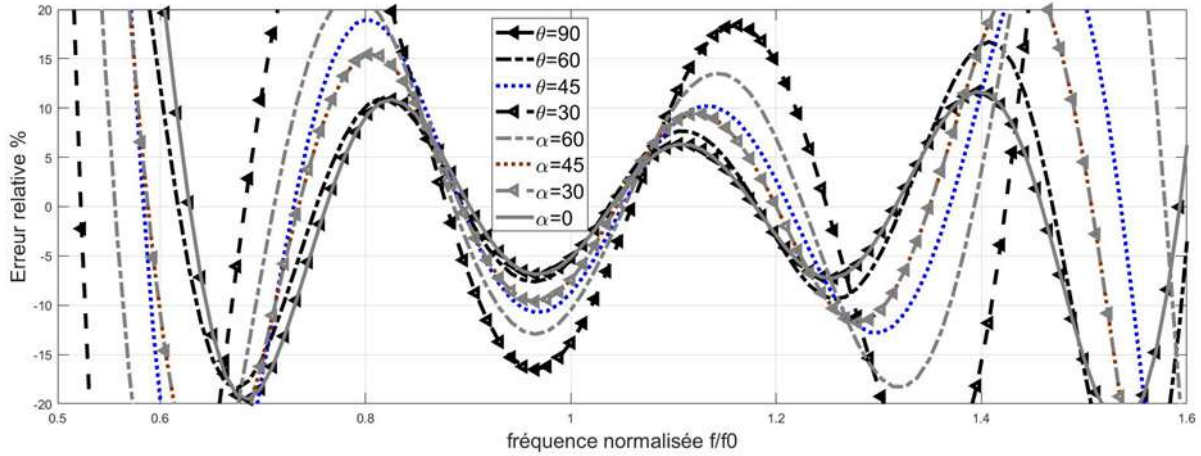


FIGURE III.7. – Erreur relative de l'approche vectorielle dans l'illumination i (couleur grise) et l'illumination ii (couleur noire).

Ces limitations en bande passante et surtout en zones et en polarisations aveugles, rendent le dipôle inadapté pour la mesure précise de W_i dans un environnement supportant des incidences omnidirectionnelles et des polarisations multiples comme c'est le cas dans un milieu indoor. Dans la partie suivante, nous continuerons à analyser l'approche vectorielle, mais cette fois pour un système composé de trois dipôles orthogonaux. Ce système antenne sera examiné en détail et les raisons de sa conception sont expliquées au chapitre 2.

III.3.2. Approche vectorielle pour un réseau de trois dipôles

Le système antenne composé de trois dipôles orthogonaux a été choisi pour être utilisé comme antenne de mesure de la densité de puissance électromagnétique. Il est important de regarder l'approche vectorielle en prenant ce système antenne en considérant un réseau de 3 éléments.

Une approche hybride, d'un tel réseau est représenté en [126]. La figure III.8 montre ce réseau de trois antennes.

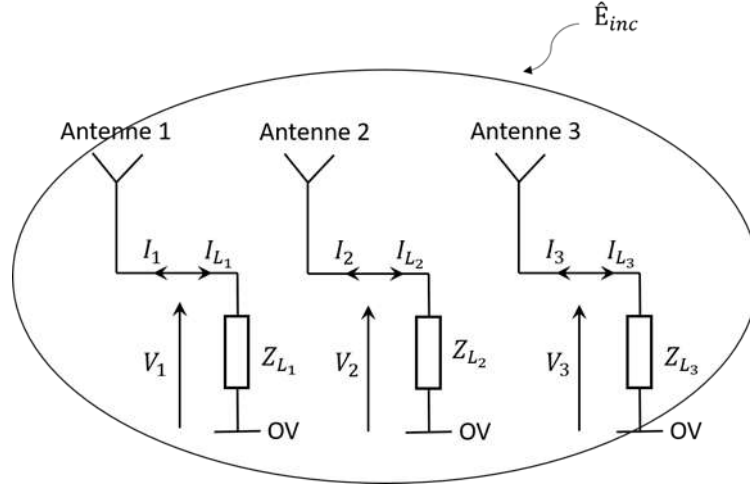


FIGURE III.8. – Un réseau d'antenne à trois éléments en réception, E_{inc} est l'onde incidente, I_{L_n} est le courant de l'antenne n en réception, I_n est égale au courant de l'antenne n en émission et V_n est la tension à la sortie de l'antenne n .

En considérant le lien entre le vecteur de la hauteur effective et la tension en circuit ouvert de chaque antenne de réception, la puissance reçue de l'antenne n peut être réécrite grâce à la formule ci-dessus comme :

$$P_{rec_n} = \frac{1}{2} R_{L_n} \frac{|h_{e_{n\theta}} E_{inc\theta} + h_{e_{n\phi}} E_{inc\phi}|^2}{|Z_{nn} + Z_{L_n}|^2} \quad (\text{III.14})$$

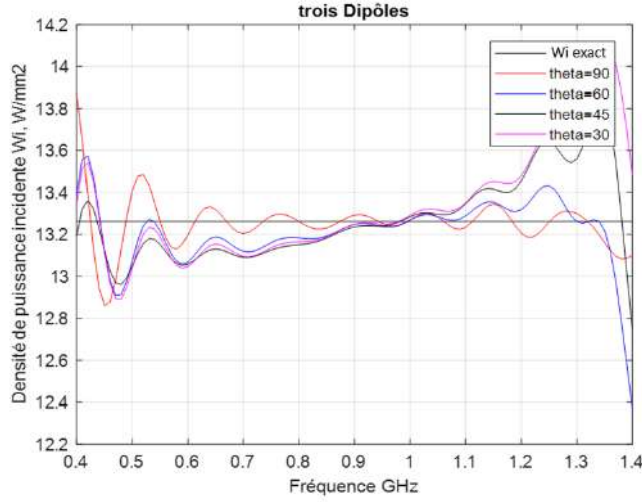
Où h_{e_n} est la hauteur effective de l'antenne n lorsque les autres sont en circuit ouvert, Z_{nn} est égale à l'impédance d'entrée de l'antenne n , Z_{L_n} est la charge branchée à l'antenne n et $E_{inc\theta}$ et $E_{inc\phi}$ sont des champs incidents polarisés verticalement et horizontalement respectivement. Il est maintenant possible de faire sortir la densité de puissance incidente, la surface effective et le facteur des pertes de polarisation dans la formule de la puissance reçue en faisant intervenir l'impédance d'onde en espace libre (η), la partie réelle de la charge connectée à l'antenne (R_L) ainsi que la hauteur effective totale de l'antenne (h_e) :

$$P_{rec_n} = \frac{|E_{inc}|^2}{2\eta} \cdot \frac{\eta R_{L_n} |h_{e_n}|^2}{|Z_{nn} + Z_{L_n}|^2} \cdot \frac{|h_{e_{n\theta}} E_{inc\theta} + h_{e_{n\phi}} E_{inc\phi}|^2}{|h_{e_n}|^2 |E_{inc}|^2} = W_i A_{er} F_{pol} \quad (\text{III.15})$$

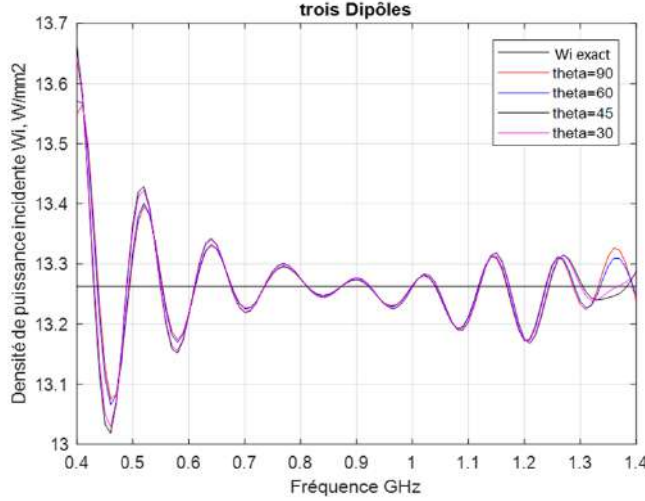
L'équation ci-dessus correspond bien à l'équation de base de l'approche déterministe vectorielle. La somme des puissances obtenues par chaque antenne sera donc égale à la puissance totale.

Le réseau de trois dipôles orthogonaux a été simulé et mis sous le même scénario de l'illumination ii avec une onde incidente d'amplitude 100 V/m, une fois polarisée selon

θ et une fois selon ϕ . Les résultats sont montrés sur la figure III.9. L'erreur d'estimation dans la bande de fréquence de 0.6 GHz à 1.1 GHz est inférieur à 2.56% et il s'agit d'une amélioration de l'estimation de la puissance grâce à ce réseau composé de trois dipôles orthogonaux. Plus d'informations sur ce réseau sont fournies au chapitre 2.



(a) $\mathbf{E}_{inc} = E_{inc\theta}\mathbf{e}_\theta$, $\phi = 0^\circ$



(b) $\mathbf{E}_{inc} = E_{inc\phi}\mathbf{e}_\phi$, $\phi = 0^\circ$

FIGURE III.9. – Résultats d'estimation de la densité de puissance avec l'approche vectorielle et un réseau de trois dipôles orthogonaux sous l'illumination ii.

III.3.3. Approche aléatoire

Dans le cadre de cette thèse, une nouvelle approche est définie et proposée afin d'estimer la densité de puissance électromagnétique ambiante à partir de la puissance reçue par l'analyseur de spectre. En plus des caractéristiques de l'antenne de mesure telles que sa surface effective et sa polarisation, cette approche prend également en compte l'effet du canal de propagation. Le canal de propagation n'est pas considéré dans les méthodes de calcul de la densité de puissance électromagnétique dans la littérature malgré son effet important sur les mesures qui peut être clarifié avec quelques exemples simples :

- une antenne avec une polarisation horizontale n'est capable de recevoir que les ondes polarisées horizontalement et une onde incidente avec la polarisation verticale sera invisible pour une telle antenne.
- deux ondes incidentes avec des amplitudes identiques mais une dans la direction de maximum de gain de l'antenne et l'autre dans la direction des zones aveugles dans le diagramme de rayonnement ne seront pas estimées de la même façon.

Il est donc essentiel de connaître l'antenne et le canal de propagation. Le Mean Effective Gain (MEG) présenté en 1990 par Taga [15] est capable de montrer l'effet de canal de propagation sur la performance d'antenne grâce à l'équation suivante :

$$MEG = \frac{XPR}{XPR + 1} \int_{\Omega} p_{\theta}(\Omega) G_{\theta}(\Omega) d\Omega + \frac{1}{XPR + 1} \int_{\Omega} p_{\phi}(\Omega) G_{\phi}(\Omega) d\Omega \quad (\text{III.16})$$

Où G_{θ} et G_{ϕ} sont respectivement les composantes θ et ϕ du gain de l'antenne, p_{θ} et p_{ϕ} sont respectivement les composants θ et ϕ de la fonction de densité angulaire et XPR est le couplage à polarisation croisée qui est défini selon l'équation suivante :

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (\text{III.17})$$

La fonction de densité angulaire définit la forme de canal de propagation et dans les recherches de Taga cette fonction est supposée être uniforme sur le plan d'azimut et Gaussien sur le plan d'élévation. La fonction Gaussienne est définie comme :

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{\{\theta - [(\pi/2) - m_V]\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad (\text{III.18})$$

et

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[-\frac{\{\theta - [(\pi/2) - m_H]\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (\text{III.19})$$

Selon les équations ci-dessus, le MEG d'une antenne avec la polarisation horizontale dans un canal polarisé verticalement est égal à zéro. Étant donné que le canal de propagation a été entièrement identifié dans le chapitre précédent, le facteur MEG peut donc être ajouté à la formule de l'approche vectorielle, ce qui conduit à cette nouvelle équation :

$$W_i = \frac{1}{A_{er}} P_{rec} \times \frac{1}{MEG} \quad (\text{III.20})$$

Afin de compléter cette approche, la perte due à la ligne de transmission qui connecte l'antenne et l'analyseur de spectre, ainsi que l'effet de désadaptation d'impédance dans le système doivent être ajoutés à l'équation ci-dessus. Le système de mesure est montré dans la figure III.10. La ligne de transmission est modélisée avec l'équation suivante [127] :

$$\tau_{c\grave{a}ble} = \frac{e^{2\alpha L} - |\Gamma|^2 e^{-2\alpha L}}{1 - |\Gamma|^2} \quad (\text{III.21})$$

Où α est le coefficient d'atténuation du câble coaxial, L est la longueur du câble et Γ est égale au coefficient de réflexion et il est défini comme la suite :

$$\Gamma = \frac{Z_{SA} - Z_C}{Z_{SA} + Z_C} \quad (\text{III.22})$$

Où Z_{SA} est l'impédance à la sortie de l'analyseur de spectre et Z_C est l'impédance du câble. L'équation suivante ajoute l'effet de désadaptation entre l'antenne, le câble et l'analyseur de spectre [128] :

$$\tau = \frac{(1 - |\Gamma_A|^2)(1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_A \Gamma_{in}|^2} \quad (\text{III.23})$$

Où Γ_A et Γ_{in} sont définis selon les équations suivantes :

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_C}{Z_A + Z_C} \quad (\text{III.24})$$

et

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_C}{Z_{in} + Z_C} \quad (\text{III.25})$$

Où Z_A est l'impédance de l'antenne de mesure et Z_{in} est calculé grâce à l'équation suivante [129] :

$$Z_{in} = Z_C \frac{Z_{SA} + jZ_C \tanh(\gamma L)}{Z_C + jZ_{SA} \tanh(\gamma L)} \quad (\text{III.26})$$

Où γ est la constante de propagation du câble. Compte tenu de tout ce qui précède nous arrivons à la formule finale ci-dessous :

$$W_i = \frac{1}{A_{er}} \cdot \frac{(1 - |\Gamma_A|^2)(1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_A \Gamma_{in}|^2} \cdot \frac{e^{2\alpha L} - |\Gamma|^2 e^{-2\alpha L}}{1 - |\Gamma|^2} P_{rec} \times \frac{1}{MEG} \quad (\text{III.27})$$

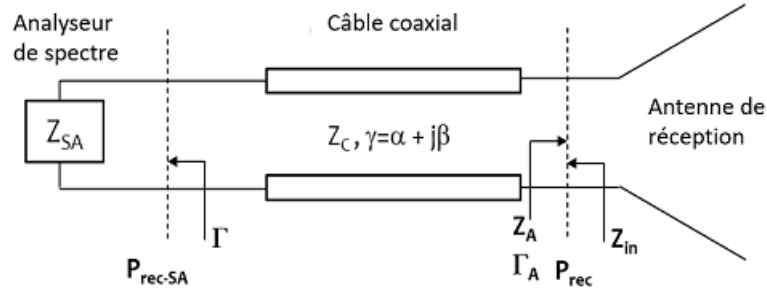


FIGURE III.10. – Un système de mesure de la densité de puissance électromagnétique : Z_{SA} est l'impédance d'entrée de l'analyseur de spectre, Z_C est l'impédance du câble, Z_A est l'impédance de l'antenne de mesure et Z_{in} est l'impédance du point de vue de l'antenne. Γ_A est le coefficient de la réflexion entre Z_{SA} et l'impédance du point de vue de l'analyseur de spectre et Γ_{in} est le coefficient de la réflexion entre Z_A et Z_{in} . P_{rec-SA} est la puissance reçue par l'analyseur de spectre et P_{rec} est la puissance aux pieds de l'antenne, α est la constante de propagation, β est la phase constante.

III.3.4. Mesure des variables

Afin d'appliquer cette nouvelle approche sur les mesures de la densité de puissance, dix variables doivent être mesurées et déterminées. La méthode de mesure et de détermination de ces variables est résumée dans le tableau ci-dessous.

III.4. Campagne de mesure

III.4.1. Equipement de mesure

III.4.1.1. Antenne

Comme mentionné dans la section 3.3, un réseau de trois dipôles orthogonaux a été utilisé afin d'effectuer les mesures de la densité de puissance. Ce réseau a été conçu dans l'objectif d'obtenir un diagramme de rayonnement quasi-isotrope pour les deux polarisations. Les explications complètes sont données dans le chapitre 2.

Il y a une différence importante à propos de l'antenne de mesure entre cette recherche et d'autres mesures : dans cette étude plusieurs réseaux d'antennes avec la même topologie ont été conçus pour les différentes bandes de fréquences souhaitées. Dans d'autres mesures, cependant, une seule antenne est utilisée pour toute la bande de fréquences visée. Les paramètres S et les gains de chaque réseau d'antennes sont mesurés avec un VNA et dans la chambre anéchoïque électromagnétique de l'ESIGELEC, respectivement.

Les réseaux d'antennes sont montrés dans la figure III.11. Le tableau III.3 présente l'information sur la taille et la bande de fréquence couverte par chaque réseau. Les

Variable	Méthode de mesure ou détermination
La longueur d'onde λ	Calculer avec la formule suivante : $\lambda = v/f$
L'impédance de l'antenne Z_A	Mesurer avec un VNA à la sortie de l'antenne
L'impédance du câble Z_C	Mesurer avec un VNA
L'impédance de point de vue de l'antenne Z_{in}	Mesurer avec un VNA du câble connecté à l'analyseur de spectre
L'impédance d'analyseur de spectre Z_{SA}	Mesurer avec un VNA
Rapport de polarisation de puissance croisée XPR	Calculer avec cette formule : $XPR = P_\theta/P_\phi$
Fonction de distribution angulaire des canaux $p_\theta(\Omega)$, $p_\phi(\Omega)$	Utiliser les résultats de modélisation du canal de propagation avec la fonction Gaussienne en polarisation verticale (θ) et horizontale (ϕ)
Gain de l'antenne en polarisation θ et ϕ $G_\theta(\Omega)$, $G_\phi(\Omega)$	Mesurer dans la chambre anéchoïque

TABLE III.2. – Variables à déterminer dans l'approche proposée.

paramètres S et les diagrammes de rayonnement total sont montrés par la suite dans les figures III.12 et III.13 .

Afin de pouvoir alimenter les trois dipôles dans chaque réseau simultanément, un combineur à 3-voies a été connecté aux sorties des trois dipôles. Plus d'informations sur le combineur sont données dans la partie 3.4.1.3. Il faut mentionner que les mesures dans la chambre anéchoïque ont été effectuées avec le combineur, autrement dit avec le système antenne de mesure complet, tandis que le combineur a été couvert par les matériaux absorbants d'ondes électromagnétiques. La chambre comprend également un mât d'antenne de test en matériaux plastiques (Polyoxyméthylène (POM) et Plexiglas).

Numéro de l'antenne	Taille	Bande de fréquence
N°1	182.5*150*150 mm^3	LTE 700/ 800, GSM/ UMTS 900
N°2	100*96*80 mm^3	LTE/ GSM 1800
N°3	110*80*60 mm^3	LTE/ UMTS 2100
N°4	97*90*60 mm^3	WiFi 2.4 / LTE 2600

TABLE III.3. – La taille et la bande de fréquence de chaque réseau de trois dipôles

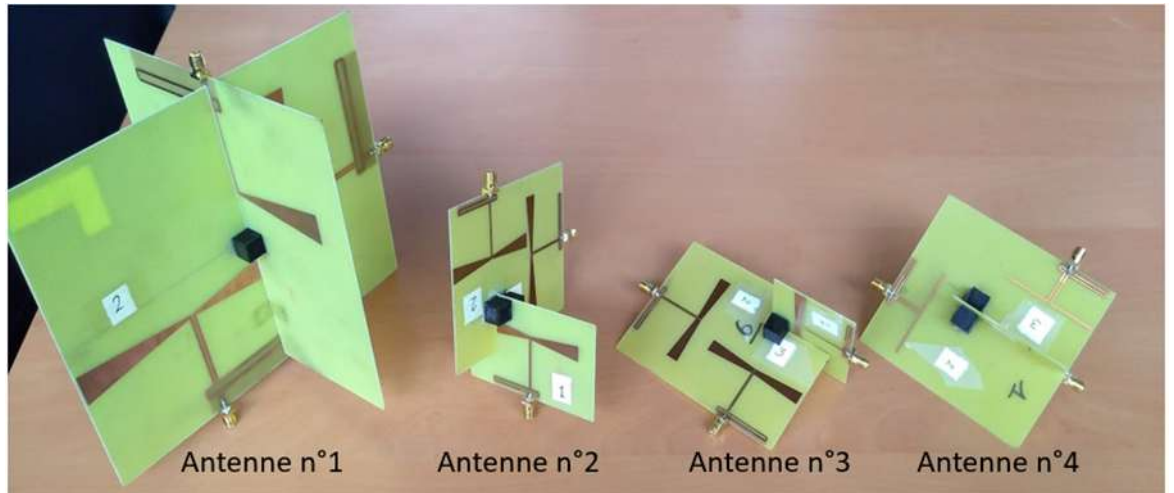
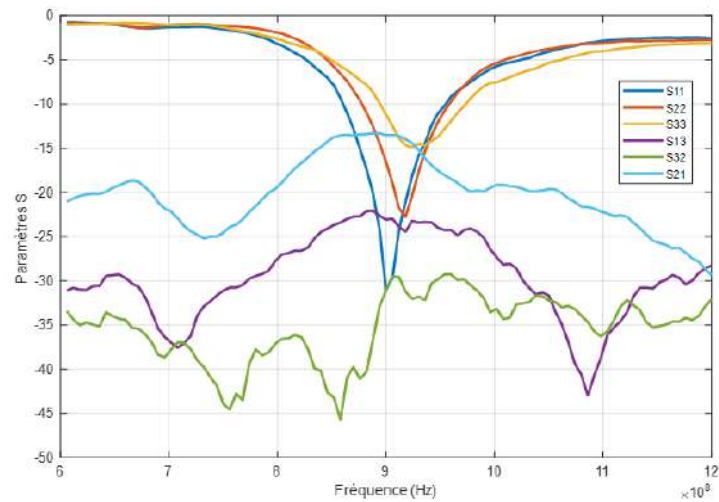
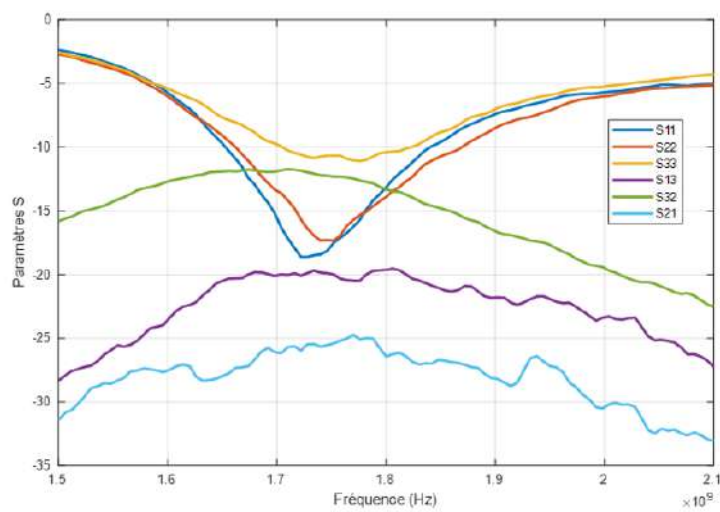


FIGURE III.11. – Les réseaux de trois dipôles orthogonaux pour quatre différentes bandes de fréquences.

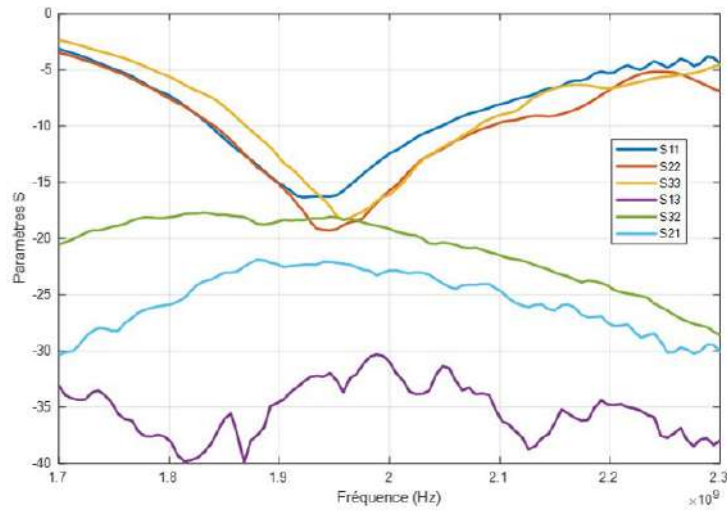


(a) Antenne n°1.

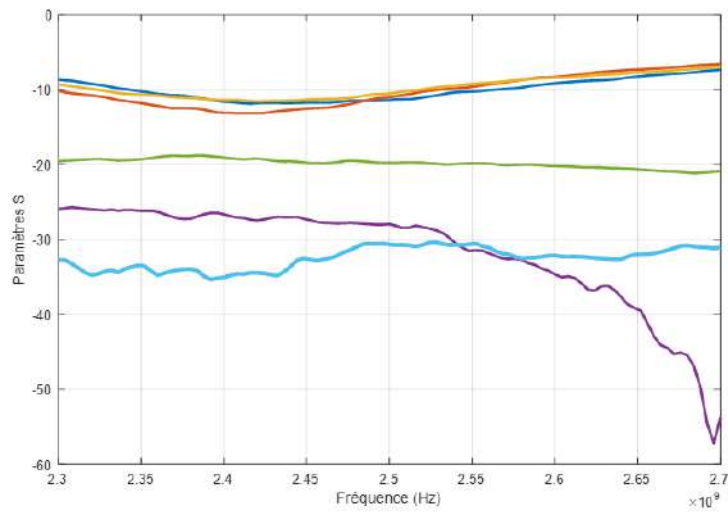


(b) Antenne n°2.

FIGURE III.12. – Les paramètres S des réseaux de trois dipôles.

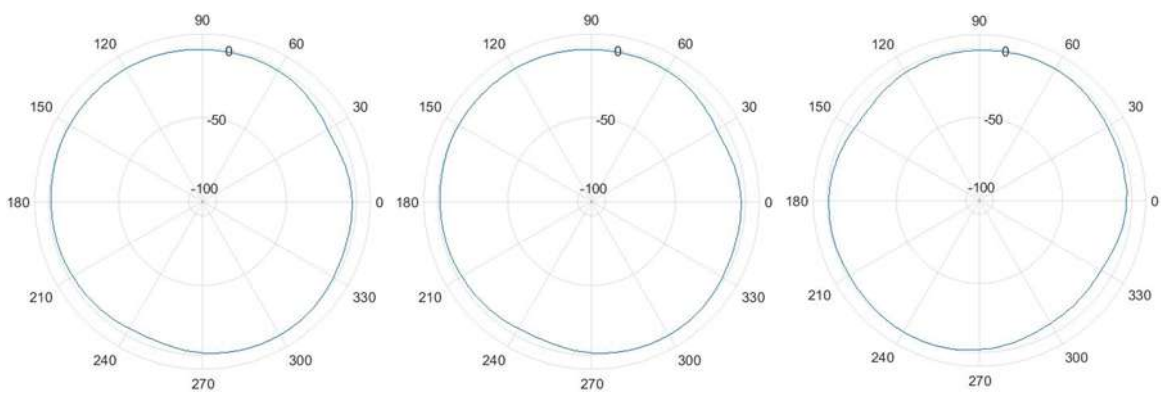


(c) Antenne n°3.



(d) Antenne n°4.

FIGURE III.12. – Les paramètres S des réseaux de trois dipôles.



(a) Antenne n°1, plan $\theta=90^\circ$.

(b) Antenne n°1, plan $\phi=0^\circ$.

(c) Antenne n°1, plan $\phi=90^\circ$.

FIGURE III.13. – Diagramme de rayonnement total des réseaux de trois dipôles.

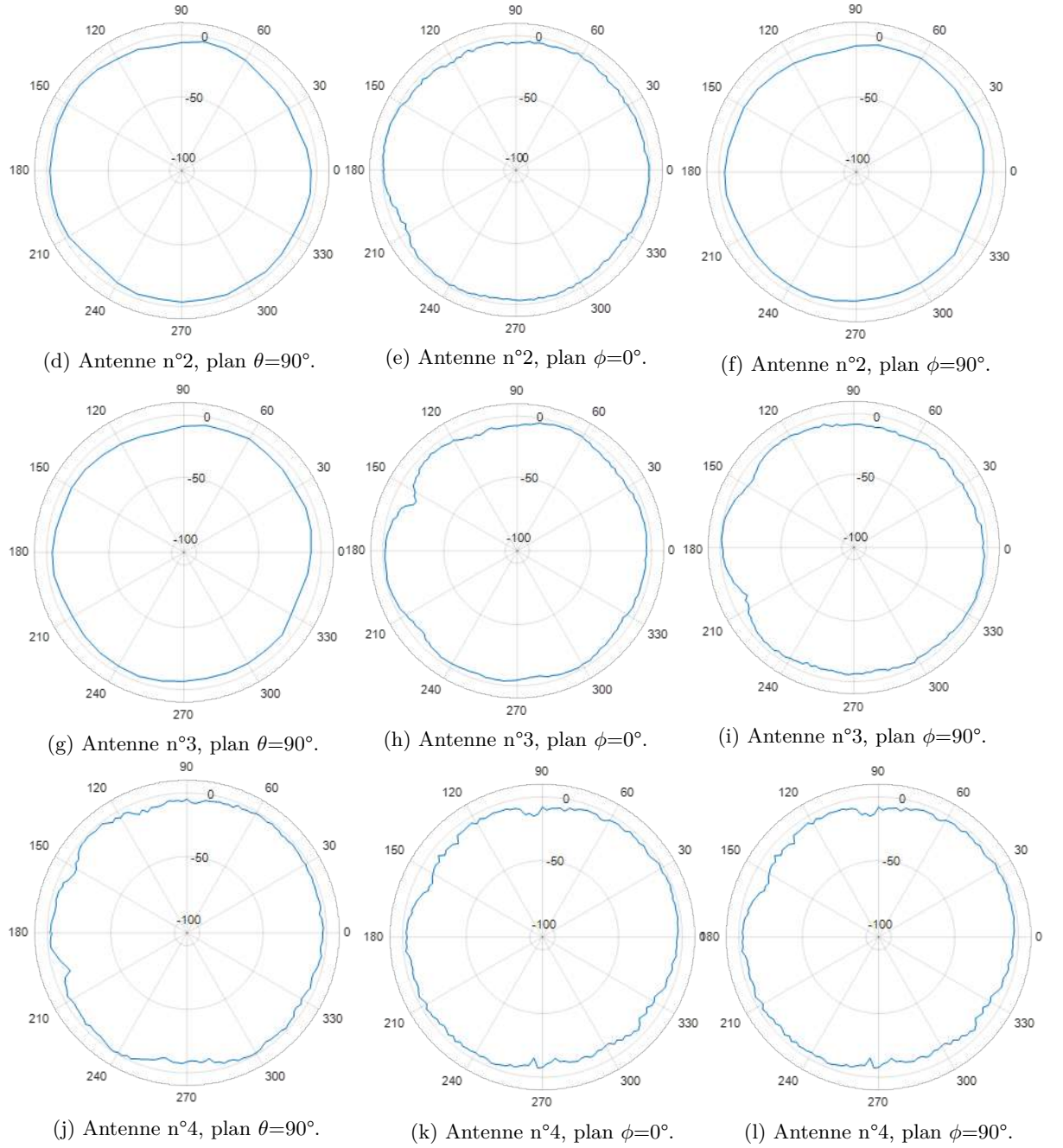


FIGURE III.13. – Diagramme de rayonnement total des réseaux de trois dipôles.

III.4.1.2. Analyseur de spectre

Un analyseur de spectre portable de Keysight a été choisi afin d'effectuer les mesures de la densité de puissance électromagnétique, il s'agit du modèle N9918A qui couvre une

bande de fréquence de 30 kHz jusqu'à 26.5 GHz. Son niveau de bruit est suffisamment faible et est égal à -110 dBm sur les bandes de fréquences qui nous intéressent. Lors des mesures, l'analyseur de spectre est réglé sur les configurations ci-dessous :

- Préampli : activé
- Maxhold : désactivé
- Points de données : 1001
- Temps de balayage : 0.053 s
- Largeur de bande vidéo (video bandwidth) : 10kHz
- Largeur de bande de résolution (resolution bandwidth) : 10kHz

Comme mentionné ci-dessus, l'option « hold max » n'est pas active, ce qui peut éviter la surestimation de la densité de puissance tout en réduisant les chances d'enregistrer tous les signaux. Afin d'augmenter la probabilité d'enregistrer tous les signaux disponibles, un algorithme de mesure est envisagé, qui sera discuté dans la sous-section 3.4.2.

III.4.1.3. Câble et combineur

Un câble coaxial de la longueur 50 cm connecte l'antenne et l'analyseur de spectre. L'impédance du câble est montrée dans la figure III.14.

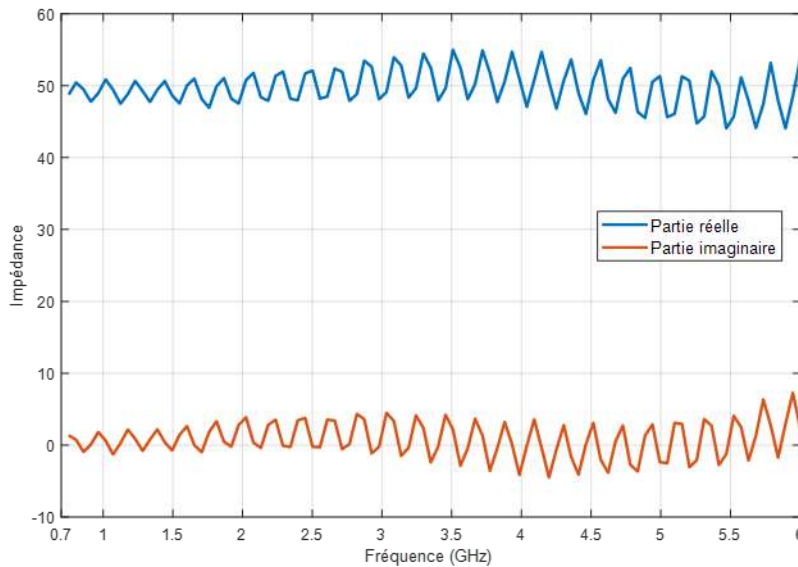


FIGURE III.14. – Impédance du câble coaxiale de 50 cm qui connecte l'antenne et l'analyseur de spectre.

Pour chaque réseau, un combineur à 3 voies à 0° est utilisé pour connecter tous les éléments d'antenne ensemble, ce qui correspond à la formulation considérée d'éléments rayonnants en phase (figure III.15). Il s'agit d'un combineur à large bande couvrant la bande de fréquences de DC à 5400 MHz [95] avec un faible déséquilibre. Typiquement, il présente une amplitude de 0,02 dB et des déséquilibres de phase de $4,13^\circ$, une isolation

de 19,5 dB et un VSWR de 1,21 à 1 GHz. Les paramètres de diffusion mesurés du combineur sont présentés sur la figure III.16.

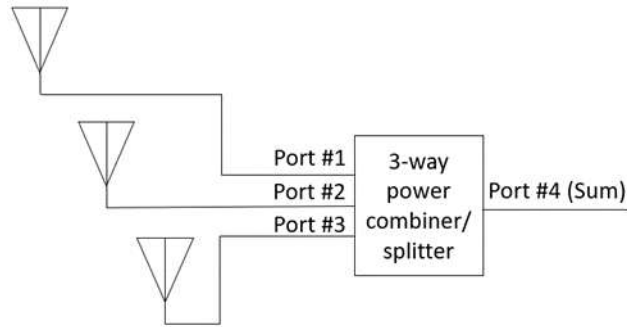


FIGURE III.15. – Architecture du réseau de trois dipôles avec un combineur / séparateur à décalage à 3 voies à 0 °.

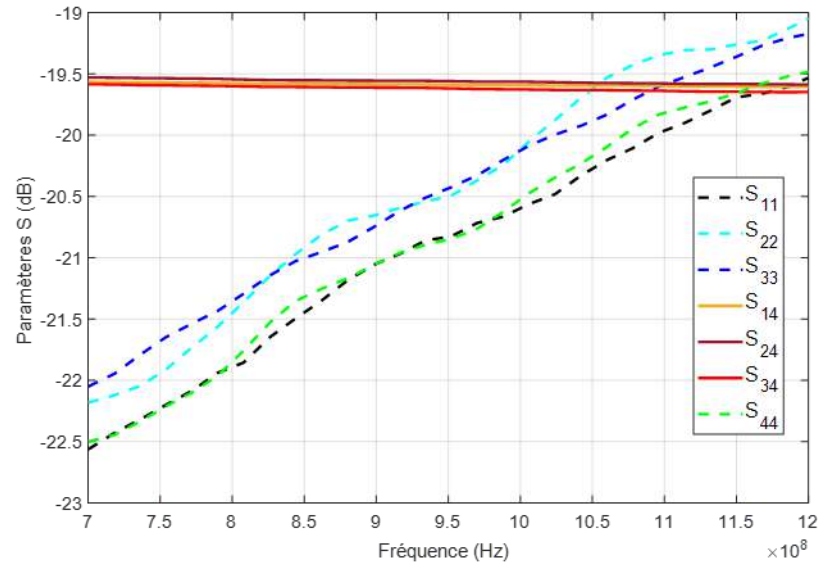


FIGURE III.16. – Paramètres S du combineur / séparateur. Les ports 1, 2 et 3 correspondent aux entrées, le port 4 à la sortie.

III.4.2. Algorithme de mesure

Les mesures de la densité de puissance ont été effectuées selon l'algorithme de mesure qui est présenté dans la figure III.17 et qui a été appliqué grâce à un programme LabVIEW que j'ai écrit ; le programme est installé sur un PC portable qui est connecté à l'analyseur de spectre. Afin d'augmenter la probabilité d'enregistrer toute l'énergie qui est disponible dans les signaux aléatoires de l'environnement de mesure, les mesures ont

été répétées N fois toutes les Δt_1 secondes. Nous appelons donc ces N mesures une trame de mesure. Il y a un délai de Δt_2 secondes entre les trames de mesures. Cet algorithme n'a pas de fin et il continue jusqu'à ce que la commande d'arrêt s'applique manuellement dans le programme LabVIEW. Dans cette étude la variable N est égale à 10 et $\Delta t_1 = \Delta t_2 = 10$ s. Les mesures ont été effectuées sur 24h, ce qui maximise la probabilité d'enregistrer toute l'énergie.

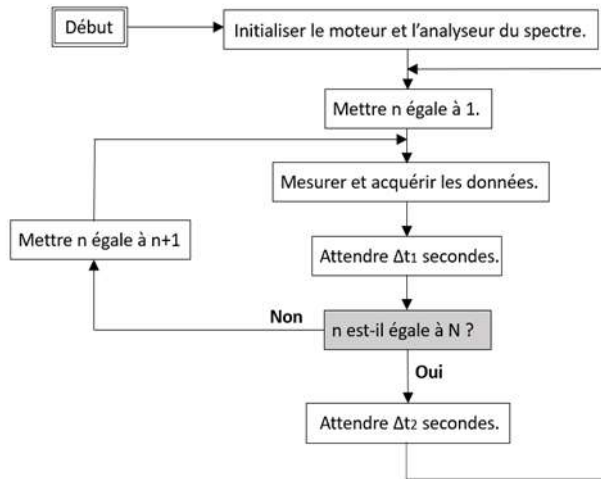
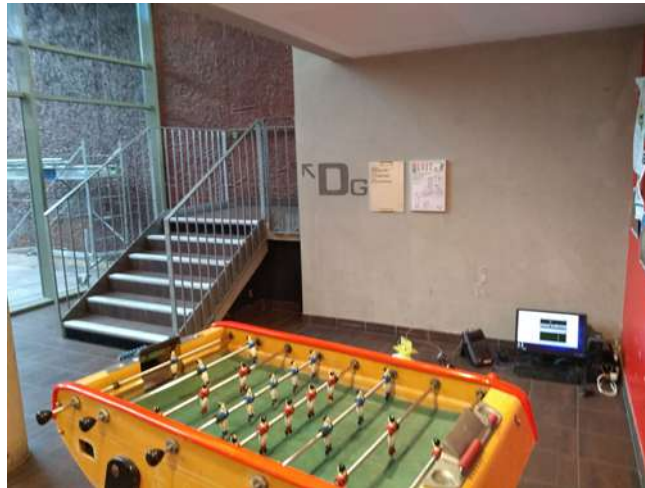
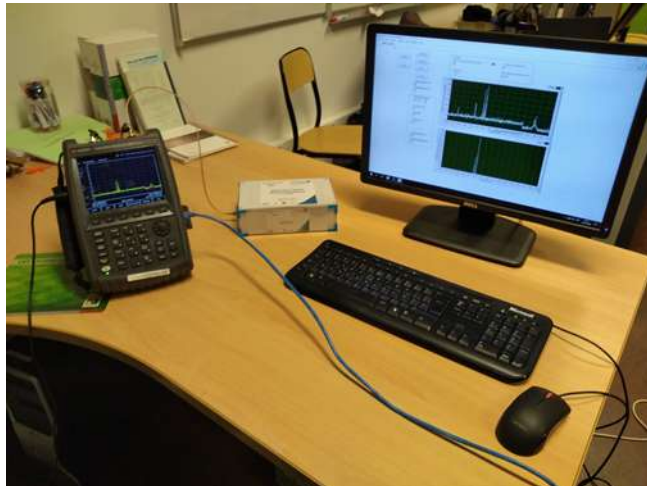


FIGURE III.17. – Algorithme proposé afin de mesurer de la densité de puissance électromagnétique.



(a) Rez-de-chaussée d'ESIGEELEC.

FIGURE III.18. – Endroits choisis afin d'effectuer les mesures de la densité de puissance électromagnétique.



(b) Mon bureau.



(c) Le bâtiment Cise.

FIGURE III.18. – Endroits choisis afin d'effectuer les mesures de la densité de puissance électromagnétique.

III.4.3. Environnement de mesure

Trois différents endroits au sein du technopôle du Madrillet à Saint-Étienne-du-Rouvray (76800) ont été choisis : au rez-de-chaussée de l'ESIGELEC (figure III.18a), mon bureau dans la salle des doctorants (figure III.18b) et au bâtiment CISE (figure III.18c). La distance approximative entre ces trois endroits est au maximum de 100m. La cartographie des stations de base de téléphonie mobile est montrée dans la figure III.19.

III.4. Campagne de mesure

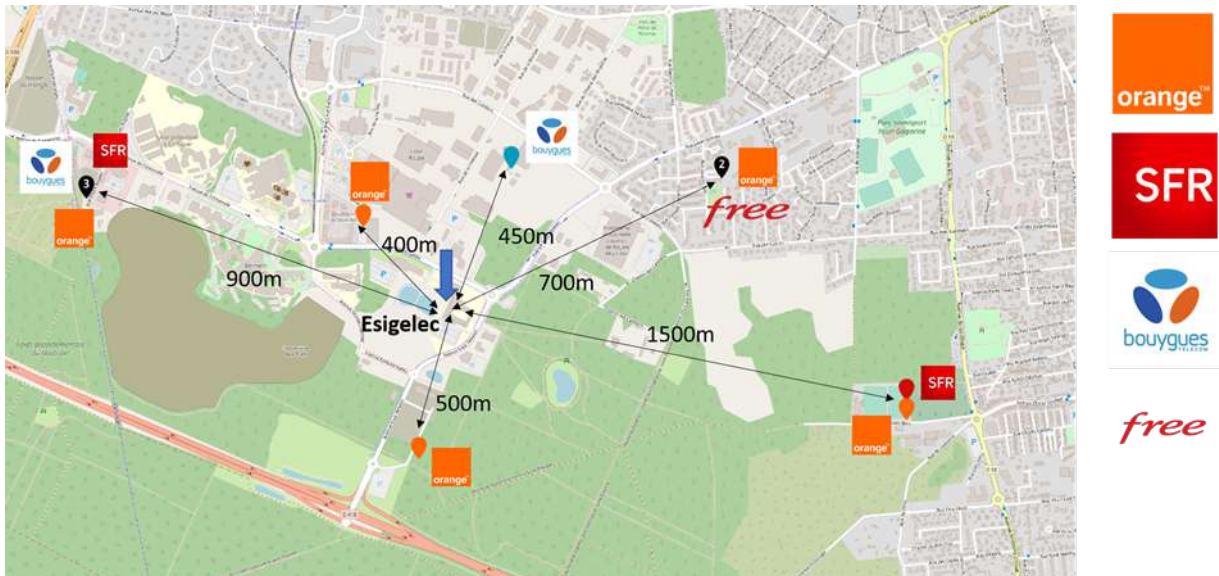


FIGURE III.19. – Cartographie des stations de base de téléphonie mobile au technopôle de Saint-Étienne-du-Rouvray, les logos des opérateurs présents sont montrés à droite. Les informations sont extraites du site '[https ://www.couverture-mobile.fr](https://www.couverture-mobile.fr)'.

Un quatrième endroit proche du centre-ville de Rennes a également été choisi. La figure III.20 montre des informations concernant les positionnements des stations de bases autour de l'emplacement des mesures. Cet endroit est clairement mieux placé au niveau de la disponibilité des ondes électromagnétiques, cela est marquant dans les résultats obtenus qui seront présentées dans la partie 3.5.

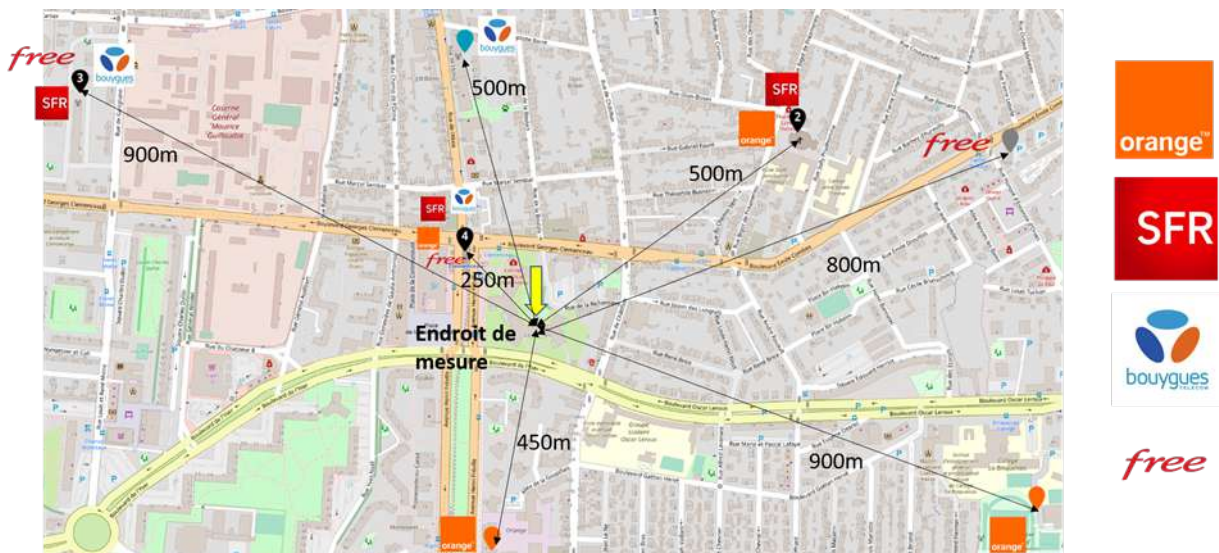


FIGURE III.20. – Cartographie des stations de base de téléphonie mobile au quartier Sainte-Thérèse, les logos des opérateurs présents sont montrés à droite. Les informations sont extraites du site '[https ://www.couverture-mobile.fr](https://www.couverture-mobile.fr)'.

III.4.4. Bandes de fréquences

Les mesures ont été effectuées sur toute la bande de fréquence de 700 MHz à 6 GHz. Il s'agit des bandes de fréquences présentées dans le tableau III.4.

Réseau de télécommunication	Bande de fréquence	Opérateur
LTE 700 (4G)	703 à 708 MHz	SFR
LTE 700 (4G)	708 à 718 MHz	Orange
LTE 700 (4G)	718 à 723 MHz	Bouygues
LTE 700 (4G)	723 à 733 MHz	Free
LTE 700 (4G)	758 à 763 MHz	SFR
LTE 700 (4G)	763 à 773 MHz	Orange
LTE 700 (4G)	773 à 778 MHz	Bouygues
LTE 700 (4G)	778 à 788 MHz	Free
LTE 800 (4G)	791 à 801 MHz	Bouygues
LTE 800 (4G)	801 à 811 MHz	SFR
LTE 800 (4G)	811 à 821 MHz	Orange
LTE 800 (4G)	832 à 842 MHz	Bouygues
LTE 800 (4G)	842 à 852 MHz	SFR
LTE 800 (4G)	852 à 862 MHz	Orange
GSM 900 (2G)	880,1 à 889,9 MHz	Bouygues
UMTS 900 (3G)	889,9 à 899,9 MHz	Orange
UMTS 900 (3G)	899,9 à 904,9 MHz	Free
GSM 900 (2G)	904,9 à 914,9 MHz	SFR
GSM 900 (2G)	925,1 à 934,9 MHz	Bouygues
UMTS 900 (3G)	934,9 à 944,9 MHz	Orange
UMTS 900 (3G)	944,9 à 949,9 MHz	Free
GSM 900 (2G)	949,9 à 959,9 MHz	SFR
GSM 1800 (2G)	1710 à 1730 MHz	Orange
LTE 1800 (4G)	1730 à 1750 MHz	SFR
LTE 1800 (4G)	1750 à 1765 MHz	Free
LTE 1800 (4G)	1765 à 1785 MHz	Bouygues
GSM 1800 (2G)	1805 à 1825 MHz	Orange
LTE 1800 (4G)	1825 à 1845 MHz	SFR
LTE 1800 (4G)	1845 à 1860 MHz	Free
LTE 1800 (4G)	1860 à 1880 MHz	Bouygues
LTE 2100 (4G)	1900,1 à 1905,1 MHz	Bouygues
UMTS 2100 (3G)	1910,1 à 1915,1 MHz	Orange
UMTS 2100 (3G)	1915,1 à 1920,1 MHz	SFR
UMTS 2100 (3G)	1920,5 à 1935,3 MHz	SFR
LTE 2100 (4G)	1935,3 à 1950,1 MHz	Bouygues
UMTS 2100 (3G)	1950,1 à 1954,9 MHz	Orange
UMTS 2100 (3G)	1954,9 à 1959,9 MHz	Free
UMTS 2100 (3G)	1959,9 à 1964,9 MHz	SFR

124 TABLE III.4. – Les bandes de fréquences autour des milieux de mesures.

Réseau de télécommunication	Bande de fréquence	Opérateur
UMTS 2100 (3G)	1964,9 à 1979,7 MHz	Orange
UMTS 2100 (3G)	2110,5 à 2125,3 MHz	SFR
LTE 2100 (4G)	2125,3 à 2140,1 MHz	Bouygues
UMTS 2100 (3G)	2140,1 à 2144,9 MHz	Orange
UMTS 2100 (3G)	2144,9 à 2149,9 MHz	Free
UMTS 2100 (3G)	2149,9 à 2154,9 MHz	SFR
UMTS 2100 (3G)	2154,9 à 2169,7 MHz	Orange
LTE 2600 (4G)	2500 à 2515 MHz	SFR
LTE 2600 (4G)	2515 à 2535 MHz	Orange
LTE 2600 (4G)	2535 à 2550 MHz	Bouygues
LTE 2600 (4G)	2550 à 2570 MHz	Free
LTE 2600 (4G)	2620 à 2635 MHz	SFR
LTE 2600 (4G)	2635 à 2655 MHz	Orange
LTE 2600 (4G)	2655 à 2670 MHz	Bouygues
LTE 2600 (4G)	2670 à 2690 MHz	Free

TABLE III.4. – Les bandes de fréquences autour des milieux de mesures.

III.5. Résultats et exploitations

Avant l'analyse des données et dans la première étape les données de mesure en dessous du niveau de bruit de l'analyseur de spectre ont été éliminées, cela signifie que les données qui seront présentées dans cette partie ont un niveau plus élevé que le bruit de l'analyseur de spectre qui est autour de -110 dBm. En raison du volume élevé de données obtenues à partir de la mesure des résultats, elles ont été traitées et affichées de différentes manières qui seront présentées dans cette partie sous la forme des diagrammes suivants :

- La densité de puissance sur une bande de fréquence à trois moments précis de la journée : 11h, 15h et 19h.
- Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h sur toute la bande de fréquence de mesure.
- La densité de puissance sur 24h pour les différentes fréquences.
- Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h sur une bande de fréquence spéciale.

Deux sortes de comparaisons des données ont été réalisées afin de clarifier la différence entre les mesures aux quatre différents endroits ainsi que la différence entre quatre différentes approches de mesures. Ensuite une comparaison avec les résultats publiés dans la littérature est présentée. Les résultats sous les différentes formes ainsi que leurs comparaisons sont présentés entièrement dans l'annexe B, sur toutes les bandes de fréquences du tableau III.4. Quelques exemples de chaque forme de présentation des résultats seront donnés et analysés dans cette partie, mais pour toute autre information le lecteur est invité à se référer à l'annexe B où tous les résultats (aux quatre endroits de mesures ainsi qu'à toutes les fréquences) sont présentés dans le même ordre que dans cette partie.

III.5.1. Densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h

La densité de puissance mesurée sur une bande de fréquence a été comparée à trois moments différents : 11h, 15h et 19h. Les figures III.21 et III.22 montrent la densité de puissance mesurée au rez-de-chaussée de l'ESIGELEC et à Rennes respectivement.

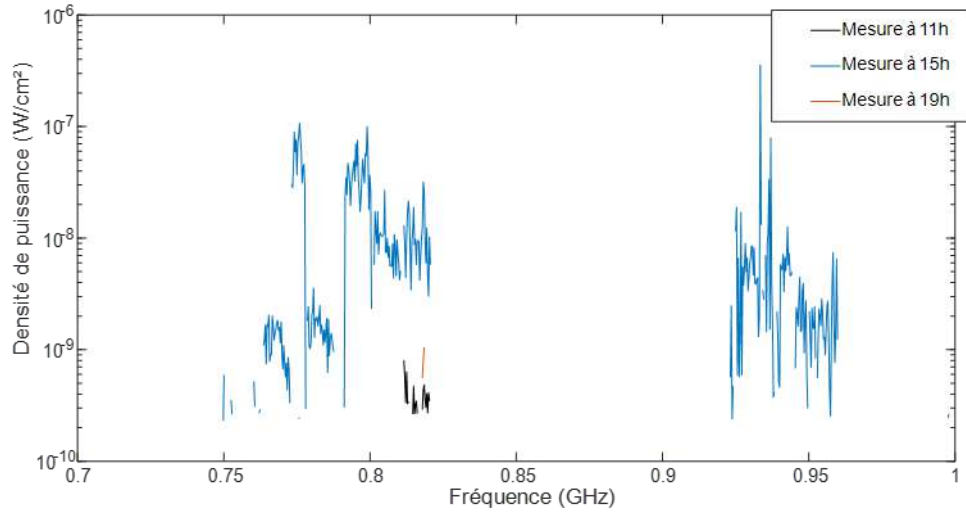


FIGURE III.21. – Les mesures de la densité de puissance électromagnétique mesurée au rez-de-chaussée de l'ESIGELEC à 11h, 15h et 19h.

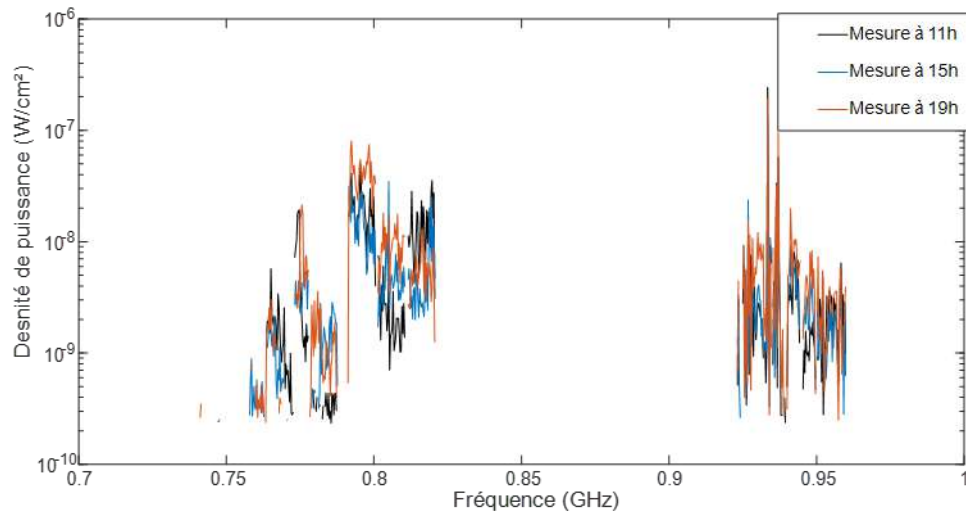


FIGURE III.22. – Les mesures de la densité de puissance électromagnétique mesurée à Rennes à 11h, 15h et 19h.

Les résultats ci-dessus nous permettent de comparer la densité de puissance à ces trois moments, par exemple, au rez-de-chaussée de l'ESIGELEC, le niveau de la densité de puissance était significativement plus élevé à 15 h, ce qui pourrait être lié à la présence d'un plus grand nombre d'étudiants à ce moment. Cependant, à Rennes, la densité de puissance à 19 h est un peu plus élevée qu'aux deux autres moments. Cela peut signifier que l'endroit n'est en général que peu fréquenté, et la présence de quelques personnes à cet endroit après 19 heures est la raison de la petite augmentation de puissance.

Cette façon de présenter les résultats nous donne des informations sur ces trois moments de mesure, cela signifie que ces informations sont limitées à ces trois moments spécifiques, et il est donc nécessaire de vérifier les données sur 24 heures en raison de la nature aléatoire des ondes incidentes électromagnétiques. En général, cette manière de présenter des données n'a pas fourni de résultats qui pourraient être généralisés à toutes les mesures.

III.5.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h

Les données maximales, minimales et moyennes mesurées sur 24 heures dans la bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1 GHz sont affichées dans la figure ci-dessous, qui est liée à la mesure effectuée à Rennes. Cette façon de présenter les données révèle beaucoup d'information à propos de l'énergie ambiante disponible. Ces résultats montrent que le niveau de la densité de puissance dans toutes les bandes de fréquences (sauf WiFi) à Rennes était plus élevé par rapport aux trois autres milieux de mesure. Ce résultat était prévisible car les mesures de la ville de Rennes ont été effectuées quelque part près du centre-ville et près des stations de téléphonie mobile. Pour la bande de WiFi, les mesures effectuées sur mon bureau sont légèrement plus élevées qu'à Rennes sur quelques fréquences. Afin d'avoir plus d'informations sur les autres bandes de fréquences ainsi que d'autres endroits de mesure, le lecteur est invité à se référer à l'annexe B.

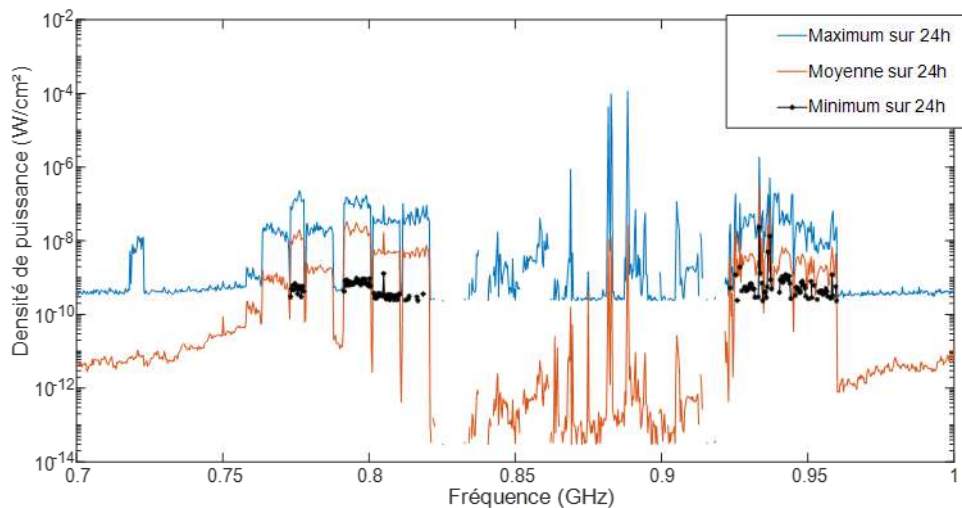


FIGURE III.23. – Maximum, moyenne et minimum de la densité de puissance électromagnétique mesurée sur 24h à Rennes.

Il est important de noter que dans ces résultats il existe une densité de puissance minimale sur 24 heures qui n'est pas égale à zéro, ce qui signifie qu'il y a toujours une quantité minimale de puissance dans certaines bandes de fréquences. L'analyse de la densité de puissance dans ces bandes de fréquences peut nous rapprocher de la fourniture d'une source d'énergie durable.

III.5.3. La densité de puissance sur 24h

Les figures III.24 et III.25 montrent les mesures sur une fréquence précise pendant 24h : 0.7657 GHz, qui correspond au LTE 700 liaison descendante, et 0.7084 GHz qui correspond au LTE 700 liaison montante. La différence entre la présence des ondes électromagnétiques sur la liaison montante et descendante est clairement indiquée. La densité temporelle des ondes incidentes est beaucoup plus élevée en liaison descendante qu'en liaison montante. Ce résultat est théoriquement évident car la présence des ondes sur la liaison montante dépend de la présence des utilisateurs de cette bande de fréquence, alors que la présence des ondes sur la liaison descendante doit être stable car les opérateurs de téléphonie mobile doivent garantir la présence du réseau pour leurs clients. Ce résultat est conforme à ce que nous avons vu dans la partie précédente sur le minimum sur 24h qui existe uniquement sur la bande de la liaison descendante.

Un cas inhabituel est observé lors de la vérification des données sur 24 heures. La quantité de signaux reçus au rez-de-chaussée de l'ESIGELEC entre 13h et 15h augmente considérablement (figure III.26). Cela est intéressant de mentionner que cette augmentation de la densité de puissance est probablement à cause de la présence des étudiants durant la période de la pause déjeuner qui jouent au baby foot que l'on voit sur la figure III.18a. Cependant la présence de ces signaux sur la liaison descendante (et pas la liaison montante) est discutable. En cas de la charge du trafic, différentes stratégies peuvent être considérées pour avoir des variations significatives entre différentes cellules et à différents moments et différents fournisseurs peuvent choisir différentes stratégies dans différents scénarios pour répondre aux besoins des utilisateurs [130]. L'un des scénarios possibles qui permet le basculement entre la liaison montante et la liaison descendante est le duplex par séparation temporelle (« time-division duplex, TDD » en anglais) [131]. Étant donné que la vérification de ces stratégies à l'interne des opérateurs dépasse le cadre de cette thèse, le lecteur est invité à se référer aux références pour plus d'informations.

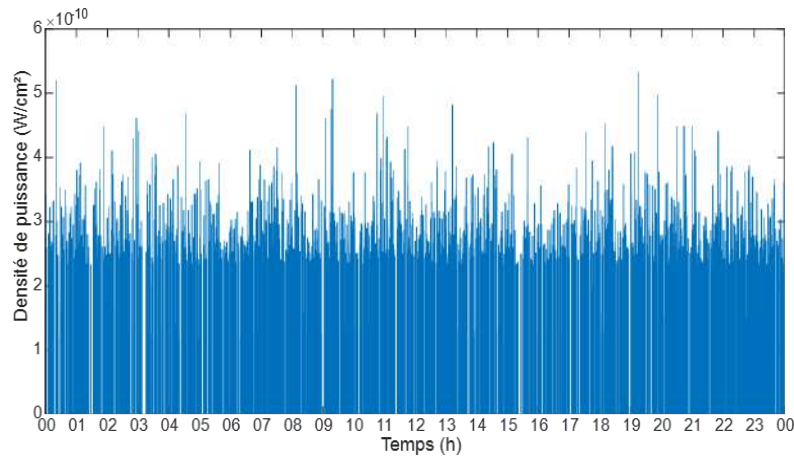


FIGURE III.24. – La densité de puissance électromagnétique mesurée sur mon bureau à l'ESIGELEC sur 24h, fréquence de mesure est égale à 0.7657 GHz qui correspond à la bande LTE 700 liaison descendante.

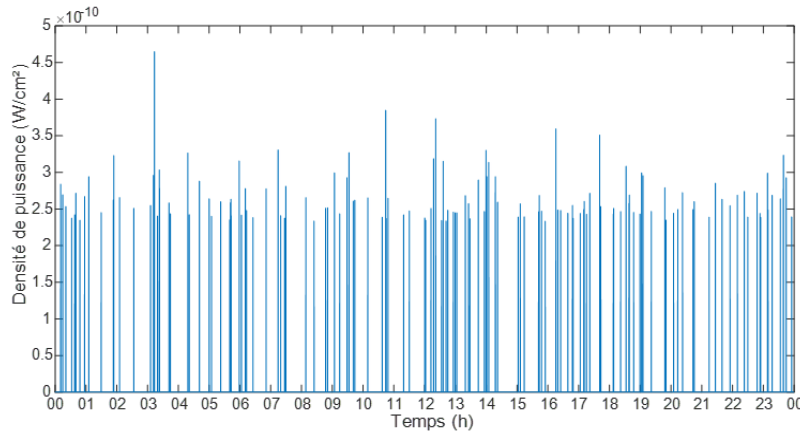


FIGURE III.25. – La densité de puissance électromagnétique mesurée sur mon bureau à l’ESIGELEC sur 24h, fréquence de mesure est égale à 0.7084 GHz qui correspond à la bande LTE 700 liaison montante.

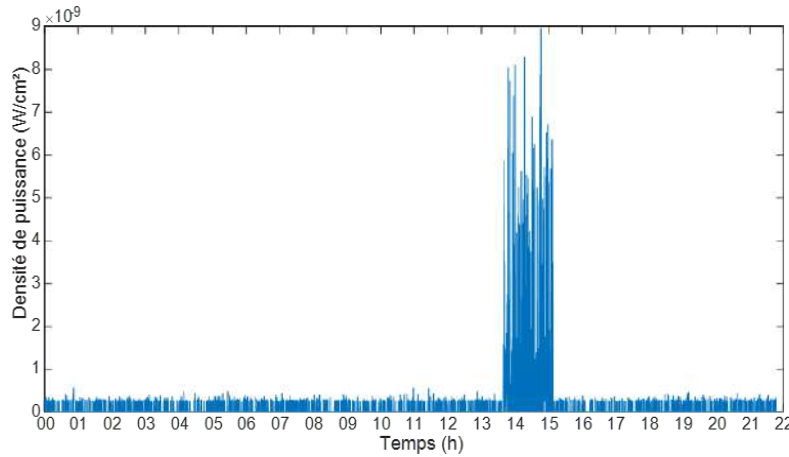
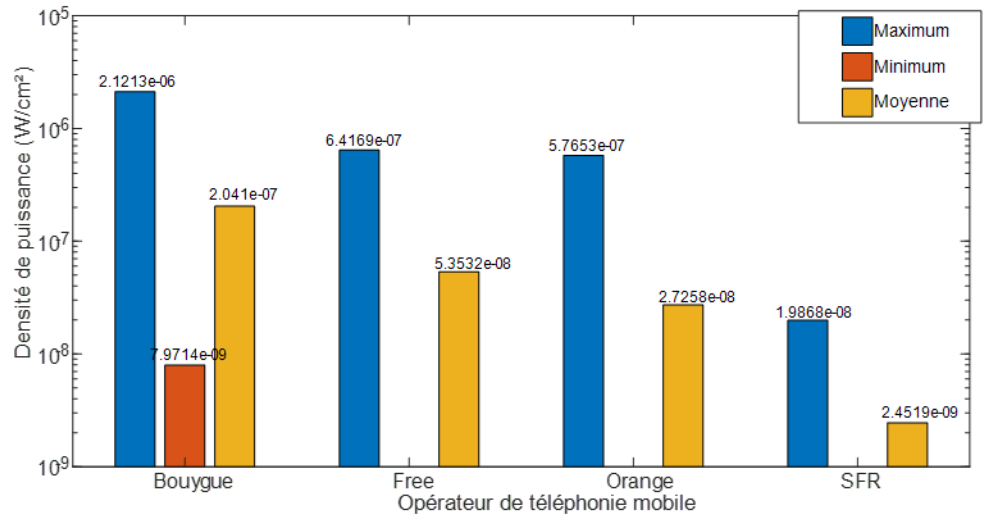


FIGURE III.26. – La densité de puissance électromagnétique mesurée au rez-de-chaussée de l’ESIGELEC sur 24h, fréquence de mesure est égale à 0.7657 GHz qui correspond à la bande LTE 700 liaison descendante.

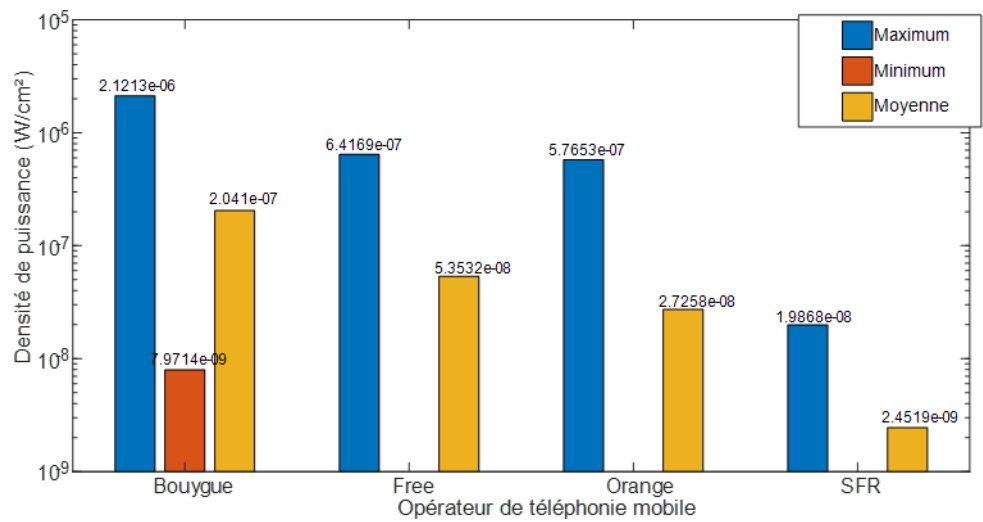
III.5.4. Maximum/minimum/moyenne de la densité de puissance sur une bande de fréquence particulière

Les niveaux de densité de puissance maximum, minimum et moyenne sont présentés également sur la totalité d’une bande de fréquence, et il s’agit de la somme de ces valeurs à chaque fréquence sur une bande de fréquence particulière. La figure III.27 montre les niveaux de la densité de puissance mesurés à Rennes sur la bande de fréquence LTE 700. Ces informations nous permettent de comparer précisément les résultats des

mesures effectuées dans cette thèse avec ceux qui sont publiés dans la littérature. Cette comparaison est discutée dans la partie 3.5.8.



(a) Liaison montante.



(b) Liaison descendante.

FIGURE III.27. – La moyenne de la densité de puissance électromagnétique mesurée sur 24h à Rennes sur la bande de fréquence de LTE 700.

Un tableau ci-dessous présente les endroits et les fréquences dans lesquels un niveau minimum de densité de puissance existe. D'après ce tableau, ce minimum d'énergie n'existe que sur la liaison descendante.

Bande de fréquence	Endroit de mesure	Opérateur	Valeur minimum stable sur 24h (nW/cm ²)
LTE 700 liaison descendante	Rennes	Bouygues	7.9714
LTE 800 liaison descendante	Rennes	Bouygues	22.782
LTE 800 liaison descendante	Rennes	Orange	1.7175
LTE 800 liaison descendante	Rennes	SFR	10.139
GSM 900 liaison descendante	Rennes	Bouygues	36.604
GSM 900 liaison descendante	Rennes	SFR	9.5667
UMTS 900 liaison descendante	Mon bureau	Orange	20.382
UMTS 900 liaison descendante	Rennes	Orange	33.461
UMTS 900 liaison descendante	Rennes	Free	6.817
GSM 1800 liaison descendante	Rennes	Orange	1.5716

TABLE III.5. – Les minimums stables de la densité de puissance électromagnétique mesurée sur 24h.

III.5.5. Comparaison entre quatre sites de mesures

La figure III.28 présente la comparaison de la densité de puissance mesurée sur la bande de fréquence LTE 700 entre quatre endroits de mesures. Le niveau de la densité de puissance à presque toutes les fréquences des liaisons descendantes est significativement plus élevé à Rennes qu'aux trois autres endroits situés sur le technopôle du Madrillet à Saint-Etienne-du-Rouvray, ce qui correspond à la position appropriée de l'endroit de mesure proche des stations, tandis que le niveau de la densité de puissance sur les bandes de fréquences des liaisons montantes les mesures du technopôle sont plus élevées ou comparables aux mesures à Rennes, ce qui est lié au nombre élevé des utilisateurs sur ce site.

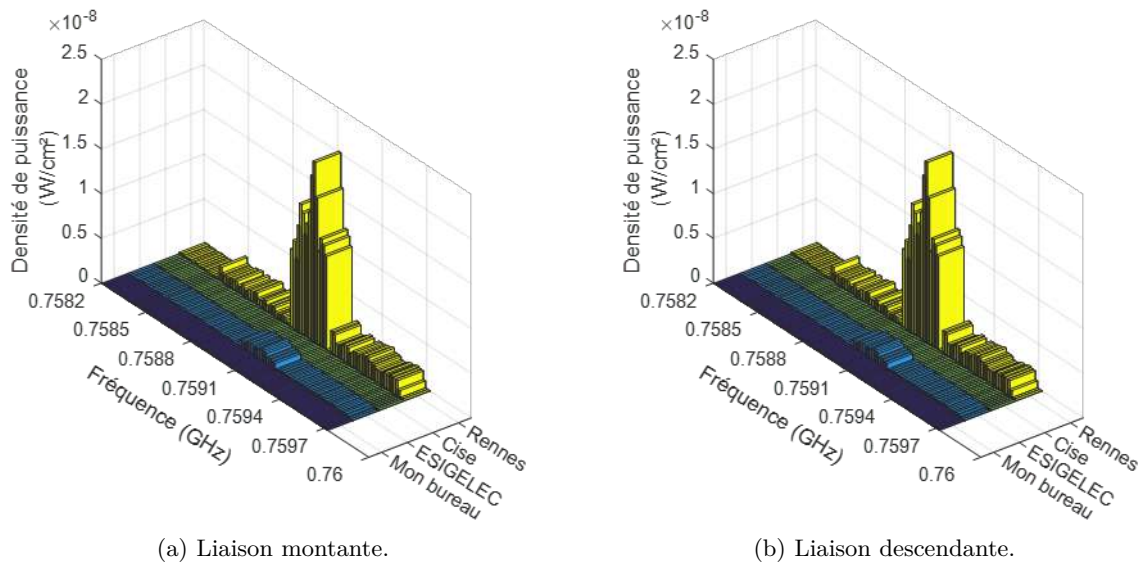


FIGURE III.28. – La comparaison des moyennes de densité de puissance électromagnétique mesurées sur 24h aux quatre endroits de mesure sur la bande de fréquence de LTE 700.

III.5.6. Comparaison entre quatre méthodes de mesure

Quatre différentes méthodes de mesures y compris la méthode proposée dans cette thèse sont comparées. La figure III.29 montre cette comparaison pour les mesures effectuées sur mon bureau. Les quatre courbes correspondent aux méthodes de mesure suivantes :

- Courbe noire : les mesures sont effectuées avec un seul dipôle. L'analyseur de spectre est en mode « maximum hold » comme dans la plupart des mesures de la littérature. L'approche classique présentée par l'équation III.2 a été utilisée afin de calculer la densité de puissance.
- Courbe bleue : la seule différence avec la courbe noire correspond à l'approche de calcul de la densité de puissance. Cette fois-ci l'approche proposée dans cette thèse a été utilisée.
- Courbe rouge : la différence avec la courbe bleue porte sur l'option « maximum hold » de l'analyseur de spectre qui est cette fois-ci désactivée. Les données enregistrées sont donc les données en temps réel.
- Courbe verte : cette courbe correspond aux données mesurées dans cette thèse, cela veut dire que l'approche proposée a été utilisée afin de calculer la densité de puissance, et l'analyseur de spectre n'est pas sur l'option « maximum hold » et finalement l'antenne quasi-isotrope composée de trois dipôles a été utilisée comme l'antenne de mesure.

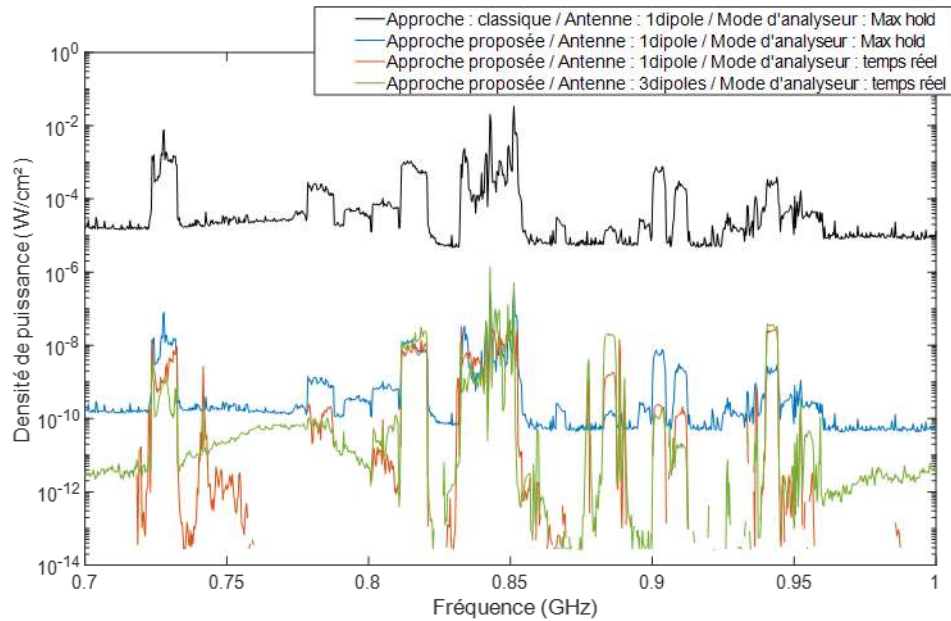


FIGURE III.29. – Comparaison entre quatre méthodes de mesures pour les mesures effectuées sur mon bureau à ESIGELEC.

La comparaison des quatre courbes ci-dessus nous amène à la conclusion que l'option « maximum hold » provoque une surestimation de la densité de puissance, ce qui n'est

absolument pas négligeable ni acceptable lorsque les mesures sont effectuées afin de concevoir un système de récupération d'énergie électromagnétique. Le deuxième point clé est l'importance de la sélection de l'antenne, car un dipôle est visiblement insuffisant pour capter toutes les ondes incidentes de toutes les directions et avec les différentes polarisations, et cela est clairement montrée dans la figure III.19.

III.5.7. Estimation de la puissance disponible sur une bande de fréquence

Les résultats de la mesure de la densité de puissance peuvent répondre à de nombreuses questions sur la façon de collecter l'énergie. Les tableaux ci-dessous répondent à quelques-unes de ces questions : quel pourcentage d'une bande de fréquence particulière a une puissance maximum sur 24 heures qui dépasse 1 nanowatt ? est-ce le même résultat pour 1 microwatt ?

Cette estimation de l'énergie disponible peut nous aider à limiter la bande de fréquence du système de la récupération d'énergie. Il est important de mentionner que la conception d'un tel système, en particulier la partie du redresseur, pour une large bande est très difficile, et que par conséquent l'optimisation du système pour une bande de fréquence spécifique est un avantage important.

Bande de fréquence	1 nW		1uW	
	Mon bureau	Rennes	Mon bureau	Rennes
LTE 700 (4G) liaison montante	36.63 %	14.85 %	13.86 %	0 %
LTE 700 (4G) liaison descendante	7.92 %	88.12 %	0 %	0 %
LTE 800 (4G) liaison montante	40.59 %	92.08 %	0 %	0 %
LTE 800 (4G) liaison descendante	96.04 %	47.52 %	60.40 %	0 %
GSM 900 (2G) liaison montante	81.82 %	53.03 %	24.24 %	7.58 %
GSM 900 (2G) liaison descendante	17.91 %	100 %	0 %	1.49 %
UMTS 900 (3G) liaison montante	36 %	34 %	0 %	0 %
UMTS 900 (3G) liaison descendante	46 %	100 %	0 %	0 %
LTE 1800 (4G) liaison montante	77.17 %	21.74 %	1.09 %	4.35 %
LTE 1800 (4G) liaison descendante	0 %	94.62 %	0 %	0 %
GSM 1800 (2G) liaison montante	94.12 %	85.29 %	0 %	0 %
GSM 1800 (2G) liaison descendante	96.97 %	100 %	0 %	0 %
UMTS 2100 (3G) liaison montante	21.51 %	23.66 %	4.3 %	0 %
UMTS 2100 (3G) liaison descendante	41.89 %	98.65 %	0 %	0 %
LTE 2100 (4G) liaison montante	25 %	0 %	0 %	0 %
LTE 2100 (4G) liaison descendante	4 %	56 %	0 %	0 %
LTE 2600 (4G) liaison montante	11.86 %	60.80 %	0 %	0 %
LTE 2600 (4G) liaison descendante	59.66 %	46.59 %	0 %	0 %
WiFi 2.4 GHz	80.08 %	81.67 %	10.76 %	26.29 %

TABLE III.6. – Pourcentage de la bande de fréquence dont la puissance maximum sur 24 heures dépasse 1 nanowatt et 1 microwatt.

III.5.8. Comparaison des résultats avec la littérature

Une comparaison avec des résultats déjà publiés dans la littérature est présentée dans le tableau III.7. Il faut mentionner que cette comparaison ne peut pas révéler beaucoup d'informations car les endroits de mesure ainsi que l'année de mesure sont différents.

III.6. Bilan et conclusion

Des mesures de la densité de puissance électromagnétique ont été effectuées avec trois grandes différences par rapport aux mesures précédentes de la littérature :

- Une nouvelle approche a été développée afin de remonter à la densité de puissance électromagnétique à partir de la puissance reçue par un analyseur de spectre. Cette approche qui inclut l'effet de la désadaptation entre l'antenne de mesure, le câble coaxial et l'analyseur de spectre, ainsi que la perte du câble. Elle permet également de prendre en compte l'effet du canal de propagation pour la première fois.
- En outre une nouvelle méthode de mesure a été mise en place afin de considérer la nature aléatoire des ondes incidentes tout en effectuant des mesures fiables avec des valeurs précises. Cette méthode consiste à effectuer des mesures sur 24 heures toutes les 10 secondes, ce qui nous permet de suivre la variation de la puissance électromagnétique et en même temps d'augmenter la probabilité d'enregistrer toutes les ondes qui existent.
- Des antennes quasi-isotropes composées de trois dipôles orthogonaux ont été conçues et fabriquées afin de faire ces mesures. Il est important d'indiquer que pour chaque bande de fréquence une antenne différente et adaptée à cette bande a été conçue. Cela n'est pas le cas des autres mesures effectuées précédemment.

L'approche proposée a été comparée avec la littérature. D'après cette comparaison cette approche est largement plus réaliste que l'approche classique qui montre une surestimation dans ses résultats. La méthode couramment utilisée dans la littérature qui propose une option « maximum hold » a montré également une surestimation devant la méthode proposée dans cette thèse. La comparaison de l'antenne quasi-isotrope avec une antenne omnidirectionnelle (dipôle) montre aussi que l'antenne quasi-isotrope est capable de recevoir les ondes incidentes qui sont invisibles pour un dipôle.

Les résultats de mesures à quatre endroits différents sont analysés et montrés de points de vue fréquentiel et temporel. Ils sont également comparés avec ceux de la littérature. Les résultats obtenus seront essentiels pour concevoir un système de récupération d'énergie électromagnétique efficace.

Bande de fréquence	Mesure sur mon bureau (nW/cm ²)	Mesure à Rennes (nW/cm ²)	Mesure à Bristol en 2017 (nW/cm ²)	Mesure à Liverpool en 2015 (nW/cm ²)	Mesure à Londres en 2013 (nW/cm ²)
LTE 700 (4G) liaison montante	20.2092	0.5981	-	-	-
LTE 700 (4G) liaison descendante	6.2893	287.3419	-	-	-
LTE 800 (4G) liaison montante	2894.4807	0.0494	-	-	-
LTE 800 (4G) liaison descendante	454.8032	965.23	-	-	-
GSM 900 (2G) liaison montante	257.4791	51.0524	0.1949	De 31.6228 à 3162.28	0.45
GSM 900 (2G) liaison descendante	1.1669	497.118	549.541		36
UMTS 900 (3G) liaison montante	3.0282	0.0357	-		-
UMTS 900 (3G) liaison descendante	439.4081	254.717	-		-
LTE 1800 (4G) liaison montante	2.4014	3.7492	-	-	-
LTE 1800 (4G) liaison descendante	0.3814	162.689	-	De 19.9526 à 100	-
GSM 1800 (2G) liaison montante	0.7436	0.1253	0.0085		0.5
GSM 1800 (2G) liaison descendante	50.95	37.477	114.815	-	84
UMTS 2100 (3G) liaison montante	10.555	0.3555	0.8709	-	0.46
UMTS 2100 (3G) liaison descendante	3.9577	33.3695	144.544	De 31.6228 à 316.228	12
LTE 2100 (4G) liaison montante	0.8991	0.0734	-		-
LTE 2100 (4G) liaison descendante	0.6155	3.4442	-	-	-
LTE 2600 (4G) liaison montante	0.1404	44.8978	-	-	-
LTE 2600 (4G) liaison descendante	8.0671	10.3338	-	-	-
WiFi 2.4 GHz	244.65	3007.8	-	De 50.1187 à 316.228	0.18

TABLE III.7. – Comparaison des résultats de mesure de la densité de puissance électromagnétique sur deux endroits, à Rennes et sur mon bureau à ESIGELEC, avec quelques résultats dans la littérature.

Chapitre IV.

Concept du MEG pour le choix de l'antenne optimale pour la récupération d'énergie

IV.1. Introduction

Les communications sans fil ont fait d'énormes progrès depuis que Maxwell a publié les résultats de ses recherches sur les ondes électromagnétiques dans son livre intitulé *A treatise on Electricity and Magnetism* en 1873 [132]. Cette technologie joue un rôle clé dans les communications d'aujourd'hui, et toutes les formes de celle-ci sont devenues centrales pour les technologies émergentes au sein de nombreux domaines, tels que les réseaux informatiques, les réseaux cellulaires, les robots, les drones, les véhicules autonomes et les nouveaux dispositifs médicaux.

Les communications sans fil sont de plus en plus répandues et procurent de nombreux avantages dans tous les domaines. Cette technologie permet de connecter des milliards de personnes à Internet afin qu'elles puissent profiter des avantages de l'économie numérique d'aujourd'hui. Les grandes entreprises continueront d'exercer une influence substantielle à l'avenir tout en faisant avancer des projets de recherche sur les communications sans fil. L'importance de cette technologie est aujourd'hui universellement acceptée.

Dans un système de communication sans fil, trois éléments très importants de la couche physique sont les suivants : l'antenne d'émission, l'antenne de réception et le canal de propagation. Le canal, comme mentionné dans le premier chapitre, est un élément central. Un changement de canal peut entraîner à lui seul des changements fondamentaux dans les communications sans fil car cela occasionne des changements dans le bilan de liaison. En conséquence, il devient essentiel de prendre en compte l'effet du canal de propagation dès la phase de conception de l'antenne et de choix de la topologie d'antenne à utiliser.

La considération de l'effet du canal de propagation dans la conception d'une antenne, dans le cadre des applications de téléphonie mobile, est cruciale car le canal est complexe et peut facilement être modifié par divers facteurs de l'environnement comme les bâtiments, la végétation, voire l'utilisateur lui-même, etc. Il y a donc beaucoup d'études sur l'évaluation des performances d'antennes dans ce contexte [19]. Ou par exemple, dans les applications MIMO également, de nouveaux modèles ont été proposés pour avoir une compréhension approfondie de la physique de l'interaction entre l'antenne et le canal

de propagation pour l'analyse et l'optimisation de ce type de systèmes [133]. En dehors de ces deux applications (MIMO et téléphonie mobile), l'étude des performances des antennes dans un canal a reçu moins d'attention, comme dans le cas de la récupération de l'énergie EM, qui est le cadre de notre étude.

La plupart des études s'intéressant aux performances des antennes dans un canal se focalisent sur les applications mobiles notamment avec les systèmes MIMO. Les paramètres clés souvent utilisés sont nombreux et seront brièvement revisités par la suite. Ensuite, l'accent sera mis sur le concept de Mean Effective Gain (MEG) afin de déterminer les performances de l'antenne de réception dans un canal pour les applications de récupération d'énergie. C'est pour cette raison que le MEG est expliqué en détail dans la quatrième partie de ce chapitre et que les points importants dans l'examen de ce concept pour l'application de la récupération d'énergie par rapport à d'autres applications sont abordés dans la partie 4.3. Une fois l'objectif d'étude du MEG clarifié, quelques antennes fréquentes dans la littérature sont choisies afin de comparer leurs MEG dans la partie 4.5. Les résultats théoriques sont validés expérimentalement dans la partie 4.6.

Dans un système de communication sans fil avec un seul trajet entre le récepteur et l'émetteur ou généralement dans des systèmes avec une forte composante de liaison directe comme des liaisons point à point, l'impact de l'antenne sur la qualité de la liaison est pleinement qualifié par l'équation de Friis [32]. Cette équation tient compte de la directivité de l'antenne, de l'efficacité du rayonnement et du décalage de polarisation dans la liaison directe.

D'autre part, dans les systèmes sans fil où les communications sans visibilité directe sont prédominantes, c'est-à-dire dans les canaux à trajets multiples sans composante dominante, une caractérisation complète de l'impact du canal sur les performances de l'antenne est nécessaire. La définition traditionnelle de gain de l'antenne ne suffit pas pour évaluer les performances d'une antenne dont l'orientation par rapport à la direction et la polarisation du champ incident sont inconnues. Différents facteurs de qualité ont été développés afin de pouvoir comparer les performances de différentes antennes dans un canal et définir les performances d'une antenne dans des conditions de propagation réalistes. Plusieurs méthodes ont été également proposées pour déterminer ces facteurs caractéristiques. Trois de ces facteurs les plus courants dans la littérature et trois méthodes de mesure de ces facteurs sont présentés dans cette partie.

IV.1.1. Facteurs caractéristiques

IV.1.1.1. Puissance totale rayonnée (TRP)

La puissance totale rayonnée (« Total Radiated Power », TRP en anglais) est la puissance maximale transmise par le terminal mobile en émission. Autrement dit, cette grandeur correspond au facteur caractéristique des performances de communication en émission des terminaux portables sans fil. TRP est défini selon l'équation suivante [134] :

$$TRP = \frac{\int (G_\theta(\theta, \phi) + G_\phi(\theta, \phi)) P_{in} d\Omega}{4\pi} \quad (IV.1)$$

Où G_θ et G_ϕ sont les gains de l'antenne dans chacune des polar thêta et phi et P_{in} est la puissance d'entrée de l'antenne obtenue par mesures.

Un autre facteur caractéristique couramment utilisé est le gain de puissance totale rayonnée, (« total radiated power gain », TRPG en anglais), qui est défini comme la puissance rayonnée dans toutes les directions et polarisations divisée par la puissance totale acceptée par l'antenne. Ce paramètre, il est identique à la définition classique de l'efficacité du rayonnement, e_{rad} , représentée mathématiquement par [135] :

$$e_{rad} = TRPG = \frac{P_{rad}}{P_{acceptée}} = \frac{\int (G_\theta(\theta, \phi) + G_\phi(\theta, \phi)) d\Omega}{4\pi} \quad (IV.2)$$

Dans [134], un paramètre alternatif est présenté. Il s'agit de : la Puissance rayonnée effective moyenne, (« Mean Effective Radiated Power », MERP en anglais). Ce paramètre permet, d'inclure les propriétés du canal ainsi que celles de l'antenne. Ce paramètre est souvent utilisé pour établir un bilan de liaison plus réaliste. Il s'agit d'un paramètre théorique qui traduit une certaine vue de l'esprit mais il ne peut être utilisé pour décrire efficacement l'interaction physique de l'antenne d'émission avec son milieu de propagation. Il donne une certaine valeur moyenne de la puissance rayonnée en intégrant la forme spatiale du canal. Le problème avec cette puissance c'est qu'on peut difficilement lui trouver un sens physique à l'émission en champ lointain. Le MERP est donné par [134] :

$$MERP = \frac{\int \chi p_\theta G(\theta, \phi) P_{in} + p_\phi G_\phi(\theta, \phi) P_{in} d\Omega}{\chi + 1} \quad (IV.3)$$

Où $\chi = \frac{P_\theta}{P_\phi}$ est le rapport de polarisation croisée (XPR) du canal de propagation. $p_\theta(\theta, \phi)$ et $p_\phi(\theta, \phi)$ sont les distributions spatiales (au sens des moyennes temporelles) de la puissance moyenne incidente selon les polars θ et ϕ , respectivement.

En combinant l'idée de Taga pour définir le MEG [15] et le paramètre TRP, l'équation ci-dessus réussit à intégrer l'effet de canal dans la formule de MERP. Cependant TRP ne prend en compte que l'efficacité du rayonnement en présence de la tête (ou du corps) de l'utilisateur et il n'inclut pas l'impact de l'environnement de propagation sur les performances globales de l'antenne, ce qui rend l'évaluation des performances de l'antenne plus complète car les performances de l'antenne deviennent fortement dépendantes de l'environnement.

IV.1.1.2. Sensibilité totale rayonnée (TRS)

La Sensibilité totale rayonnée (« Total Radiated Sensivity », TRS en anglais) détermine la puissance reçue la plus basse en réception [136]. TRS est donnée par :

$$TRS = \frac{4\pi}{\int \frac{(G_\theta(\theta, \phi) + G_\phi(\theta, \phi))}{P_s} d\Omega} \quad (IV.4)$$

Où P_s est le seuil de sensibilité défini par le taux d'erreur binaire (BER) ciblé.

Le TRS comme TRP est un paramètre déterministe qui est capable de considérer l'effet du corps humain près d'une antenne et il constitue une bonne mesure de l'efficacité de la communication en espace libre, ou dans l'environnement isotrope, où l'angle d'arrivée des ondes électromagnétiques incidentes sur l'antenne sont uniformément réparties sur l'ensemble des angles solides. Cependant, dans la plupart des situations pratiques, ces conditions sont rarement remplies.

IV.1.1.3. Facteur de réduction de gain

Le Facteur de réduction de gain (« Gain Reduction Factor », GRF en anglais) est une variable aléatoire dépendante de la localisation et de ses paramètres statistiques qui sont calculés pour un environnement spécifique [137], à savoir les liaisons extérieur-extérieur de banlieue. Ce facteur est donné par :

$$GRF = \frac{G_{az}(0) \int_0^{2\pi} s(\theta) d\theta}{\int_0^{2\pi} G_{az}(\theta - a) s(\theta) d\theta} \quad (IV.5)$$

Où G_{az} est le diagramme de gain azimutal de l'antenne, $s(\theta)$ est la distribution de l'angle d'arrivée et a est l'angle pour lequel l'onde incidente est maximum.

Ce facteur n'a pas été beaucoup utilisé car il est limité à un type de canal spécifique dont le récepteur et l'émetteur sont à l'extérieur et sa méthode de mesure prend beaucoup de temps.

IV.1.1.4. Gain Effectif Moyen (MEG)

Les performances de l'antenne dépendent non seulement de l'efficacité totale, mais également de l'adéquation du diagramme de rayonnement et de l'état de polarisation de l'antenne avec le diagramme 3D du canal radio dans lequel l'antenne est immergée. Le gain effectif moyen (« Mean Effective Gain », MEG en anglais) est un facteur caractéristique qui prend en compte l'efficacité totale et également le diagramme 3D de l'antenne et du canal de propagation.

Au contraire des autres paramètres présentés qui soit sont limités à une définition théorique et leurs interprétations physique sont difficiles (comme TRP, TRPG et MERP), ou soit peuvent être mesurés uniquement sous certaines conditions et dans certains canaux (comme TRS et GRF), le MEG peut être calculé et mesuré pour toutes les sortes d'antennes et dans n'importe quel type de canal. En raison de cet avantage fondamental, MEG est plus utilisé que les autres facteurs de qualité introduits pour étudier les performances de l'antenne dans un canal. Cependant, ce facteur a un plus grand potentiel d'évaluation et de recherche qui n'a pas encore été abordé dans la littérature. Dans les parties suivantes, ce facteur est discuté en détail et une nouvelle perspective est présentée, qui est basée sur une conception d'antenne qui conduira aux performances d'antenne stables dans n'importe quel type de canal, alors que les recherches précédentes sont entièrement basées sur l'optimisation de la conception pour un canal spécifique.

A côté des paramètres caractéristiques, il existe des différentes méthodes de mesures qui peuvent être utilisées dans toute étude concernant l'estimation des performances de l'antenne dans un canal. Une comparaison entre la complexité des méthodes et leur proximité avec l'environnement réel nous aide à choisir la meilleure méthode. La partie suivante commence par présenter la méthode la plus simple (mesure de champ dispersé) et se termine par l'explication de la méthode la plus proche de l'environnement réel (intégration du modèle 3D).

IV.2. État de l'art

IV.2.1. Mesure de champ dispersé (SFM)

La Mesure de champ dispersé (« Scattered Field Measurement », SFM en anglais), peut être considérée comme une méthode de test de performance d'antenne peu coûteuse et simple, qui vise à représenter un environnement de propagation à interférences destructives rapides [138]. Les mesures avec la méthode SFM ont lieu dans une salle normale non blindée. L'objectif est de simuler l'environnement réel le plus précisément possible.

Dans la méthode SFM, les conditions de champ dites souvent « totalement aléatoires » ne peuvent pas être obtenues à 100%. De plus cette méthode souffre du fait qu'elle donne les performances de l'antenne dans un seul environnement de propagation.

IV.2.2. Chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM)

Dans la méthode de Chambre réverbérante, la chambre de mesure est à paroi métallique, avec un brasseur de modes dont la fonction est de rendre le champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre spatialement aussi uniforme et isotrope que possible au sens statistique. Les brasseurs changent de manière aléatoire les modes du champ dans la chambre, qui est un résonateur à cavité métallique, surmodé (over-moded), et électriquement grand [139]. Le volume et les dimensions de la chambre et la taille et forme du brasseur dictent le nombre total de modes et donc l'uniformité statistique du champ à l'intérieur.

Cette méthode permet de synthétiser expérimentalement un canal isotrope. Cela reste donc un vrai inconvénient pour vérifier les performances d'antenne dans un canal de propagation réel, qui peut avoir différentes formes.

IV.2.3. Intégration de modèle 3D

L'objectif de la méthode d'intégration de modèle 3D (« 3D pattern integration method », 3D PIM en anglais) est de mesurer le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne sous test aussi complètement que possible. À partir du diagramme 3D mesuré, des paramètres tels que la puissance rayonnée totale, la directivité et l'efficacité de rayonnement peuvent être calculés [140].

Cette méthode est considérée comme la méthode la plus proche de l'environnement réel, et elle permet de combiner le modèle 3D de l'antenne sous test avec les distributions spatiales du canal [141]. Cependant elle reste une méthode complexe à mettre en œuvre au niveau du système de mesure.

Parmi les méthodes mentionnées ci-dessus, la SFM est la méthode la plus simple alors qu'elle ne fournit pas de conditions d'environnement réel. La CRBM est coûteuse car elle nécessite une chambre réverbérante. Cette méthode fournit une analyse complète d'une antenne uniquement dans le canal isotrope. Et l'Intégration de modèle 3D est très compliquée malgré le fait que les conditions de mesure sont proches de l'environnement réelle. Cependant, la mesure de MEG peut être effectuée dans un environnement complètement réel et aléatoire avec un système de mesure simple. Dans ce qui suit, nous examinerons ce facteur et comment le calculer et le mesurer.

IV.3. Problématiques du choix de l'antenne optimale pour la récupération d'énergie

Depuis la première démonstration d'une transmission de puissance sans fil à 2,45 GHz pour alimenter un drone d'hélicoptère en 1964 [97], la récupération d'énergie EM a suscité beaucoup d'attention. Cela a conduit au développement de rectennas, destinées à collecter l'énergie électromagnétique ambiante, même à partir de sources déterministes et aléatoires, pour alimenter des appareils à faible consommation tels que des alarmes, des montres, des capteurs, etc.

Les systèmes de récupération d'énergie communs se composent d'une antenne, qui collecte l'énergie radiofréquence (RF), et d'un redresseur, qui transforme l'énergie RF en courant continu (CC). Des travaux de recherches variés ont été effectués afin de récupérer l'énergie EM en environnement indoor ou outdoor. Les systèmes de récupération peuvent être passifs ou actifs selon les besoins. De nombreux travaux sont rapportés dans la littérature traitant des techniques d'optimisation de la puissance collectée. En effet, plusieurs circuits et sous-systèmes ont été étudiés tels que les architectures de redresseurs à diodes simples, doubles ou quadruple [142], les circuits d'adaptation d'impédance multibande et large bande [143], les performances optimales des diodes [144], les ensembles d'antennes série et parallèle [145], et même des circuits intégrés de gestion d'énergie (IC) [118]. La plupart des études se sont concentrées à la fois sur la partie redresseur et les dispositions au niveau du système. Cependant, à ma connaissance, l'étude sur la partie antenne reste limitée.

En effet, les métriques de performance d'antenne classiques telles que le diagramme de rayonnement, la polarisation et la largeur de bande sont analysées sans inclure l'effet du canal de propagation [143, 144, 145, 118]. Cela limite la récupération d'énergie RF ambiante car le redresseur passif ne nécessitant aucune alimentation repose entièrement sur le niveau de puissance RF que l'antenne est capable de collecter dans un environnement changeant de manière aléatoire. Cela rend le concepteur incapable de pré-évaluer les performances « réelles » de l'antenne dans l'environnement avant la fabrication.

Cette partie du mémoire aborde ce problème en présentant, pour la première fois, le

concept de gain effectif moyen (MEG) pour optimiser les antennes dans les applications de récupération d'énergie RF ambiante. Comme mentionné dans la section précédente, le concept de MEG a été considéré dans les deux domaines de la conception d'antenne mobile et de l'application MIMO afin de comparer différentes antennes ou optimiser une antenne pour un canal spécifique. Dans ce type d'applications, le canal est identifié et pris en charge sans changement important. Cependant, lors de la récupération d'énergie EM, le canal change complètement et l'objectif est la capacité de collecter un minimum d'énergie nécessaire dans n'importe quel type de canal. Il est important de noter que le canal de propagation peut changer non seulement entre différents endroits, mais aussi à un endroit donné et entre différents moments de la journée (selon les résultats du premier chapitre).

Sur la base de ces différences entre l'application de récupération d'énergie et d'autres applications dans lesquelles l'antenne est évaluée dans le canal par le MEG, on peut dire que l'objectif d'analyse de MEG dans l'évaluation de l'antenne pour récupérer l'énergie EM est différent. Ici l'antenne idéale est une antenne dont le fonctionnement n'est pas sensible au changement de canal et qui a en fait un MEG constant sur tous les canaux. Une telle antenne peut être testée pour fiabiliser la recherche sur la réception des faibles énergies de l'environnement.

Comme mentionné par Taga, dans un environnement à trajets multiples dans lequel le XPR est de 1 (0 dB) c'est-à-dire où les ondes incidentes VP et HP arrivent de toutes les directions uniformément, la MEG des antennes arbitraires est égale à 0,5 (-3 dBi). Cela signifie donc que dans un tel environnement le type de l'antenne ne change pas le MEG tant qu'elle est 100% efficace. Ici, à l'inverse de ce que Taga a mentionné, une antenne avec un MEG constant dans des canaux arbitraire est recherchée. Un système de deux antennes isotropes polarisées selon θ et ϕ ($G_\theta = G_\phi = 1$) avec un rendement de 100% présente une unité MEG ($G_e = 1$ ou 0 dB) quelle que soit la forme du canal, la polarisation et la valeur de XPR. Ce système idéal collecte la puissance disponible (puissance de référence). Cependant, une seule antenne isotrope ($G_e = -3$ dBi) collecte une partie de cette puissance dans la polarisation dédiée (θ ou ϕ). Afin de vérifier les performances d'antenne de ce point de vue et en calculer le paramètre clé de MEG, plusieurs antennes couramment présentées dans la littérature comme de bons candidats pour récupérer l'énergie EM ont été choisies. Ces antennes sont simulées et leur MEG est analysé dans la partie suivante. Une comparaison avec les antennes quasi-isotropes expliquées dans le chapitre II est également présentée.

IV.4. Rappels et définition du MEG

Une méthode expérimentale pour évaluer les performances de l'antenne a été proposée dans [146]. En utilisant ce procédé, le niveau du signal reçu sur une route sélectionnée est enregistré à la fois pour une antenne inconnue et une antenne de référence connue. La puissance relative reçue, dite gain effectif moyen (MEG), de l'antenne inconnue sera alors égale au rapport entre les niveaux moyens des signaux enregistrés pour l'antenne inconnue (P_r) et l'antenne de référence (P_{ref}). La méthode est utile et pratique pour

mesurer le MEG et elle a été utilisée pour évaluer plusieurs antennes [147, 148, 149, 150]. Les valeurs MEG mesurées contiennent l'effet de l'environnement et le gain de l'antenne. Pour analyser pourquoi une certaine valeur de MEG est obtenue, il est nécessaire d'analyser cet effet mutuel de gain de l'antenne et le canal de propagation. Malheureusement, cela ne peut pas être analysé explicitement à partir de la mesure MEG.

En 1990 Taga a présenté théoriquement le concept de MEG [15] pour pouvoir calculer ce facteur tout en analysant l'antenne et le canal de propagation séparément. Cette séparation est un grand avantage qui simplifie la vérification des performances de l'antenne dans un canal réel. Taga a présenté le MEG avec l'équation suivante :

$$MEG = \frac{P_r}{P_{ref}} = \oint \left(\frac{XPR}{1 + XPR} G_\theta(\Omega) p_\theta(\Omega) + \frac{1}{1 + XPR} G_\phi(\Omega) p_\phi(\Omega) \right) d\Omega \quad (IV.6)$$

Où G_θ et G_ϕ sont les composantes du diagramme de gain de puissance d'antenne sphérique polarisées selon θ et ϕ , respectivement. Le paramètre XPR est le rapport de puissance dans les polars θ et ϕ , et il correspond au rapport des puissances incidentes moyennes captées par une antenne isotrope polarisée selon θ et une antenne isotrope polarisée selon ϕ :

$$XPR = \frac{P_\theta}{P_\phi} \quad (IV.7)$$

En outre, p_θ et p_ϕ sont les distributions spatiales (au sens des moyennes temporelles) de la puissance moyenne incidente selon les polars θ et ϕ , respectivement. Ces fonctions sont définies par (pour $0 \leq \theta \leq \pi$) :

$$p_\theta(\theta, \phi) = A_\theta \exp \left(- \frac{\{\theta - [(\pi/2) - m_v]\}^2}{2\sigma_v^2} \right) \quad (IV.8)$$

et

$$p_\phi(\theta, \phi) = A_\phi \exp \left(- \frac{\{\theta - [(\pi/2) - m_H]\}^2}{2\sigma_H^2} \right) \quad (IV.9)$$

m_v et m_H sont respectivement l'angle d'élévation moyen des composantes de polarisation verticale (VP) et horizontale (HP), et σ_v et σ_H sont l'écart type de VP et HP, respectivement. Les paramètres A_θ et A_ϕ sont des constantes de normalisation vérifiant les conditions suivantes :

$$\oint p_\theta(\Omega) d\Omega = \oint p_\phi(\Omega) d\Omega = 1 \quad (IV.10)$$

Cela est important de mentionner que par rapport au gain choisi dans IV.6 qui peut être le gain IEEE ou le gain réalisé, le MEG peut être présenté avec deux indices : MEG_{IEEE} ou $MEG_{réalisé}$. Afin de simplifier la lecture, désormais le cas où il n'y a pas d'indice s'agit de MEG_{IEEE} et l'indice pour le $MEG_{réalisé}$ sera indiqué à chaque

fois. Comme il ressort de la formule ci-dessus le MEG tient compte de l'interaction complète entre l'antenne et n'importe quel type de canal, par exemple l'effet conjoint de la polarisation et de l'inadéquation entre la direction des ondes incidentes et la directivité de l'antenne. Autrement dit, le MEG est une mesure de la façon dont l'antenne fonctionne dans le canal stochastique. Ce concept est largement utilisé pour évaluer les antennes dans un canal réel, il est également amélioré pour certaines applications spéciales, quelques exemples sont discutés par la suite.

Il est important de mentionner que la formule IV.6 pour le MEG correspond à la puissance reçue dans un canal de type Rayleigh (formule I.4). Le MEG dans les canaux de type Rice (formule I.5), c'est-à-dire les canaux qui contiennent une composante LOS ainsi que des champs aléatoires, est étudié dans [151]. Les canaux Rice sont importants pour les applications telles que la communication entre des appareils tels que les assistants numériques personnels (PDA) et les points d'accès au réseau local sans fil (WiFi), les stations de base picocell (3GPP) ou les relais (Wimax).

Une autre formulation revisitée du MEG est présentée dans [152] qui concerne la matrice de polarisation complète du canal, et pas que la distribution angulaire de puissance aux deux extrémités de la liaison RF. La nouvelle formule prend en compte non seulement le diagramme de gain de l'antenne de réception, mais aussi le diagramme de gain de l'antenne émettrice et la matrice de gain du trajet de polarisation du canal et la distribution angulaire de puissance commune à la fois du côté de l'émetteur et du côté du récepteur. Cependant cette approche n'est utile que lorsque les émetteurs sont de position connue, ce qui n'est pas le cas d'une application de récupération d'énergie.

L'expression du MEG IV.6 est un moyen utile pour exprimer ce facteur pour les applications sans fil car il utilise [133, 153] :

- L'expansion en ondes sphériques (« Spherical Wave Expansion », SWE en anglais).
- L'expansion du champ électromagnétique en ondes vectorielles sphériques.
- La représentation matricielle de diffusion d'une antenne pour obtenir une description unifiée du système de communication sans fil.

Dans ce mémoire d'après les résultats du premier chapitre sur la détermination de canal de propagation, le canal est généralement considéré comme de type Rayleigh. De plus, la source des ondes incidentes est inconnue dans le cas de la récupération d'énergie EM. La formule IV.6 sera donc valable pour tous les calculs de MEG.

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes

IV.5.1. Performances classiques

Plusieurs modèles d'antennes différentes souvent utilisées dans la littérature sont présentées dans cette section. Les antennes sont simulées à l'aide du logiciel CST afin d'analyser leurs caractéristiques qui ne sont pas indiquées dans l'article de référence. On a essayé d'être le plus proche de la conception originale dans les simulations de ces antennes, malgré le manque d'information autour de la géométrie de l'antenne dans certains cas. Les coefficients de réflexion S_{11} ainsi que le gain réalisé dans les deux polarisations pour chaque antenne simulée sont présentés.

IV.5.1.1. Structures dipolaires

Le dipôle électrique est couramment utilisé dans les applications de récupération d'énergie. Un dipôle simple orienté selon l'axe z est une antenne omnidirectionnelle qui est verticalement polarisée. Différentes combinaisons de dipôle sont discutées dans cette partie : un dipôle simple, deux dipôles croisés et trois dipôles orthogonaux.

Dipôle simple Différentes conceptions de dipôle ont été utilisées dans la littérature afin de récupérer l'énergie EM [154, 155, 156, 157, 158, 159]. Un dipôle simple et son coefficient de réflexion S_{11} sont présentés par la figure IV.1. Le gain réalisé du dipôle en deux polarisations est présenté par la figure IV.2.

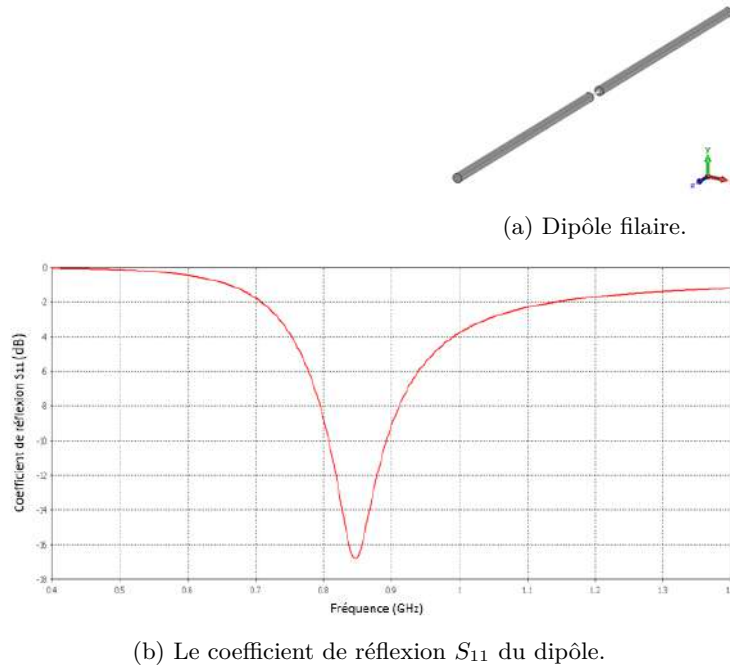


FIGURE IV.1. – Dipôle simple.

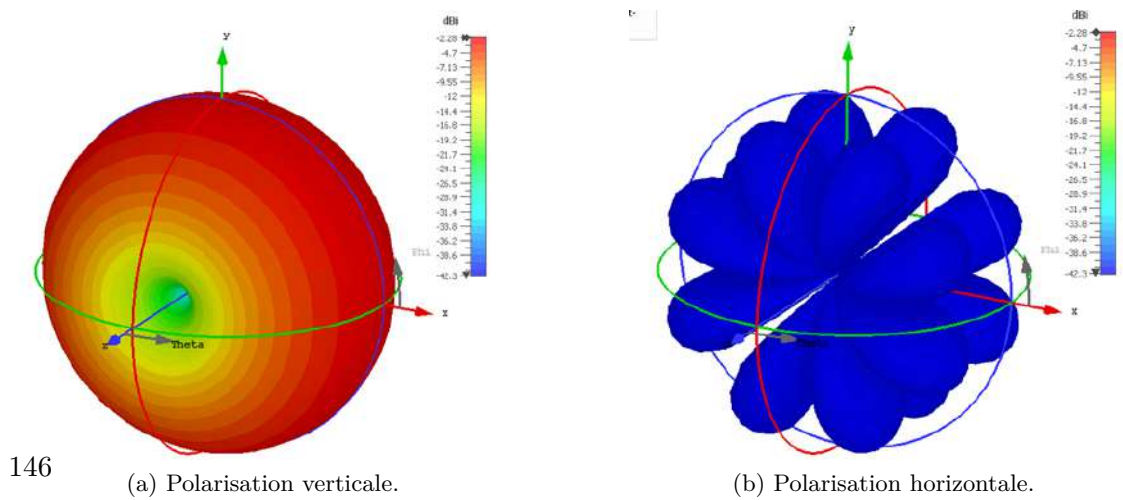


FIGURE IV.2. – Le gain du dipôle filaire ($f=0.86$ GHz).

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes

Dipôles doubles croisés Des dipôles croisés ont également largement été utilisés dans les applications de récupération d'énergie. Ce type d'antenne a été expliqué en détail dans le chapitre II. Cette antenne a attiré l'attention en raison de sa capacité à recevoir les deux polarisations et différentes méthodes sont présentées dans la littérature afin d'évaluer ses performances telles que l'efficacité et la bande passante [120, 160, 161, 143, 162]. Deux dipôles croisés sont présentés par les figures IV.3 et IV.5. Une antenne dipôle croisée en forme de papillon (« bow tie » en anglais) est proposée en [163], les dipôles croisés sont modifiés pour un dipôle croisé log-périodique indépendant de la fréquence (figure IV.3). Un réseau planaire de quatre dipôles croisés est également proposé en [164] (figure IV.5) qui est une version améliorée du dipôle croisé présenté en [165]. Les gains de dipôle croisé et le réseau de dipôle croisé sont présentés par les figures IV.4 et IV.6 respectivement.

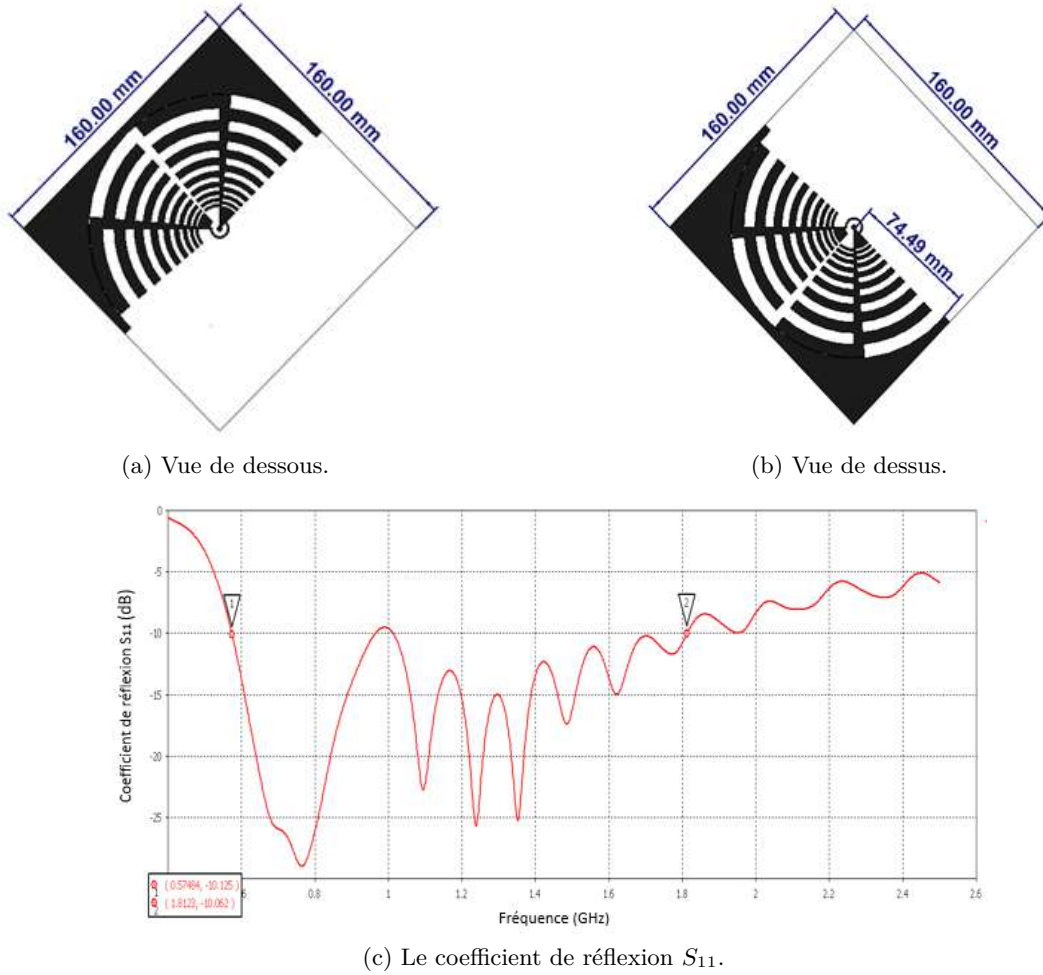


FIGURE IV.3. – Dipôle croisé proposé en [163] et simulé sur CST.

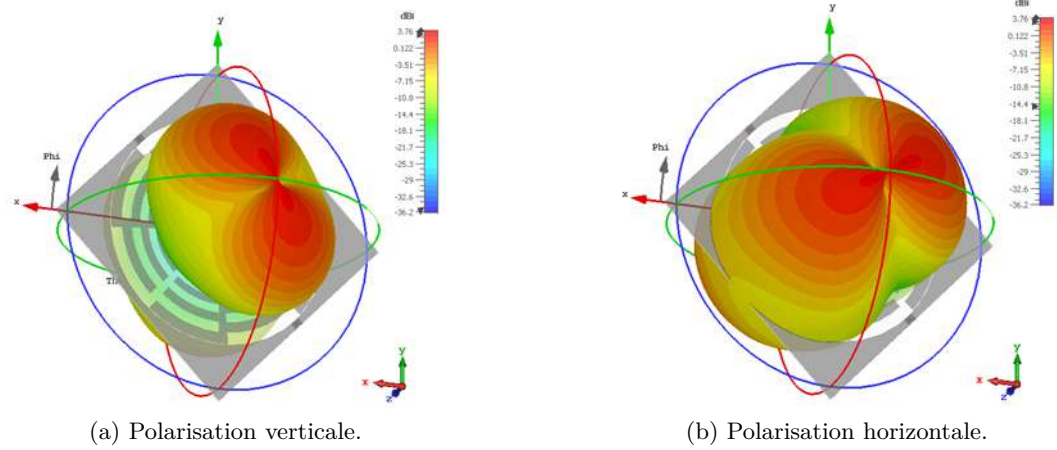
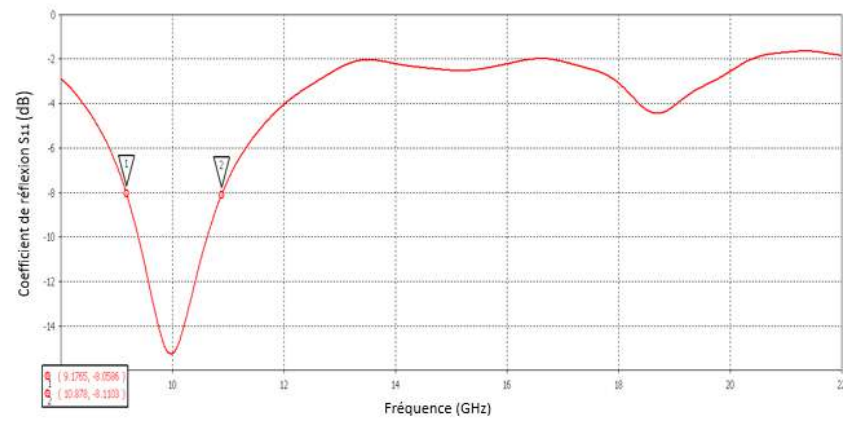
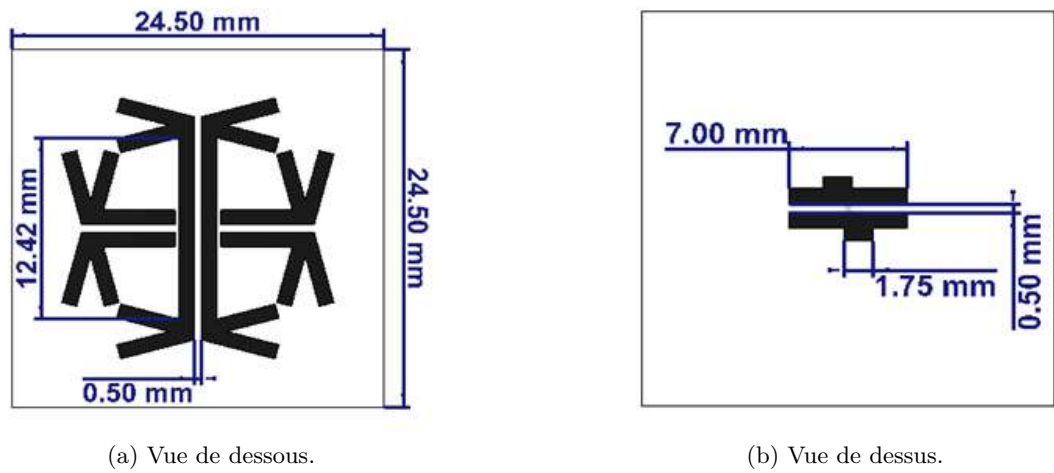


FIGURE IV.4. – Le gain du dipôle croisé ($f=1.2$ GHz).



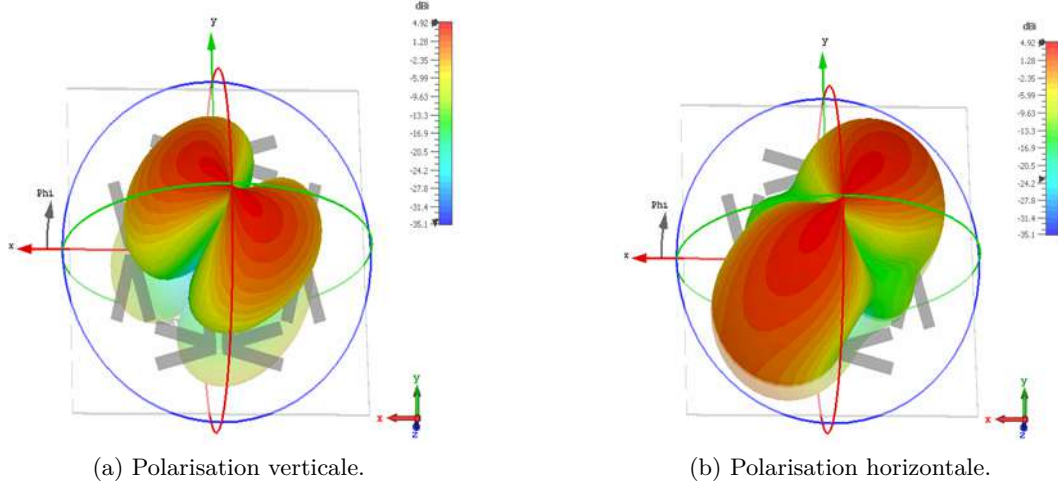
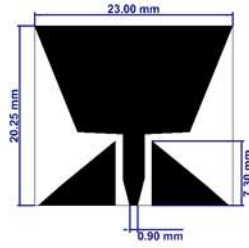


FIGURE IV.6. – Le gain réalisé du réseau de dipôle croisé ($f=10$ GHz).

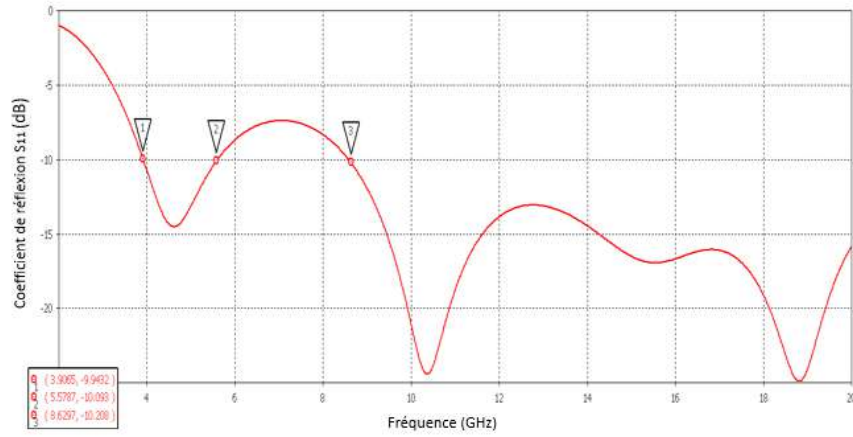
Système de trois dipôles orthogonaux Le système antenne composé de trois dipôles orthogonaux a été présenté dans le chapitre II comme une antenne quasi-isotrope sur les deux polarisations. Cette caractéristique permet à l'antenne d'être la moins impactée par le canal dans lequel elle se trouve. Ce système antenne est couramment utilisé aujourd'hui dans les instruments de mesure commerciaux [166, 167, 168].

IV.5.1.2. Monopôle large bande

Les antennes monopôles présentent des diagrammes de rayonnement et des performances similaires à ceux des antennes dipôles, à l'exception du fait que les antennes monopôles ne sont pas symétriques verticalement. Le monopôle est intéressant lorsque la taille et les contraintes de conception liées à la nécessité d'un plan de masse ne sont pas restrictives car le diagramme de rayonnement du monopôle dépend de l'orientation du plan de masse. De nombreuses recherches ont été effectuées pour améliorer les performances de cette antenne [169, 170]. Deux monopôles ont été choisis afin de calculer leurs MEG. Le premier monopôle est large bande [171] (figure IV.7) et il est une version améliorée d'un monopôle échantillon présenté dans [172]. Le second monopôle est un essai pour avoir une polarisation circulaire avec un monopôle triangulaire [63] (figure IV.9). Les gains du monopôle large bande et triangulaire sont présentés par les figures IV.8 et IV.10 respectivement.

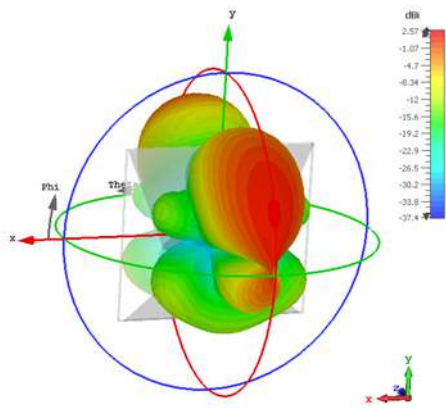


(a) Vue de dessous.

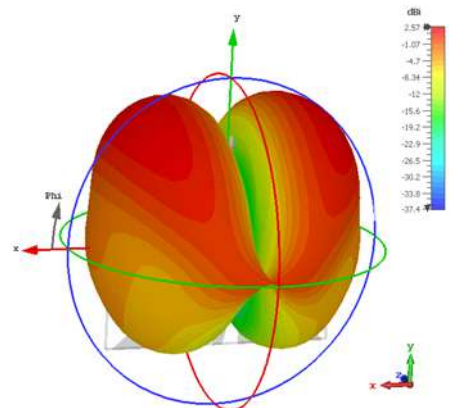


(b) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.7. – Monopôle large bande présenté en [171] et simulé sur CST.



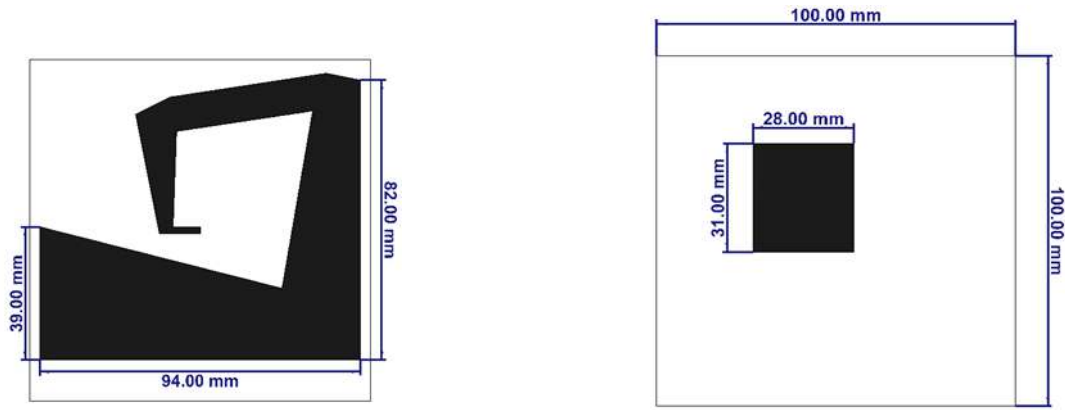
(a) Polarisation verticale.



(b) Polarisation horizontale.

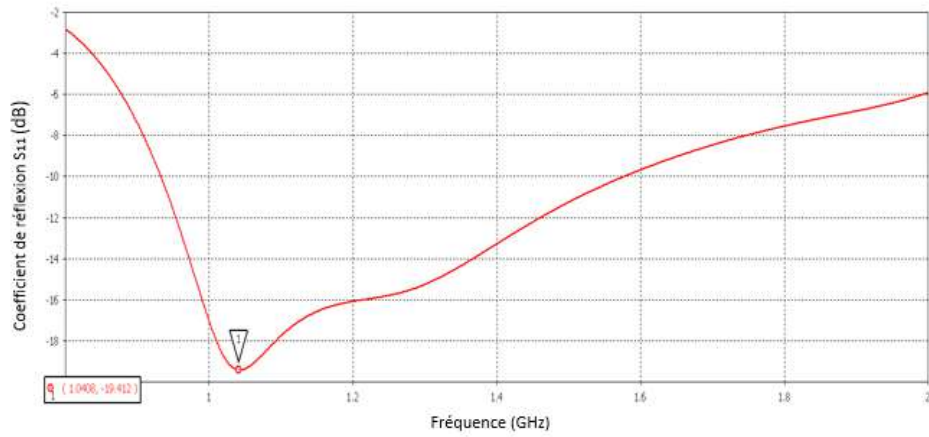
FIGURE IV.8. – Le gain du monopôle large bande ($f=10.5$ GHz).

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes



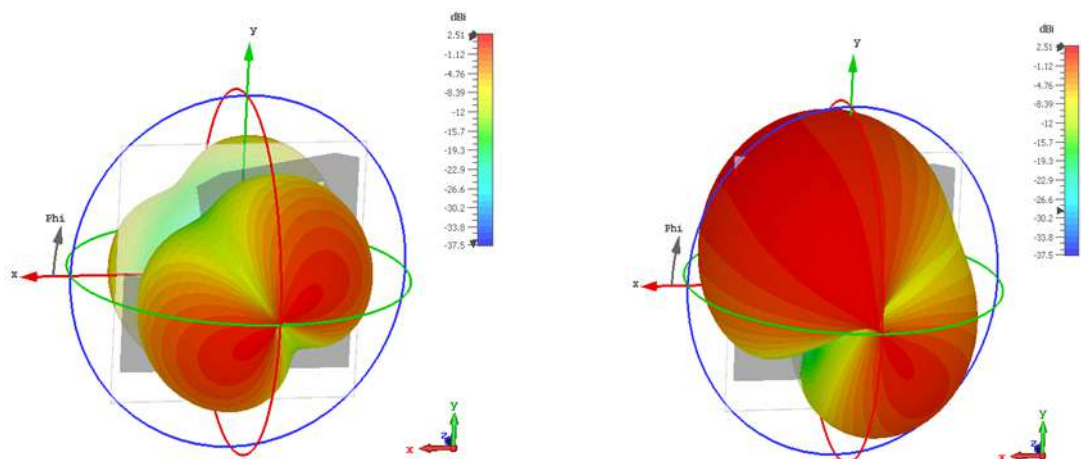
(a) Vue de dessous.

(b) Vue de dessus.



(c) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.9. – Monopôle triangulaire proposé en [63] et simulé sur CST.



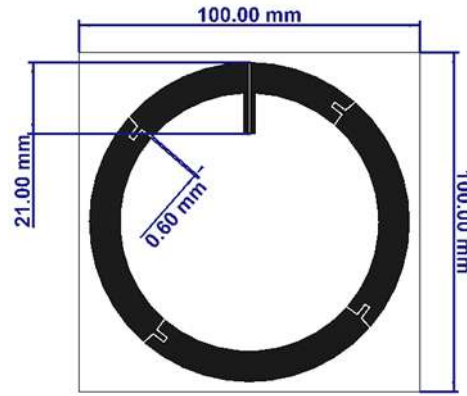
(a) Polarisation verticale.

(b) Polarisation horizontale.

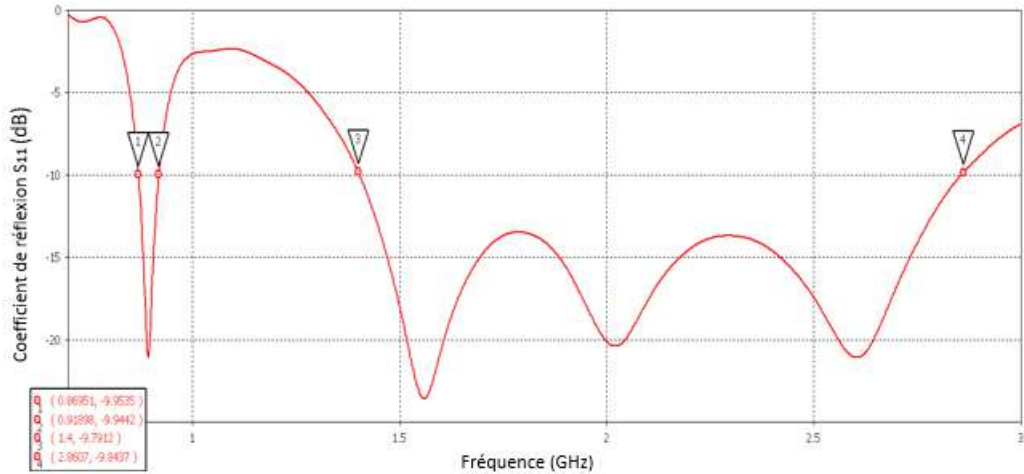
FIGURE IV.10. – Le gain du monopôle large bande ($f=1$ GHz).

IV.5.1.3. Boucle

Des antennes boucles sont également largement utilisées dans la littérature et dans les applications de récupération d'énergie [118, 165, 173, 174, 175, 176], grâce à leur simplicité de conception et à leur polarisation horizontale, ce qui est contraire à la polarisation d'un dipôle. Une boucle multi bande a été conçue en utilisant la méthode présentée dans [177]. L'antenne proposée consiste en plusieurs sections de stripline d'arc symétriquement structuré par rapport à l'origine de la boucle et deux lignes d'alimentation parallèle. La boucle conçue a une impédance adaptée à quasiment toutes les bandes de fréquence intéressantes pour une application de la récupération d'énergie (figure IV.11). Les gains de cette antennes sont présentés par la figure IV.12.



(a) Vue de dessous.



(b) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.11. – Boucle multi bande simulée sur CST.

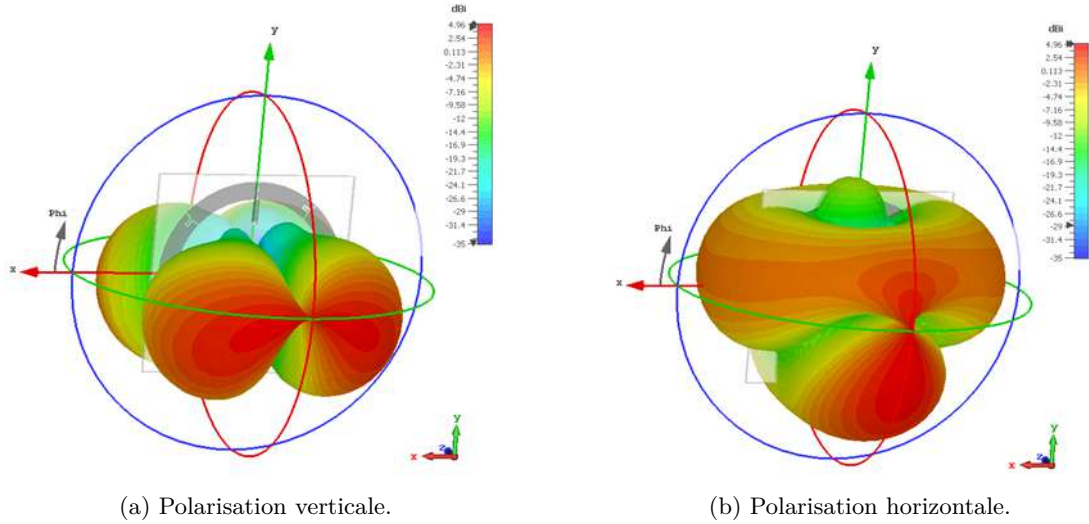


FIGURE IV.12. – Le gain de la boucle multi bande ($f=1.85$ GHz).

IV.5.1.4. Patch

Les antennes patch deviennent de plus en plus utiles car elles peuvent être imprimées directement sur une carte de circuit imprimé et l'épaisseur du plan de masse n'est pas d'une importance critique. Elles sont couramment utilisées dans les applications de récupération d'énergie [173, 174, 175]. Deux antennes patch (rectangulaire [178] (figure IV.13 et IV.14) et circulaire [179] (figure IV.15 et IV.16)) ont été choisies.

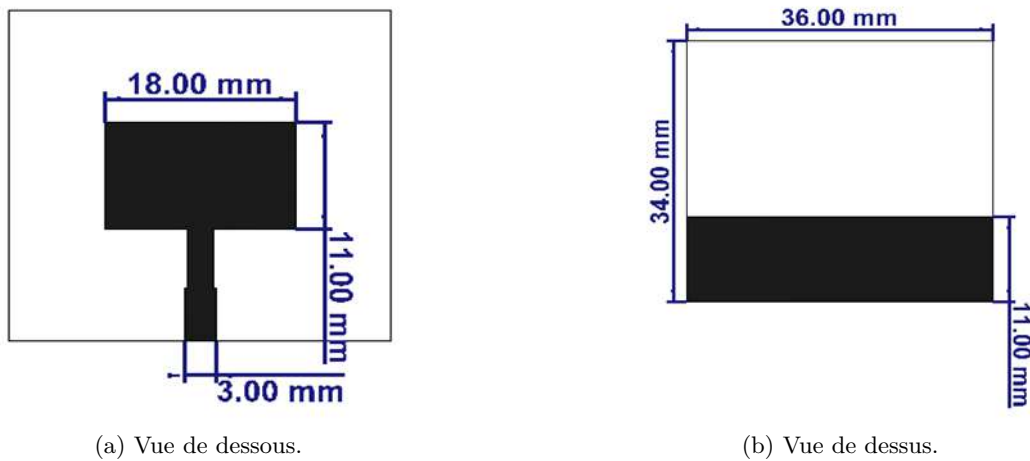
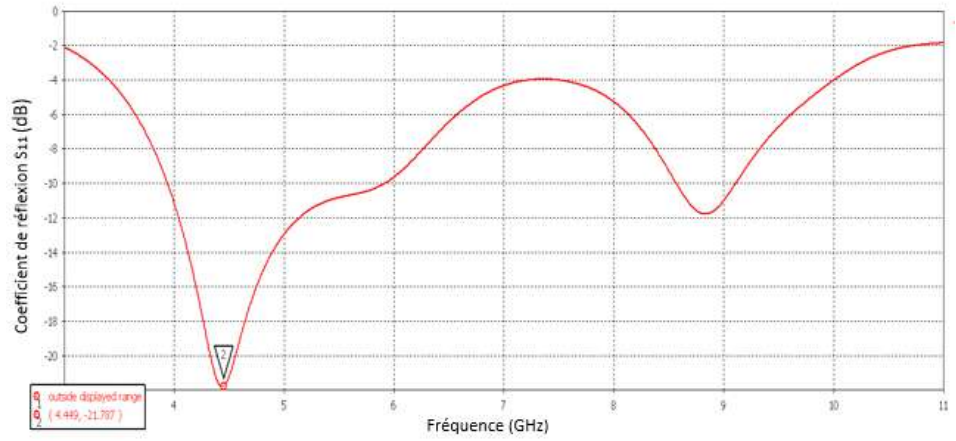
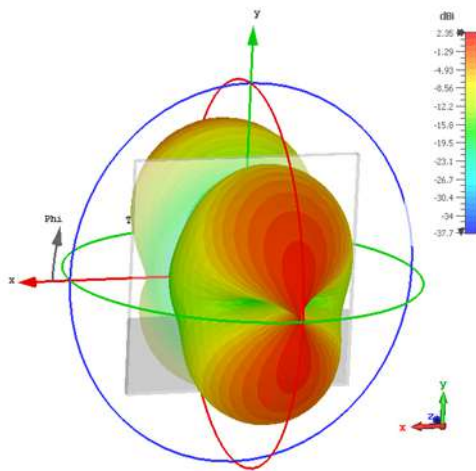


FIGURE IV.13. – Antenne patch rectangulaire proposé en [178] et simulé sur CST

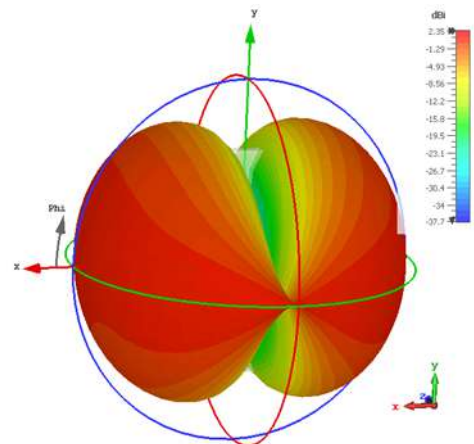


(c) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.13. – Antenne patch rectangulaire proposé en [178] et simulé sur CST.

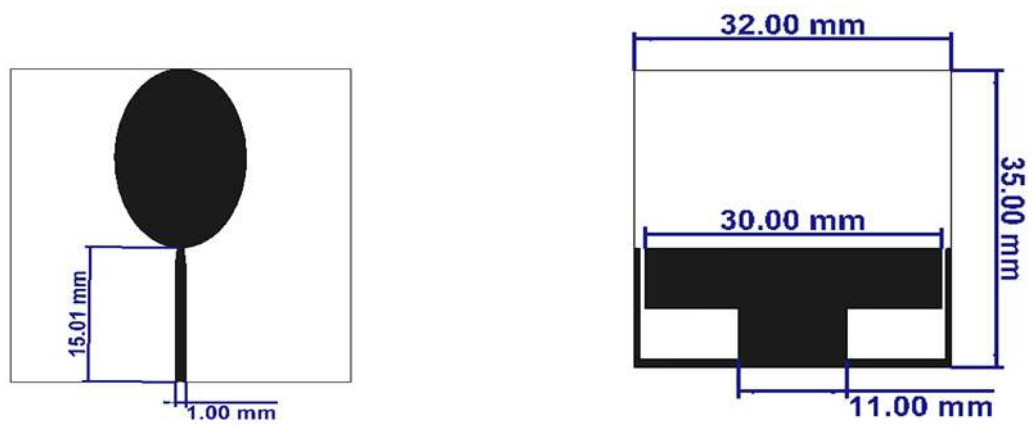


(d) Polarisation verticale.



(e) Polarisation horizontale.

FIGURE IV.14. – Le gain de l'antenne patch rectangulaire ($f=4.5$ GHz).

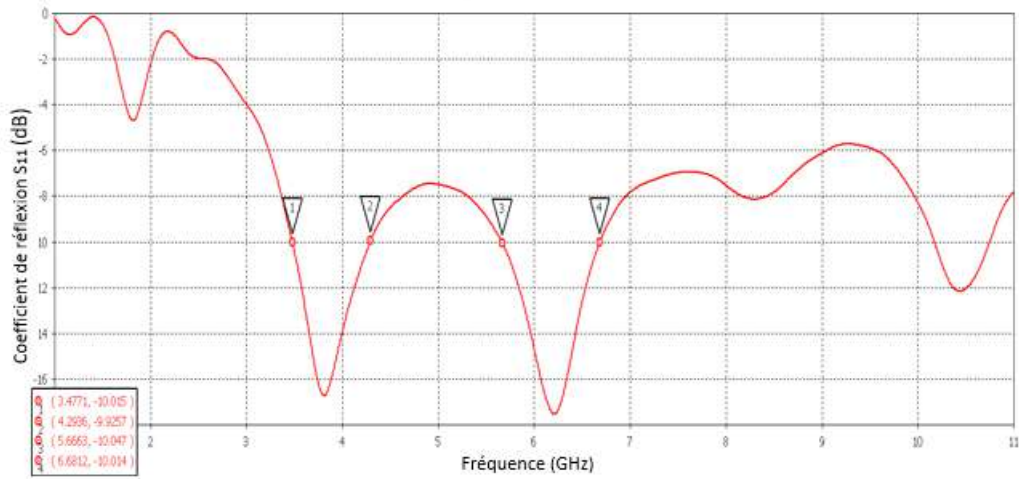


(a) Vue de dessous.

(b) Vue de dessus.

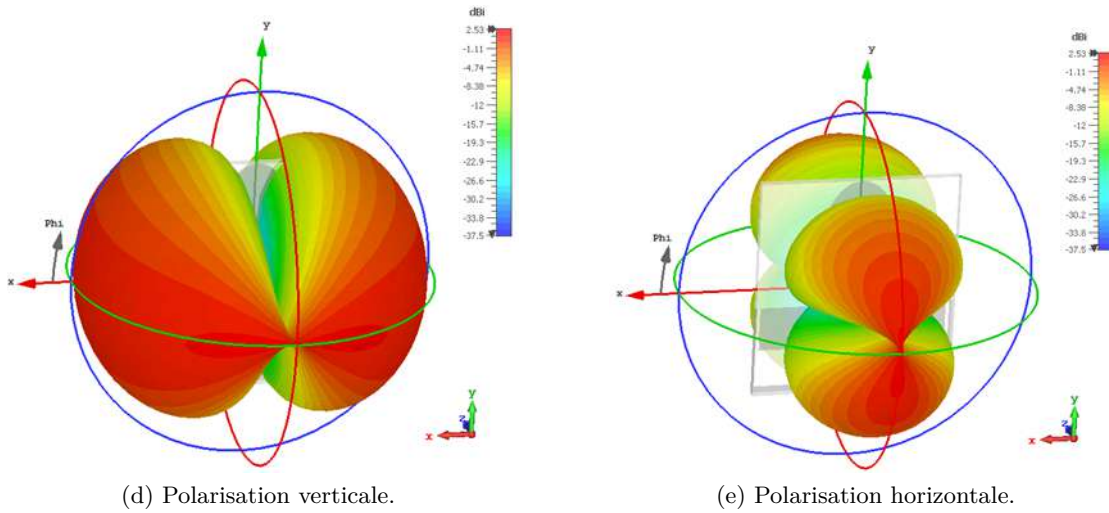
FIGURE IV.15. – Antenne patch circulaire proposé en [179] et simulé sur CST.

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes



(c) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.15. – Antenne patch circulaire proposé en [179] et simulé sur CST.



(d) Polarisation verticale.

(e) Polarisation horizontale.

FIGURE IV.16. – Le gain de l'antenne patch circulaire ($f=3.8$ GHz).

IV.5.1.5. Des combinaisons hybrides

Différentes combinaisons hybrides ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer les performances de l'antenne. Le dipôle elliptique [180], le patch rectangulaire et une fente circulaire [181], l'anneau monopole [182] et une combinaison de patch, monopôle et d'antenne à fentes [183] sont des exemples de ces conceptions. Quatre antennes ont été choisies afin d'évaluer leurs MEG.

L'antenne proposée dans [184] est constituée de deux fentes annulaires imbriquées l'une dans l'autre. L'antenne extérieure est la fente annulaire effilée utilisée et analysée dans

[185]. La fente, réglée sur la bande 900–990 MHz, est le résultat de l'intersection d'une ellipse et d'un cercle. L'antenne est alimentée au moyen d'une ligne micro-ruban couplée de proximité se terminant sur un tronçon circulaire introduit pour adapter l'antenne à une impédance de 50Ω (figure IV.17).

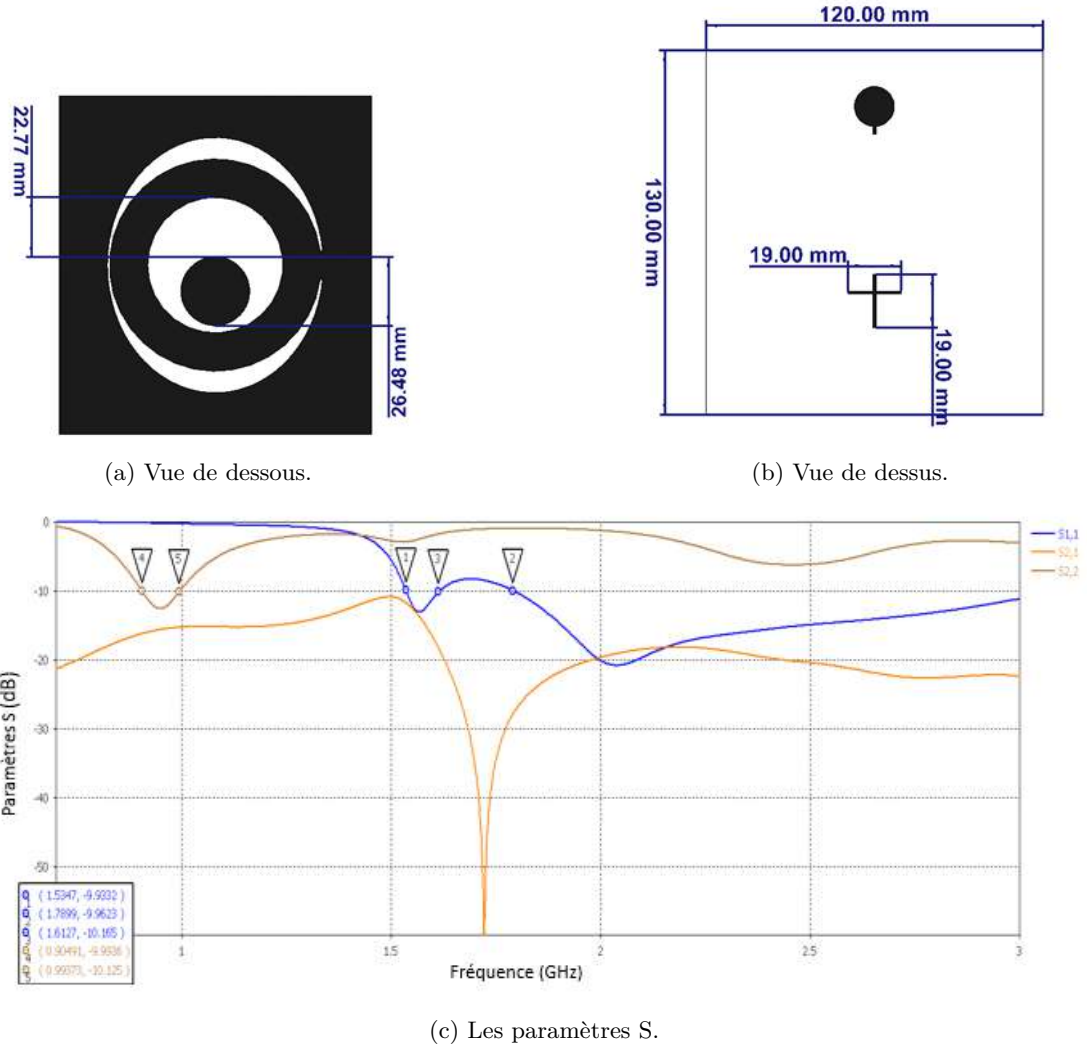
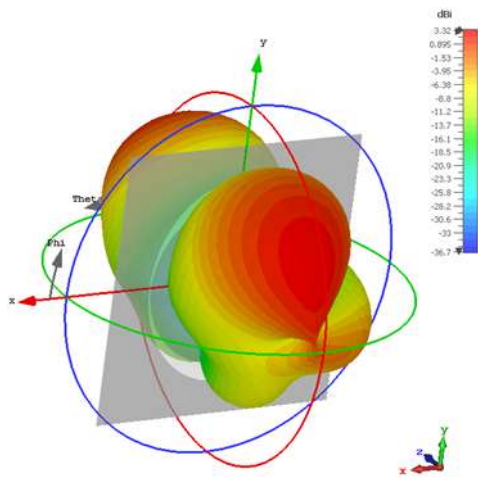


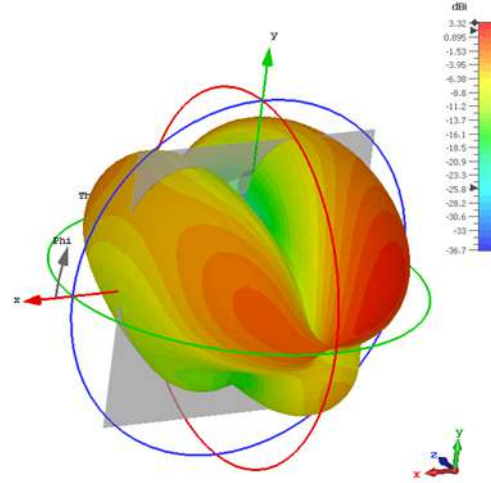
FIGURE IV.17. – Antenne à fente elliptique proposé en [185] et simulé sur CST.

L'antenne interne est une fente annulaire à large bande avec une ligne d'alimentation en forme de croix [186]. Il se compose d'une fente circulaire, d'un élément rayonnant circulaire, qui est décalé par rapport au centre de la fente, et d'une ligne d'alimentation en forme de croix à couplage de proximité (figure IV.17), qui également dans ce cas est optimisée pour obtenir une bonne adaptation d'impédance à 50 Ohms dans toute la bande d'intérêt (1,7–3 GHz). Le gain réalisé de l'antenne est présenté par la figure IV.18, pour trois alimentations possibles : 2 ports alimentés, seulement port 1 alimenté, seulement port 2 alimenté.

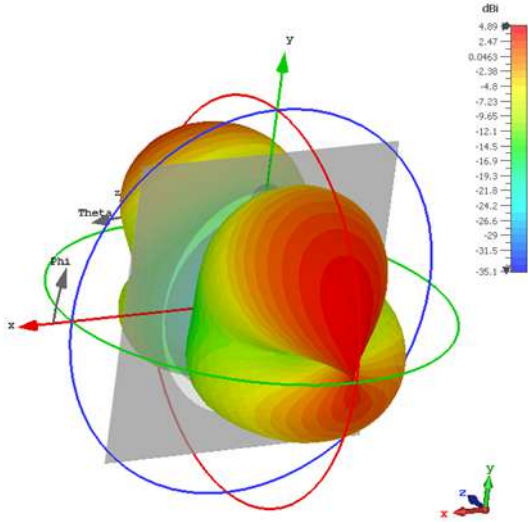
IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes



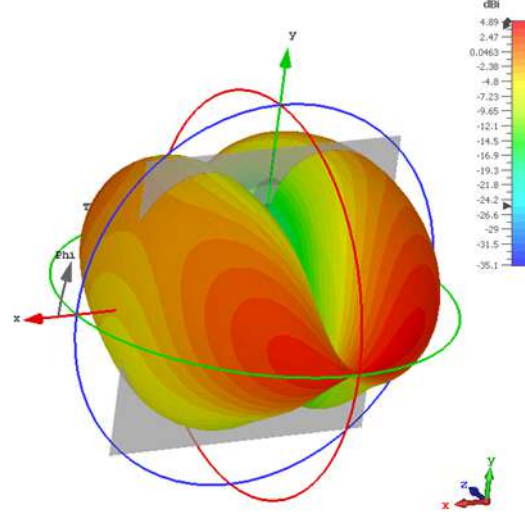
(a) Polarisation verticale (port 1 et 2).



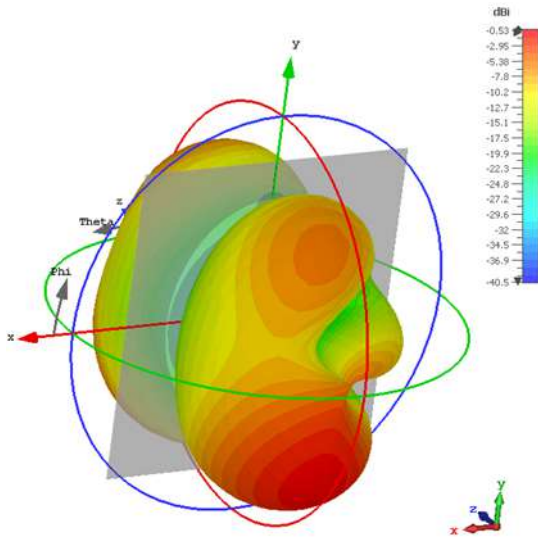
(b) Polarisation horizontale (port 1 et 2).



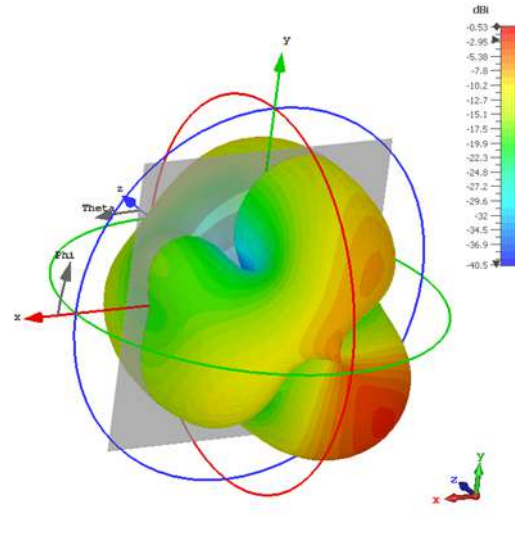
(c) Polarisation verticale (port 1).



(d) Polarisation horizontale (port 1).



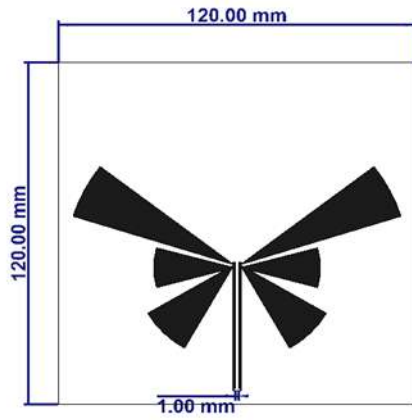
(e) Polarisation verticale (port 2).



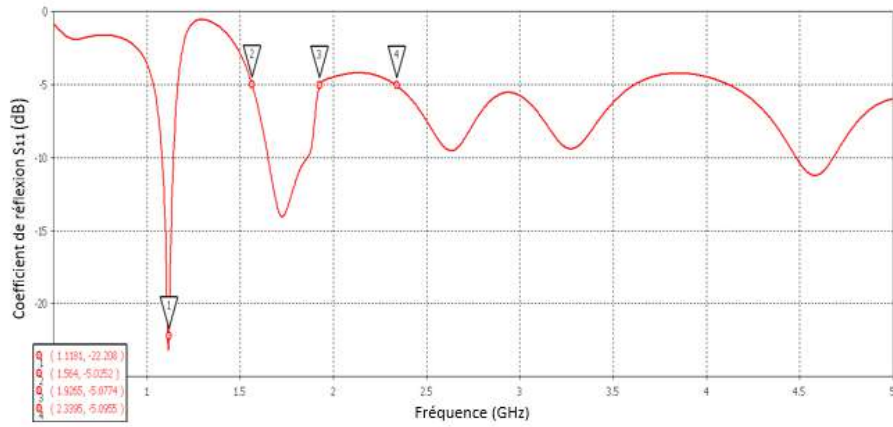
(f) Polarisation horizontale (port 2).

FIGURE IV.18. – Le gain de l'antenne à fente elliptique ($f=1.8$ GHz).

La deuxième conception choisie dans cette partie, est un dipôle avec trois paires de bras alimentés par une stripline coplanaire (figure IV.19), présentée dans [187]. Le gain de l'antenne est présenté par la figure IV.20.

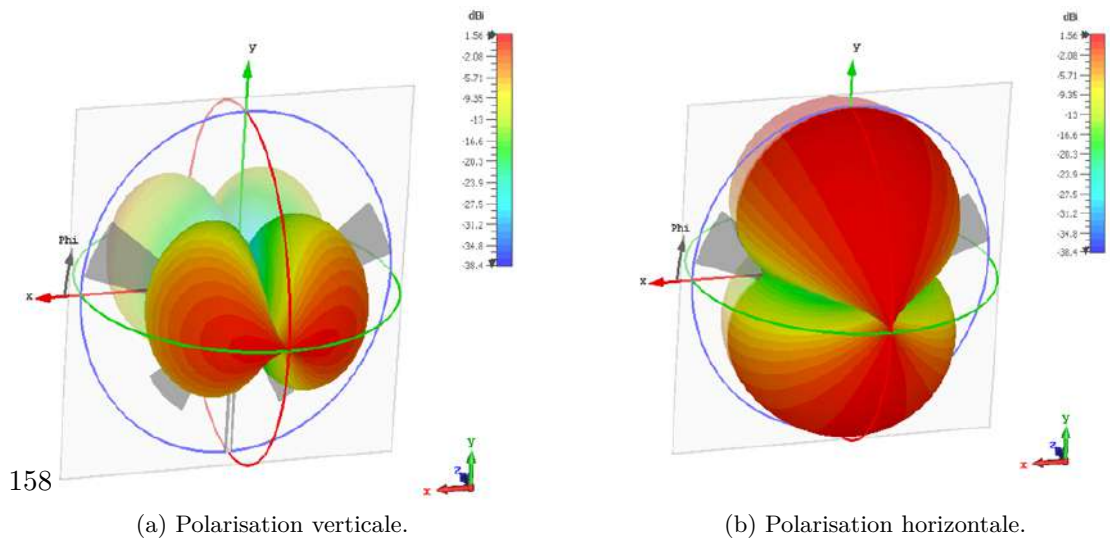


(a) vue de dessous.



(b) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.19. – Dipôle multi bras proposé dans [187] et simulé sur CST.



(a) Polarisation verticale.

(b) Polarisation horizontale.

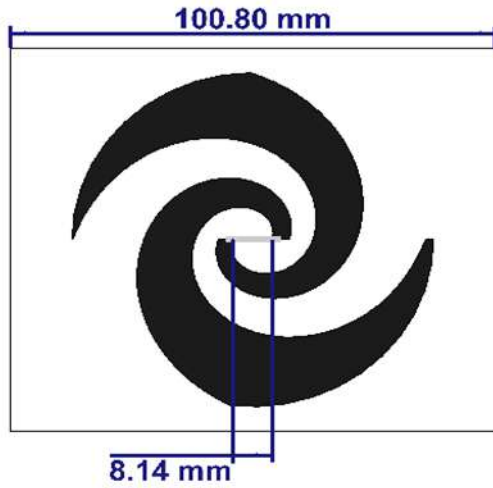
FIGURE IV.20. – Le gain de l'antenne dipôle multi bras ($f=1.7$ GHz).

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes

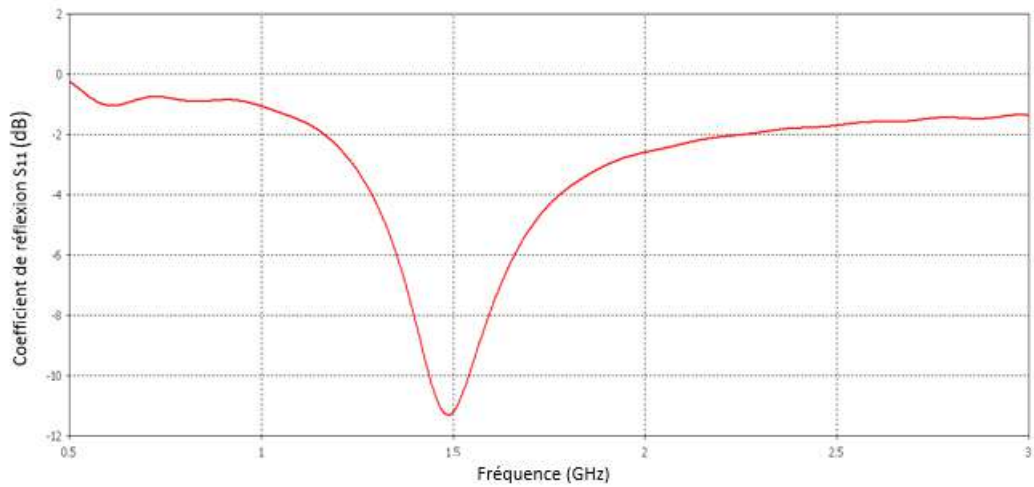
Un réseau de l'antenne spirale est présenté dans [145]. Une seule antenne spirale a été simulée sur CST (figure IV.21) car sa capacité de polarisation circulaire est considérée comme un grand avantage pour l'application de récupération d'énergie [188]. Le gain de cette antenne est présenté par la figure IV.22.

IV.5.2. Performances en MEG

Le MEG de chaque antenne est calculé sur une seule fréquence dans la bande passante de l'antenne. Le MEG est déduit à partir d'une distribution Gaussienne du canal dont les caractéristiques du canal sont choisies d'après les résultats obtenus par Taga [15] : $m_v = 20^\circ$, $\sigma_v = 42^\circ$, $m_H = 50^\circ$ et $\sigma_H = 90^\circ$. Le MEG est calculé pour un XPR qui varie de 0 à 10.



(a) vue de dessous.



(b) Le coefficient de réflexion S_{11} .

FIGURE IV.21. – Antenne spirale proposé dans [188] et simulé sur CST.

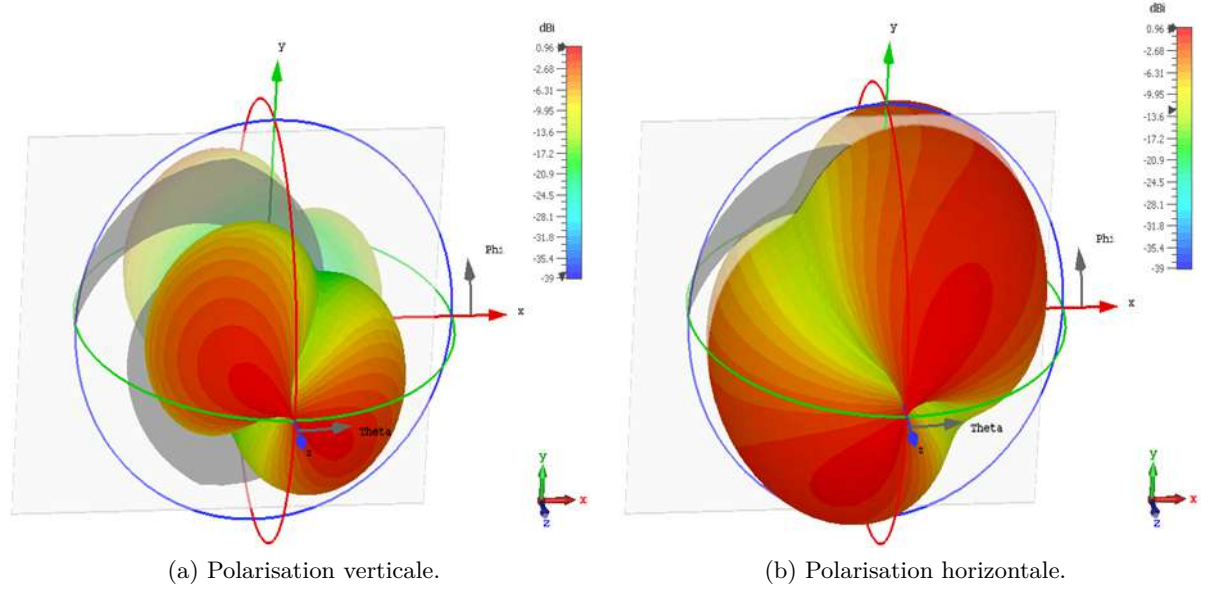


FIGURE IV.22. – Le gain de l'antenne spirale ($f=1.5$ GHz) .

Les MEG de toutes les antennes présentées précédemment dans cette partie sont présentés par la figure IV.23. D'après le MEG calculé pour les différentes valeurs de XPR pour un dipôle, les caractéristiques d'un dipôle sont bien retrouvées : pour les petites valeurs de XPR (ce qui correspond à un canal horizontalement polarisé) le MEG est très faible, et pour les grandes valeurs de XPR (qui correspondent à un canal verticalement polarisé) le MEG est élevé. Cela peut être expliqué clairement par la polarisation du dipôle qui est verticale ce qui conduit à un faible MEG dans un canal horizontal.

Le dipôle croisé possède un MEG plus stable par rapport à un dipôle seul. Cela peut être expliqué par la capacité de dipôle croisé à recevoir les deux polarisations. Cependant le MEG du réseau de dipôle croisé est moins stable, cela peut être dû à la conception log-périodique qui permet d'avoir une polarisation circulaire, ce qui n'est pas le cas de réseau de dipôle croisé.

Trois dipôles orthogonaux possèdent un MEG stable autour de -3 dB. Cette propriété était prévisible car cette antenne quasi-isotrope peut recevoir toutes les ondes dans toutes les directions et avec toutes les polarisations. Autrement dit, elle n'est pas sensible à la forme de canal (ainsi qu'au XPR) et elle aura un MEG constant pour les différents types de canal. Son MEG présenté par la figure IV.23 illustre la stabilité de cette antenne face aux changements de XPR.

Malgré le MEG stable de trois dipôles, cette structure n'est pas appropriée s'il est nécessaire de concevoir une antenne planaire. Toutes les autres antennes présentées sont planaires et parmi elles, le dipôle croisé et l'antenne à fente elliptique ont également un MEG stable. Il est important de mentionner que les MEG présentés correspondent à une seule fréquence, ce qui n'est pas suffisant pour récupérer de l'énergie EM sur les différentes bandes de fréquence. En fonction du gain des antennes, on peut conclure que la similitude du gain d'une antenne dans deux polarisations peut provoquer un MEG

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes

stable pour des XPR de 0 à 10.

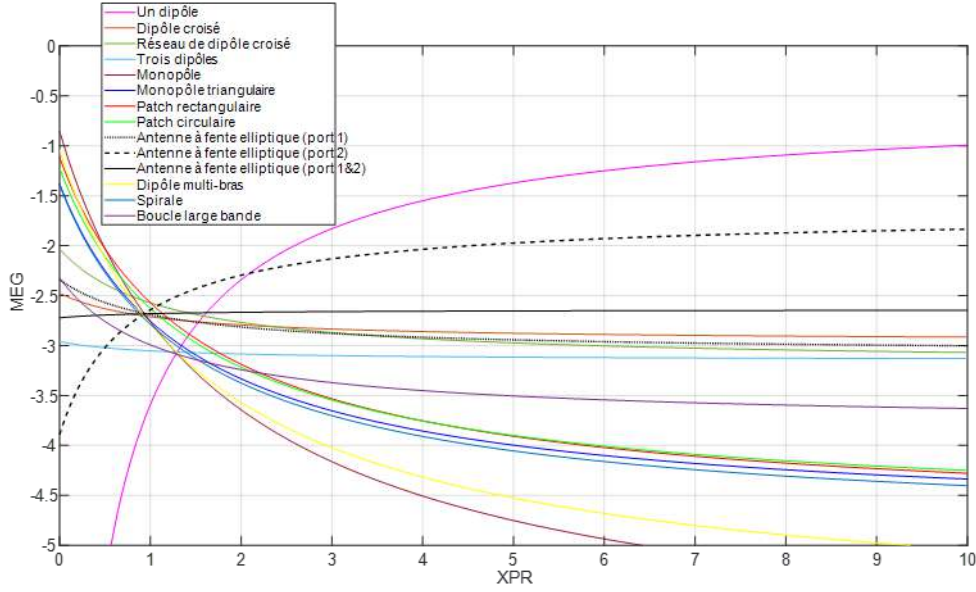
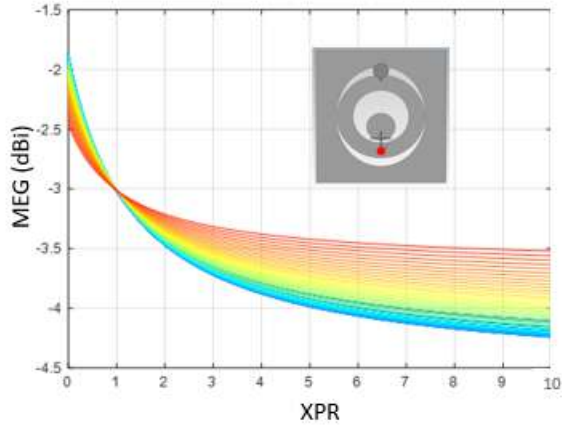
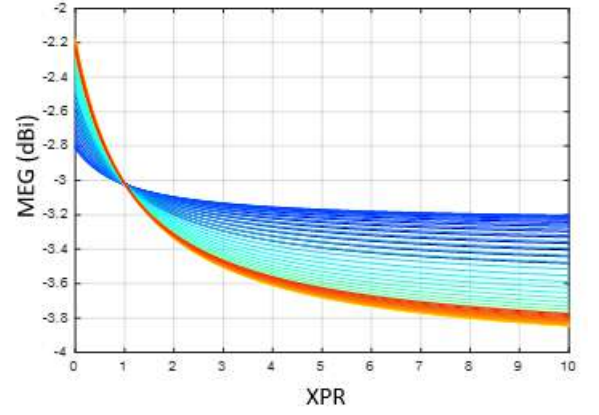


FIGURE IV.23. – MEG des antennes présentées dans cette partie.

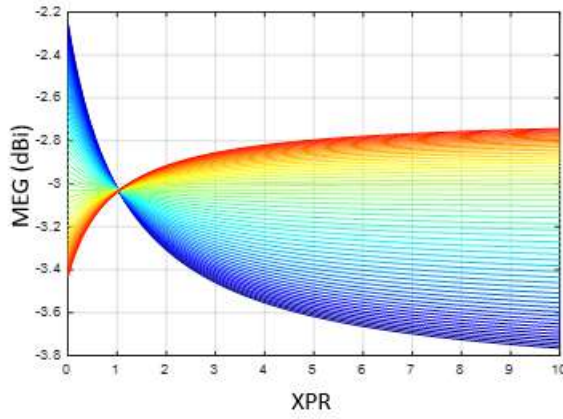
Le MEG de l'antenne à fente elliptique est calculé pour toute la bande de fréquence de 0.85 GHz jusqu'à 3 GHz, et est présenté par les figures IV.24, IV.25 et IV.26 lorsque les ports 1 et 2 sont actifs séparément et ensemble, respectivement. D'après ces résultats, l'activation du port 1 engendre un gain qui correspond à une petite boucle sur les basses fréquences (moins que 1.38 GHz) et à partir de 1.38 GHz jusqu'à 2.47 les performances de la boucle va vers une grande boucle. De 2.48 GHz jusqu'à 3 GHz le MEG d'une grande boucle qui ressemble au MEG d'un dipôle est observé. Le port 2 engendre la petite boucle au début et à la fin de la bande de fréquence, mais au milieu de la bande de fréquence les performances d'une large boucle est clairement observé. Lorsque les deux ports sont alimentés, le MEG ne varie plus sur la première partie de la bande de fréquence, ce qui est normal car les deux ports engendrent une petite boucle quand ils étaient actifs séparément. En revanche la variation de MEG est limitée sur le reste de la bande de fréquence. Cela montre que le passage entre la petite boucle et la grande boucle est capable de limiter le MEG et de le rendre plus stable, par exemple grâce aux gains similaires sur les deux polarisations. Cette étude détaillée sur le MEG semble indispensable afin de pouvoir analyser la stabilité des performances de l'antenne dans les différents canaux.



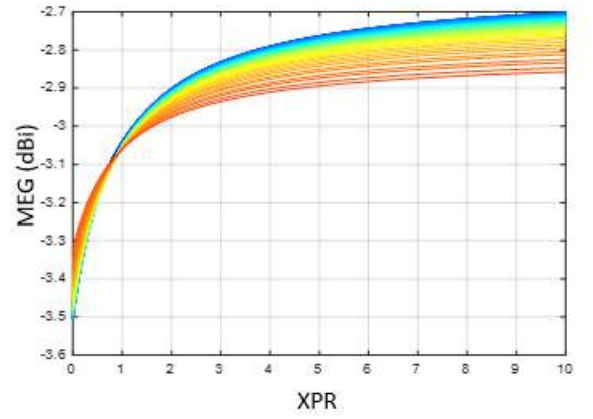
(a) De 0.85 GHz à 1.38 GHz.



(b) De 1.38 GHz à 1.92 GHz.

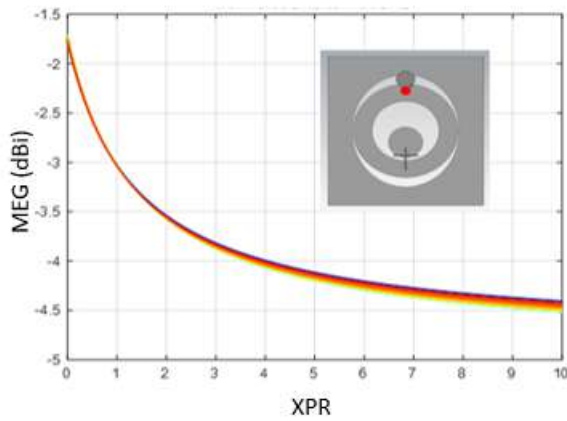


(c) De 1.92 GHz à 2.47 GHz.

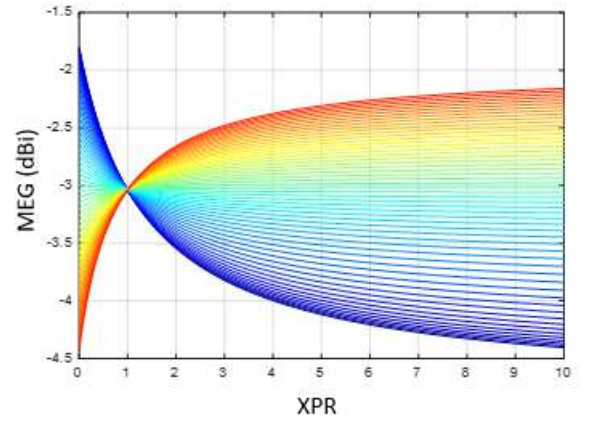


(d) De 2.48 à 3 GHz.

FIGURE IV.24. – MEG de l'antenne à fente elliptique lorsque le port 1 est alimenté, la gamme de couleurs commence par le bleu et se termine par le rouge.



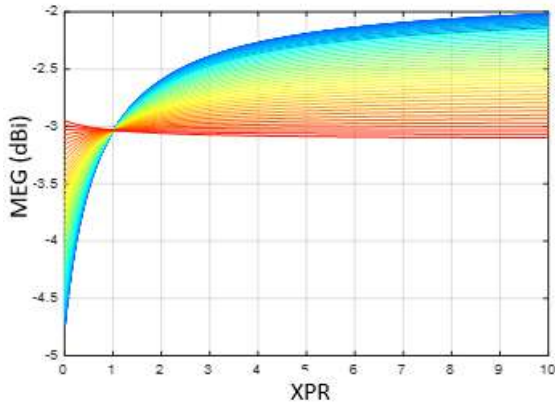
(a) De 0.85 GHz à 1.38 GHz.



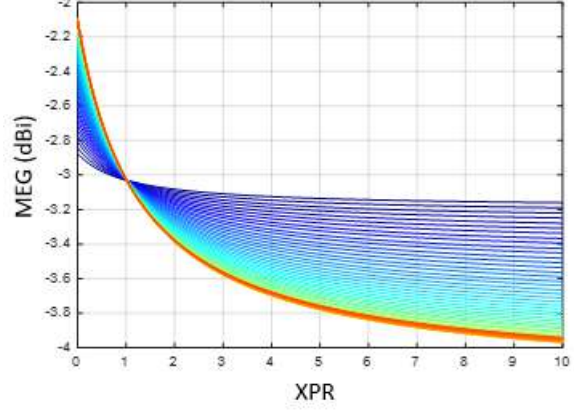
(b) De 1.38 GHz à 1.92 GHz.

FIGURE IV.25. – MEG de l'antenne à fente elliptique lorsque le port 2 est alimenté, la gamme de couleurs commence par le bleu et se termine par le rouge.

IV.5. Applications du MEG à quelques antennes existantes

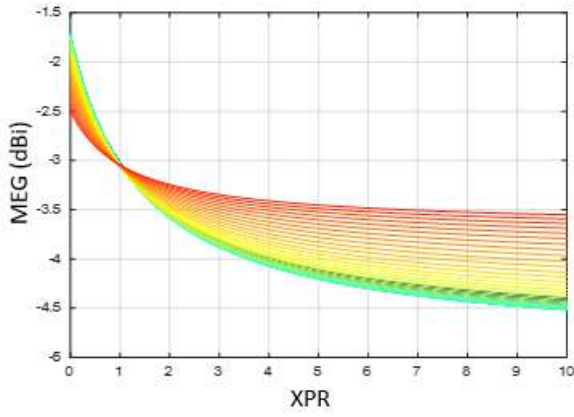


(c) De 1.92 GHz à 2.47 GHz.

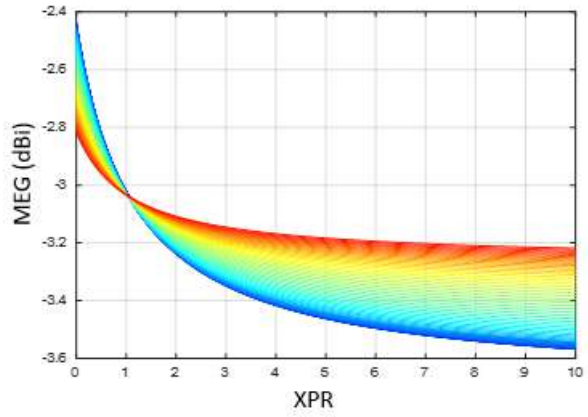


(d) De 2.48 à 3 GHz.

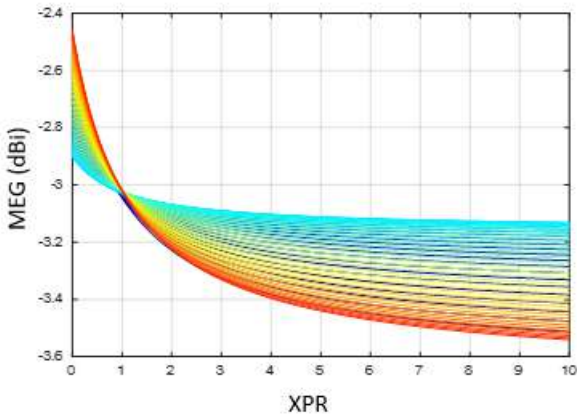
FIGURE IV.25. – MEG de l'antenne à fente elliptique lorsque le port 2 est alimenté, la gamme de couleurs commence par le bleu et se termine par le rouge.



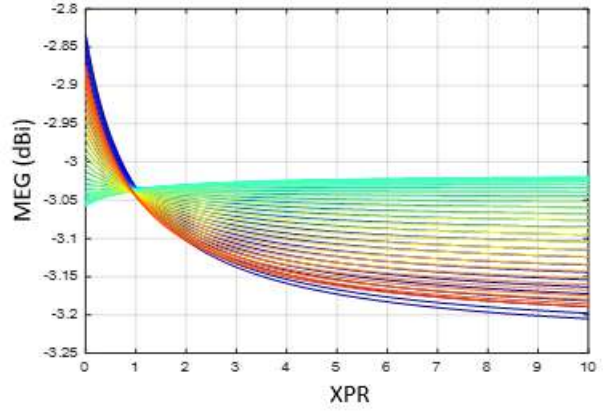
(e) De 0.85 GHz à 1.38 GHz.



(f) De 1.38 GHz à 1.92 GHz.



(g) De 1.92 GHz à 2.47 GHz.



(h) De 2.48 à 3 GHz.

FIGURE IV.26. – MEG de l'antenne à fente elliptique lorsque les ports 1 et 2 sont alimentés, la gamme de couleurs commence par le bleu et se termine par le rouge.

IV.6. Validations expérimentales

Dans la section précédente, un certain nombre d'antennes couramment utilisées dans l'application de la récupération d'énergie ont été simulées afin d'évaluer leur MEG. Les antennes ont été simulées dans la section précédente conformément aux références [163, 164, 171], [178], [185], [188]. Dans cette section, à l'inverse, la dimension de certaines de ces antennes a été modifiée pour avoir une adaptation d'impédance sur la bande de fréquence de 1.8 GHz sur le substrat FR4 (épaisseur de 0.8 mm).

Les nouvelles dimensions des sept antennes fabriquées sont présentées par les figures IV.27 et IV.28. Leurs coefficients de réflexion S_{11} mesurés sont présentés dans la figure IV.29. On note un niveau d'adaptation d'au moins -10 dB sur toutes les antennes à une fréquence de 1.8 GHz, ce qui valide une impédance adaptée à 50Ω pour toutes les antennes. Les gains des antennes sont mesurés dans la chambre anéchoïque de l'IRSEEM, ils sont présentés dans la figure IV.30.

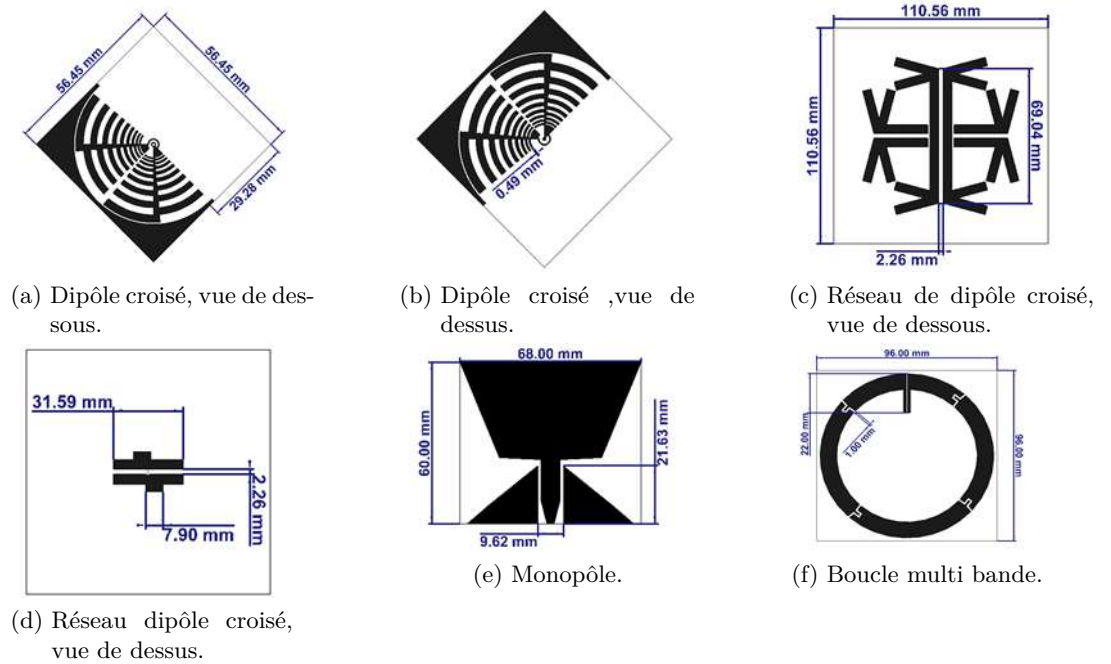


FIGURE IV.27. – Les antennes simulées pour avoir une adaptation d'impédance sur la bande de fréquence de 1.8 GHz sur le substrat FR4.

IV.6. Validations expérimentales

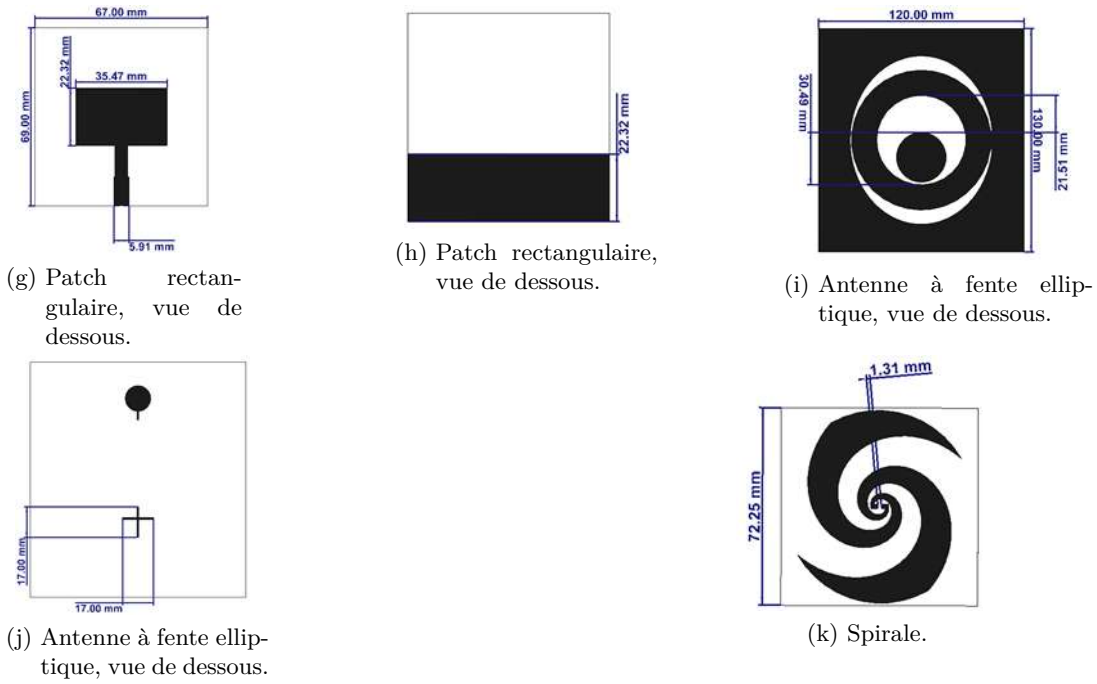


FIGURE IV.27. – Les antennes simulées pour avoir une adaptation d'impédance sur la bande de fréquence de 1.8 GHz sur le substrat FR4.

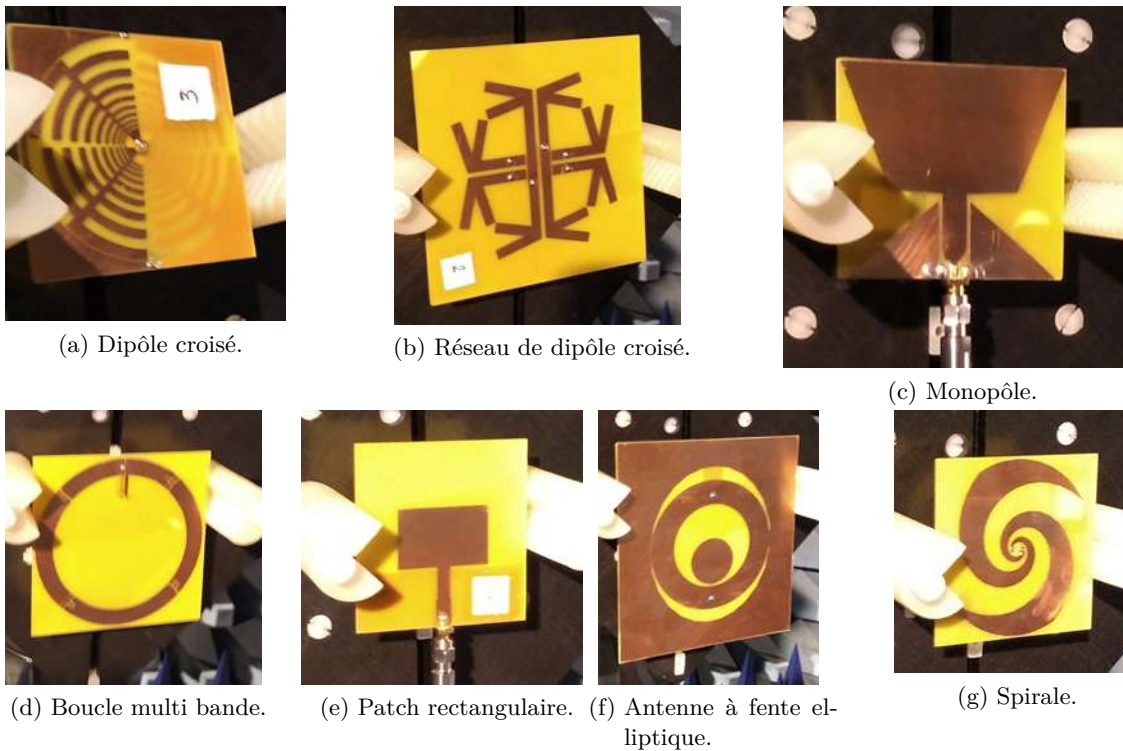
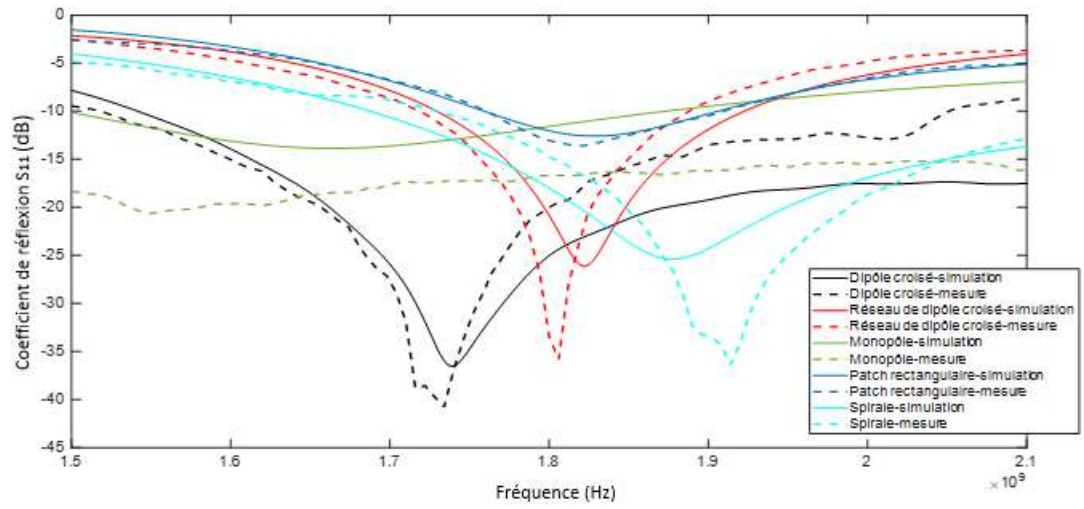
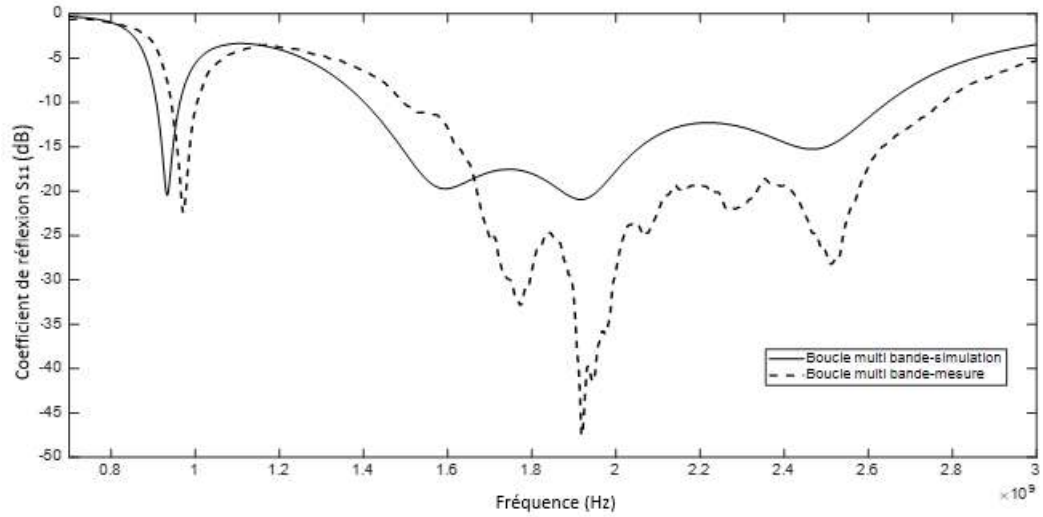


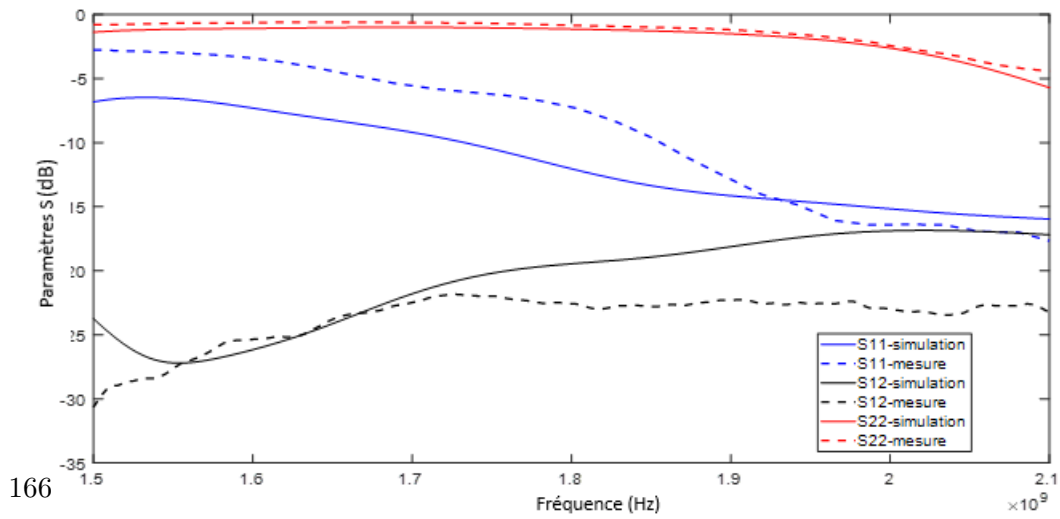
FIGURE IV.28. – Les antennes fabriquées.



(a) Le dipôle croisé, le réseau de dipôle croisé, le monopôle, l'antenne patch et l'antenne spirale.



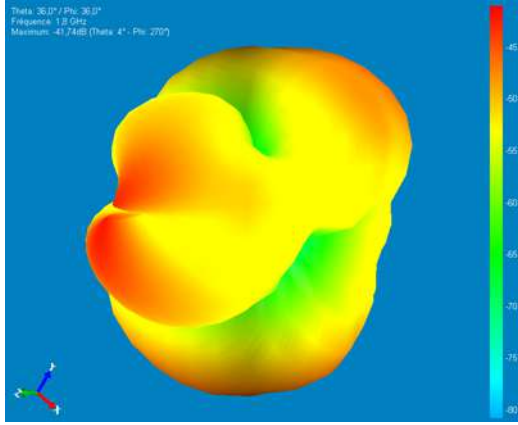
(b) La boucle multi bande,



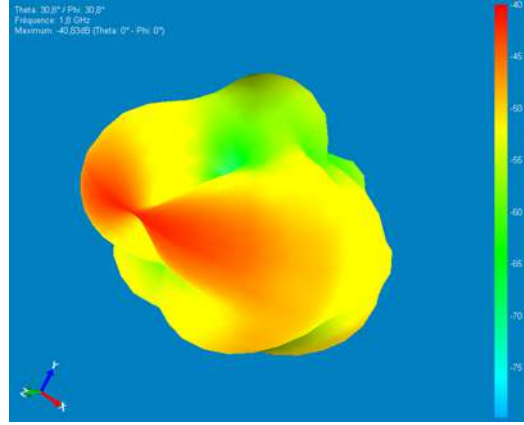
(c) Les paramètres S de l'antenne à fente elliptique.

FIGURE IV.29. – Les coefficients de réflexion S_{11} simulés et mesurés des antennes fabriquées.

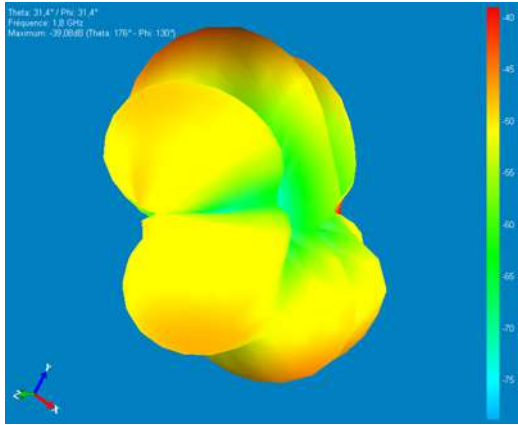
IV.6. Validations expérimentales



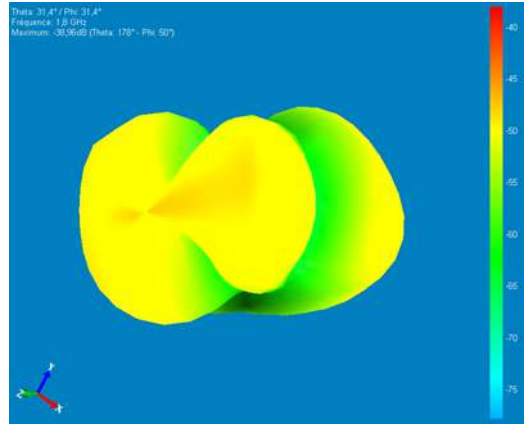
(a) Le dipôle croisé, polarisation θ .



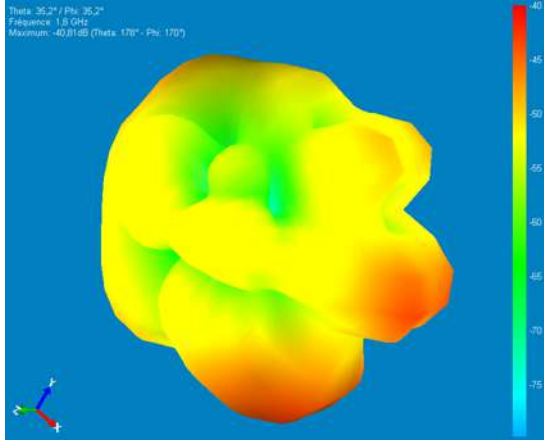
(b) Le dipôle croisé, polarisation ϕ .



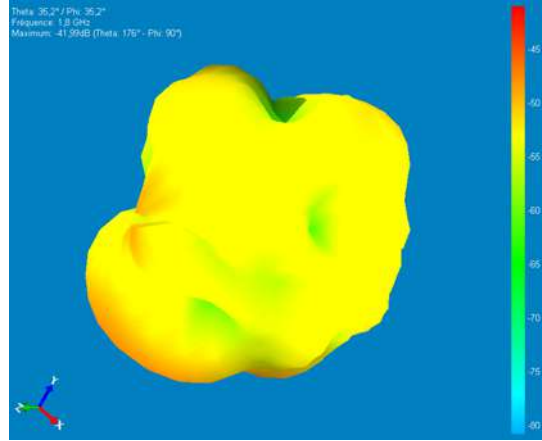
(c) Le réseau de dipôle croisé, polarisation θ .



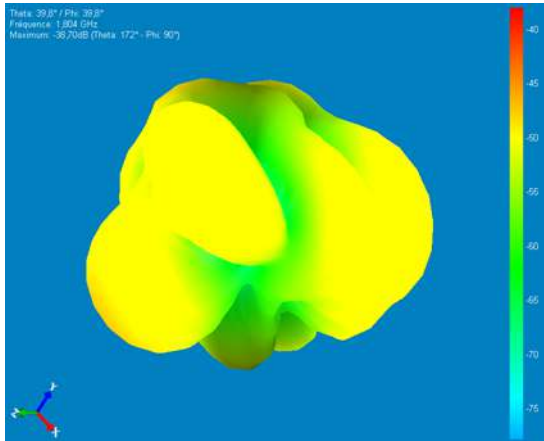
(d) Le réseau de dipôle croisé, polarisation ϕ .



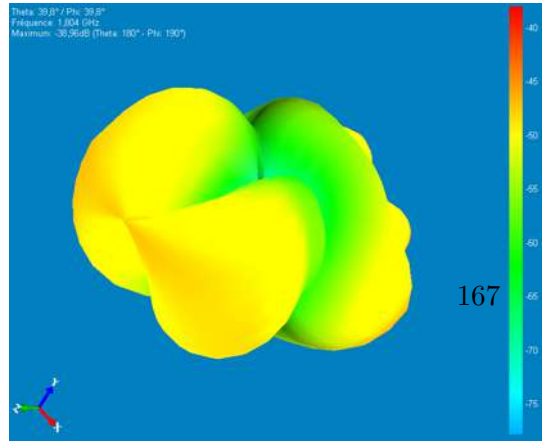
(e) Le monopôle, polarisation θ .



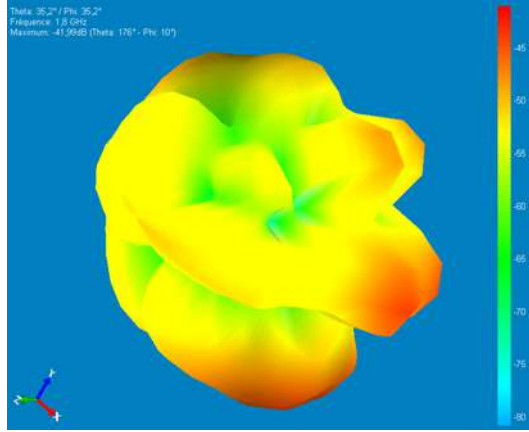
(f) Le monopôle, polarisation ϕ .



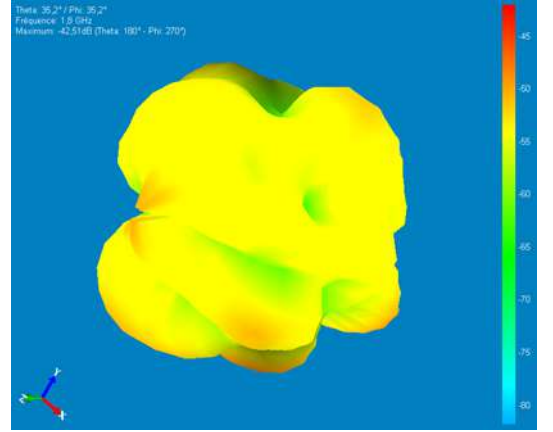
(g) La boucle multi bande, polarisation θ .



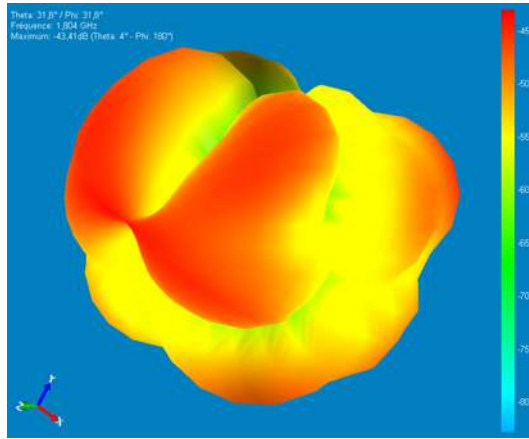
(h) La boucle multi bande, polarisation ϕ .



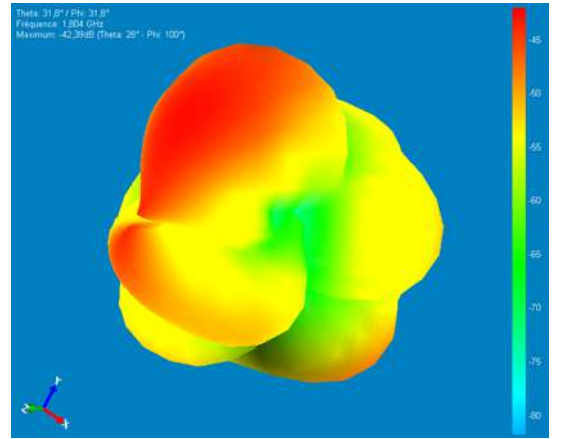
(i) L'antenne patch, polarisation θ .



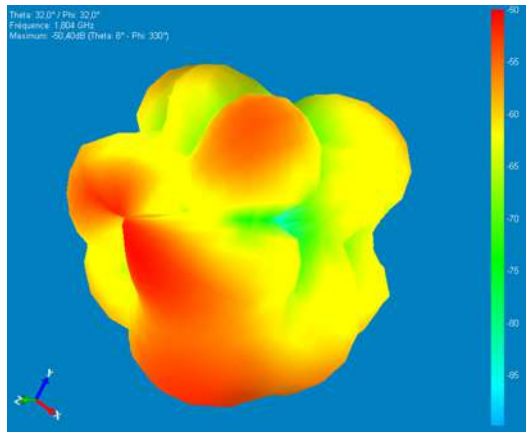
(j) L'antenne patch, polarisation ϕ .



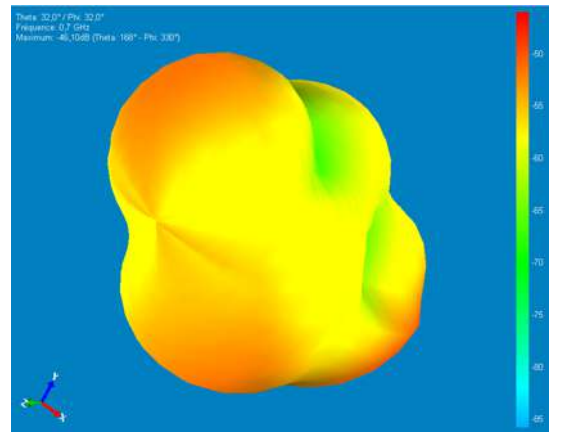
(k) L'antenne à fente elliptique (port 1), polarisation θ .



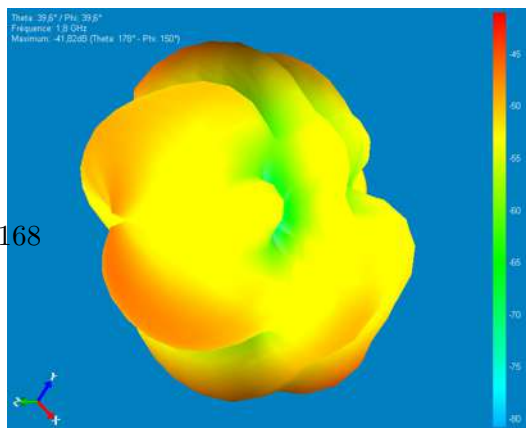
(l) L'antenne à fente elliptique (port 1), polarisation ϕ .



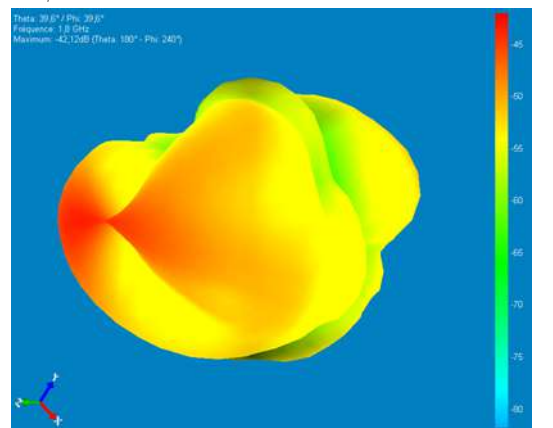
(m) L'antenne à fente elliptique (port 2), polarisation θ .



(n) L'antenne à fente elliptique (port 2), polarisation ϕ .



(o) L'antenne spirale, polarisation θ .



(p) L'antenne spirale, polarisation ϕ .

Des mesures avec un analyseur de spectre ont été effectuées sur 24h avec les sept antennes fabriquées. La moyenne de la puissance reçue par l'analyseur de spectre sur 24 h de chaque antenne a été comparée avec la puissance moyenne reçue par l'antenne à trois dipôles, d'après l'équation suivante :

$$MEG_{réalisé} = \frac{P_{rec-A}}{P_{rec-ref}} \quad (IV.11)$$

Où P_{rec-A} est la puissance moyenne sur 24h reçue par l'une antenne des sept antenne et $P_{rec-ref}$ est la puissance moyenne sur 24h reçue par une antenne de référence qui est ici l'antenne trois dipôles. L'unité de ce $MEG_{réalisé}$ ne s'exprime plus en dBi, mais en dBd, en prenant pour référence du système à trois dipôles.

Les résultats des mesures sont présentés par la figure IV.31. Le $MEG_{réalisé}$ est très faible lorsque seulement le port 2 de l'antenne à fente elliptique est alimenté, ce qui est normal car ce port n'est pas adapté à 50Ω sur cette bande de fréquence. Le $MEG_{réalisé}$ de la boucle multi bande est visiblement plus élevé par rapport aux autres antennes. Cela peut être expliqué par son gain qui est entre celui d'une grande boucle (à cause de sa dimension) et celui d'une petite boucle à cause des quatre fentes sur la boucle qui engendrent un courant continu). La similarité entre le gain de cette antenne sur les deux polarisations peut garantir la récupération de l'énergie sur les deux polarisations.

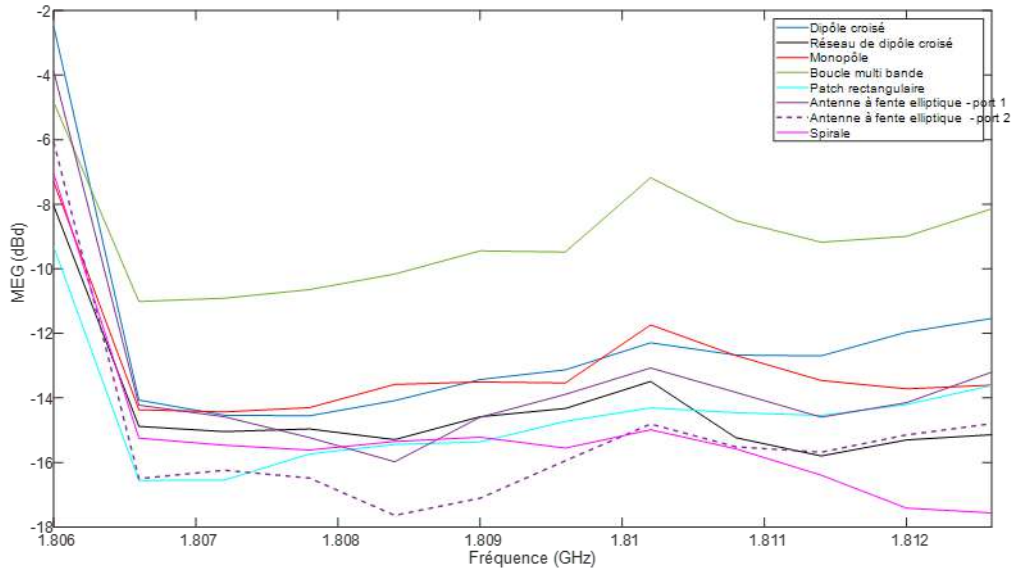


FIGURE IV.31. – Le $MEG_{réalisé}$ mesuré pour les sept antennes fabriquées. L'antenne trois dipôles a été choisie comme l'antenne de référence.

Il pourrait être intéressant de comparer les résultats ci-dessus des mesures aux résultats obtenus à partir des simulations. La figure IV.32 montre les résultats de MEG calculé à partir des simulations sur la même bande de fréquence. Les différences entre les mesures

et la simulation pourraient être dues à des facteurs qui n'ont pas été pris en compte dans la formule MEG, comme la déadaptation d'impédance. Afin de vérifier cette hypothèse le $MEG_{réalisé}$ peut être calculé en considérant l'effet de l'adaptation d'impédance selon la formule suivante :

$$MEG_{réalisé} = MEG \times (1 - |\Gamma|^2) \quad (IV.12)$$

où Γ est le coefficient de réflexion. Ce $MEG_{réalisé}$ est présenté par la figure IV.33. Ce résultat confirme la bonne performance de l'antenne boucle pour cette bande de fréquence. Cependant l'ordre de grandeur des MEG ne correspondent pas exactement aux mesures. Cela peut être due au canal de propagation considéré qui est supposé être tel que le canal proposé par Taga et le XPR est considéré égal à 1, alors que ces informations de canal ne pouvaient pas correspondre totalement au lieu de mesure (mon bureau à l'ESIGELEC).

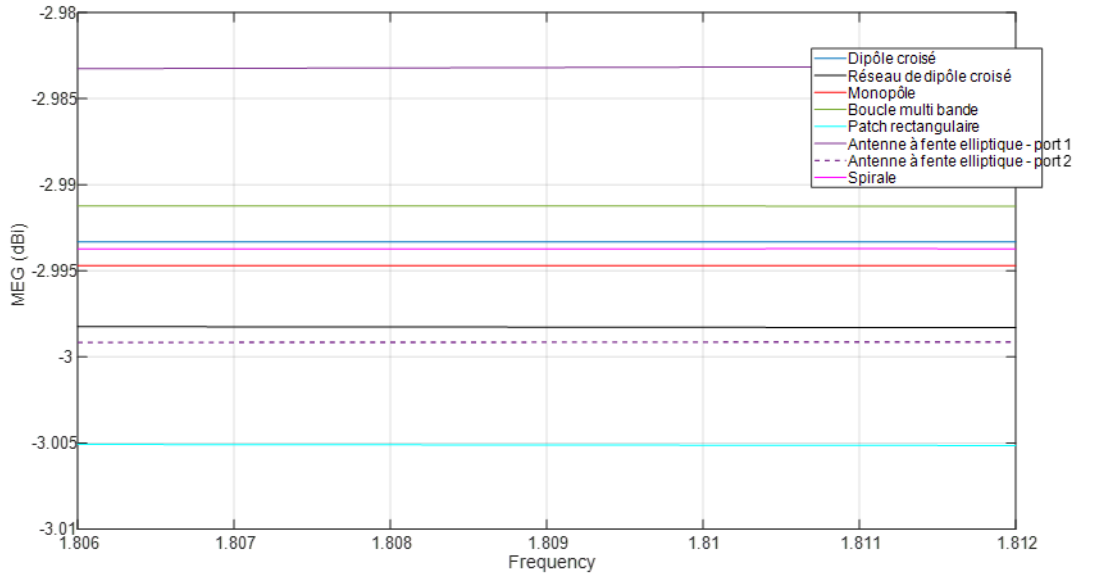


FIGURE IV.32. – Le MEG calculé pour les sept antennes choisies pour fabriquer.

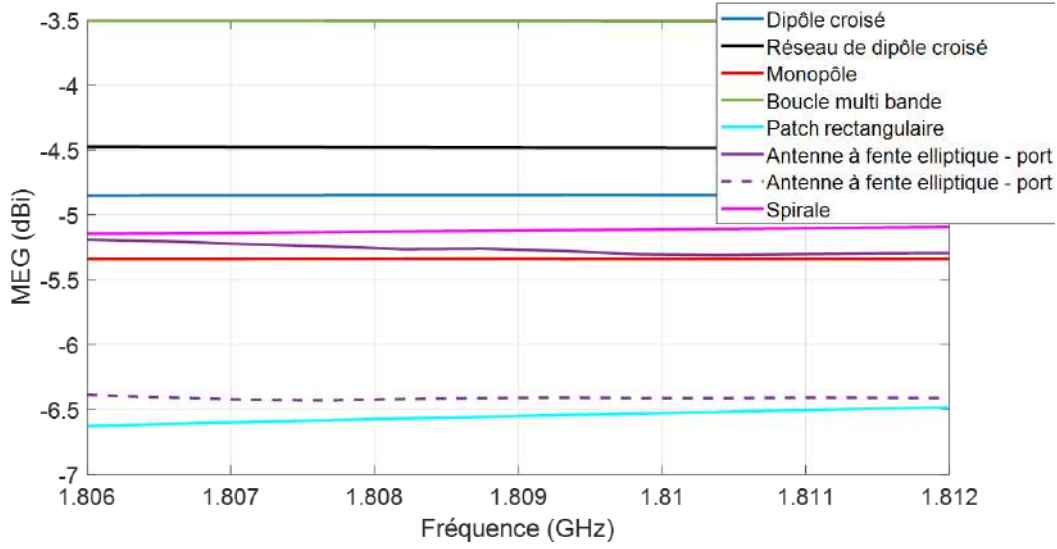


FIGURE IV.33. – Le $MEG_{réalisé}$ calculé qui contient l'effet de l'adaptation pour les sept antennes choisies pour fabriquer

IV.7. Bilan et conclusion

Le concept de MEG est présenté dans ce chapitre en tant que facteur de comparaison des antennes d'après leurs performances dans les différents types de canaux de propagation. Dans le cadre de l'application de la récupération d'énergie EM, plus les performances d'une antenne est indépendante du canal, plus les calculs autour de l'énergie disponible et récupérable sont fiables. Il est essentiel d'avoir une idée précise concernant le niveau d'énergie disponible du point de vue de l'antenne afin de pouvoir concevoir le reste du système de récupération d'énergie.

La stabilité de MEG est un facteur de mérite qui révèle la dépendance des performances de l'antenne à son canal. Il peut être calculé lorsque le canal de propagation est connu ou mesuré en définissant une antenne de référence. Plus le MEG est stable, moins le fonctionnement de l'antenne change d'un canal à l'autre. Cependant, un MEG stable n'est pas facile à trouver. Le MEG calculé du système de trois dipôles est le plus stable car cette antenne reçoit les ondes dans toutes les directions et sur toutes les polarisations, le changement de polarisation ou la forme de canal n'est donc pas visible par une telle antenne.

Douze antennes présentées dans la littérature ont été simulées à l'aide de CST et leur MEG a été calculé en considérant la forme du canal proposée par Taga. Sept antennes parmi celles-ci ont été fabriquées et les mesures de $MEG_{réalisé}$ sur 24h ont été réalisées en prenant l'antenne trois dipôles comme l'antenne de référence. D'après les résultats obtenus dans ce chapitre, l'antenne boucle multi bande dont la conception a été inspirée par une méthode proposée en [177] peut être un bon candidat pour récupérer l'énergie EM. D'un côté elle couvre quasiment toute la bande de fréquence intéressante pour

récupérer l'énergie et d'un autre côté elle a le meilleur $MEG_{réalisé}$ mesuré. La boucle multi bande est planaire, ce qui est un avantage devant l'antenne trois dipôles.

Le $MEG_{réalisé}$ a été calculé et mesuré dans un environnement réel. Un autre axe de recherche à développer concerne les mesures du $MEG_{réalisé}$ dans un environnement quasi-réel, dans une chambre anéchoïque par exemple, où le contrôle de la polarisation et de la direction des ondes est possible. Cette étude révèle plus d'informations autour du MEG et le résultat sera intéressant lorsque le canal de propagation est connu. Une autre piste à suivre est la conception d'un réseau antennaire dont le gain sur les deux polarisations est similaire. Cette propriété peut conduire à un système d'antennes insensible aux changements de polarisation des canaux (XPR).

Conclusion

Le travail de cette thèse apporte de nouveaux éléments de compréhension du niveau d'énergie électromagnétique ambiante et de la forme du canal de propagation des ondes électromagnétiques dans l'environnement indoor afin de faciliter et d'optimiser la conception de l'antenne et du redresseur utilisés dans les systèmes de récupération d'énergie. La recherche approfondie réalisée durant cette thèse examine l'effet lié à la nature aléatoire du canal sur le niveau d'énergie disponible, ainsi que son impact sur les performances de l'antenne. Cela représente une contribution inédite à ce domaine, qui vient s'ajouter aux recherches actives dans ce domaine.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, le système et l'algorithme de mesure du canal de propagation ont été expliqués en détail. Les mesures ont été réalisées dans deux emplacements intérieurs (l'ESIGELEC et le CISE) en couvrant toute la bande de fréquences de 700 MHz à 3 GHz. Les résultats de ces mesures ont été modélisés par trois modèles (isotrope, Laplacien et Gaussien) qui sont largement utilisés dans la modélisation des canaux, ainsi que par quatre autres modèles moins répandus (polynôme, sinusoïdal et bi-Gaussien). Le résultat de la comparaison des erreurs de modélisation montre qu'un modèle complexe composé de six termes sinusoïdaux a obtenu l'erreur minimale à toutes les fréquences. Ce rapport inverse entre la complexité et l'erreur (ou le rapport proportionnel entre complexité et précision) est observé dans tous les résultats. Ce lien a permis de répondre à la question de savoir si le taux de réduction des erreurs justifie la complexité du modèle utilisé. C'est pour cette raison qu'un nouveau facteur appelé facteur de décision a été introduit dans lequel, en fonction de l'objectif de la recherche, différents poids peuvent être attribués à la complexité ou à la précision. En appliquant ce facteur aux résultats obtenus dans des conditions où la complexité et la précision sont pris en compte de manière équilibrée, le modèle isotrope a finalement été sélectionné pour modéliser le canal à la plupart des fréquences. Seulement dans certains cas, les modèles Gaussien et bi-Gaussien ont été sélectionnés.

Le système et l'algorithme mis en œuvre pour mesurer la densité des ondes EM sont présentés dans le chapitre III. Cette mesure a été réalisée par une antenne quasi-isotrope, qui est décrite en détail dans le chapitre II. Quatre antennes quasi-isotropes ont été conçues pour couvrir la bande de fréquences de référence de 700 MHz à 3 GHz. Une méthode de mesure fiable a été présentée compte tenu de l'impact du canal sur la mesure. Les résultats des mesures sur 24 heures dans quatre lieux de mesure indoor montrent que dans les lieux publics tels que l'ESIGELEC, la densité de puissance EM est plus faible sur les bandes de liaison montante, tandis que dans les lieux privés tels que les habitations en zone urbaine, le niveau d'énergie est plus élevé sur les bandes de liaison descendante. À un emplacement à environ 250 mètres d'une tour de télécommunications, il y a une quantité minimale d'énergie dans l'environnement (de l'ordre de 36 nW/cm²

sur GSM 900). Cela signifie que la puissance instantanée disponible est supérieure à ce minimum mesuré sur 24 heures, ce qui permet de calculer l'énergie minimale collectée pendant un nombre d'heures limité.

Le MEG a été introduit dans le dernier chapitre de ce mémoire comme un facteur permettant de comparer le niveau de dépendance des propriétés des antennes par rapport aux changements du canal dans lequel elles se trouvent. La non-dépendance au canal est un grand avantage pour les antennes utilisées pour récupérer l'énergie car en pratique le canal en récupération d'énergie reste généralement inconnu. S'il est possible de recourir à une antenne dont est assuré le fonctionnement quelles que soient les caractéristiques du canal dans lequel elle est placée, alors il est possible de concevoir les autres composants du système de collecte d'énergie en fonction des spécifications intrinsèques à cette antenne. Par exemple, il est beaucoup plus facile de concevoir un système avec une antenne qui peut recevoir la moitié de l'énergie disponible dans n'importe quelle forme du canal, c'est-à-dire que son MEG est égal à -3 dB, plutôt qu'avec une antenne qui reçoit une quantité différente d'énergie de l'environnement si la forme du canal est modifiée. Cependant, il faut mentionner que ce MEG doit être constant sur toute la bande de fréquences d'intérêt. Douze antennes précédemment présentées dans la littérature ont été simulées et leurs MEG ont été calculés. Parmi ces antennes, l'antenne quasi-isotrope présentée au chapitre 2 possède le MEG le plus stable. Les antennes à deux dipôles croisés présentaient également de faibles variations de MEG (1 dB) pour un changement de 10 unités de XPR du canal. Cependant, l'antenne à fente elliptique était plus proche de l'antenne quasi-isotrope en termes de stabilité de MEG. Parmi ces antennes, sept antennes ont été construites pour mesurer leur MEG en comparant la puissance mesurée par chacune d'entre elles avec la puissance mesurée par l'antenne quasi-isotrope. Les résultats de ces mesures montrent que l'antenne boucle à multi bande détient un MEG plus élevé que les autres antennes. Cette différence entre le MEG calculé et celui mesuré peut provenir de la différence entre le canal supposé dans le calcul du MEG et le canal sur le site de mesure. Ces mesures ont été prises sur mon bureau à l'ESIGELEC, où il n'est malheureusement pas possible de mesurer la forme du canal en raison de la taille du système de mesure.

Le facteur de MEG permet de vérifier toute nouvelle conception d'antenne en comparant sa sensibilité aux changements de propriétés du canal avec des antennes de référence préexistantes. Selon les recherches effectuées dans cette thèse, la meilleure antenne présentée pour collecter l'énergie est l'antenne boucle, qui couvre à la fois les bandes de fréquences souhaitées (de 0,9 à 0,97 GHz et de 1,5 à 2,7 GHz) avec un MEG élevé par rapport aux autres antennes. Bien que le MEG de cette antenne doive encore être mesuré sur toute sa bande de fréquences, elle peut être un candidat approprié pour la récupération d'énergie en raison de sa propriété de couvrir deux polarisations différentes dans des bandes de fréquences différentes.

Ce travail de recherche ouvre la voie à plusieurs perspectives intéressantes, selon les pistes suivantes :

- La précision du système de mesure de canal et de l'estimation de l'angle d'arrivée des incidences peut être améliorée en augmentant la directivité de l'antenne (la directivité de l'antenne utilisée dans la bande de fréquences de 0,8 GHz à 1,8 GHz est comprise entre 1,83 dB et 4,67 dB). Un autre point qui peut être pris en

compte pour améliorer le système de mesure est l'ajout d'un commutateur haute fréquence. Cet ajout permet au système d'effectuer des mesures simultanément avec plusieurs antennes. Bien que ce commutateur puisse transformer un système de mesure semi-automatique en un système entièrement automatique, il peut également provoquer des interférences entre les antennes, ce qui serait néfaste pour la fiabilité des mesures.

- Pour poursuivre le travail de cette thèse sur le niveau des densités de puissances EM, la prochaine étape pourrait consister à exploiter les résultats de ces calculs pour concevoir un système de stockage d'énergie ainsi que pour mettre en place un système de gestion de l'énergie qui nécessite un minimum de puissance pour fonctionner. Le système de mesure pourrait également être amélioré en réduisant la taille des antennes, qui sont conçues en trois dimensions. L'utilisation de ce système et la réalisation de mesures dans différents environnements révèlent des informations essentielles qui ne sont autrement pas disponibles aujourd'hui.
- Une prolongation de ce travail de comparaison de MEG pourrait consister à évaluer et classer la plupart des antennes proposées pour la récupération d'énergie EM en prenant en compte l'effet du canal. Une méthode développée à partir du facteur MEG qui permet de prendre en compte l'effet du canal rend alors possible l'optimisation de la conception d'antennes pour la récupération d'énergie EM.
- La connexion du redresseur à l'antenne ainsi que le stockage et la gestion de l'énergie reste un sujet d'étude. Afin d'évaluer la possibilité d'avoir un système de récupération d'énergie EM, il est nécessaire de faire une analyse complète des différents types de redresseurs et de circuits de gestion d'énergie. En s'appuyant sur les informations obtenues concernant le niveau d'énergie disponible, ce qui permet de répondre à la question de savoir si seule la récupération d'énergie EM est suffisante pour alimenter un capteur qui demande un niveau d'énergie autour du μW , ou si des sources d'énergie alternative doivent être utilisées pour assurer la permanence de l'alimentation de puissance.

Annexe A.

Résultats de modélisation du canal de propagation

Cette annexe présente les tableaux et les figures qui correspondent au premier chapitre de ce mémoire concernant les mesures du canal de propagation.

A.1. Les paramètres des modèles isotrope, Gaussien, Gaussien de deuxième ordre et Laplacien

Bande de fréquence	$\theta=90^\circ$			$\phi=0^\circ$			$\phi=90^\circ$		
	a	SSE	RMSE	a	SSE	RMSE	a	SSE	RMSE
LTE 800 (4G)	0.2542	0.9219	0.05067	0.2853	1.558	0.0677	0.2498	1.22	0.0599
	0.3575	0.4157	0.03403	0.3582	3.504	0.1015	0.3648	1.364	0.0633
GSM 900 (2G)	0.2832	9.0870	0.15910	0.2194	11.43	0.1834	0.1694	3.777	0.1054
	0.2501	1.778	0.07038	0.26	2.445	0.0848	0.2588	2.409	0.0842
UMTS 900 (3G)	0.0739	0.2464	0.02620	0.1216	1.209	0.05964	0.09925	0.833	0.0495
	0.07938	1.511	0.06488	0.113	5.673	0.1292	0.08483	0.9376	0.05251
GSM 1800 (2G)	0.2448	4.269	0.1091	0.2425	5.805	0.1307	0.2292	4.456	0.1145
	0.1637	1.888	0.07252	0.2102	6.405	0.1373	0.1841	3.241	0.09763
LTE 1800 (4G)	0.2667	1.636	0.06752	0.1603	0.3547	0.0323	0.2384	8.571	0.1588
	0.2449	0.0575	0.01267	0.2862	3.027	0.09435	0.2672	0.1888	0.0236
LTE 2100 (4G)	0.7235	1.348	0.06127	0.6764	0.5087	0.03868	0.6904	0.9491	0.0283
	0.1966	0.04741	0.01149	0.2368	3.568	0.1024	0.2135	0.1155	0.01843
UMTS 2100 (3G)	0.2035	4.461	0.1115	0.1587	1.043	0.05539	0.1862	2.485	0.0855
	0.2701	8.242	0.1515	0.2571	2.553	0.08665	0.2424	1.356	0.0316
LTE 2600 (4G)	0.2558	0.4947	0.03712	0.2524	0.4859	0.0378	0.2543	0.4596	0.03676
	0.07354	0.0087	0.00494	0.1085	4.53	0.1154	0.08074	0.0135	0.0063
WiFi 2.4	0.09425	3.471	0.09832	0.00187	7.61e-5	0.00047	0.00192	0.0001	0.0006
	0.0012	0.00378	0.00324	0.0006	4.05e-5	0.00034	0.00055	1.97e-5	0.00024

TABLE A.1. – Résultats de modélisation du canal isotrope sur les deux sites : Irseem (lignes blanches) et Cise (lignes grises).

Annexe A. Résultats de modélisation du canal de propagation

Bande de fréquence	$\theta=90^\circ$				
	a	b	c	SSE	RMSE
LTE 800 (4G)	0.3697	159	194.8	1.911	0.07306
	0.4163	225	425.5	1.218	0.05833
GSM 900 (2G)	0.6245	171.3	108.1	13.1	0.1913
	0.6362	355	210.6	19.1	0.2306
UMTS 900 (3G)	0.1516	184	134.8	0.9	0.05014
	0.3021	81.09	20.43	2.037	0.07544
GSM 1800 (2G)	0.8208	358	12.55	21.64	0.2459
	0.3597	239	45.44	8.65	0.1552
LTE 1800 (4G)	0.4746	156.2	163.9	7.131	0.1411
	0.266	305	712.1	0.0775	0.01471
LTE 2100 (4G)	0.9223	172.1	264.4	6.313	0.1328
	0.221	5	769.4	0.1175	0.01809
UMTS 2100 (3G)	0.5421	232.3	67.92	4.447	0.1115
	0.875	238.6	22.72	18.31	0.2261
LTE 2600 (4G)	0.3599	189.6	207.8	1.432	0.06324
	0.0837	90	350	0.0698	0.01394
WiFi 2.4	0.3835	108.6	26.88	2.747	0.0876
	0.0202	240	8.241	8.23e-5	0.00048

TABLE A.2. – Résultats de modélisation du canal Gaussien sur les deux sites : IRSEEM (lignes blanches) et Cise (lignes grises) pour le plan horizontal.

A.1. Les paramètres des modèles isotrope, Gaussien, Gaussien de deuxième ordre et Laplacien

Bande de fréquence	$\phi=0^\circ$					$\phi=90^\circ$				
	a	b	c	SSE	RMSE	a	b	c	SSE	RMSE
LTE 800 (4G)	0.5385	113.6	74.65	4.62	0.1653	0.4865	104.5	64.24	2.048	0.1101
	0.9197	100	27.34	13.59	0.2827	0.4746	58.2	127.7	0.5024	0.05453
GSM 900 (2G)	0.5134	144.9	13.57	1.218	0.08489	0.5066	93.54	45.96	3.75	0.149
	0.6217	100	39.14	8	0.2169	0.6798	9	74.32	6.517	0.1958
UMTS 900 (3G)	0.1676	90	89.51	0.608	0.05981	0.3047	60	10.93	1.875	0.105
	0.208	6	68.77	0.6463	0.06166	0.1753	60	47.25	0.8124	0.0691
GSM 1800 (2G)	0.5493	53.91	32.66	1.931	0.1069	0.57	47.78	28.69	6.316	0.1933
	0.7655	20	35.42	6.572	0.1966	0.3799	50	78.52	3.053	0.134
LTE 1800 (4G)	0.2623	90.23	73.36	0.4439	0.05125	0.9402	101	20.28	4.905	0.1699
	0.9111	100.3	12.93	9.86	0.2415	0.3185	32	239.5	0.3777	0.04714
LTE 2100 (4G)	0.7416	94.66	199.3	0.3423	0.045	0.8224	88.7	144.4	1.094	0.08045
	0.9074	100.2	10.37	6.225	0.1919	0.2321	30	296.8	0.0734	0.02078
UMTS 2100 (3G)	0.2283	0	161.8	0.3801	0.04729	0.2989	80.47	58.23	1.241	0.08569
	0.6992	100	40.89	7.656	0.2122	0.3356	50	125.9	1.243	0.08551
LTE 2600 (4G)	0.3204	109.5	138.7	0.695	0.06413	0.3462	65.84	118.8	0.9928	0.07665
	0.8818	100	7.337	0.9038	0.07335	0.0907	40	260.3	0.01349	0.00894
WiFi 2.4	0.146	170	7.051	0.2147	0.03554	0.438	98.39	40.48	2.551	0.1229
	0.0028	99.66	9.871	3.98e-5	0.00048	0.0021	160	9.401	4.64e-5	0.00052

TABLE A.3. – Résultats de modélisation du canal Gaussien sur les deux sites : IRSEEM (lignes blanches) et Cise (lignes grises) pour les plans verticaux.

Bande de fréquence	$\phi=0^\circ$							
	a1	b1	c1	a2	b2	c2	SSE	RMSE
LTE 800 (4G)	0.2948	142.2	12.53	0.2667	65.03	188.9	0.201	0.0349
	0.609	99.86	6.699	0.3793	0.6507	236.3	0.1921	0.03412
GSM 900 (2G)	0.441	145.8	11.72	0.1068	72.11	89.27	0.167	0.03182
	0.4097	100.3	6.373	0.4877	-297.3	446.8	0.3996	0.04921
UMTS 900 (3G)	0.1014	31.97	106.2	0.1013	149.2	32.98	0.1754	0.03261
	0.2012	5.395	9.08	0.1006	67.87	51.72	0.08983	0.02333
GSM 1800 (2G)	0.3591	53.8	18.07	4.967e12	-1.986e4	3575	0.3374	0.04522
	0.643	18.5	12.33	0.5882	49.95	12.72	2.412	0.1209
LTE 1800 (4G)	0.09687	98.32	7.296	0.1657	93.2	151.2	0.02225	0.01161
	0.6517	100.1	6.31	0.278	72.34	256.8	0.04506	0.01653
LTE 2100 (4G)	0.697	122.6	178	0.1768	6.571	47.78	0.1125	0.02611
	0.7017	100.1	6.613	0.2175	84.92	281.2	0.03387	0.01433
UMTS 2100 (3G)	0.1489	121.8	68.39	0.1923	23.95	36.55	0.1274	0.02778
	0.4316	100	5.255	0.308	73.99	105.5	0.3783	0.04788
LTE 2600 (4G)	0.2734	130.3	88.37	0.2126	10.97	42	0.07398	0.02117
	0.8255	100	6.412	0.08155	74.48	249.5	0.0153	0.00963
WiFi 2.4	0.1214	170	6.767	3.572e12	-6029	1071	0.03677	0.01488
	0.0023	100.4	7.392	0.00078	73.6	34.95	1.89e-5	0.000339

TABLE A.4. – Résultats de modélisation du canal Gaussien de deuxième ordre sur les deux sites : IRSEEM (lignes blanches) et Cise (lignes grises) pour le plan vertical ($\phi = 0^\circ$).

Bande de fréquence	$\phi=0^\circ$					$\phi=90^\circ$				
	a	b	c	SSE	RMSE	a	b	c	SSE	RMSE
LTE 800 (4G)	0.54	140	132.7	2.073	0.1107	0.49	109	98.41	0.6578	0.06239
	0.9197	100	54.76	6.207	0.1911	0.4746	58.2	286.7	0.2993	0.04196
GSM 900 (2G)	0.5134	150	24.01	1.417	0.0913	0.5066	70	56.5	2.988	0.1326
	0.6217	100	62.88	3.973	0.1529	0.6798	9	101.1	2.81	0.1286
UMTS 900 (3G)	0.1676	90	150.2	0.4638	0.05223	0.3047	60	32.9	1.611	0.09733
	0.208	6	80.85	0.3619	0.04614	0.1753	60	65.03	0.5047	0.05449
GSM 1800 (2G)	0.5493	53.91	53.38	0.8414	0.07035	0.57	47.78	55.52	4.255	0.1582
	0.7655	20	50.42	3.617	0.1459	0.3799	50	103.5	1.737	0.1011
LTE 1800 (4G)	0.2623	90.23	119.5	0.1607	0.03075	0.9402	101	35.11	1.948	0.107
	0.9111	100.3	41.12	4.946	0.1706	0.3158	32	655.3	0.245	0.03796
LTE 2100 (4G)	0.7416	94.66	760.7	0.2303	0.03681	0.8224	88.7	406.9	0.5673	0.05794
	0.9074	100.2	27.49	4.022	0.1538	0.2321	30	1053	0.0596	0.01872
UMTS 2100 (3G)	0.2283	0	288.6	0.2389	0.03749	0.2989	80.47	84.12	0.6994	0.06414
	0.6992	100	56.45	3.399	0.1414	0.3356	50	208.7	0.6444	0.06157
LTE 2600 (4G)	0.3204	109.5	287	0.4037	0.04873	0.3462	65.84	233	0.5846	0.05864
	0.8818	100	10.99	1.01	0.07707	0.0907	40	818.6	0.0094	0.00745
WiFi 2.4	0.146	170	10.88	0.2103	0.03517	0.438	98.39	56.14	1.51	0.09424
	0.0028	99.66	11.93	3.42e-5	0.00045	0.0022	160	14.1	4.37e-5	0.0005

TABLE A.5. – Résultats de modélisation du canal Laplacien sur les deux sites : IRSEEM (lignes blanches) et Cise (lignes grises) pour les plans verticaux.

A.2. Les paramètres des modèles finals Gaussien et Gaussien de deuxième ordre présentés dans le tableau I.7

thêta	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	0,2254	195,4	244,8	0,09084	0,05169
10	0,515	189,7	177,1	0,4848	0,1194
20	0,4888	190	158,5	0,6535	0,1386
30	0,2978	184,5	158,2	0,216	0,0797
40	0,4456	167,2	159,6	0,387	0,1067
50	0,2766	168,3	269,8	0,0583	0,04141
60	0,3393	202,5	253,6	0,108	0,05637
70	0,4083	196,9	183,8	0,1811	0,07298
80	0,5171	175,4	116,7	0,7774	0,1512
90	0,3851	156,7	184,5	0,2733	0,08965
100	0,4984	157,3	155,7	0,9135	0,1639
110	1	108,2	33,83	2,202	0,2545
120	0,5548	126,1	121,4	0,971	0,169
130	0,4341	1,94e-8	343,1	0,3847	0,1064
140	0,5725	2,26e-9	251,3	0,8122	0,1523
150	0,4115	3,13e-7	324,4	0,4332	0,1129
160	0,7132	218,2	91,89	1,746	0,2266
170	0,2033	184,4	215	0,05069	0,03861

TABLE A.6. – Modèle Gaussien des plans horizontaux à partir des mesures à l'IRSEEM sur la bande de LTE 800, polarisation verticale.

thêta	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	0,636	153,6	236,6	0,3927	0,1075
10	0,7734	185,1	291,1	0,9188	0,1644
20	0,8621	161,4	202,6	0,8964	0,1624
30	0,8348	140,3	180,4	1,18	0,1863
40	1	138,8	167,8	1,741	0,2263
50	0,7175	153,6	161	1,003	0,1718
60	0,9486	134,5	173,9	1,765	0,2278
70	0,85	142,9	209,6	0,8602	0,1591
80	0,7029	157,4	232	0,6776	0,1412
90	0,79	160,4	181,4	1,199	0,1878
100	0,6126	163,8	251,2	0,406	0,1093
110	0,6932	1,191e-7	448,4	0,4516	0,1152
120	0,7493	195,2	222,6	0,8587	0,1589
130	0,5029	177,4	253,8	0,2342	0,08299
140	0,6868	157,4	237,2	0,4774	0,1185
150	0,5728	160,9	213,5	0,5582	0,1281
160	0,4797	176,7	243,1	0,2599	0,08744
170	0,4043	342,5	360	0,1281	0,06051

TABLE A.7. – Modèle Gaussien des plans horizontaux à partir des mesures au CISE sur la bande de LTE 800, polarisation verticale.

Annexe A. Résultats de modélisation du canal de propagation

thêta	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	1	118,8	7,801	0,02501	0,02712
10	5,4759e-4	310	148,9	2,423e-6	0,000267
20	4.8965e-04	310	128,7	1,891e-6	0,0002358
30	0,0033	140	7,726	1,902e-5	0,000748
40	0,0048	29,97	6,874	1,194e-5	0,0005926
50	0,006	274,8	11,74	3,4e-5	0,001
60	0,0017	220,7	40,77	1,035e-5	0,0005517
70	0,0006408	330	158,8	3,334e-6	0,0003131
80	0,0024	180,1	9,789	7,434e-6	0,0004746
90	4.5821e-04	170	122,6	1,239e-6	0,0001909
100	5.4019e-04	90	182,1	1,437e-6	0,0002056
110	0,0033	56,89	18,33	1,733e-5	0,000714
120	0,0006072	220	113,1	2,531e-6	0,0002728
130	0,8261	29,91	4,47	8,738e-6	0,0005146
140	0,01661	140	5,446	2,987e-5	0,0009515
150	0,0013	100	56,25	7,625e-6	0,0004807
160	0,0005151	250	400,7	1,219e-7	5,988e-5
170	0,0003894	120	173,8	6,242e-7	0,0001355

TABLE A.8. – Modèle Gaussien des plans horizontaux à partir des mesures au CISE sur la bande de WiFi, polarisation verticale.

thêta	a1	b1	c1	a2	b2	c2	SSE	RMSE
0	6,503e32	-7067	803,7	6,256e18	6093	855,1	0,01644	0,02341
10	1,099	157,1	3,124	0,7779	181,4	34,07	0,5632	0,137
20	0,2107	122,2	11,03	0,1955	183,4	123,6	0,1563	0,07219
30	0,7943	117,2	15,76	0,1445	299,7	354	0,3413	0,1067
40	0,2994	199,9	34,97	0,2098	111,8	28,64	0,3338	0,1055
50	0,1832	204,7	57,06	0,09681	70,3	45,21	0,1454	0,06963
60	0,4269	151,9	19,89	1,796e8	-3,531e4	7650	0,1042	0,05892
70	0,08501	120,1	301	0,2643	24,45	6,306	0,1355	0,0672
80	0,06891	275,6	114,4	0,08577	60,55	80,43	0,0457	0,03903
90	0,2831	81,62	9,375	4,114e13	-6721	1167	0,1653	0,07422
100	0	167,7	0,3997	0,09178	175,5	170,9	0,05947	0,04453
110	0,3019	184,6	10,49	3,311e13	6212	1020	0,0468	0,0395
120	0,3177	152,8	11,8	0,2157	103,5	15,69	0,1346	0,06697
130	0,09254	87,03	19,79	0,06812	167,1	153,4	0,03109	0,03219
140	0,3622	273,4	9,968	0,04496	246,9	529,2	0,04989	0,04078
150	0,1303	72,06	14,43	0,1311	135,6	14,14	0,04582	0,03908
160	0,1393	117,8	8,811	0,05054	173,8	230,9	0,02116	0,02656
170	0,126	118,8	55,37	0,06706	261,8	46,8	0,005859	0,01397

TABLE A.9. – Modèle Gaussien de deuxième ordre des plans horizontaux à partir des mesures au CISE sur la bande de UMTS 900, polarisation horizontale.

A.2. Les paramètres des modèles finals Gaussien et Gaussien de deuxième ordre présentés dans le tableau I.7

thêta	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	1	118,8	7,801	0,02501	0,02712
10	0,0006529	70	104,5	3,365e-6	0,0003146
20	0,0006658	210	68,45	3,079e-6	0,0003009
30	0,0014	140	47,77	8,288e-6	0,0004937
40	0,0014	90	63,4	1,078e-5	0,0005632
50	0,003	395,5	82,62	1,319e-5	0,0006229
60	0,002	262,2	42,7	1,097e-5	0,0005681
70	0,0007399	0	146,8	4,405e-6	0,0003599
80	0,000766	150	79,18	4,405e-6	0,00036
90	0,0273	240	4,906	7,652e-6	0,0004744
100	0,0031	3,418e-14	7,362	8,237e-6	0,0004851
110	0,0008273	180	64,23	4,808e-6	0,0003761
120	0,0016	170	43,35	9,623e-6	0,000532
130	0,000767	230	82,76	4,293e-6	0,0003554
140	0,0253	110	5,024	3,669e-5	0,001054
150	0,0007449	60	105,3	4,269e-6	0,0003543
160	0,653	220	4,564	1,826e-5	0,0007328
170	0,0011	180	48,06	5,715e-6	0,00041

TABLE A.10. – Modèle Gaussien des plans horizontaux à partir des mesures au CISE sur la bande de WiFi, polarisation horizontale.

Annexe A. Résultats de modélisation du canal de propagation

phi	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	0,2621	2,22e-14	59,47	0,06135	0,06007
10	0,1512	6,097e-7	109,5	0,03981	0,04988
20	0,2421	14,22	16,07	0,08744	0,07393
30	0,3761	1,38e-8	40,02	0,1984	0,108
40	0,382	60,37	8,748	0,1783	0,1056
50	0,3126	61,13	29,91	0,103	0,08023
60	0,4242	53,53	16,73	0,1061	0,08144
70	0,3517	12,66	11,09	0,1238	0,08797
80	0,4098	56,69	17,87	0,1554	0,09855
90	0,5892	19,02	7,376	0,3181	0,141
100	0,2213	42,33	51,68	0,07645	0,06912
110	0,3218	44,51	39,31	0,1322	0,09089
120	0,4515	52,31	35,18	0,2607	0,1267
130	0,316	61,99	36,08	0,05717	0,05978
140	0,6197	56,28	24,48	0,03819	0,04885
150	0,7223	57,3	17,2	0,07721	0,06947
160	0,71	58,35	18,4	0,1353	0,09195
170	0,9753	57,23	14,96	0,1019	0,07981
180	0,5555	63,88	20,37	0,1352	0,09193
190	0,4382	52,34	39,64	0,1496	0,0967
200	0,4699	61,37	22,83	0,09805	0,07828
210	0,3213	61,08	16,16	0,07743	0,06957
220	0,2637	60,39	17,17	0,07614	0,06898
230	0,4708	57,97	11,3	0,1165	0,08533
240	0,2944	40,62	7,788	0,0953	0,07718
250	0,2107	55,39	41,27	0,05554	0,05892
260	0,1167	55,01	60,48	0,01463	0,03024
270	0,5227	60,81	9,186	0,07336	0,06771
280	0,5517	61,01	8,487	0,06284	0,06473
290	1	60,36	8,501	0,08916	0,07465
300	0,2467	58,83	13,8	0,09319	0,07632
310	0,3393	11,95	10,22	0,1106	0,08312
320	0,2349	2,22e-14	91,25	0,06637	0,06248
330	0,2686	2,221e-14	73,43	0,1214	0,0845
340	0,2143	2,22e-14	62,91	0,09948	0,0765
350	0,1951	2,22e-14	76,34	0,04217	0,0498

TABLE A.11. – Modèle Gaussien des plans verticaux à partir des mesures au CISE sur la bande de GSM 1800, polarisation verticale.

A.2. Les paramètres des modèles finals Gaussien et Gaussien de deuxième ordre présentés dans le tableau I.7

phi	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	5.6671e-04	50	71,33	8,128e-7	0,0002254
10	0.0012	40	36,84	4,373e-6	0,0005228
20	8.0124e-04	150	53,78	2,386e-6	0,0003862
30	0.0826	130	4,496	2,561e-5	0,001265
40	7.0719e-04	50	41,28	1,679e-6	0,0003239
50	0.0033	110,1	7,892	4,266e-6	0,0005164
60	0.0030	30,59	7,672	5,04e-6	0,0005612
70	0.0022	110,5	12,63	4,171e-6	0,0005106
80	0.0022	2,22e-14	29,59	6,899e-6	0,000637
90	0.0010	40	35,2	2,793e-6	0,0004178
100	0.0013	150	36,43	4,177e-6	0,0005109
110	0.2833	0,07852	3,922	3,692e-6	0,0004803
120	1	2,351e-14	3,617	3,503e-6	0,000454
130	0.1172	2,254e-14	4,293	3,364e-6	0,0004449
140	0.1566	4,34e-14	4,257	0,0002902	0,004131
150	7.0447e-04	110	38,01	1,631e-6	0,0003193
160	6.2155e-04	110	50,19	1,3e-6	0,000285
170	6.8974e-04	40	48,92	1,726e-6	0,0003284
180	0.0024	79,72	8,871	3,479e-6	0,0004663
190	6.6928e-04	140	56,42	1,731e-6	0,0003289
200	5.5300e-04	40	73,25	9,444e-7	0,000243
210	5.6938e-04	30	232	1,424e-7	9,434e-5
220	0.0017	60	22,44	3,976e-6	0,0004985
230	9.2278e-04	30	43,4	2,839e-6	0,0004212
240	0.0019	138,7	17,39	4,61e-6	0,0005368
250	7.9644e-04	50	37,29	1,896e-6	0,0003443
260	9.5295e-04	40	36,49	2,422e-6	0,0003891
270	0.0060	49,78	6,871	7,446e-6	0,0006822
280	0,0058	49,9	6,833	3,197e-6	0,0004616
290	0.0033	140	7,544	3,527e-6	0,0004695
300	6.0929e-04	40	59,11	1,378e-6	0,0002935
310	0.0015	50	25,44	3,784e-6	0,0004863
320	7.2846e-04	140	55,01	2,046e-6	0,0003576
330	0.0027	139,9	8,765	8,485e-6	0,0007282
340	0.0039	49,96	7,539	3,337e-6	0,0004567
350	5.6368e-04	50	60,8	1,059e-6	0,0002573

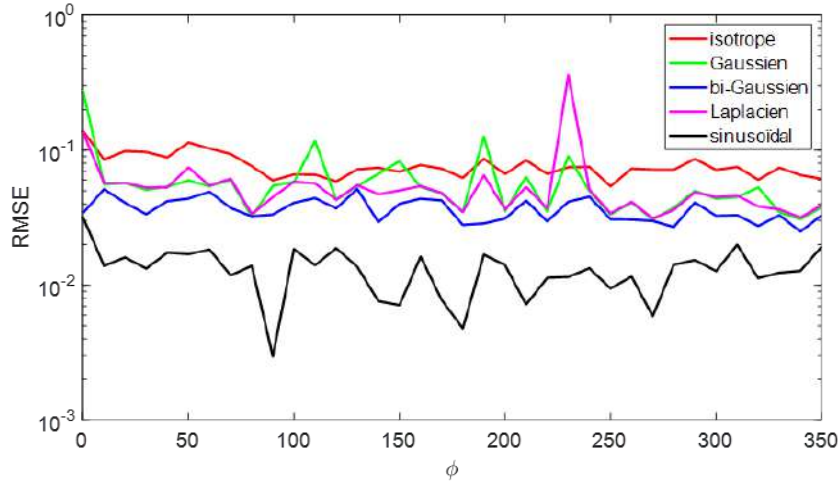
TABLE A.12. – Modèle Gaussien des plans verticaux à partir des mesures au CISE sur la bande de WiFi, polarisation verticale.

Annexe A. Résultats de modélisation du canal de propagation

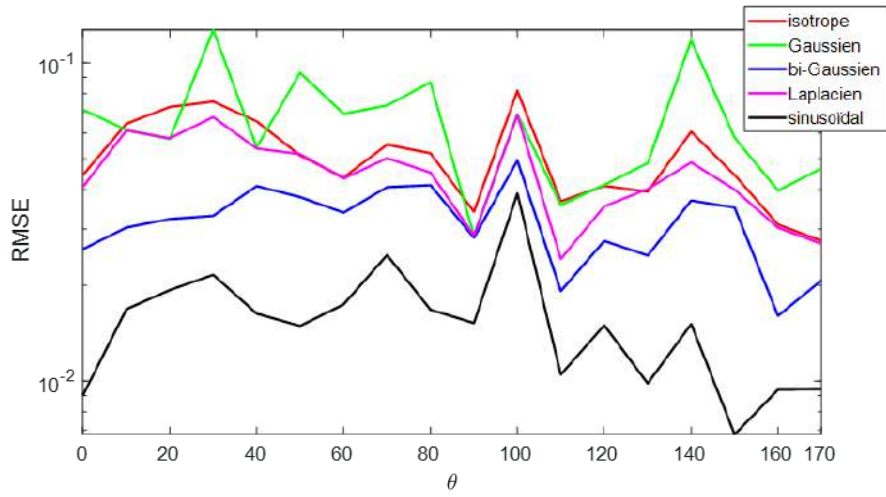
phi	a1	b1	c1	SSE	RMSE
0	0.0031	99,69	8,683	4,185e-6	0,0005114
10	9.8899e-04	40	37,04	2,788e-6	0,0004174
20	6.8298e-04	0	77,33	1,69e-6	0,000325
30	7.5873e-04	40	42,75	1,851e-6	0,0003401
40	6.6003e-04	40	67,73	1,323e-6	0,0002875
50	7.3896e-04	160	66,66	2,124e-6	0,0003644
60	0.0014	160	38,83	4,032e-6	0,000502
70	6.5289e-04	10	69,86	1,629e-6	0,0003191
80	0.0022	2,22e-14	28,51	5,875e-6	0,0005879
90	0.0024	159,7	8,764	5,085e-6	0,0005638
100	0.0015	160	37,98	4,968e-6	0,0005572
110	0.2833	2,373e-14	3,984	0,0006432	0,006151
120	1	2,307e-14	3,625	3,559e-6	0,0004576
130	0.1172	2,227e-14	4,322	3,813e-6	0,0004736
140	0.1566	2,472e-14	4,245	5,428e-6	0,000565
150	7.6598e-04	80	35,89	2,18e-6	0,0003691
160	0.0021	99,84	16,73	5,146e-6	0,0005671
170	0.0016	120	24,59	4,066e-6	0,0005041
180	0.0011	170	50,75	3,297e-6	0,0004537
190	8.2349e-04	90	40,46	2,283e-6	0,0003778
200	6.0341e-04	120	70,53	1,171e-6	0,0002705
210	6.6581e-04	20	68,27	1,613e-6	0,0003175
220	0,0563	159,9	4,593	3,5e-6	0,000483
230	7.6698e-04	130	43,1	1,966e-6	0,0003506
240	0,0273	89,75	4,957	3,534e-6	0,0004854
250	0.0012	40	30,4	2,829e-6	0,0004205
260	0.0020	60,61	18,37	4,954e-6	0,0005565
270	6.5288e-04	60	46,42	1,499e-6	0,0003061
280	0.0010	60	29,63	2,534e-6	0,000398
290	7.0809e-04	60	42,77	1,796e-6	0,0003351
300	6.4903e-04	60	54,03	1,431e-6	0,0002991
310	7.9137e-04	170	68,68	2,328e-6	0,0003815
320	6.5935e-04	60	44,97	1,497e-6	0,0003059
330	0.0026	49,89	9,765	3,73e-6	0,0004829
340	0.0054	140,1	6,668	1,294e-5	0,0008994
350	9.9729e-04	160	46,15	2,765e-6	0,0004157

TABLE A.13. – Modèle Gaussien des plans verticaux à partir des mesures au CISE sur la bande de WiFi, polarisation horizontale.

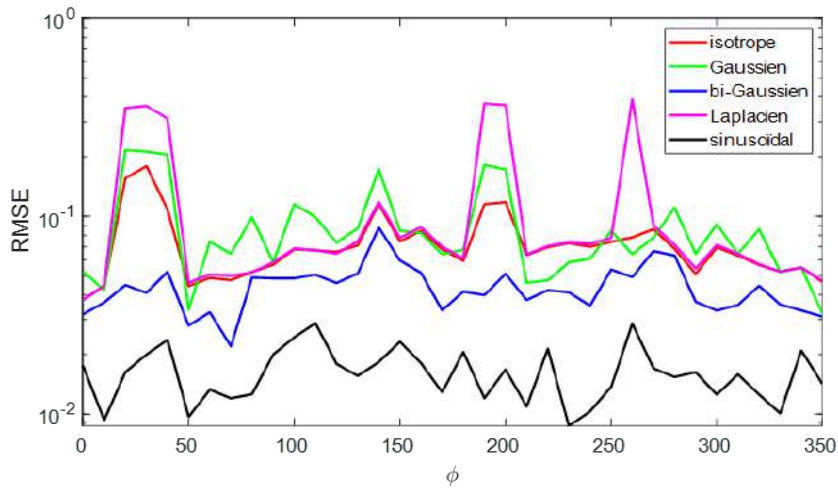
A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne



(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.

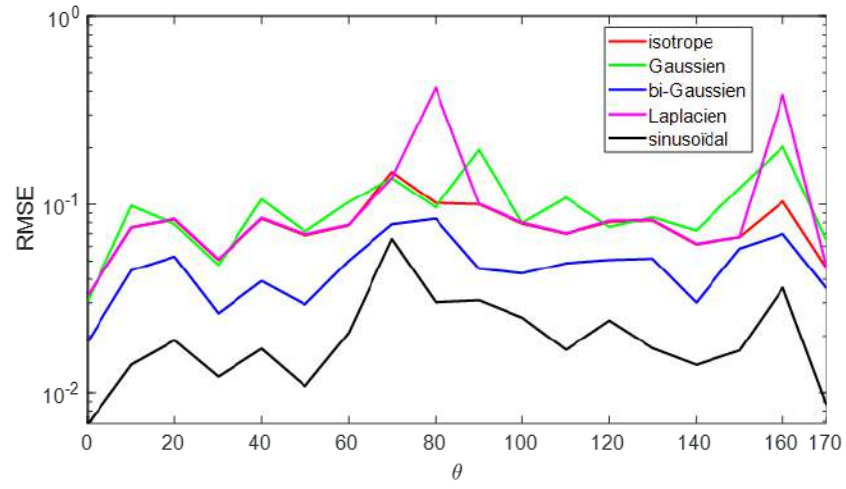


(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.



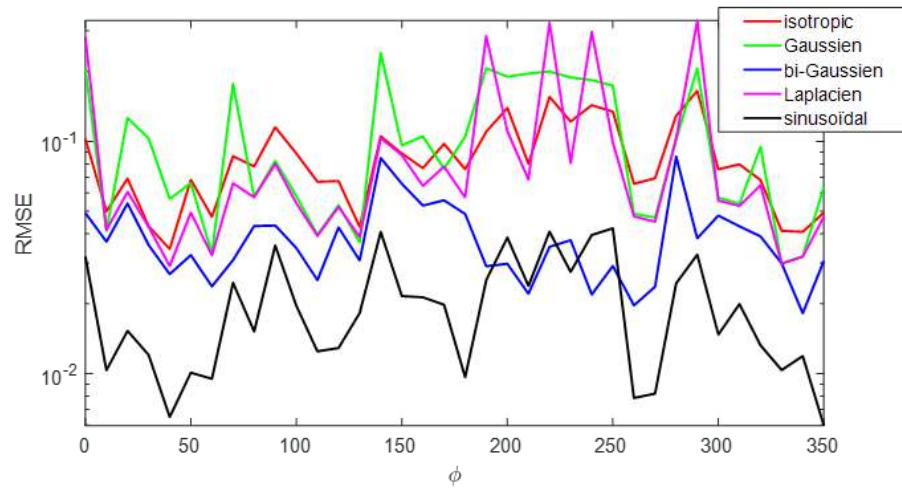
(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.

FIGURE A.1. – Fréquence : 0.7954 GHz, (LTE 800).

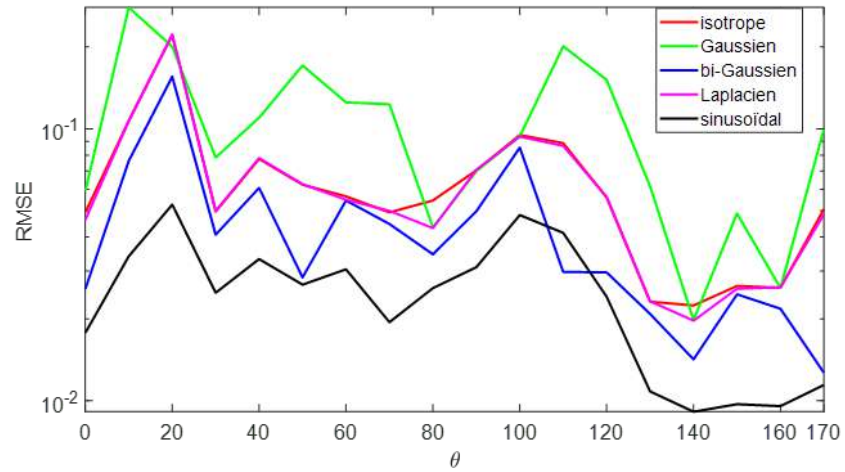


(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.1. – Fréquence : 0.7954 GHz , (LTE 800).



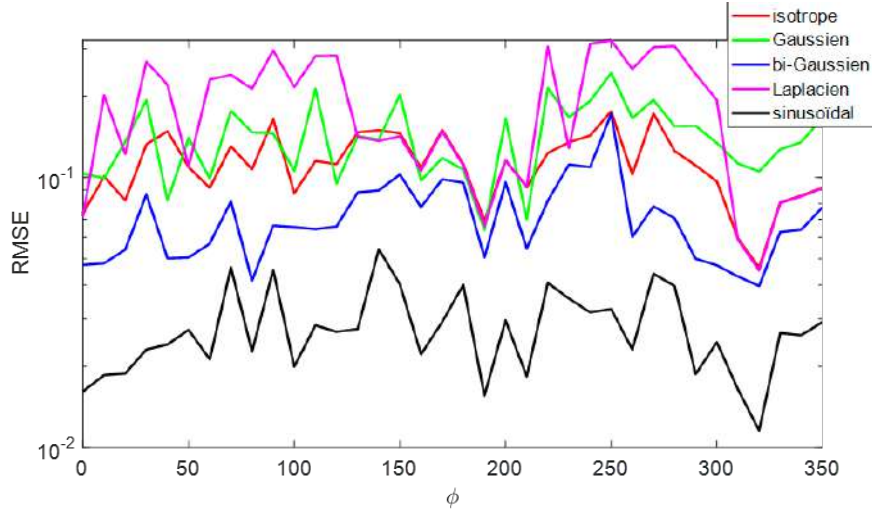
(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.



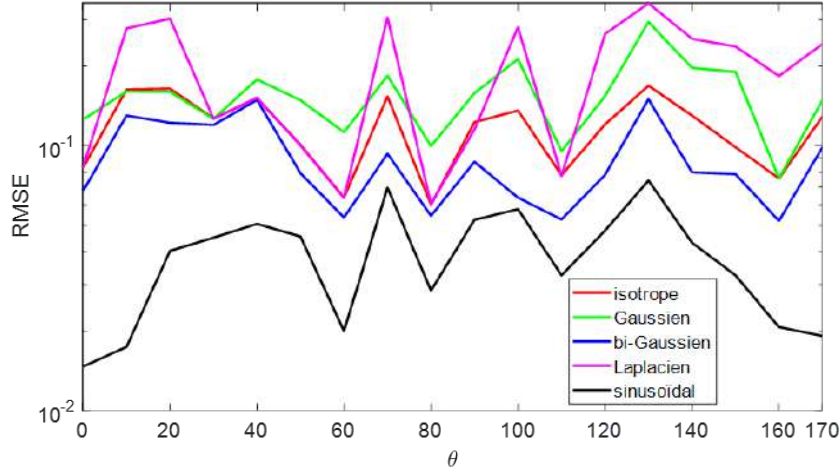
(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.

FIGURE A.2. – Fréquence : 0.9491 GHz, (GSM 900).

A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne

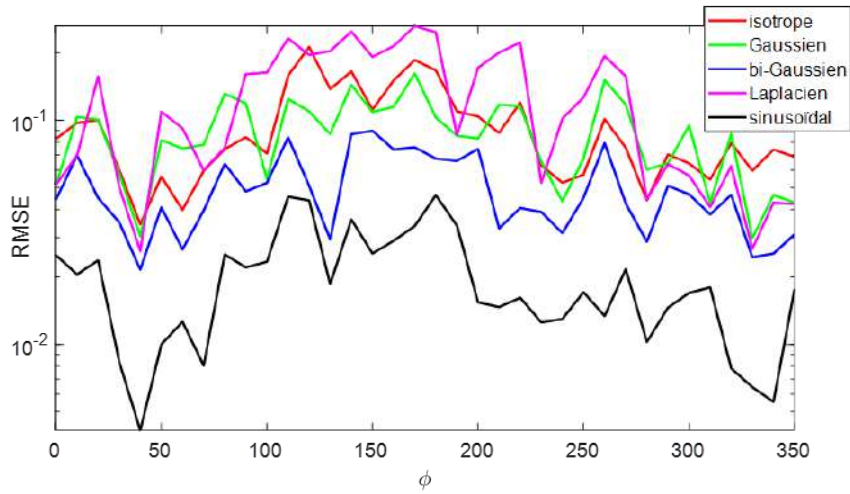


(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.



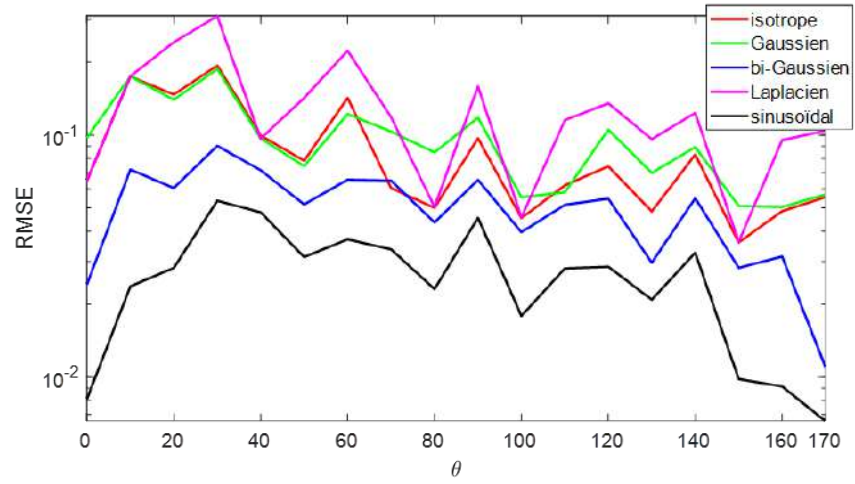
(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.2. – Fréquence : 0.9491 GHz, (GSM 900).

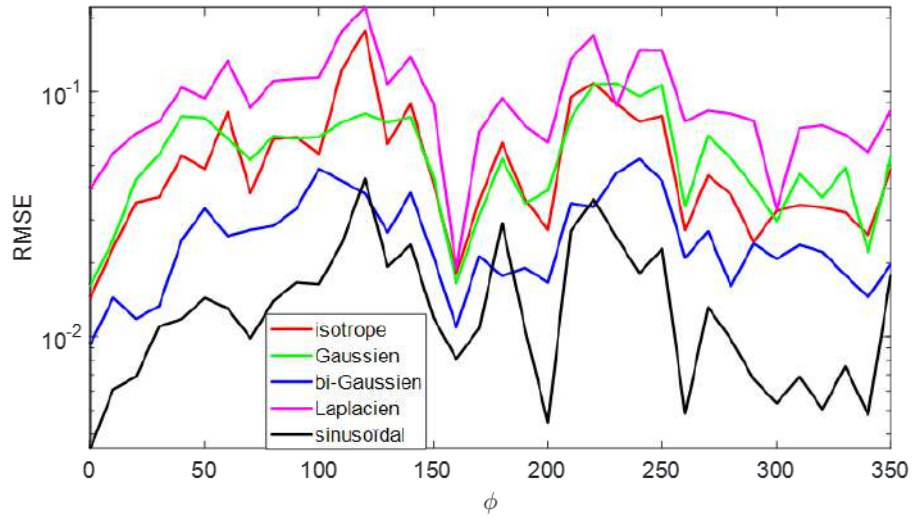


(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.

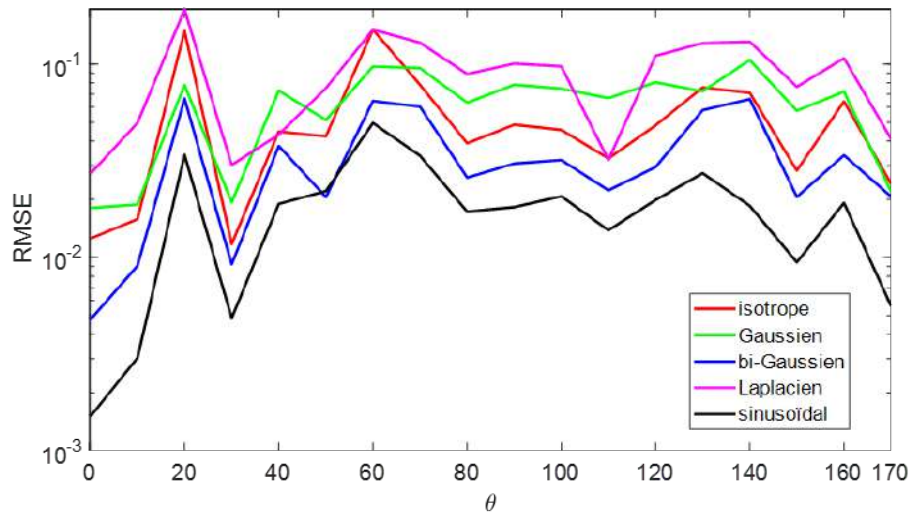
FIGURE A.3. – Fréquence : 0.9438 GHz, (UMTS 900).



(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.



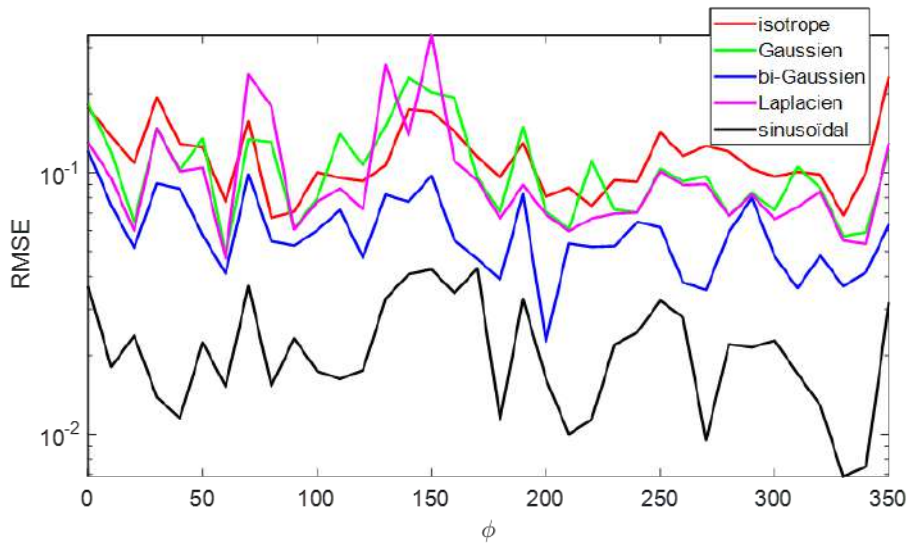
(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.



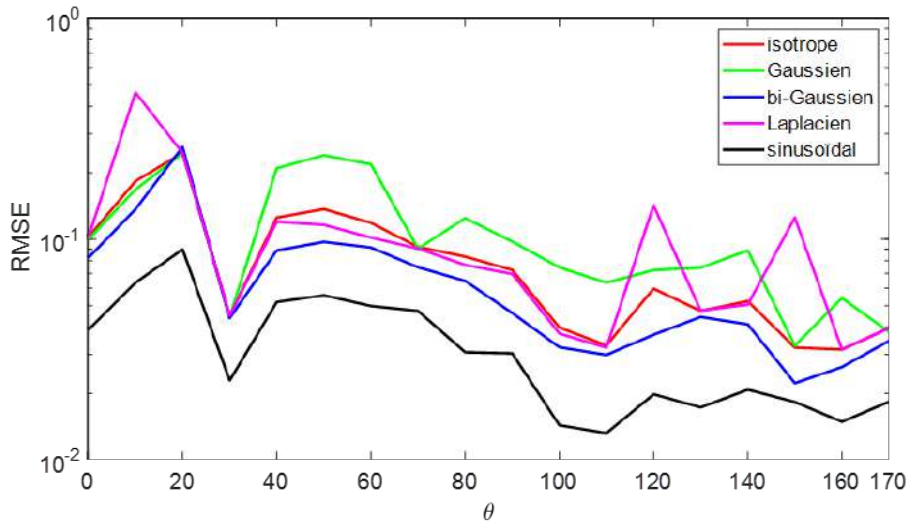
(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.3. – Fréquence : 0.9438 GHz, (UMTS 900).

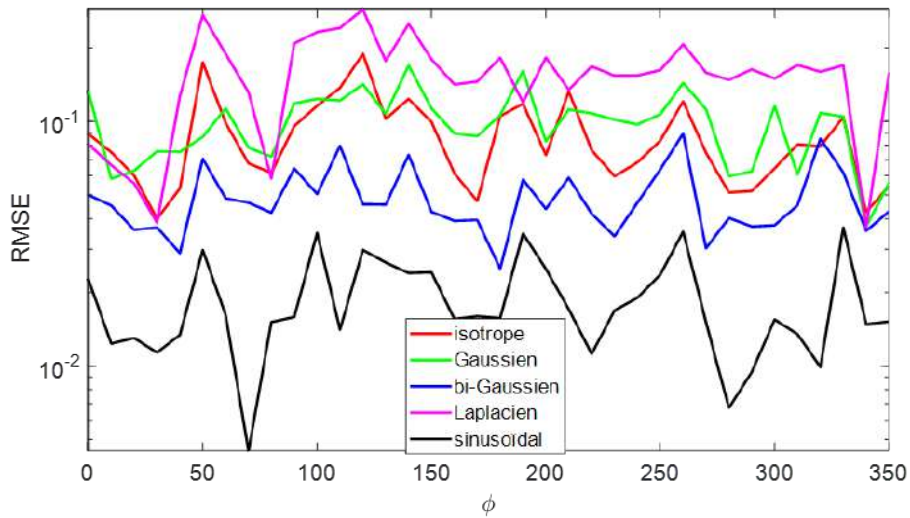
A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne



(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.

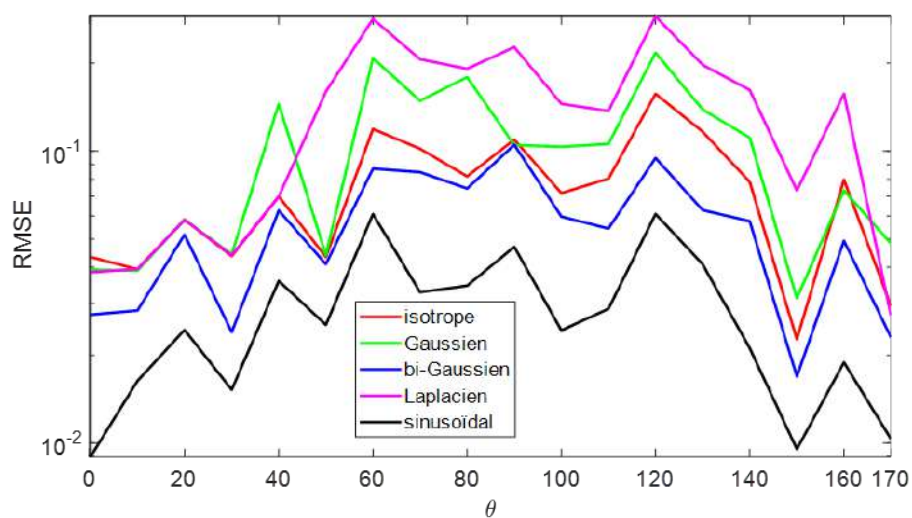


(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.



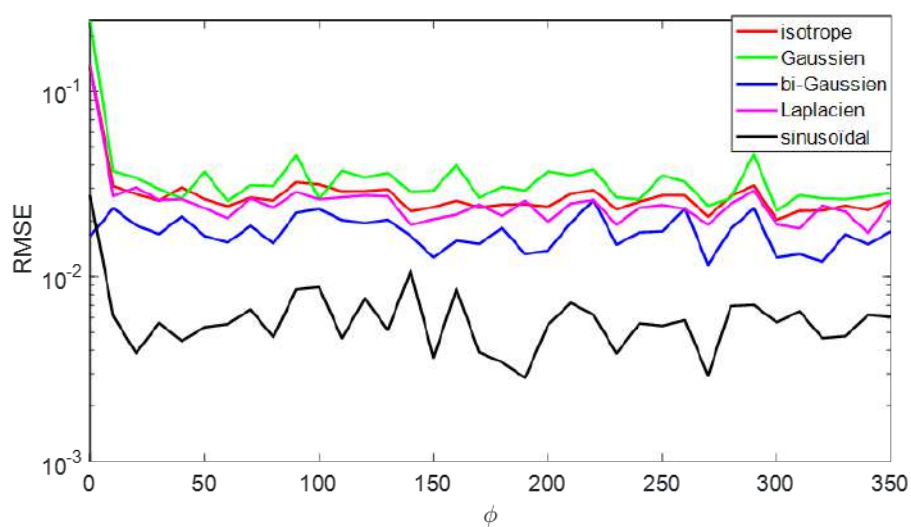
(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.

FIGURE A.4. – Fréquence : 1.8183 GHz, (GSM 1800).

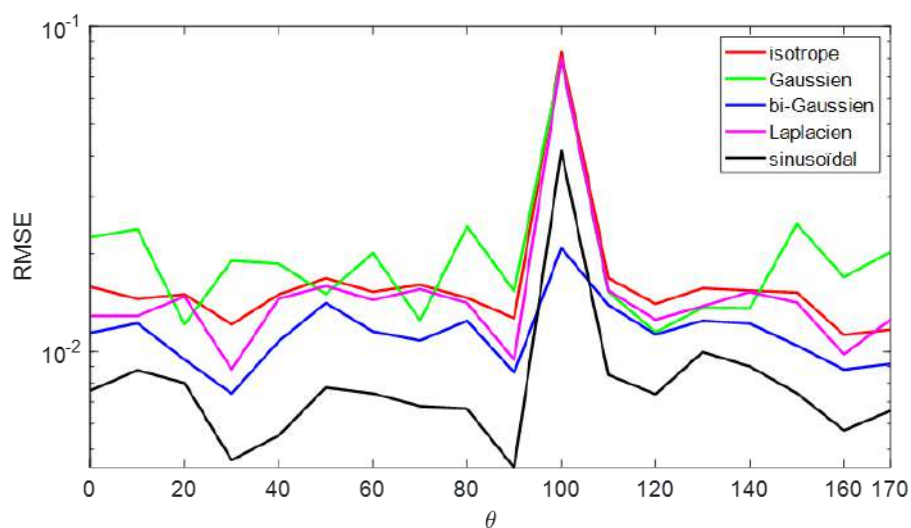


(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.4. – Fréquence : 1.8183 GHz, (GSM 1800).



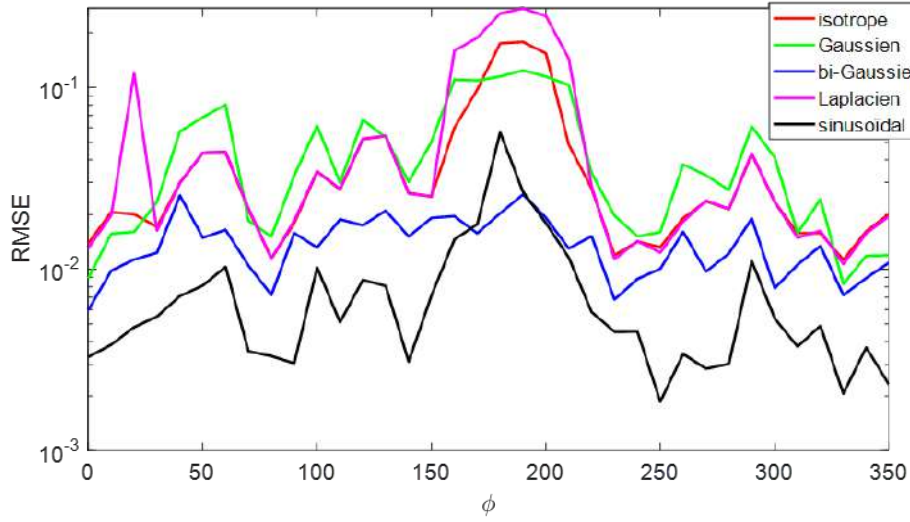
(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.



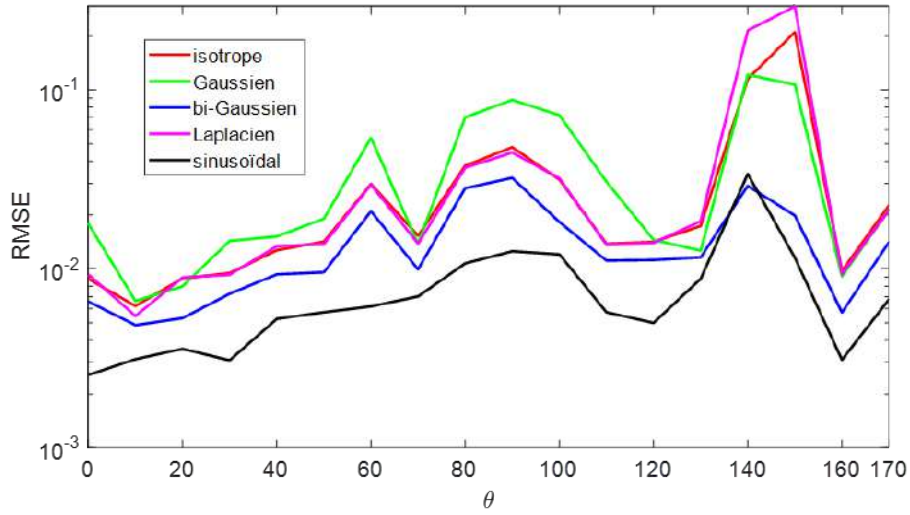
(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.

FIGURE A.5. – Fréquence : 1.8448 GHz, (LTE 1800).

A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne

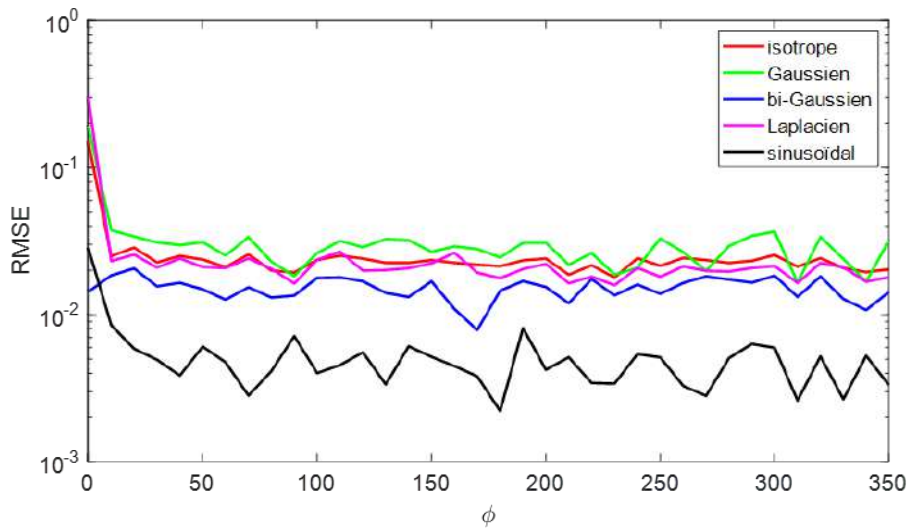


(a) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.



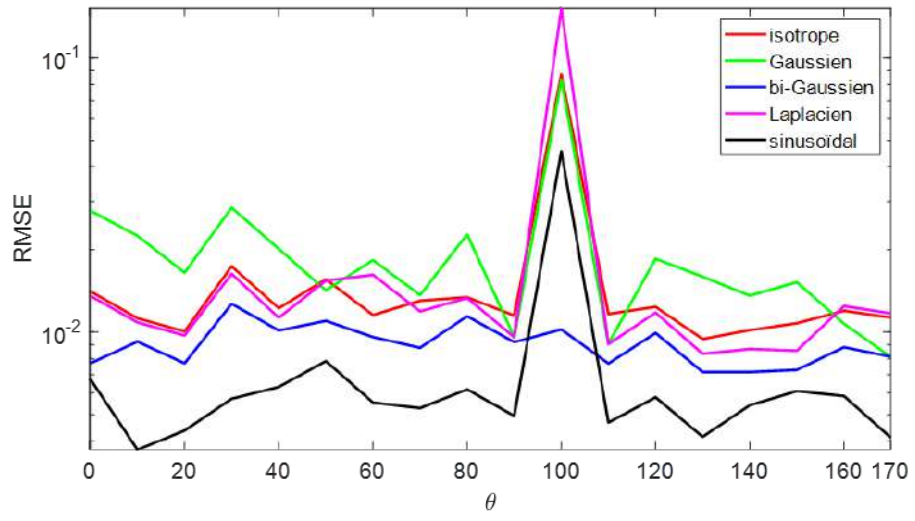
(b) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.6. – Fréquence : 1.8448 GHz, (LTE 1800).

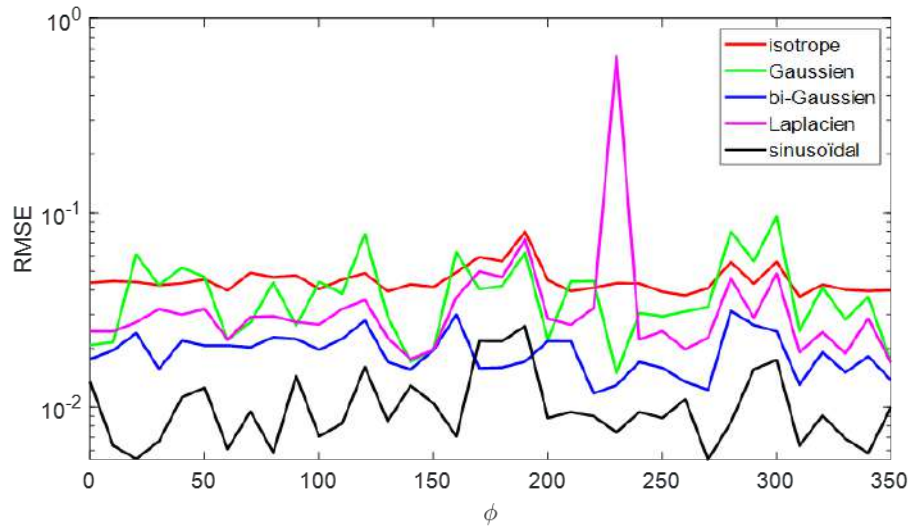


(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.

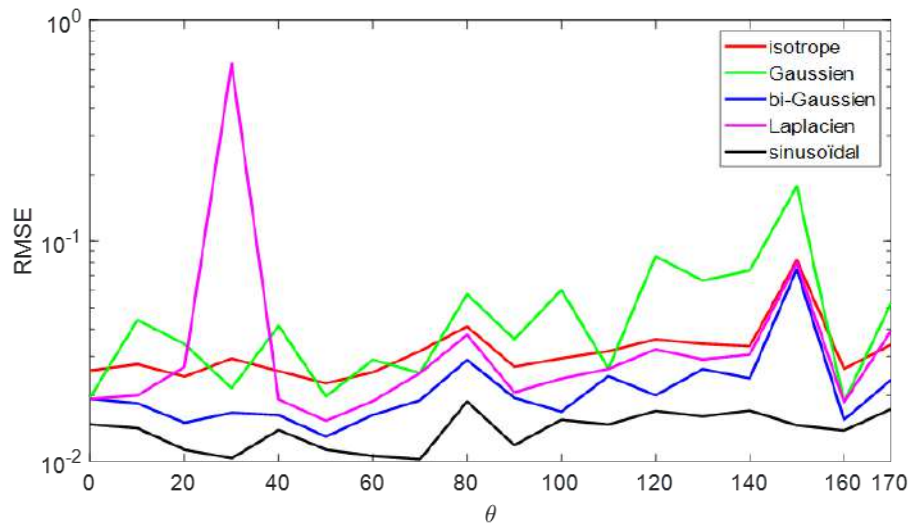
FIGURE A.7. – Fréquence : 2.1257 GHz, (LTE 2100).



(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.



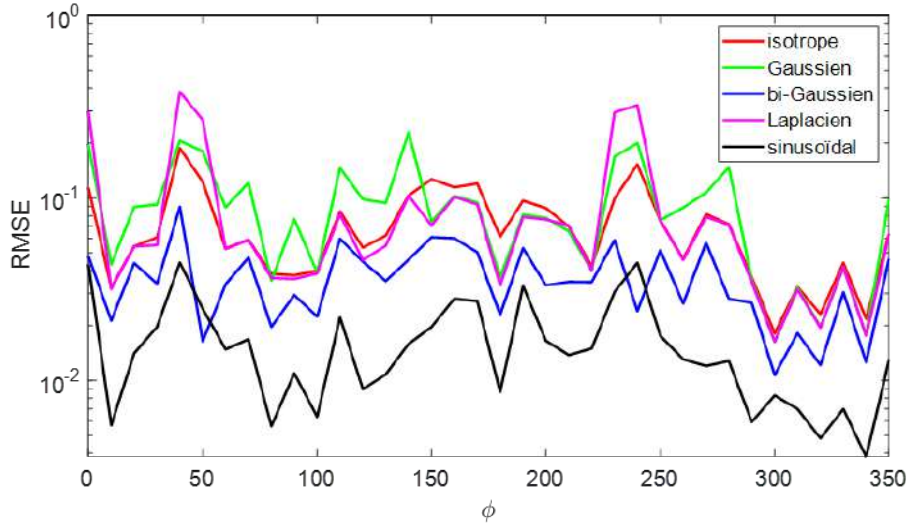
(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.



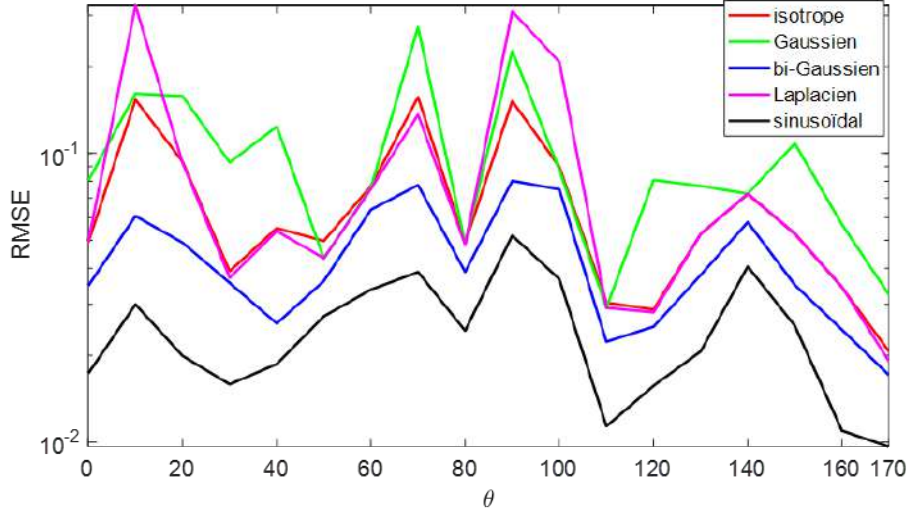
(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.7. – Fréquence : 2.1257 GHz, (LTE 2100).

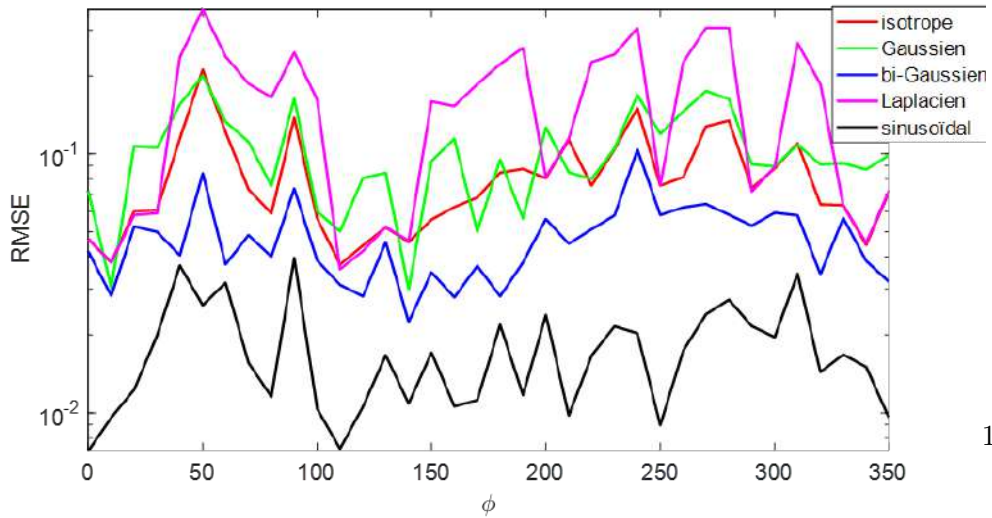
A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne



(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.

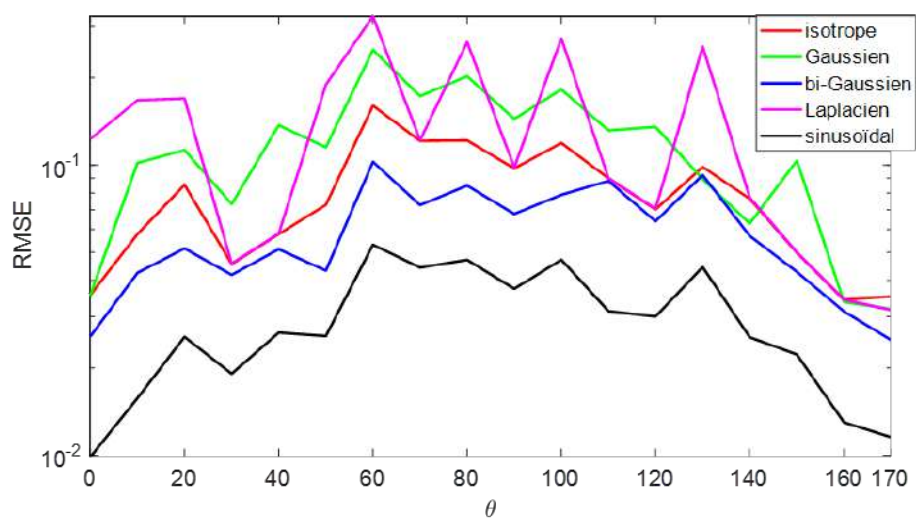


(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.



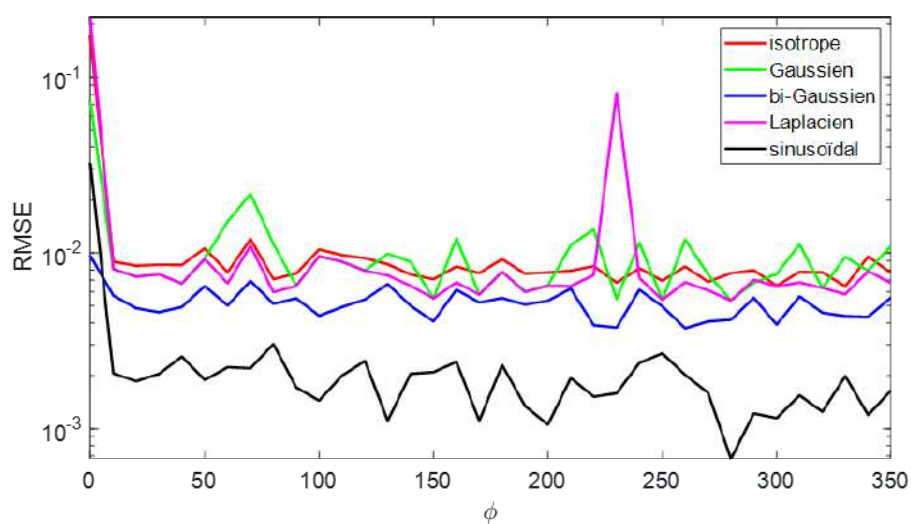
(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.

FIGURE A.8. – Fréquence : 2.1575 GHz, (UMTS 2100).

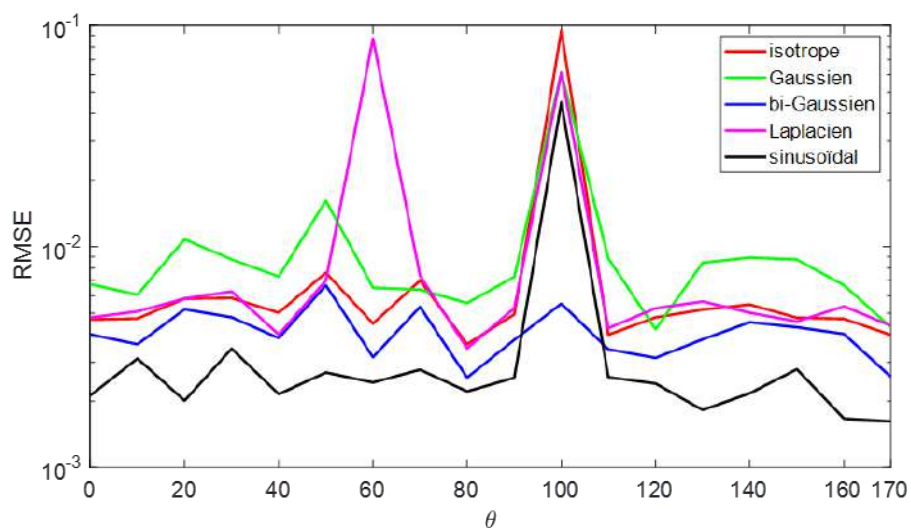


(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.8. – Fréquence : 2.1575 GHz, (UMTS 2100).



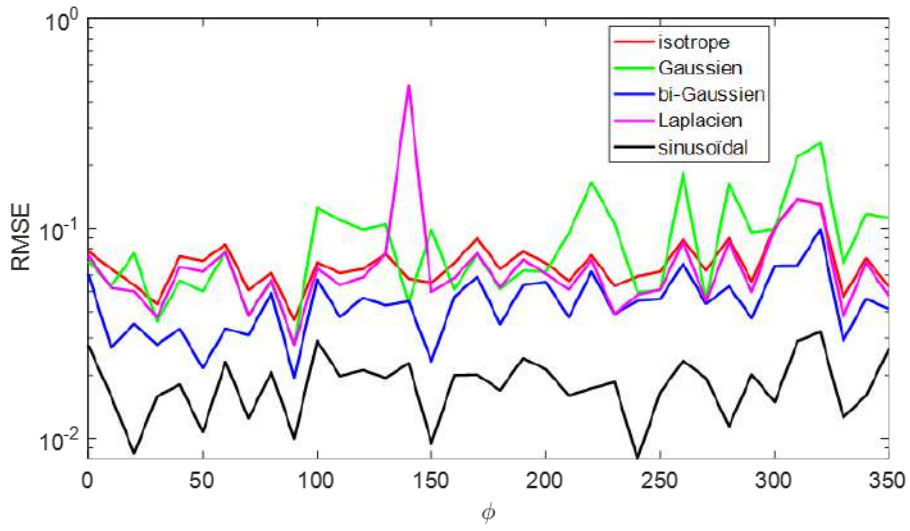
(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.



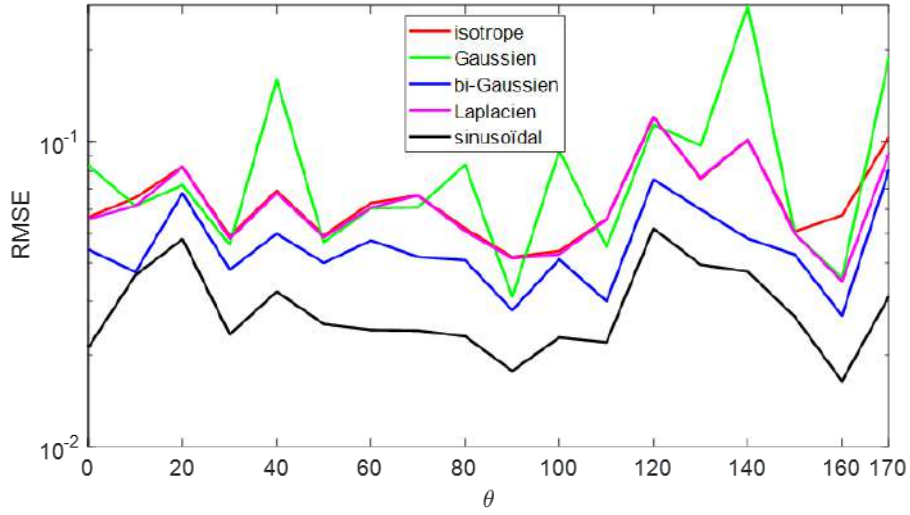
(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.

FIGURE A.9. – Fréquence : 2.6451 GHz, (LTE 2600).

A.3. La moyenne de l'erreur quadratique moyenne

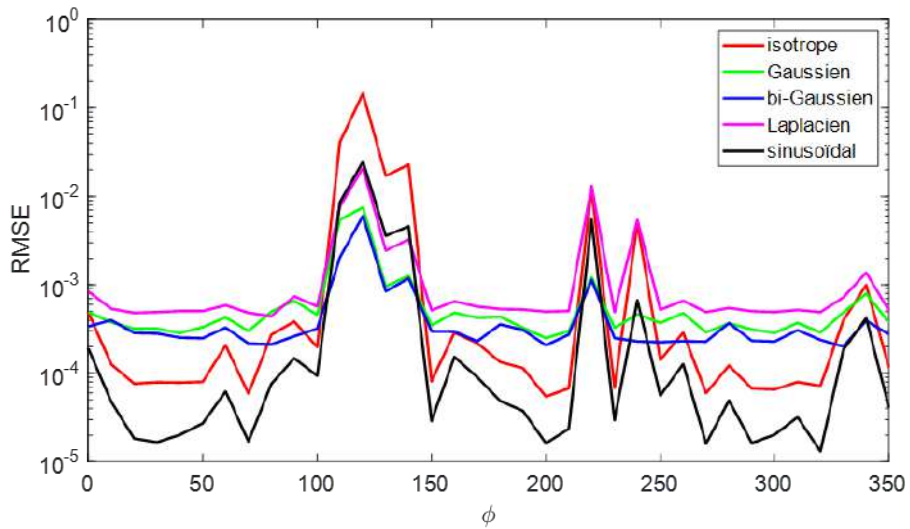


(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.



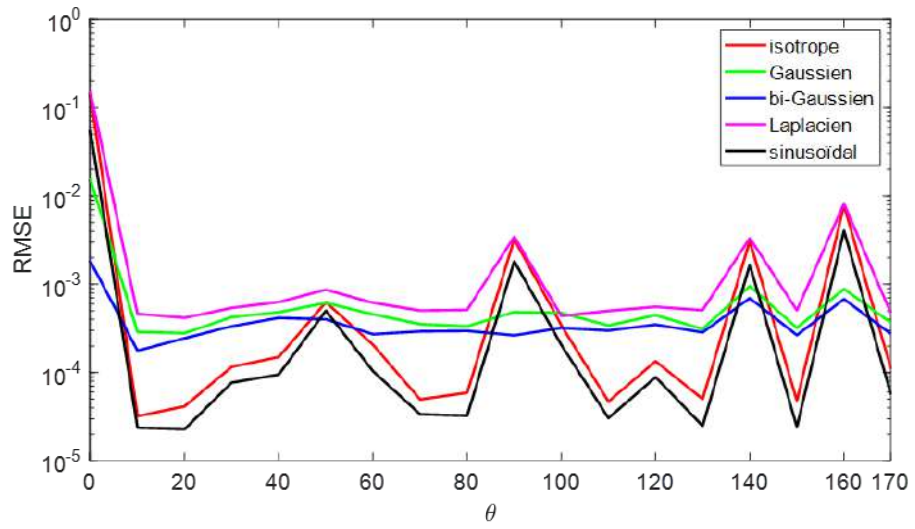
(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

FIGURE A.9. – Fréquence : 2.6451 GHz, (LTE 2600).

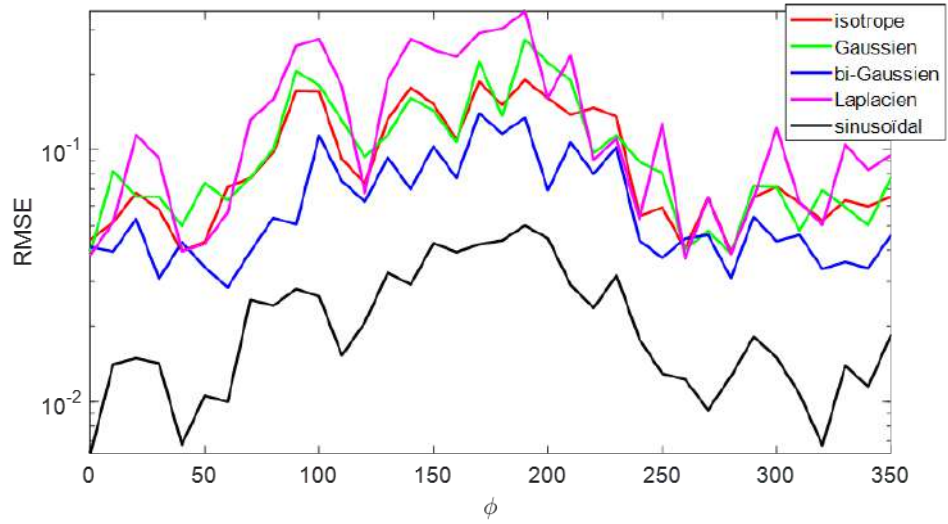


(a) Mesure au CISE, les plans verticaux.

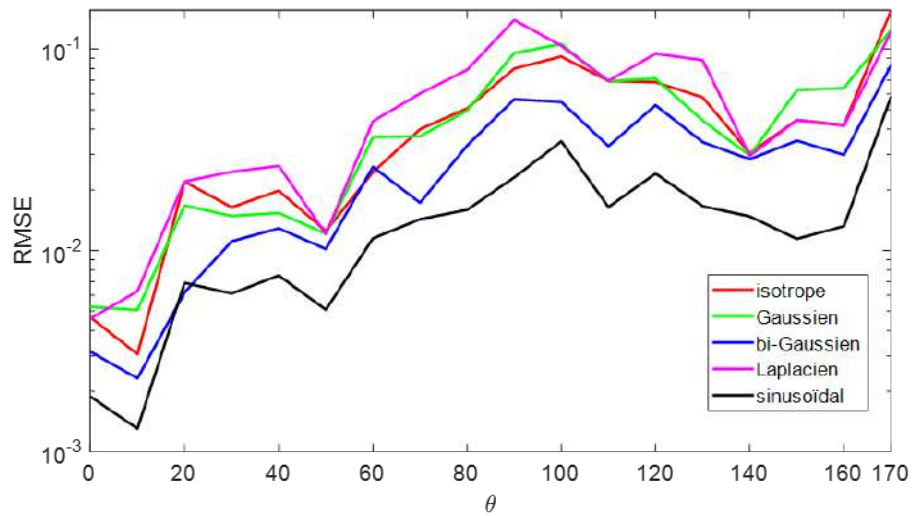
FIGURE A.10. – Fréquence : 2.4 GHz, (WiFi).



(b) Mesure au CISE, les plans horizontaux.



(c) Mesure à l'IRSEEM, les plans verticaux.



(d) Mesure à l'IRSEEM, les plans horizontaux.

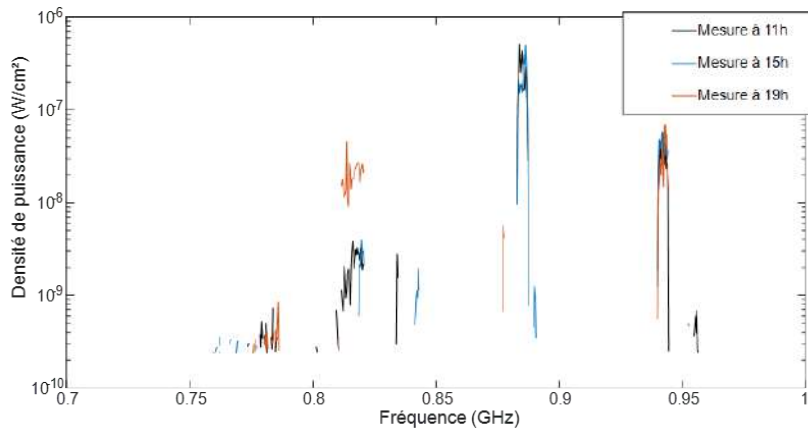
FIGURE A.10. – Fréquence : 2.4 GHz, (WiFi).

Annexe B.

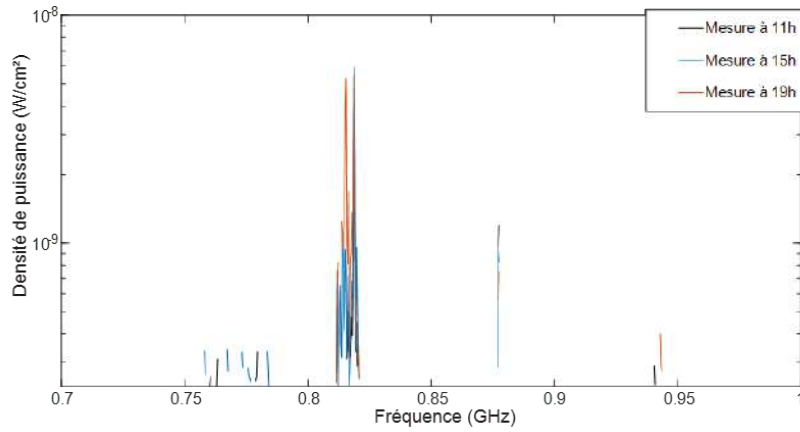
Résultats de mesures de densité de puissance

Cette annexe présente les tableaux et les figures qui correspondent au troisième chapitre de ce mémoire concernant les mesures de la densité de puissance.

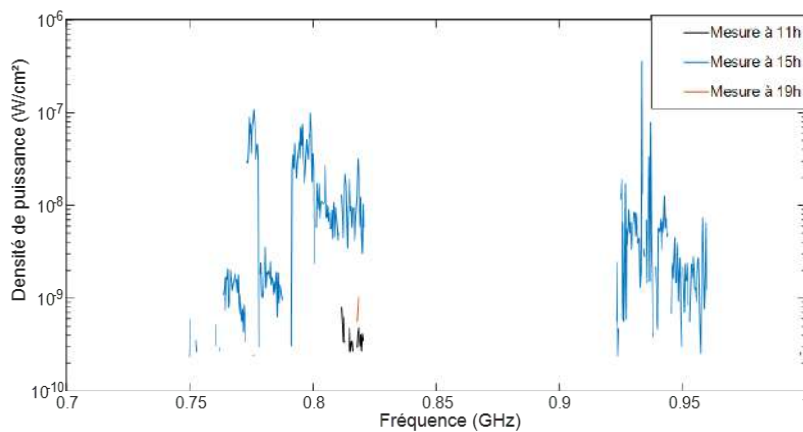
B.1. La densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h



(a) Mesure sur mon bureau.

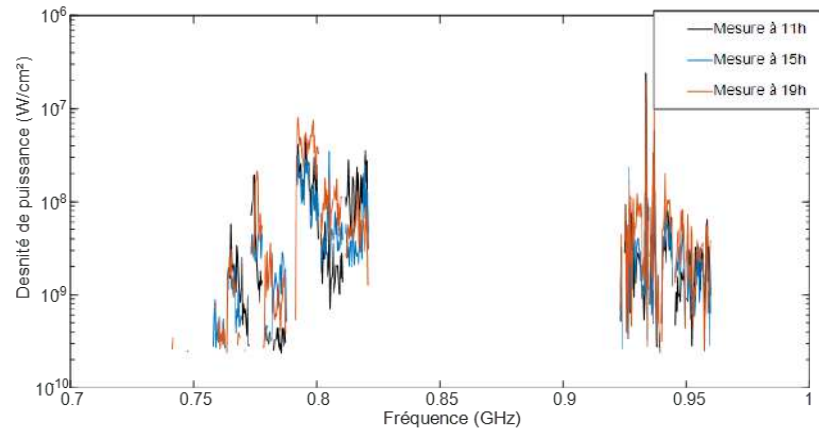


(b) Mesure au CISE.



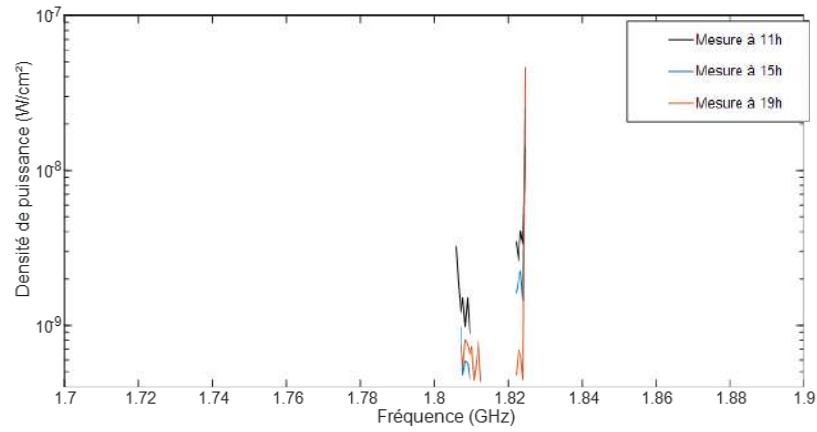
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.1. – Bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1 GHz.

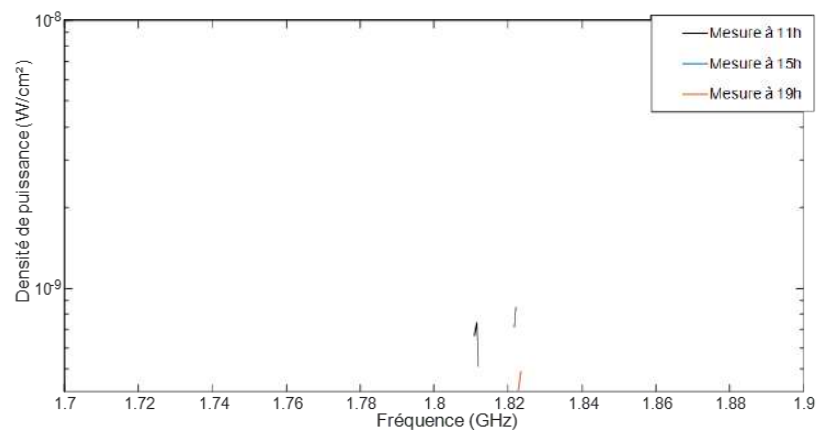


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.1. – Bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1 GHz.



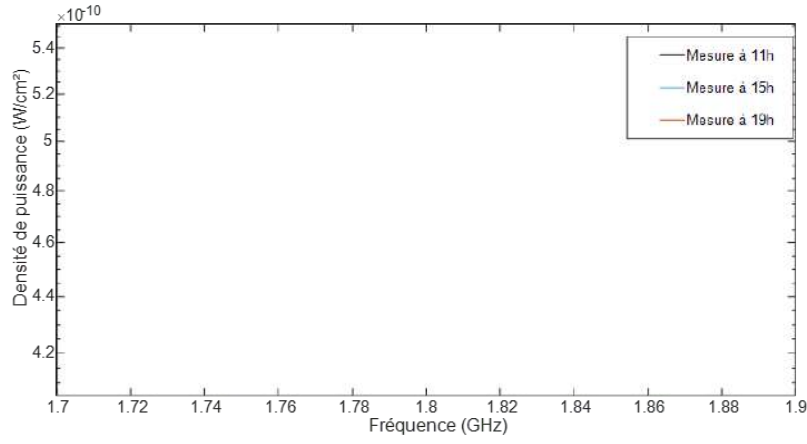
(a) Mesure sur mon bureau.



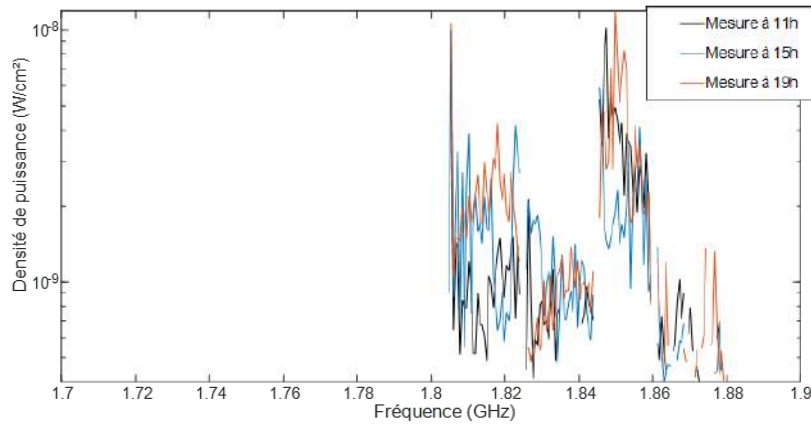
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.2. – Bande de fréquence de 1.7 GHz jusqu'à 1.9 GHz.

B.1. La densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h

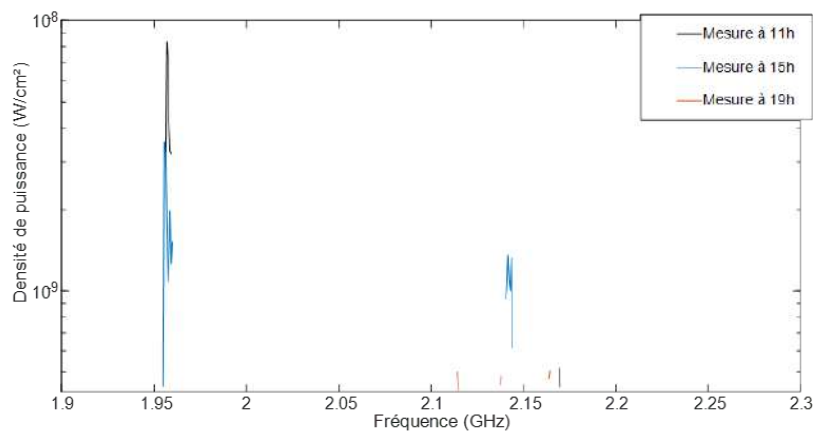


(c) Bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1 GHz.



(d) Mesure à Rennes.

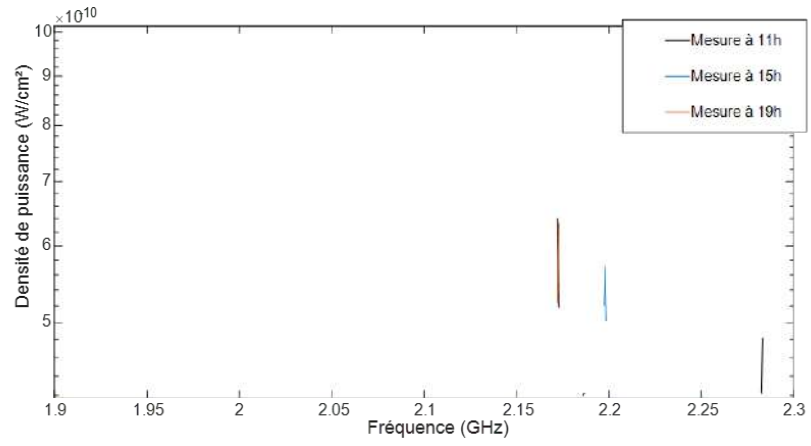
FIGURE B.2. – Bande de fréquence de 1.7 GHz jusqu'à 1.9 GHz.



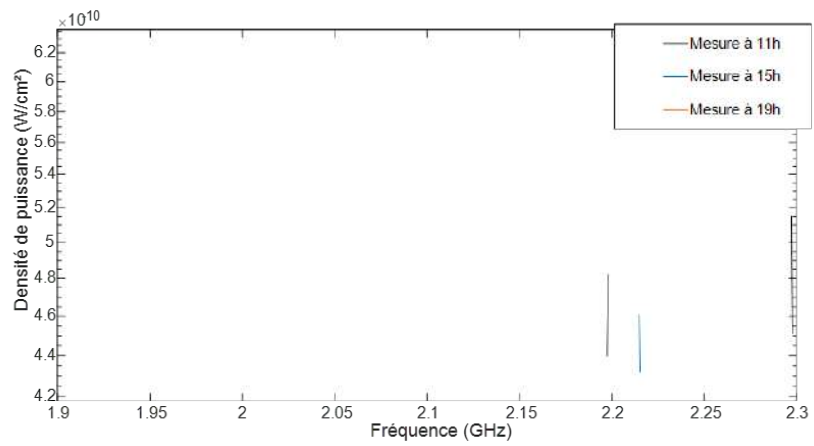
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.3. – Bande de fréquence de 1.9 GHz jusqu'à 2.3 GHz.

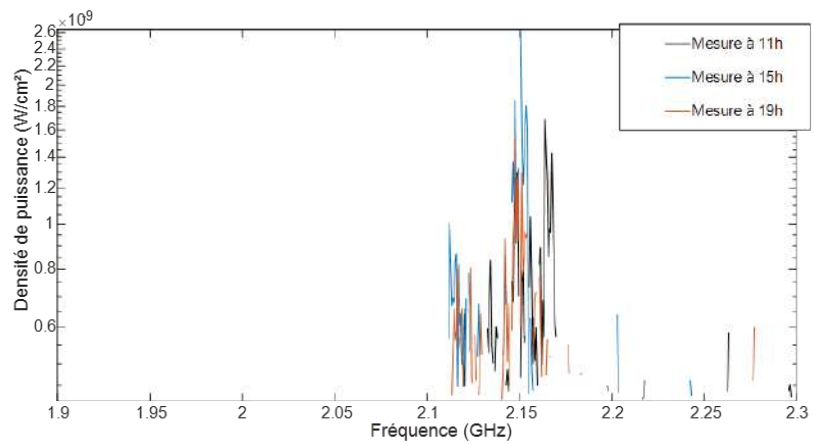
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



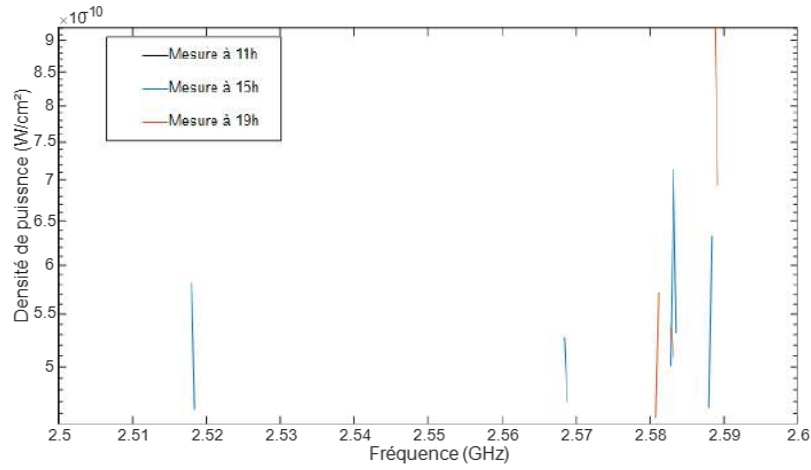
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



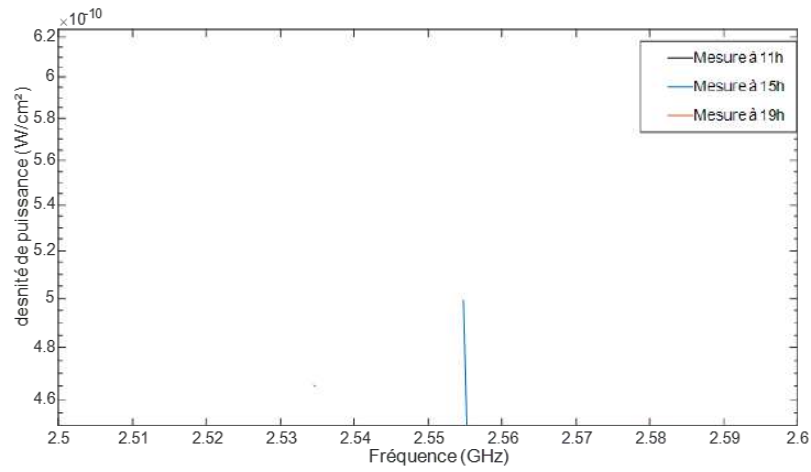
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.3. – Bande de fréquence de 1.9 GHz jusqu'à 2.3 GHz.

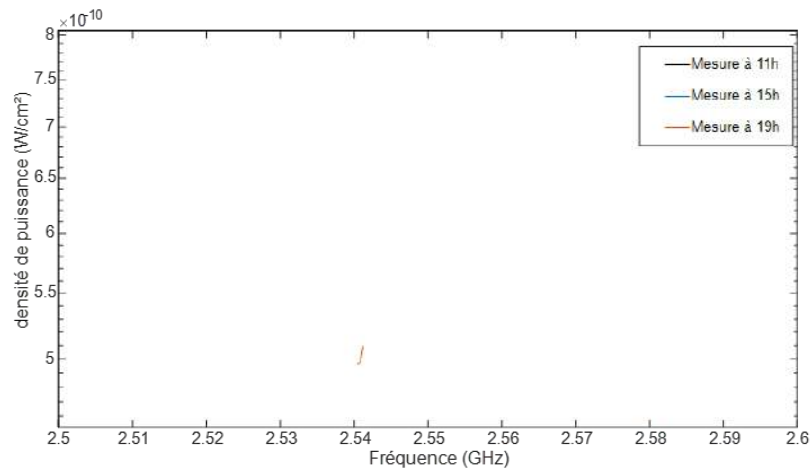
B.1. La densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h



(a) Mesure sur mon bureau.



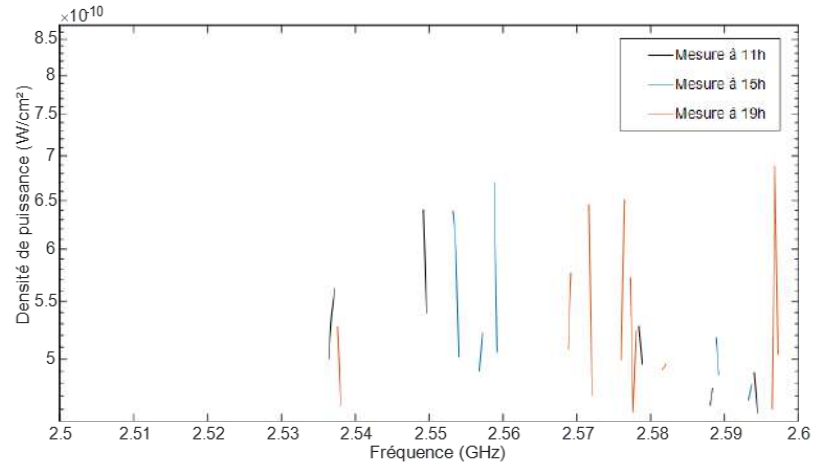
(b) Mesure au CISE.



(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

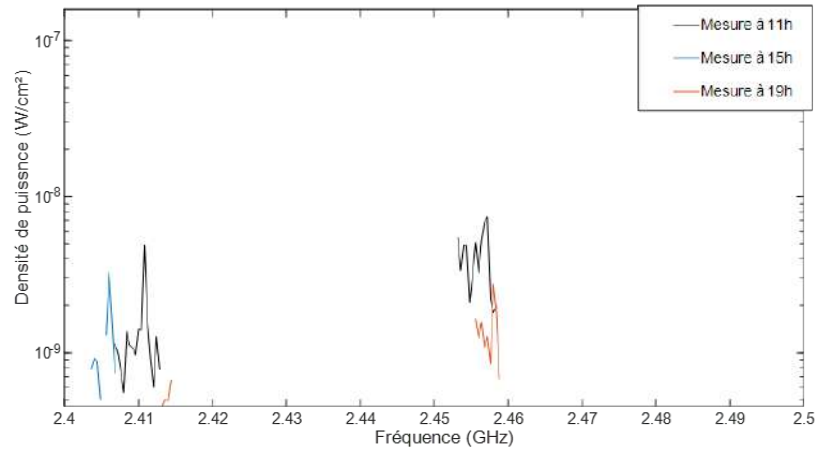
FIGURE B.4. – Bande de fréquence de 2.5 GHz jusqu'à 2.6 GHz.

Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance

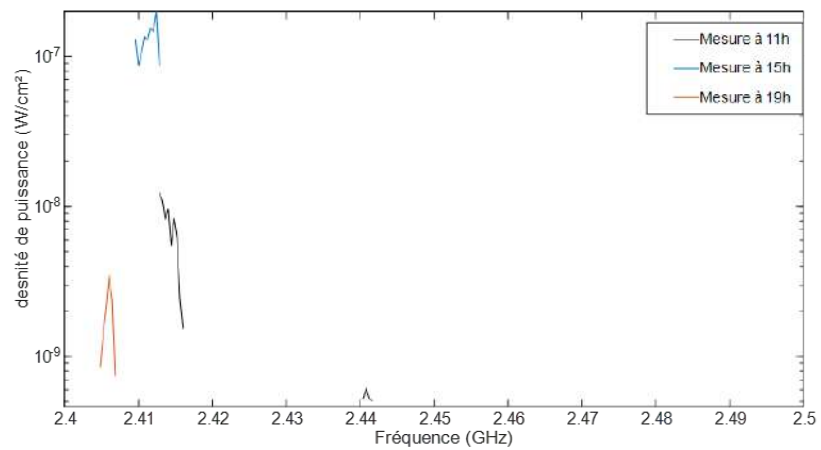


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.4. – Bande de fréquence de 2.5 GHz jusqu'à 2.6 GHz.



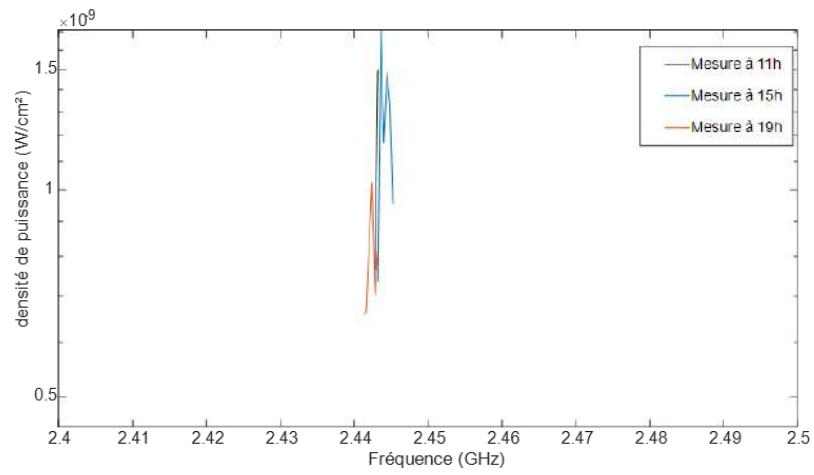
(a) Mesure sur mon bureau.



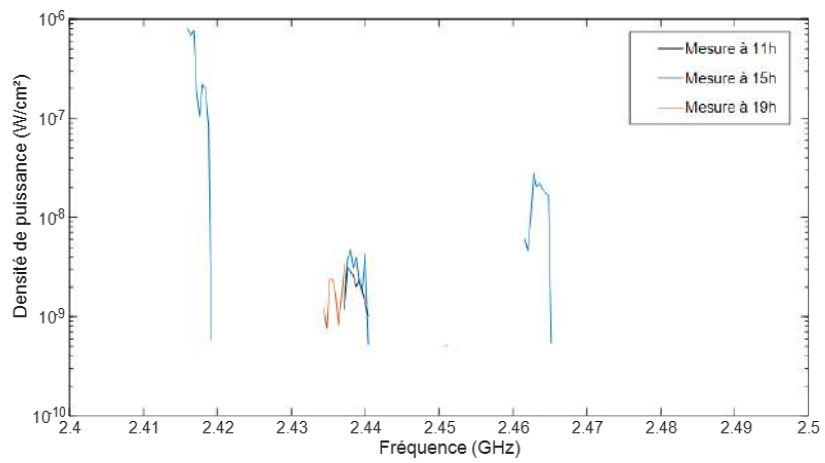
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.5. – Bande de fréquence de WiFi 2.4 GHz.

B.1. La densité de puissance sur une bande de fréquence à 11h, 15h et 19h



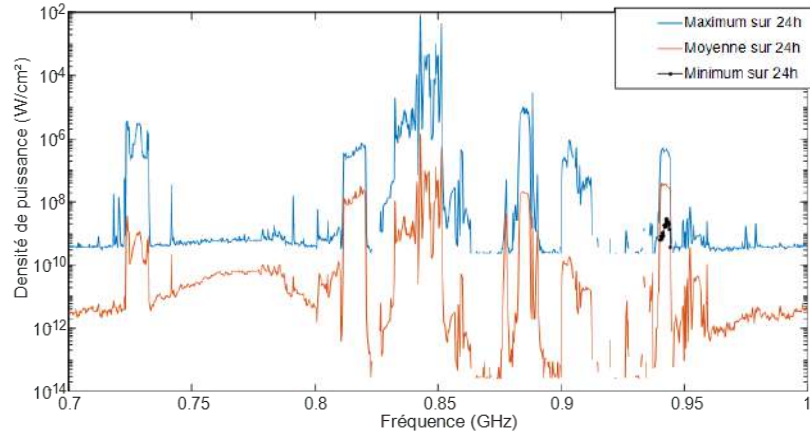
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



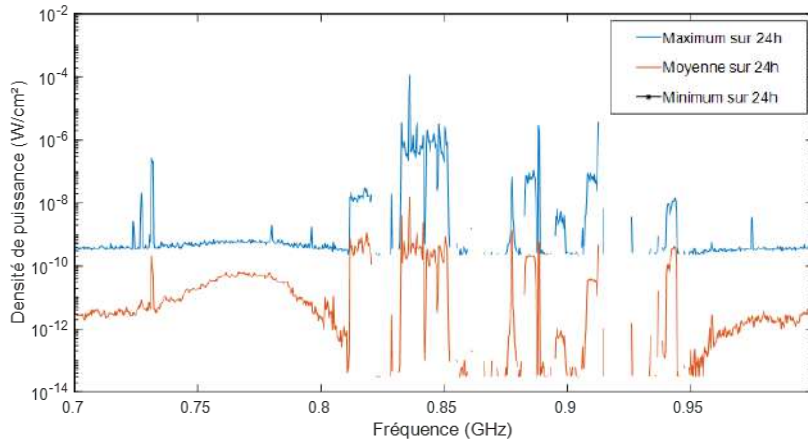
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.5. – Bande de fréquence de WiFi 2.4 GHz.

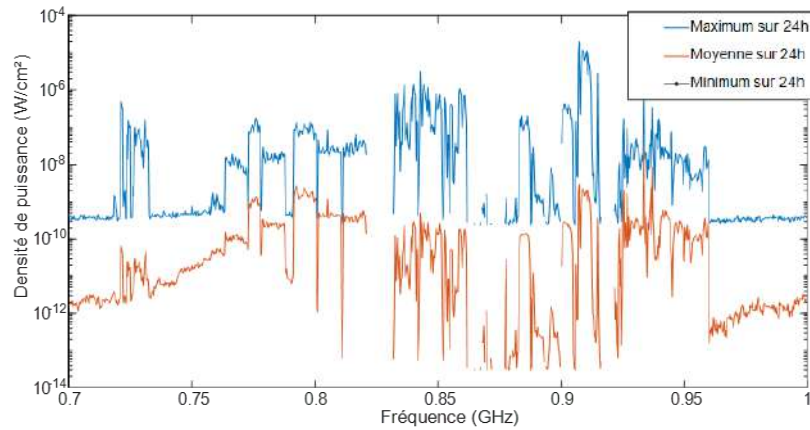
B.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

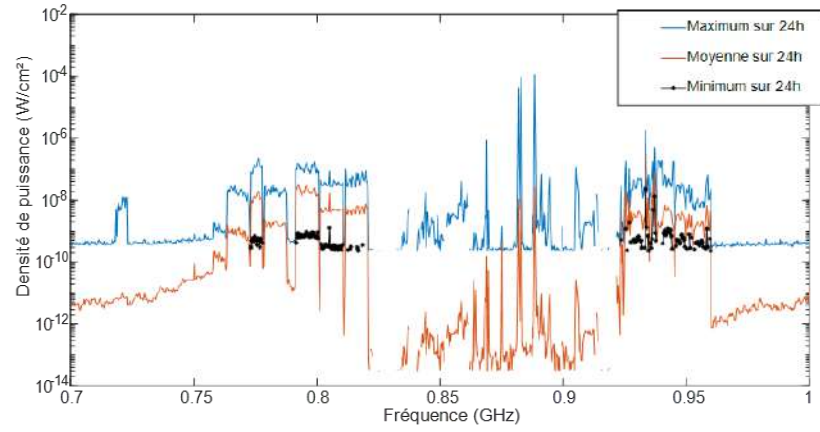


(b) Mesure au CISE.



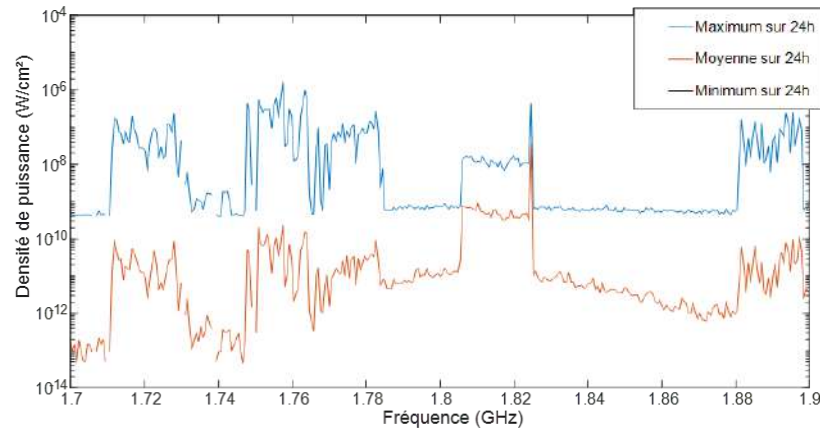
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.6. – Bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1.

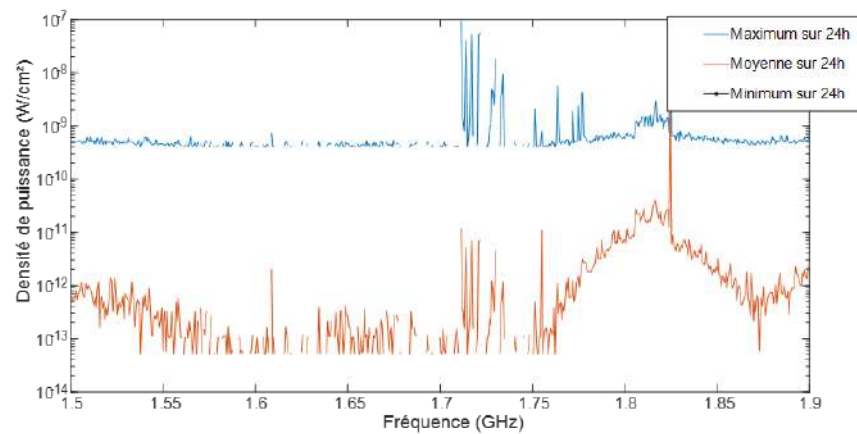


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.6. – Bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1 GHz.



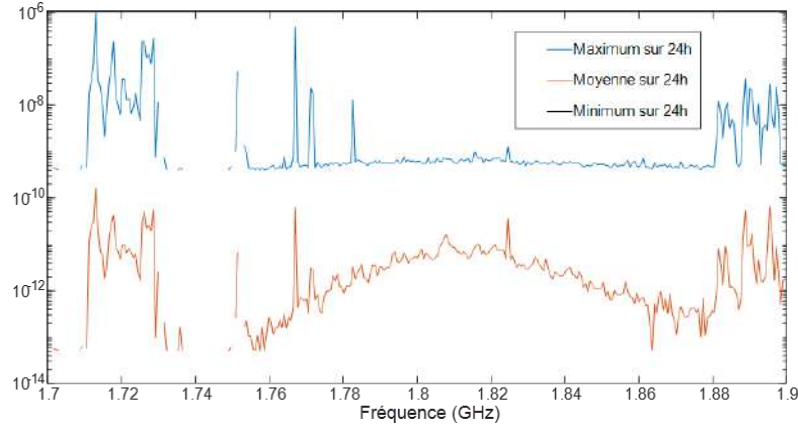
(a) Mesure sur mon bureau.



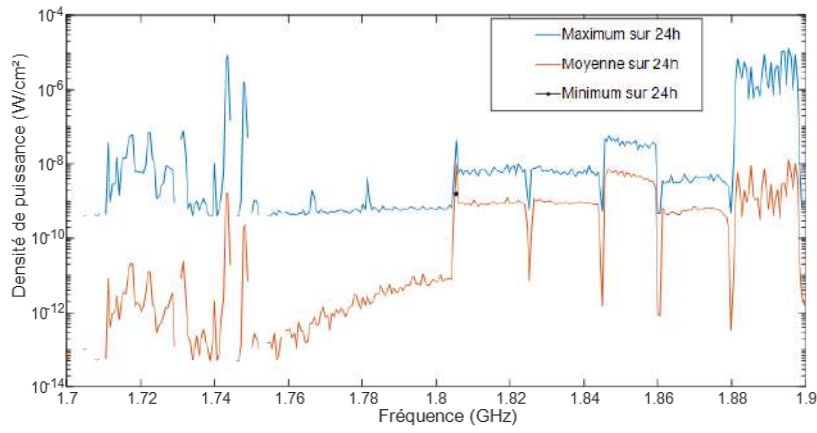
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.7. – Bande de fréquence de 1.7 GHz jusqu'à 1.9 GHz.

B.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h

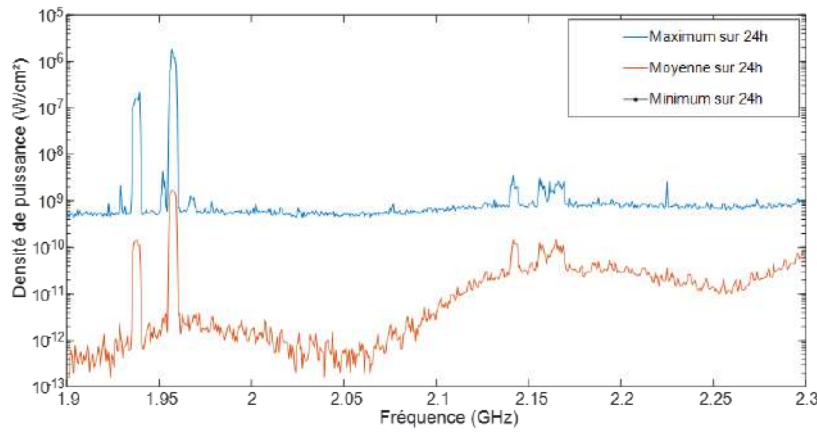


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

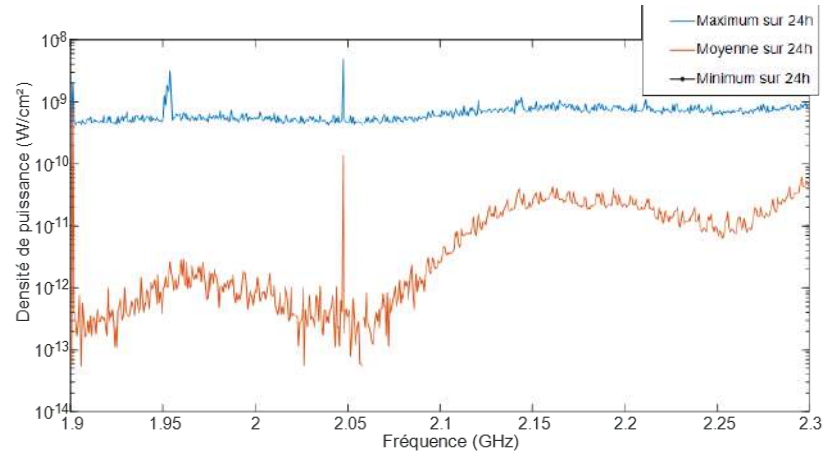
FIGURE B.7. – Bande de fréquence de 1.7 GHz jusqu'à 1.9 GHz.



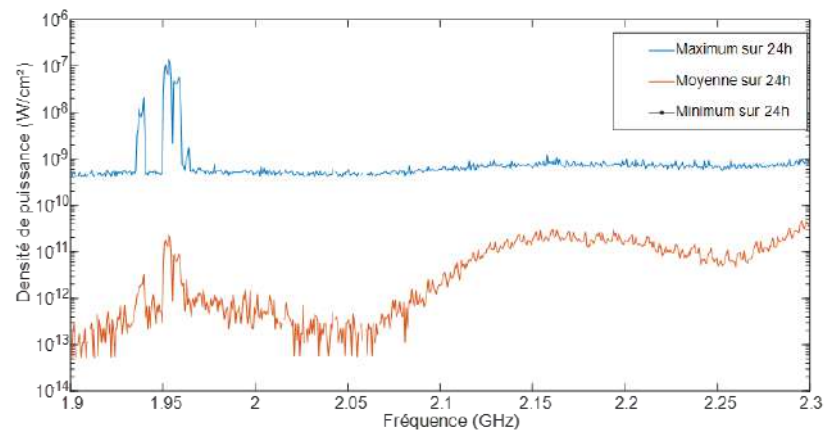
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.8. – Bande de fréquence de 1.9 GHz jusqu'à 2.3 GHz.

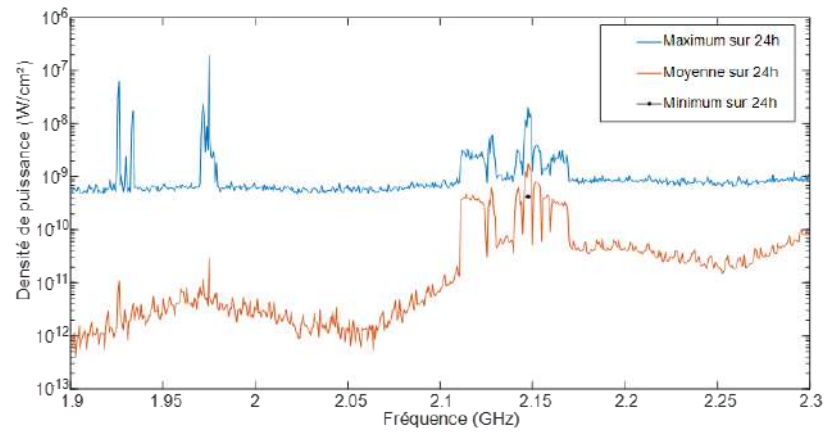
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



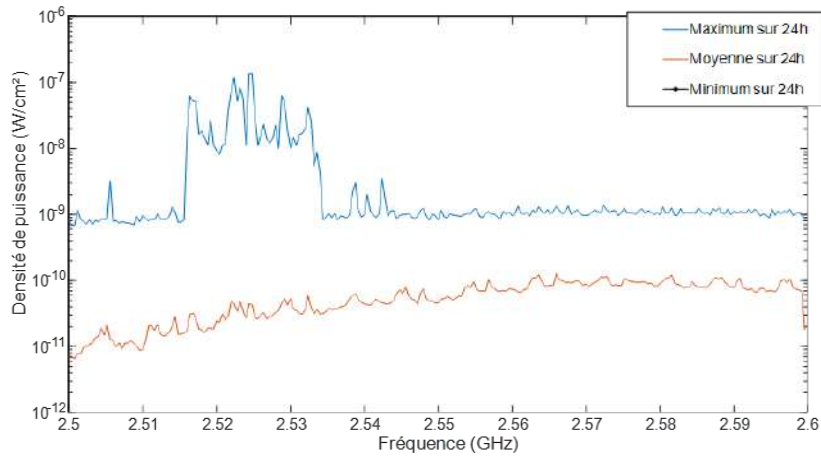
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



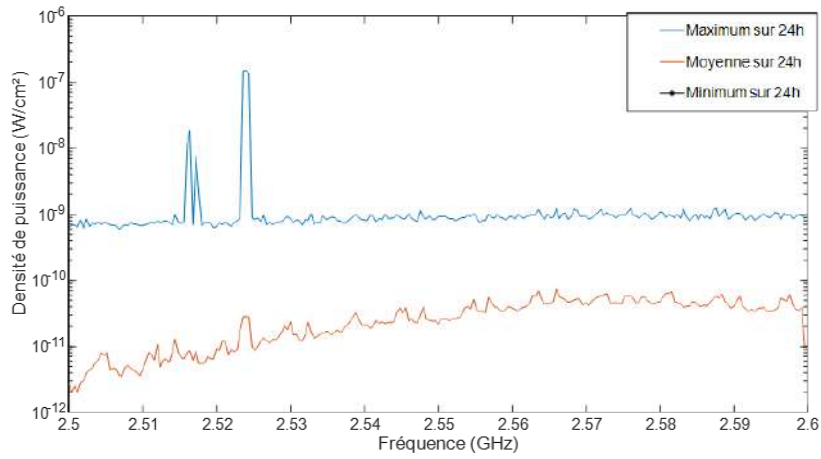
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.8. – Bande de fréquence de 1.9 GHz jusqu'à 2.3 GHz.

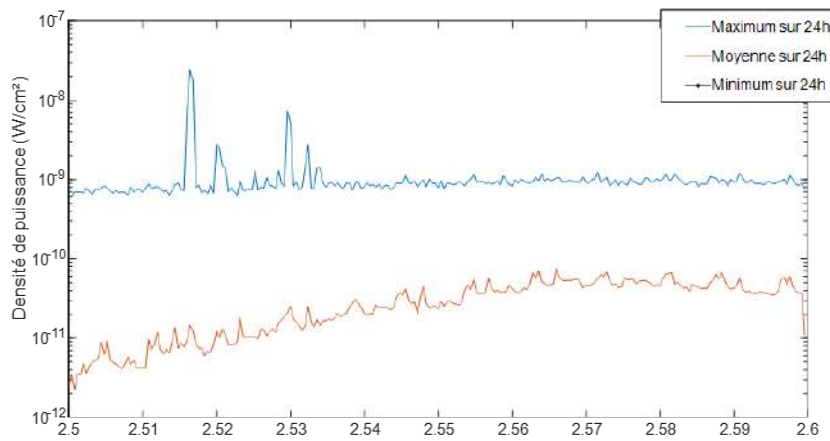
B.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

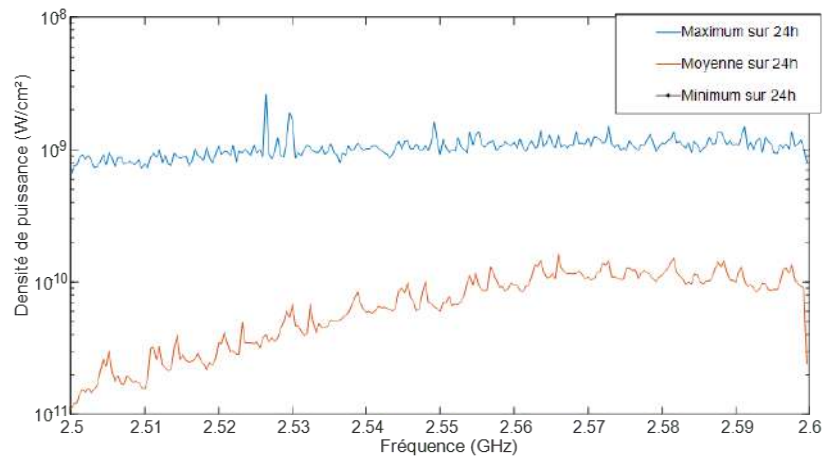


(b) Mesure au CISE.



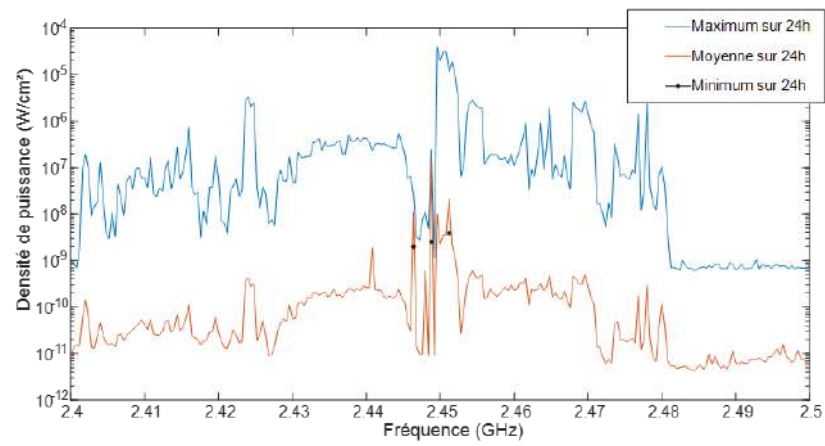
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.9. – Bande de fréquence de 2.5 GHz jusqu'à 2.6 GHz.

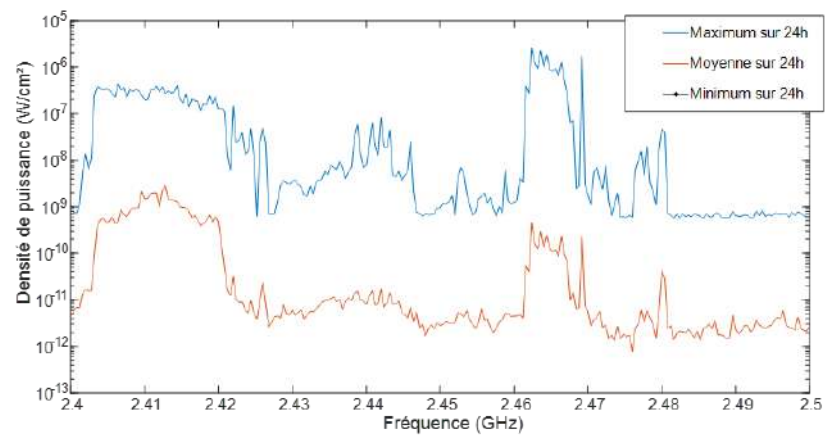


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.9. – Bande de fréquence de 2.5 GHz jusqu'à 2.6 GHz.



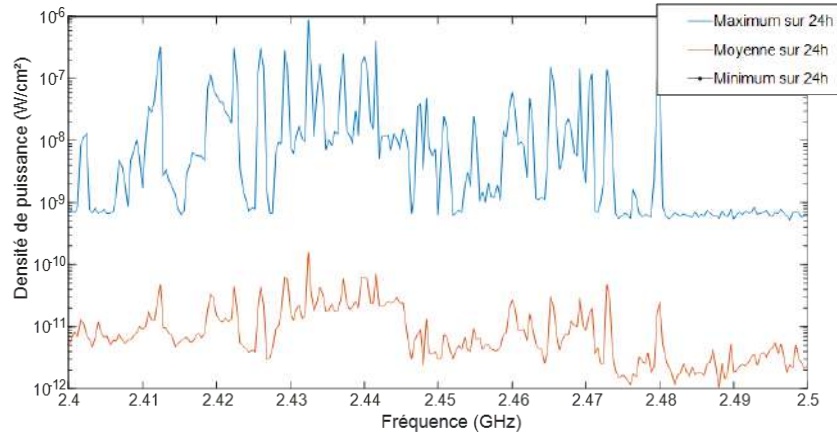
(a) Mesure sur mon bureau.



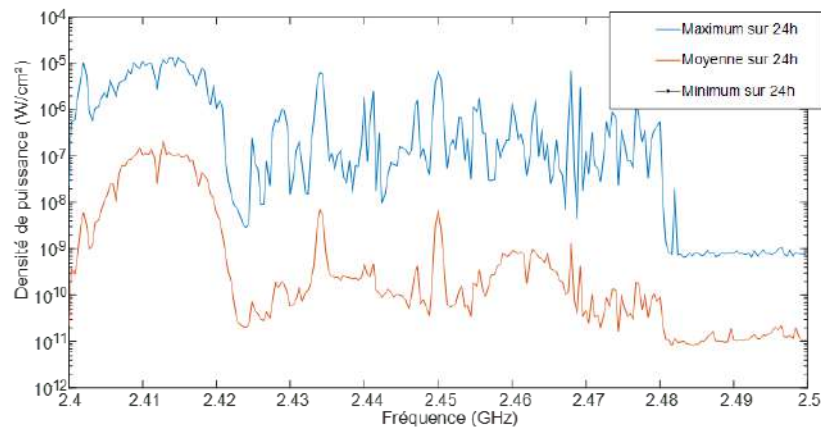
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.10. – Bande de fréquence de WiFi 2.4 GHz.

B.2. Maximum/moyenne/minimum de la densité de puissance sur 24h



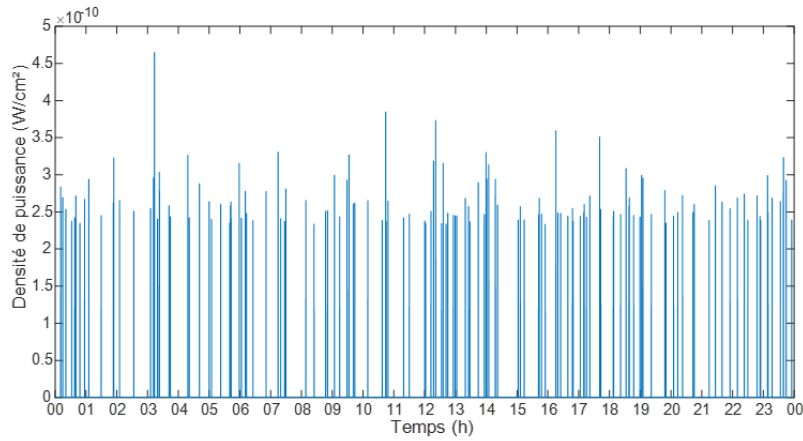
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



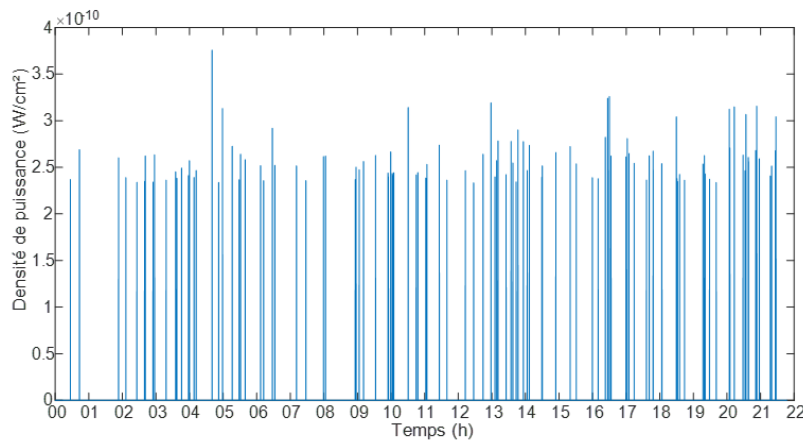
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.10. – Bande de fréquence de WiFi 2.4 GHz.

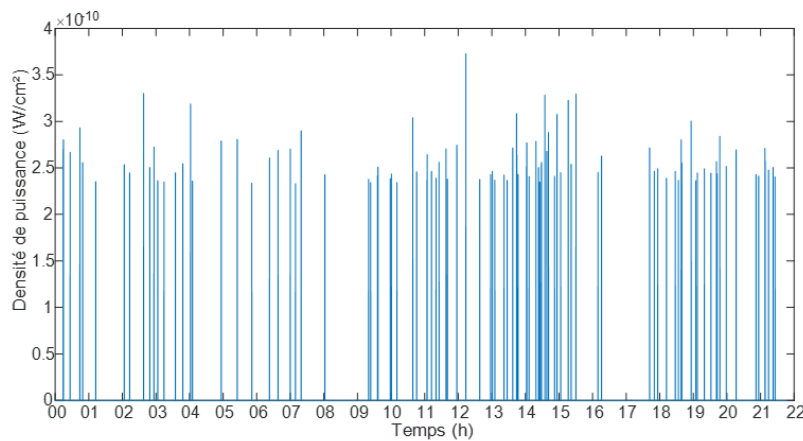
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



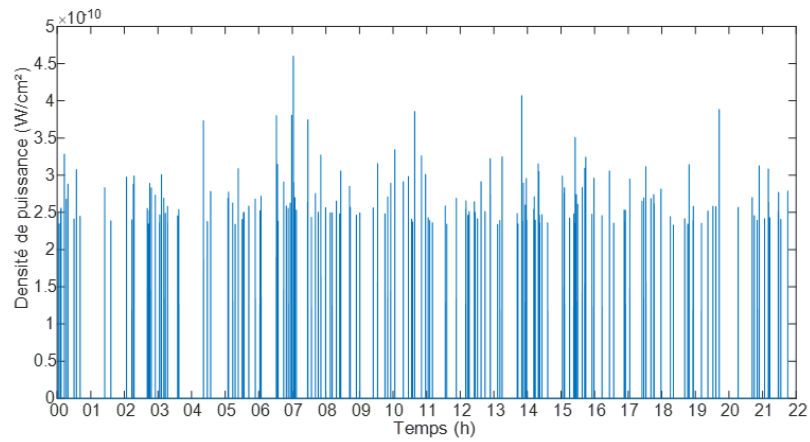
(a) Mesure sur mon bureau.



(b) Mesure au CISE.

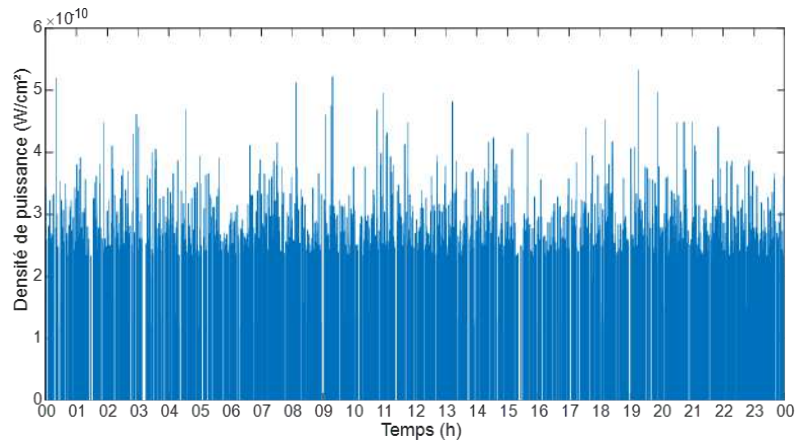


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

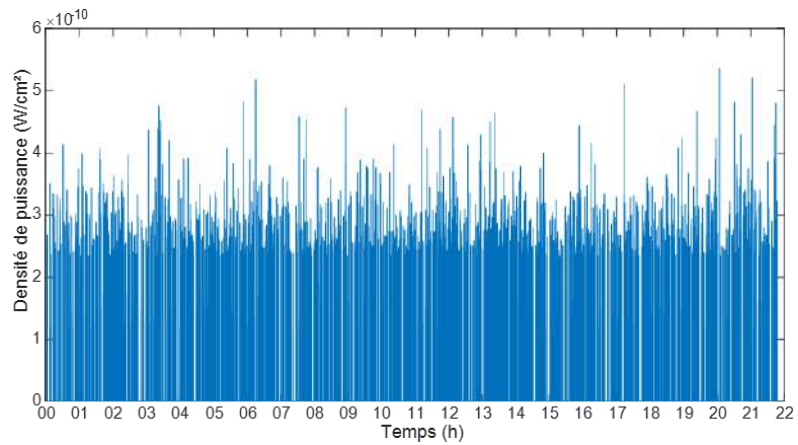


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.11. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison montante (fréquence =0.7084 GHz).



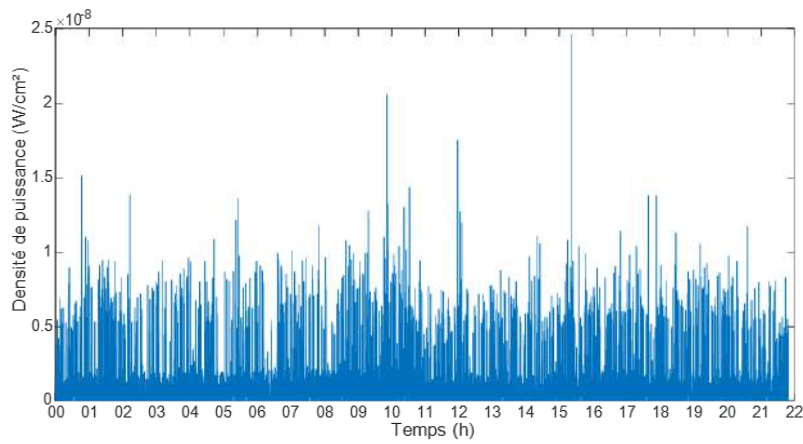
(a) Mesure sur mon bureau.



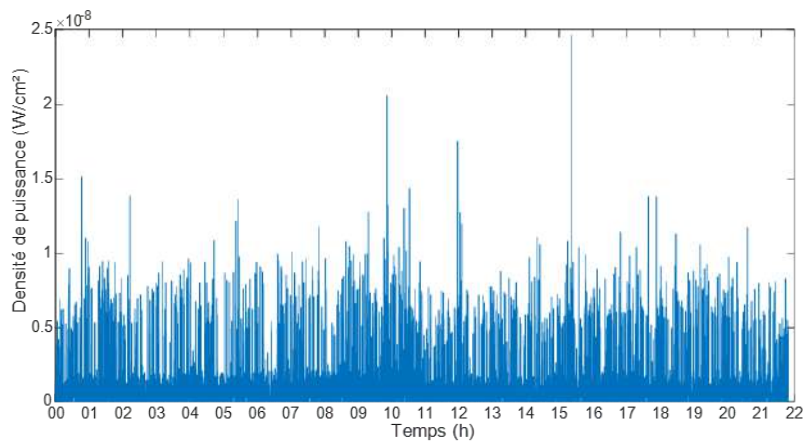
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.12. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison descendante (fréquence =0.7657 GHz).

B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale

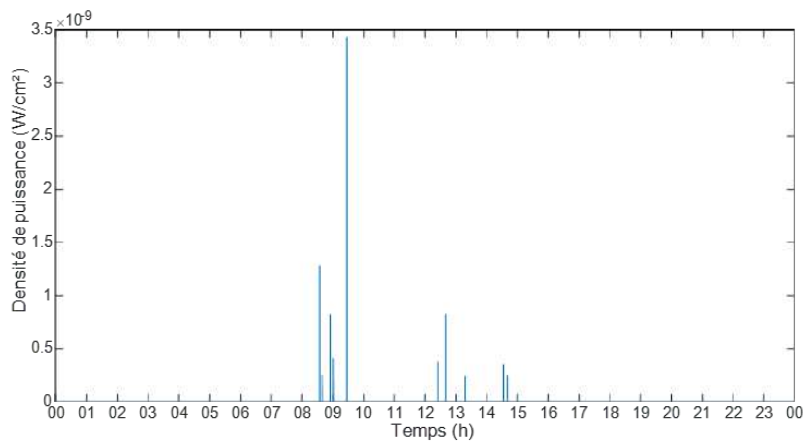


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

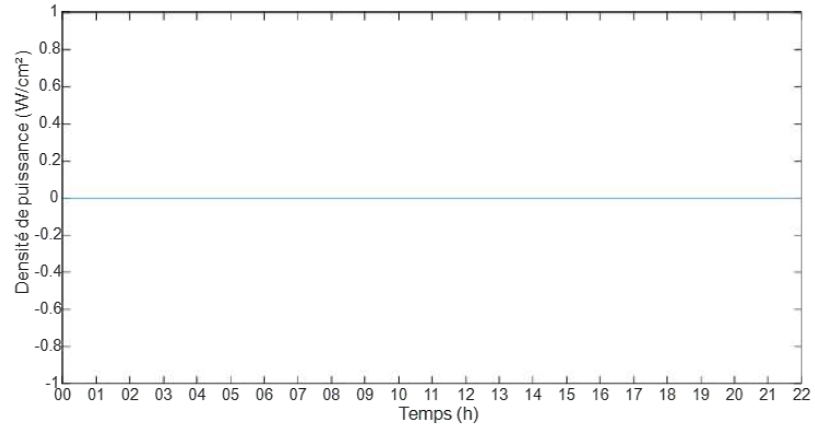
FIGURE B.12. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison descendante (fréquence = 0.7657 GHz).



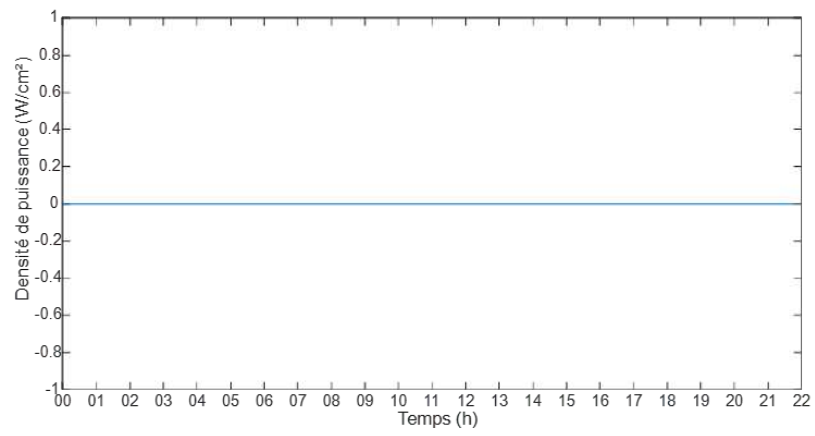
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.13. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison montante (fréquence = 0.8539 GHz).

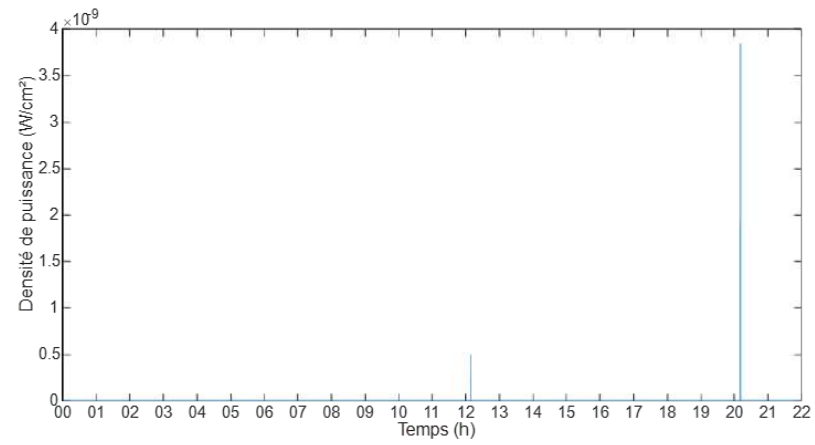
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



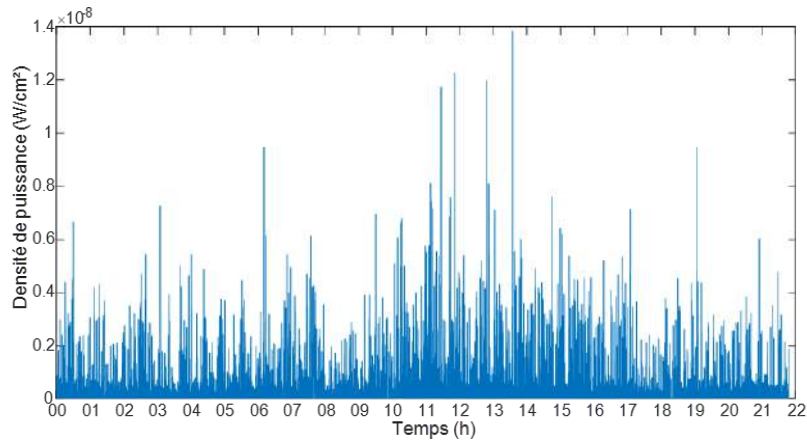
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



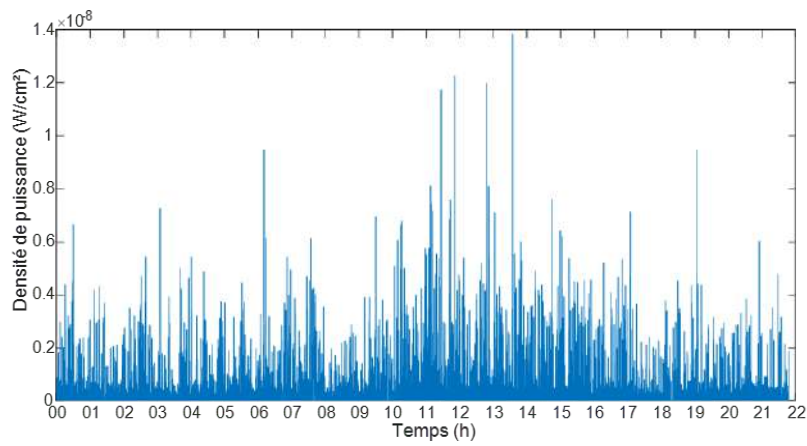
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.13. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison montante (fréquence = 0.8539 GHz).

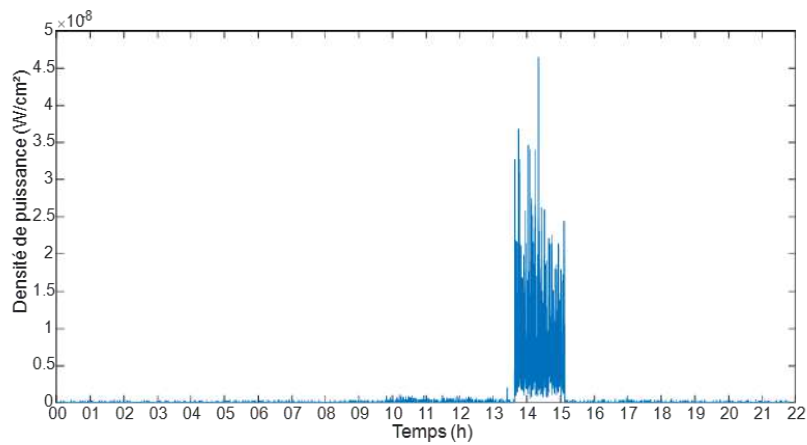
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



(a) Mesure sur mon bureau.

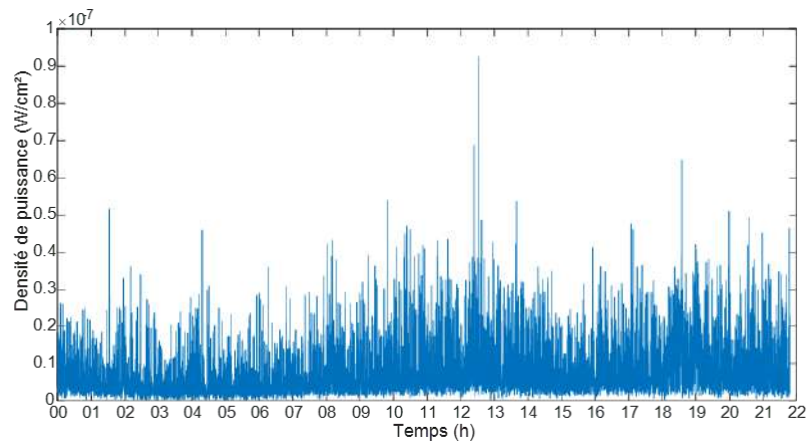


(b) Mesure au CISE.



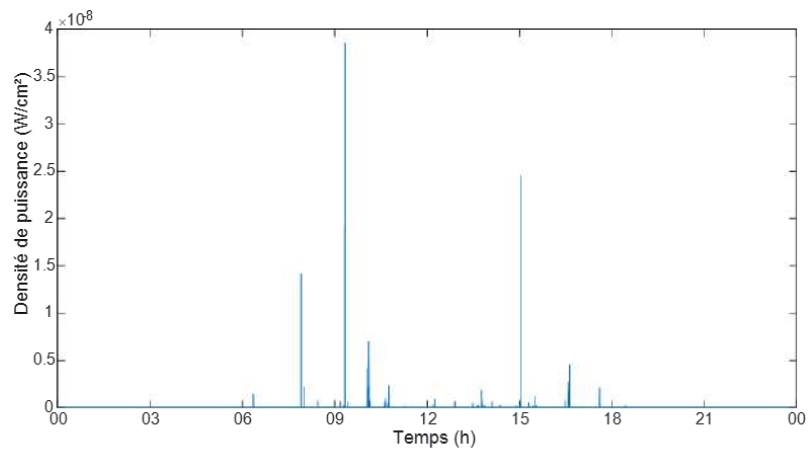
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.14. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison descendante (fréquence = 0.8197 GHz).

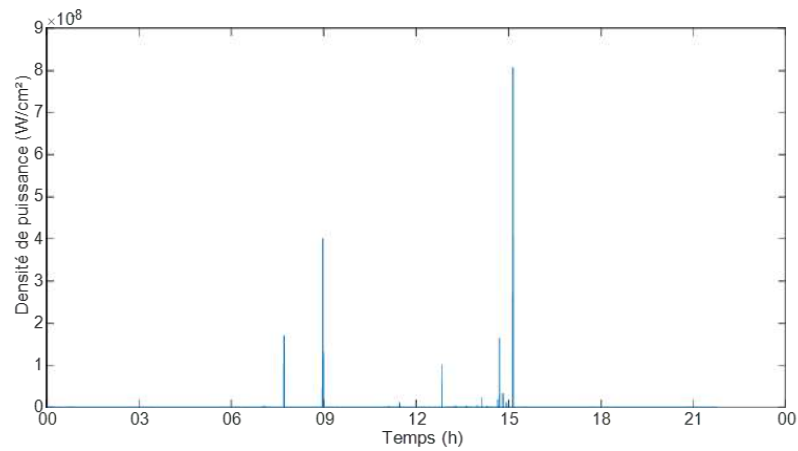


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.14. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison descendante (fréquence =0.8197 GHz).



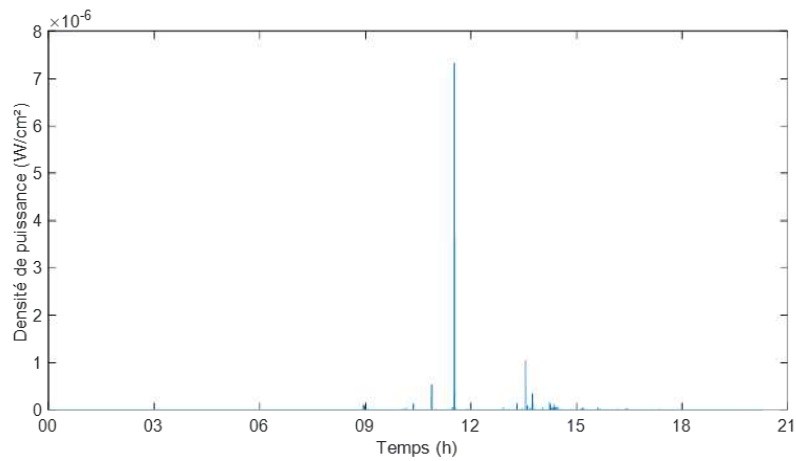
(a) Mesure sur mon bureau.



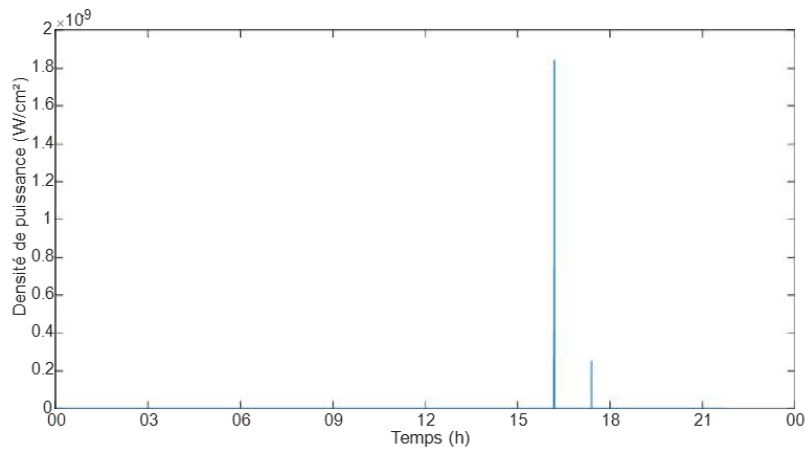
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.15. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison montante (fréquence =0.9097 GHz).

B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale

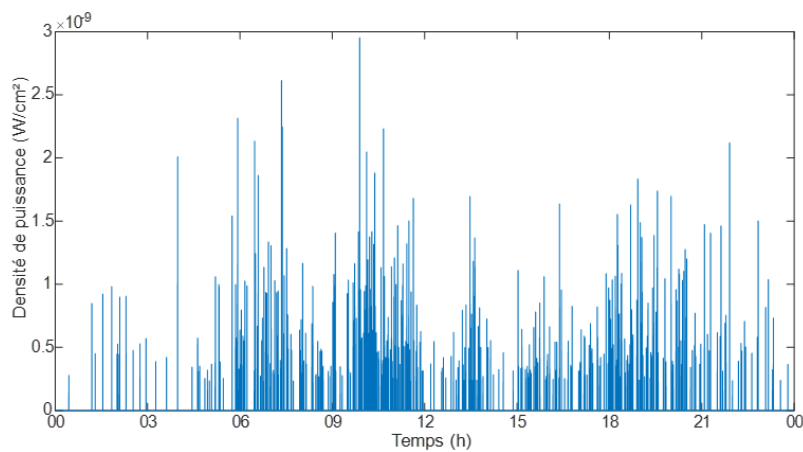


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

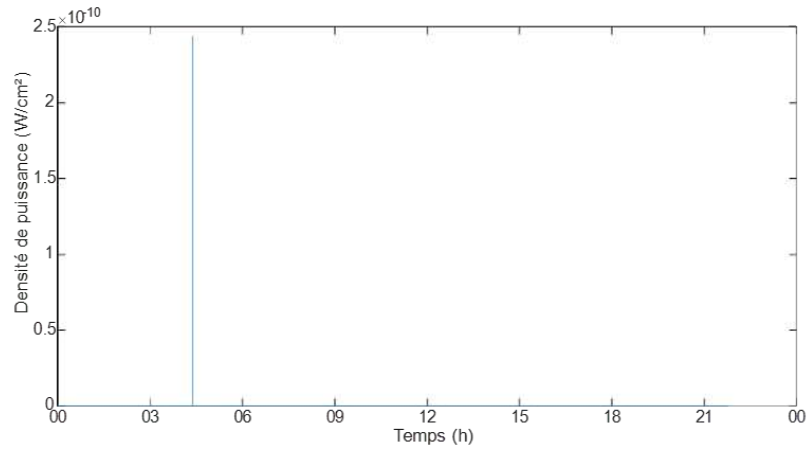
FIGURE B.15. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison montante (fréquence = 0.9097 GHz).



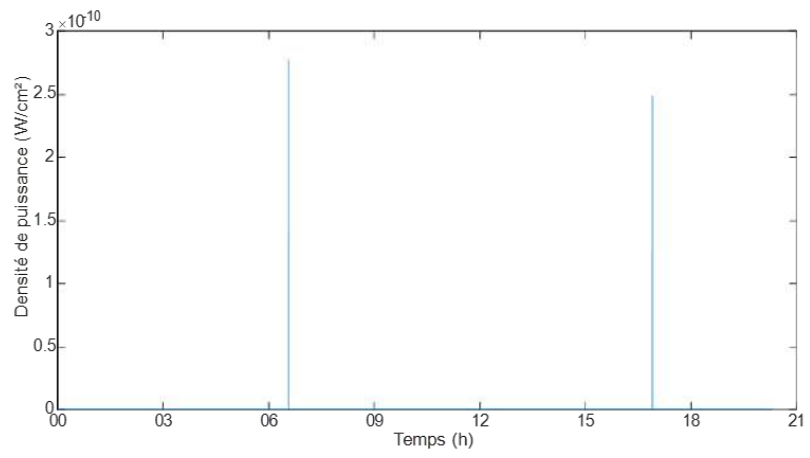
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.16. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison descendante (fréquence = 0.9511 GHz).

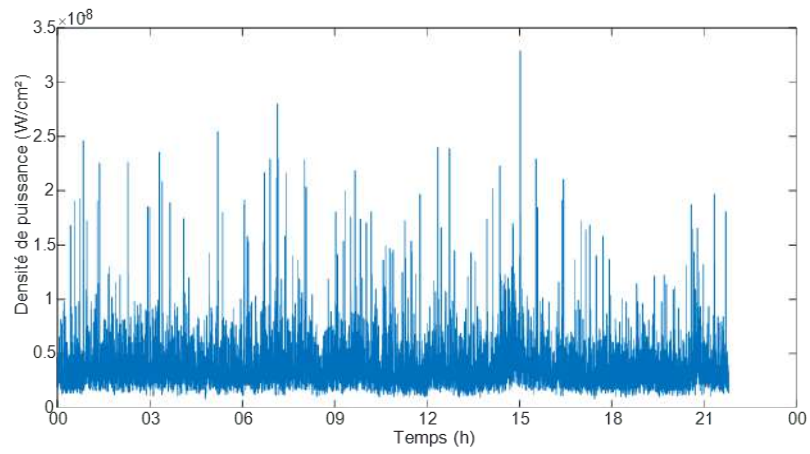
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



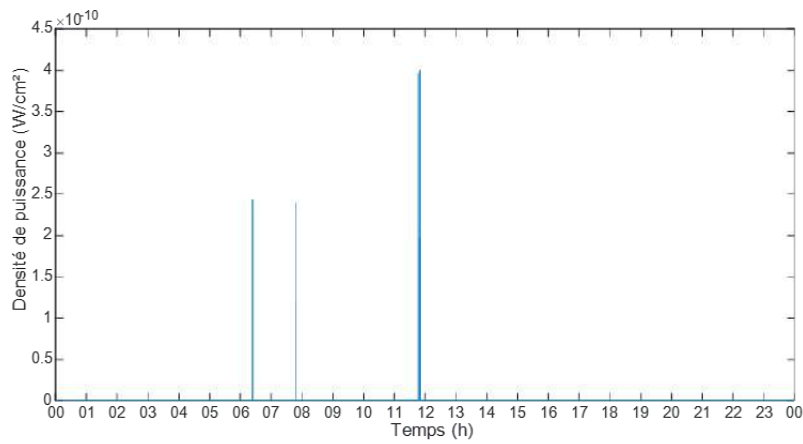
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



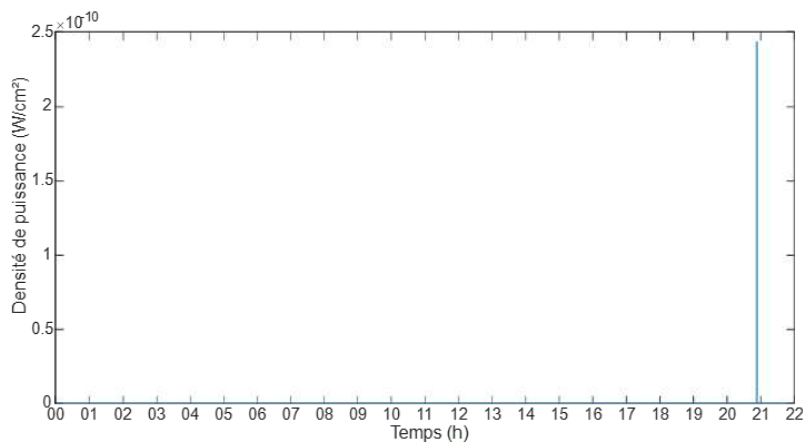
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.16. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison descendante (fréquence = 0.9511 GHz).

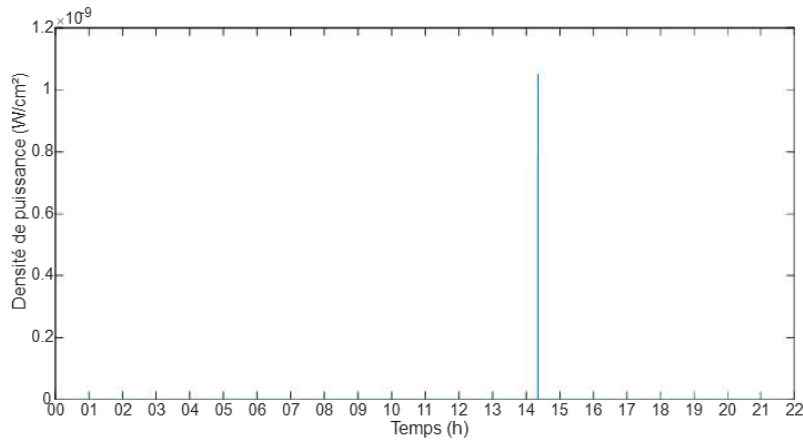
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



(a) Mesure sur mon bureau.

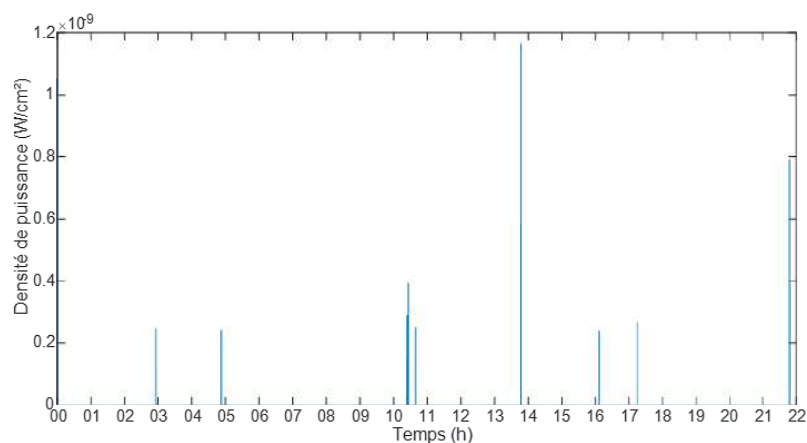


(b) Mesure au CISE.



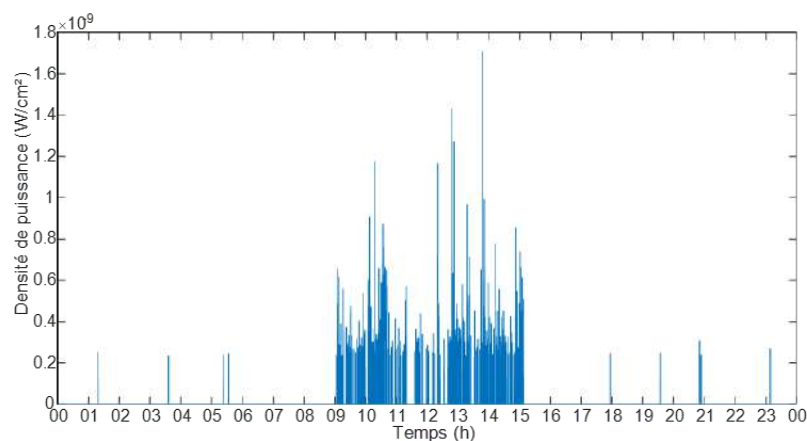
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.17. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison montante (fréquence = 0.8917 GHz).

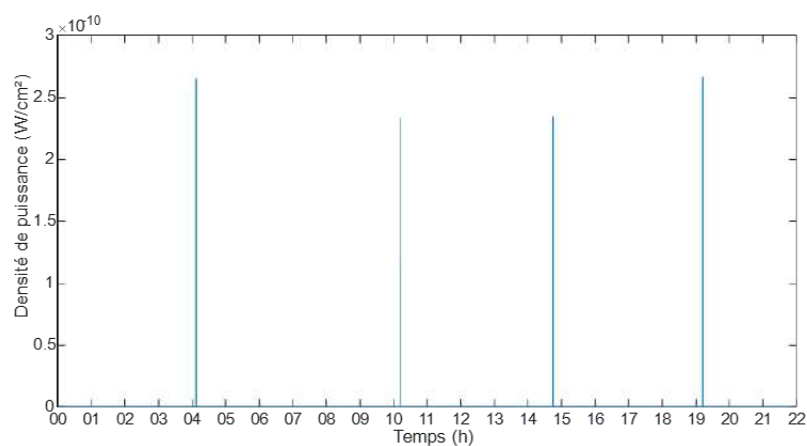


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.17. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison montante (fréquence = 0.8917 GHz).



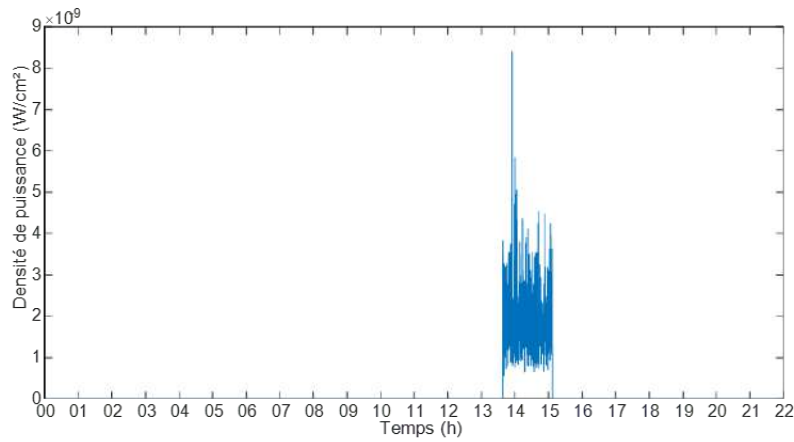
(a) Mesure sur mon bureau.



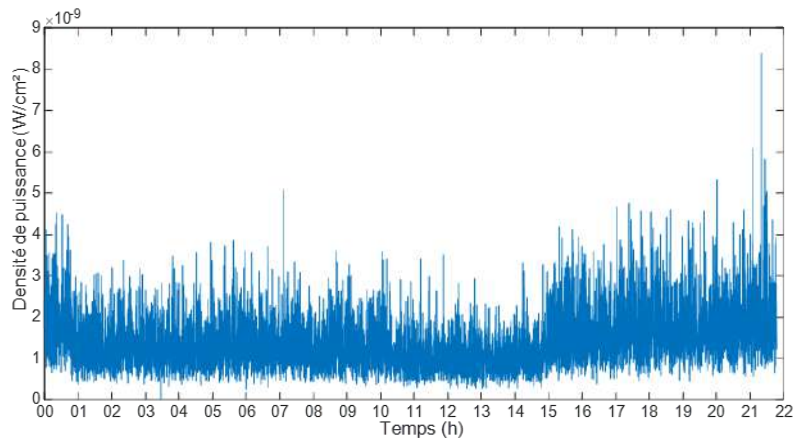
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.18. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison descendante (fréquence = 0.9367 GHz).

B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale

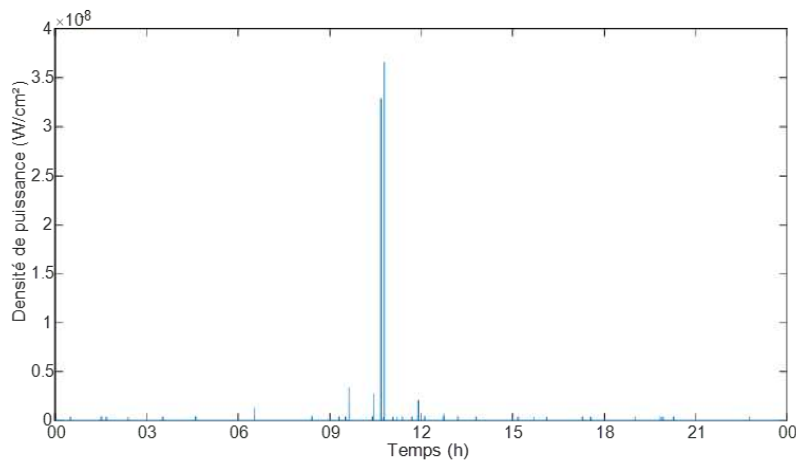


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

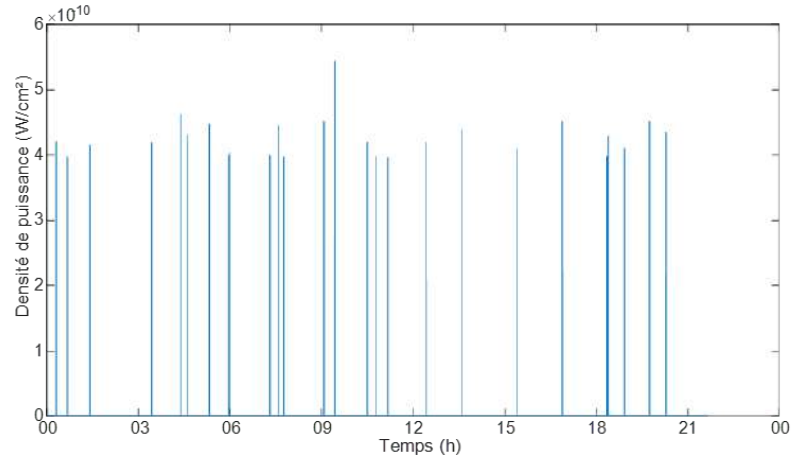
FIGURE B.18. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison descendante (fréquence =0.9367 GHz).



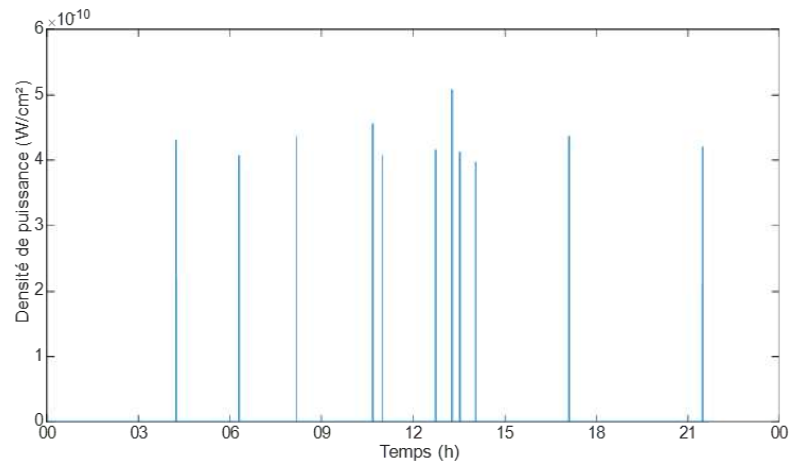
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.19. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison montante (fréquence =1.7694 GHz).

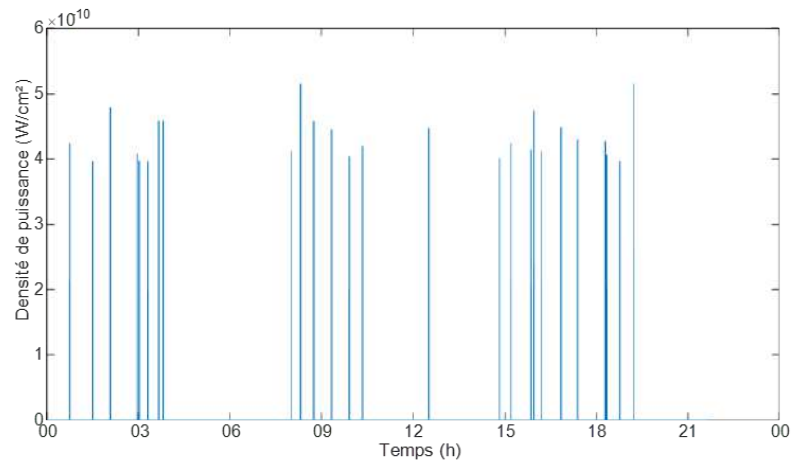
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



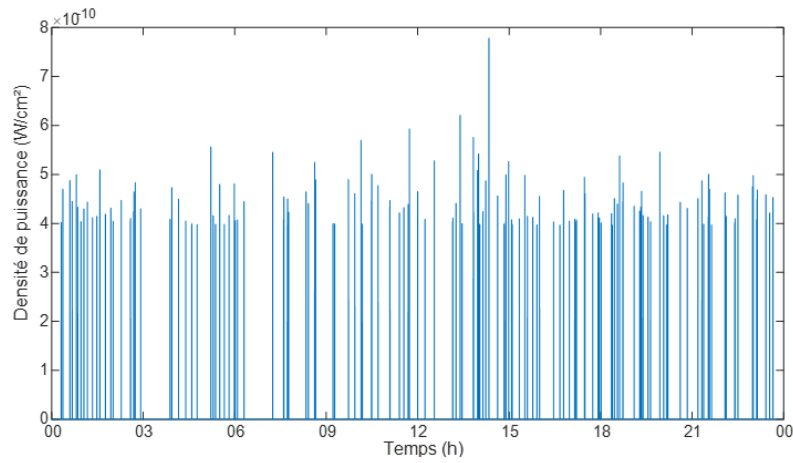
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



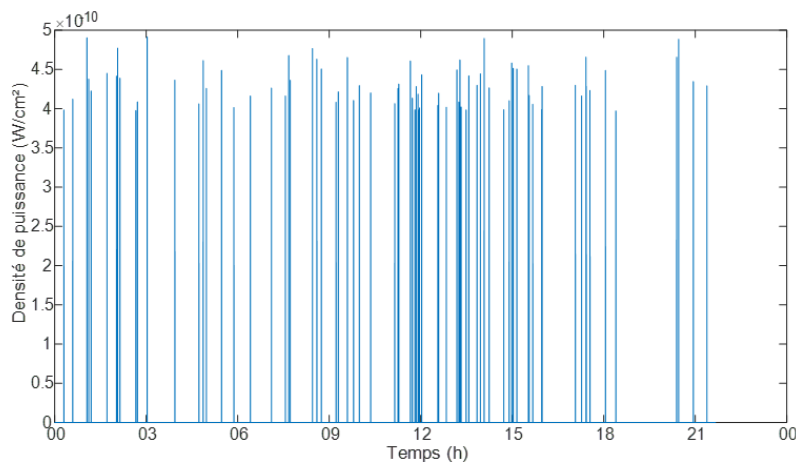
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.19. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison montante (fréquence = 1.7694 GHz).

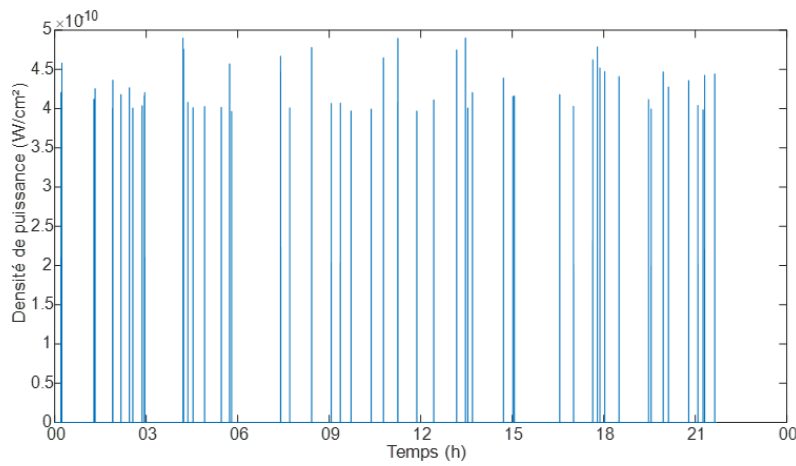
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



(a) Mesure sur mon bureau.

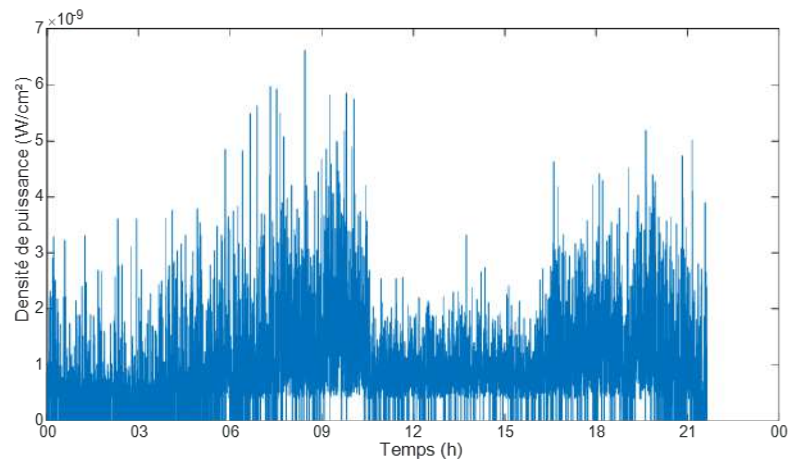


(b) Mesure au CISE.



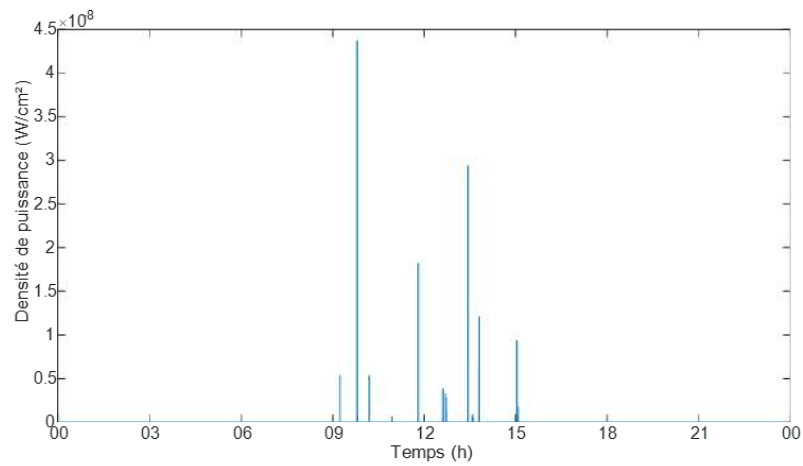
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.20. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison descendante (fréquence = 1.8294 GHz).

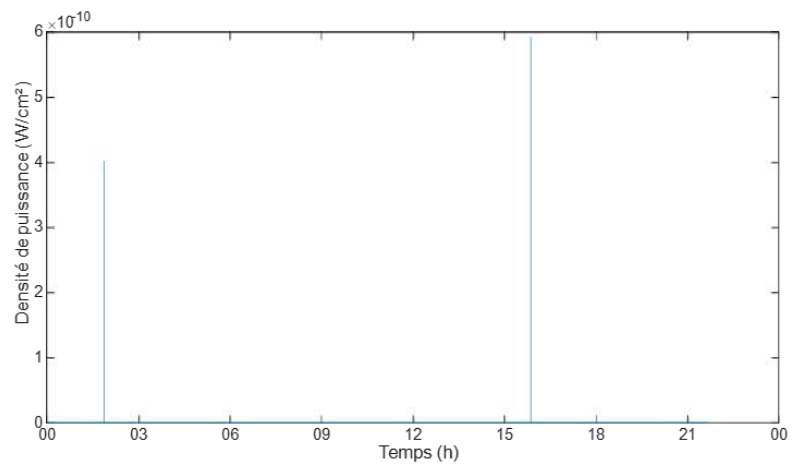


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.20. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison descendante (fréquence =1.8294 GHz).



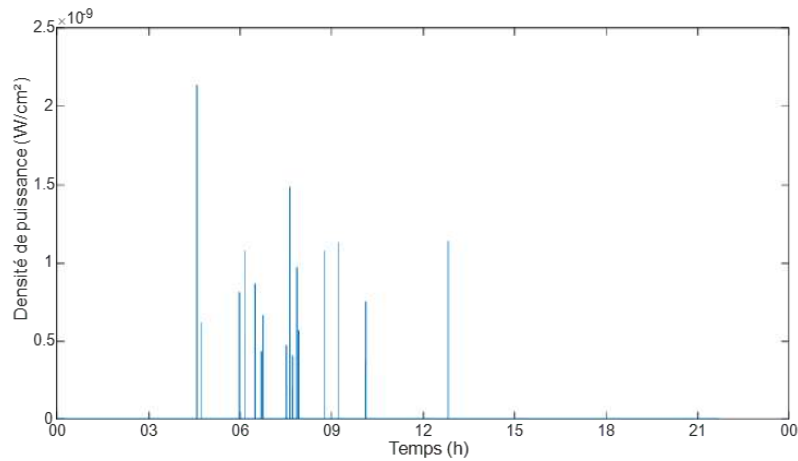
(a) Mesure sur mon bureau.



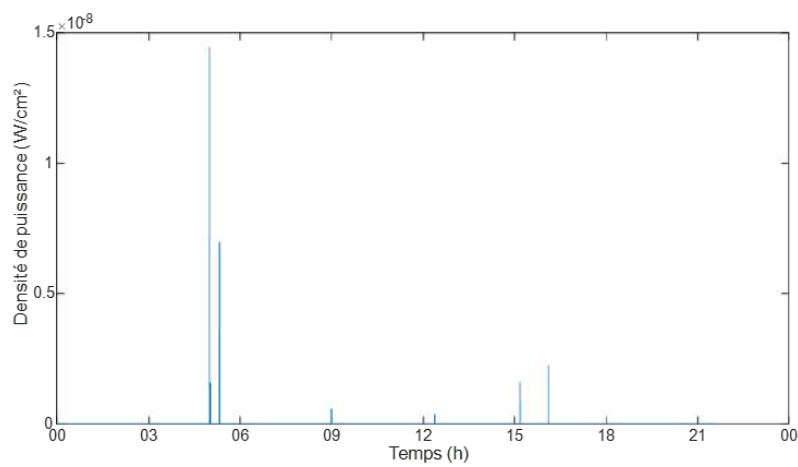
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.21. – Bande de fréquence de GSM 1800 liaison montante (fréquence =1.7154 GHz).

B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale

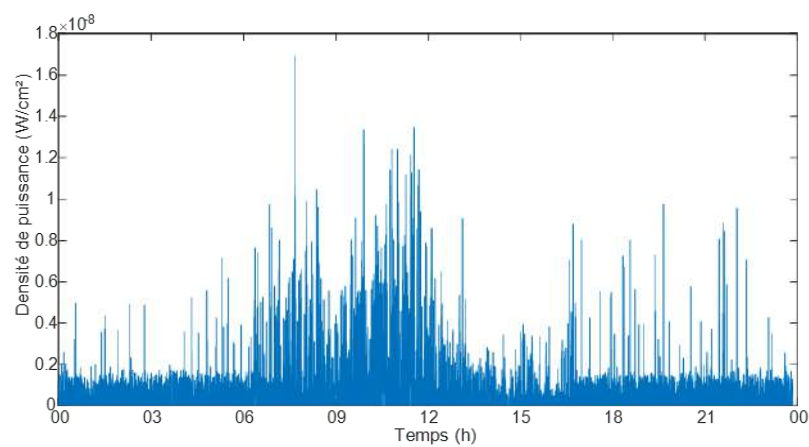


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

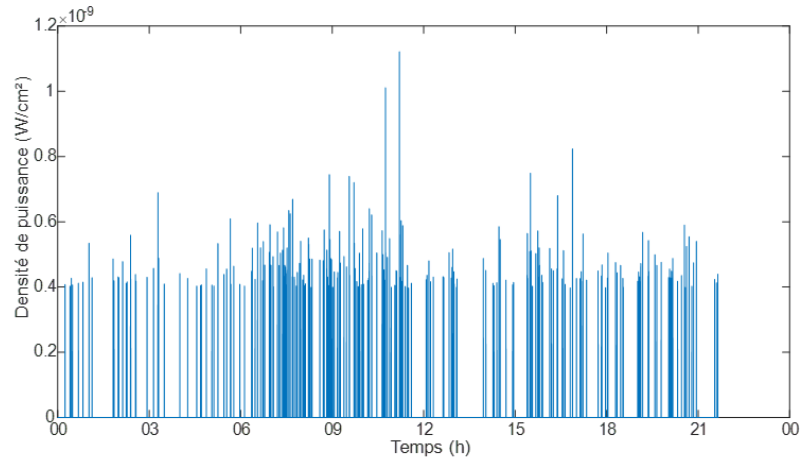
FIGURE B.21. – Bande de fréquence de GSM 1800 liaison montante (fréquence = 1.7154 GHz).



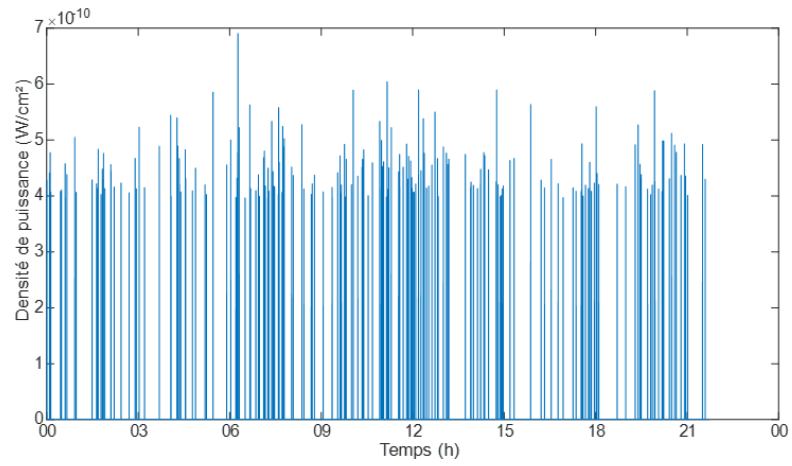
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.22. – Bande de fréquence de GSM 1800 liaison descendante (fréquence = 1.8084 GHz).

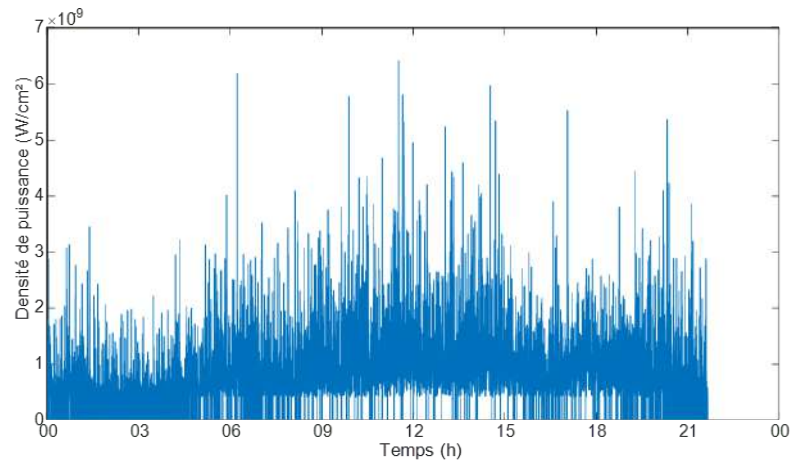
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



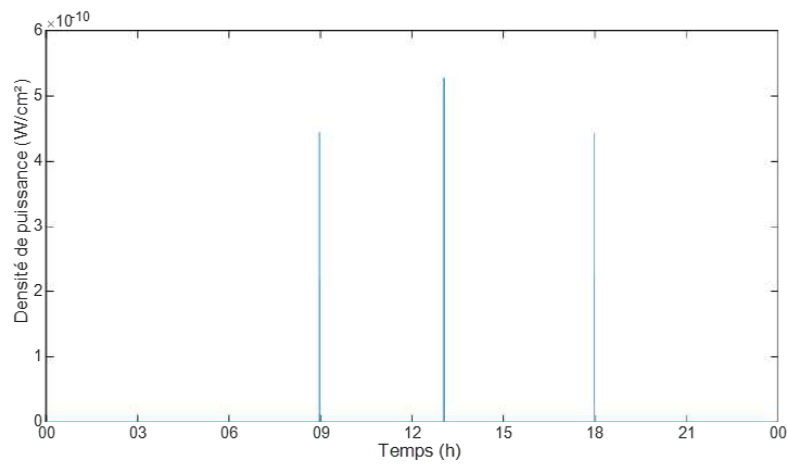
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



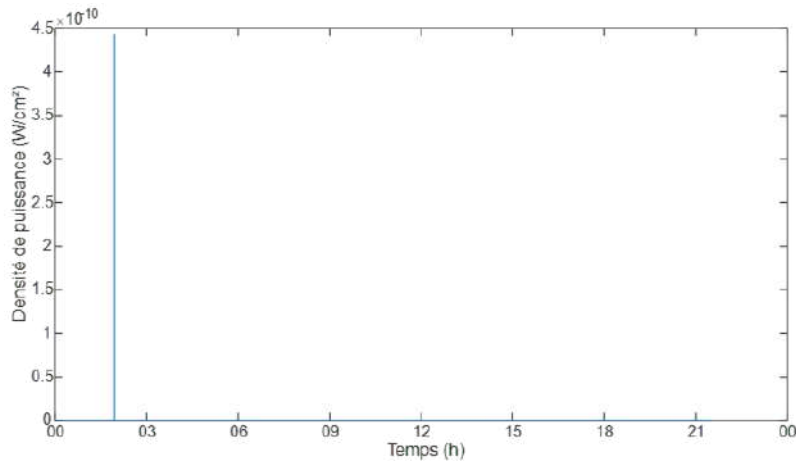
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.22. – Bande de fréquence de GSM 1800 liaison descendante (fréquence =1.8084 GHz).

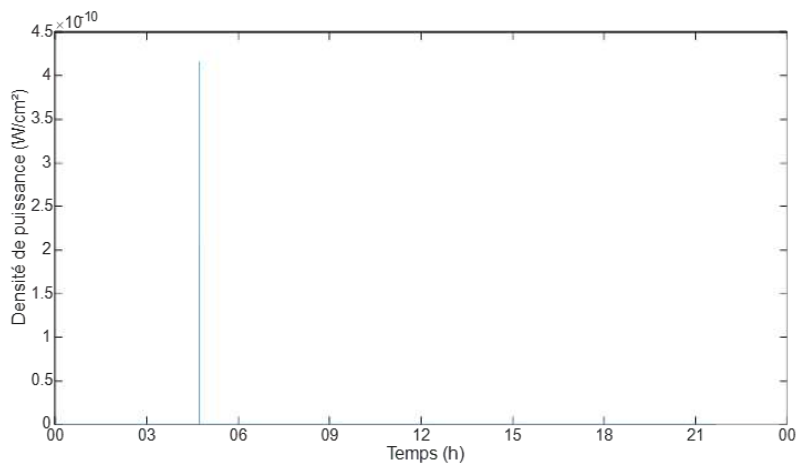
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



(a) Mesure sur mon bureau.

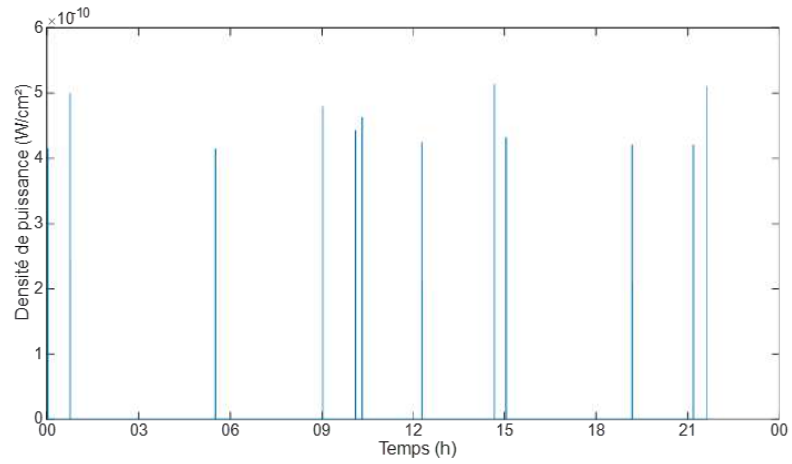


(b) Mesure au CISE.



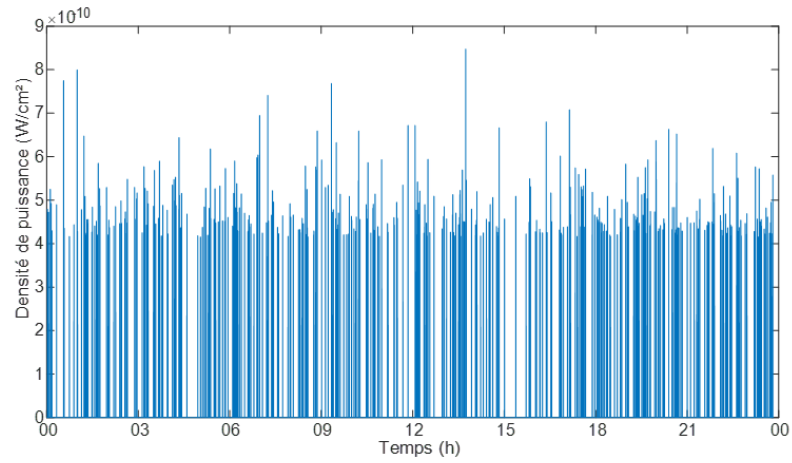
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.23. – Bande de fréquence de LTE 2100 liaison montante (fréquence =1.9004 GHz).

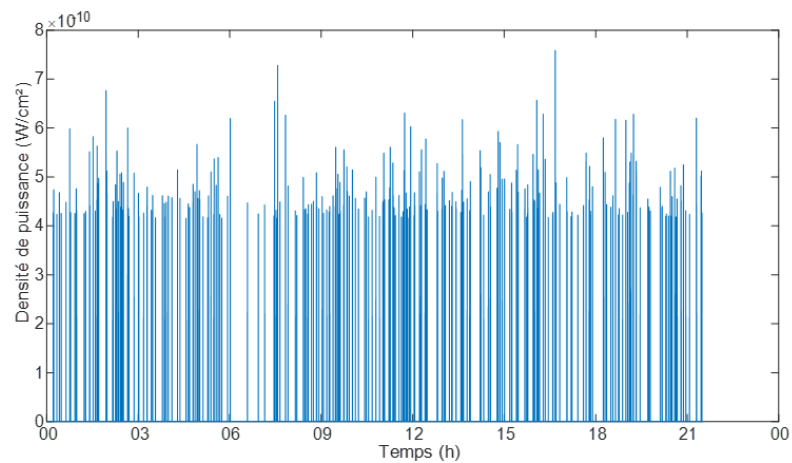


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.23. – Bande de fréquence de LTE 2100 liaison montante (fréquence =1.9004 GHz).



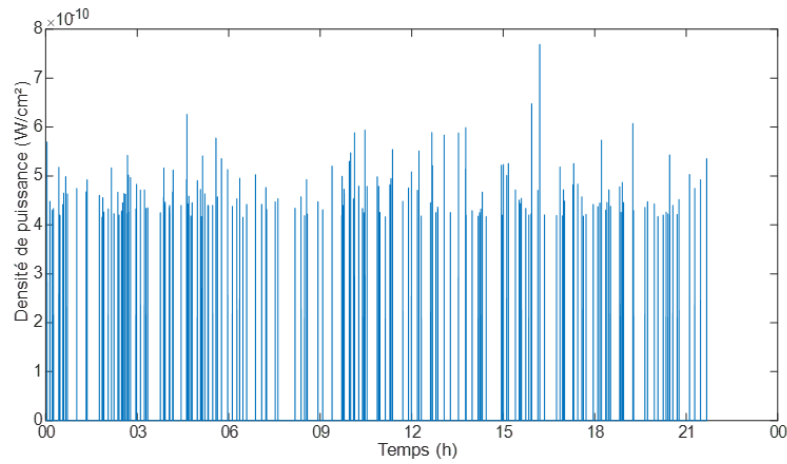
(a) Mesure sur mon bureau.



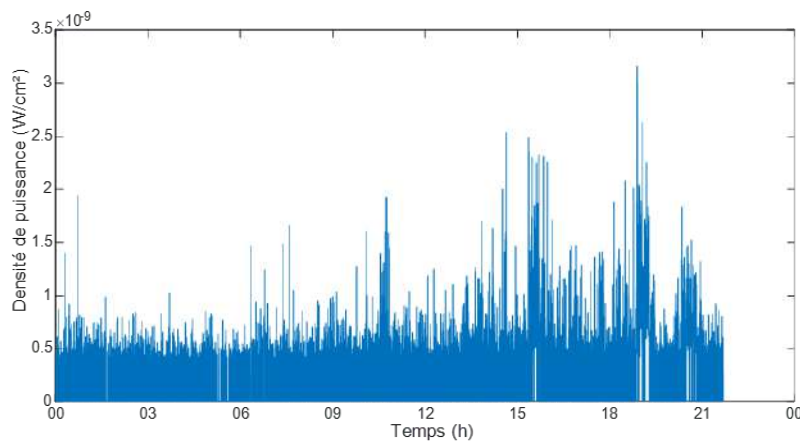
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.24. – Bande de fréquence de LTE 2100 liaison descendante (fréquence =2.126 GHz).

B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale

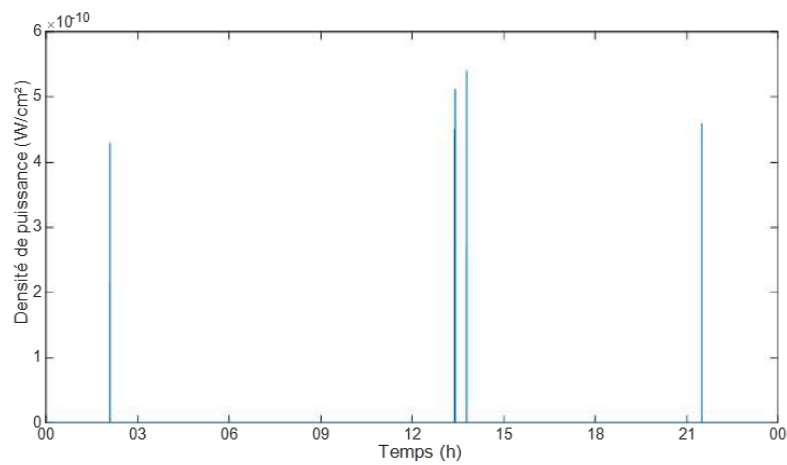


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

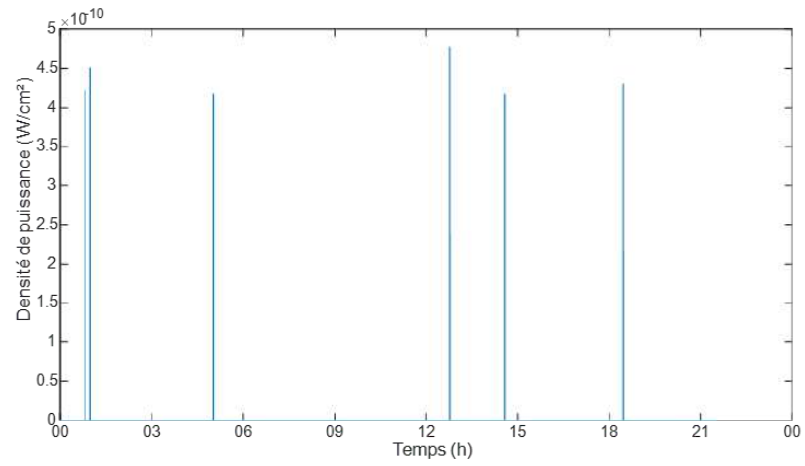
FIGURE B.24. – Bande de fréquence de LTE 2100 liaison descendante (fréquence = 2.126 GHz).



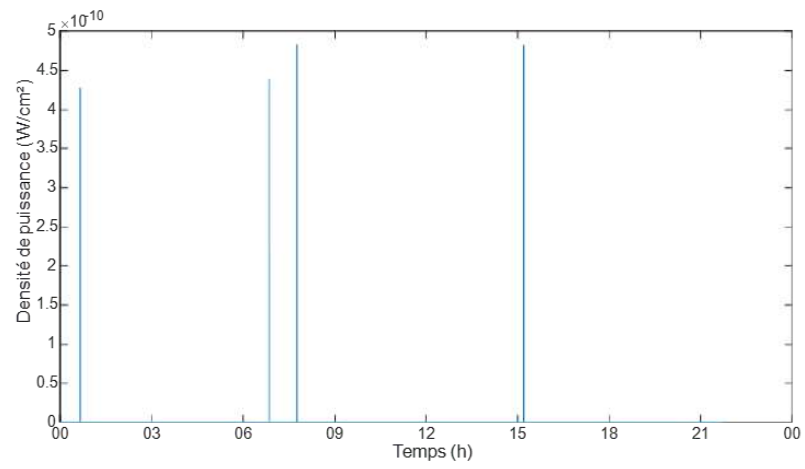
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.25. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison montante (fréquence = 1.9184 GHz).

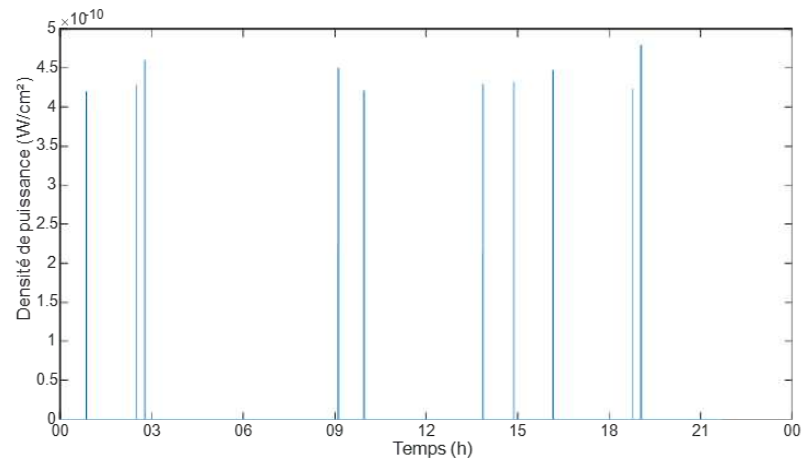
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



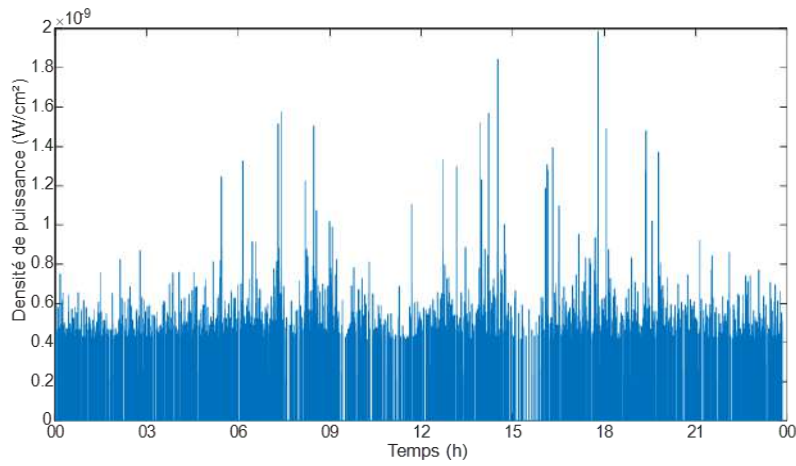
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



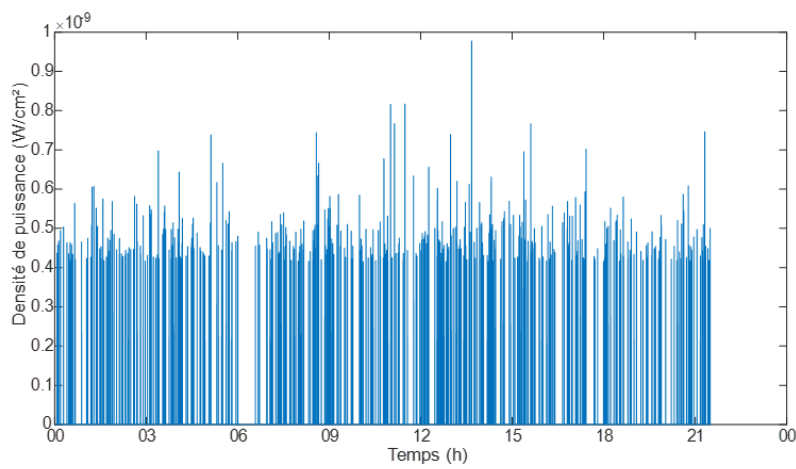
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.25. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison montante (fréquence = 1.9184 GHz).

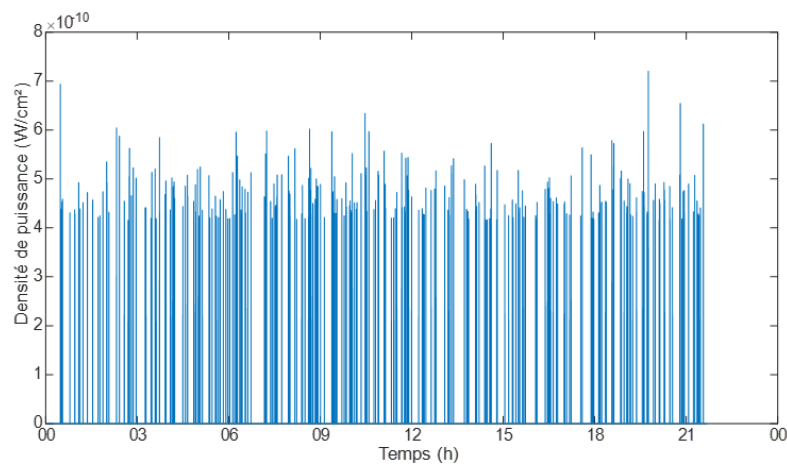
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



(a) Mesure sur mon bureau.

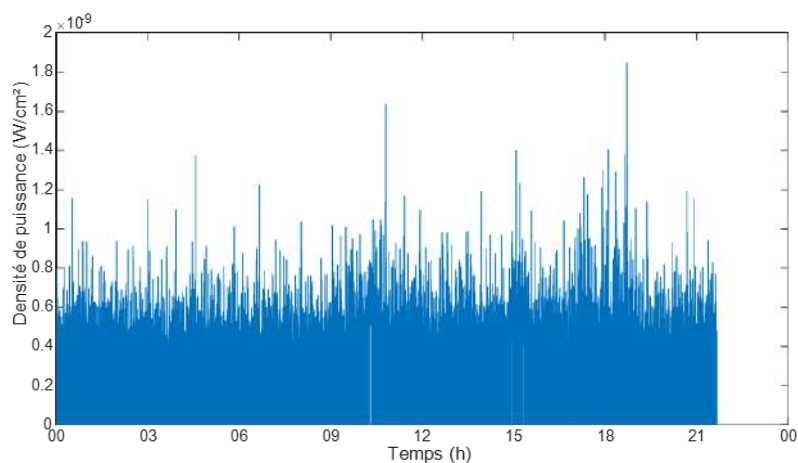


(b) Mesure au CISE.



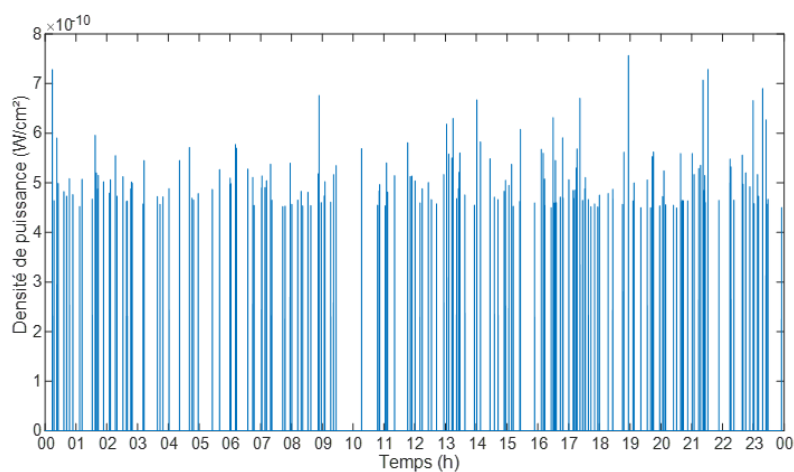
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.26. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison descendante (fréquence = 2.1434 GHz).

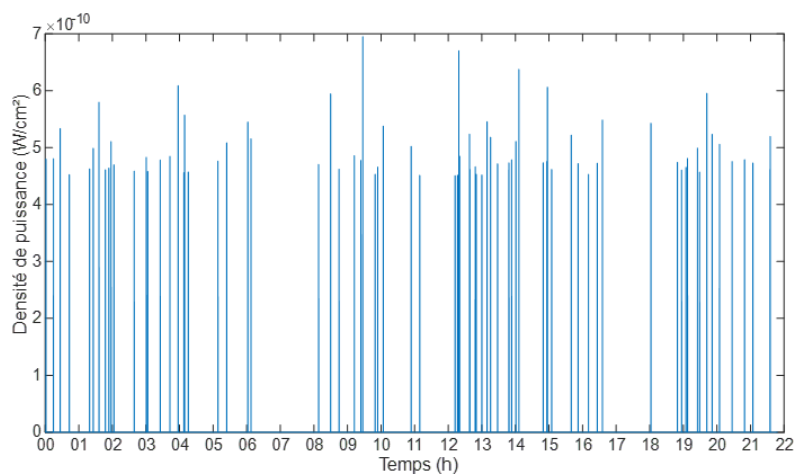


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.26. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison descendante (fréquence =2.1434 GHz).



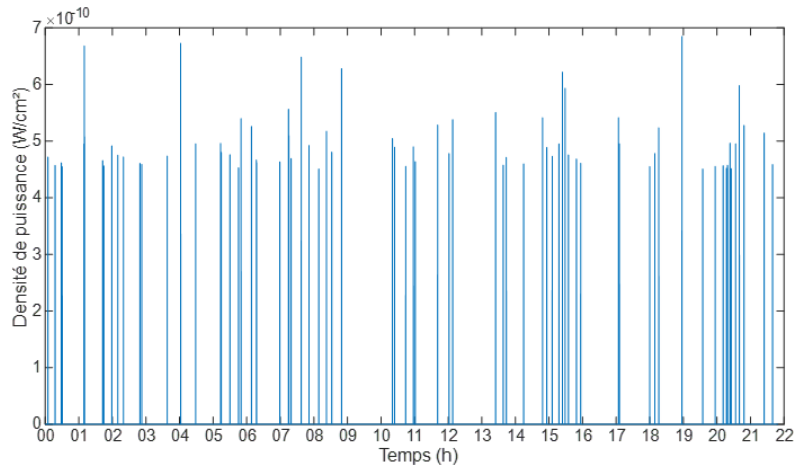
(a) Mesure sur mon bureau.



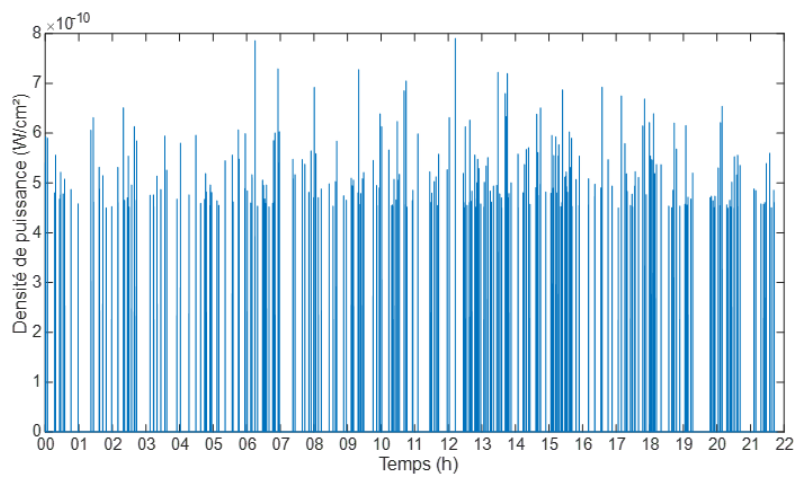
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.27. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison descendante (fréquence =2.5076 GHz).

B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale

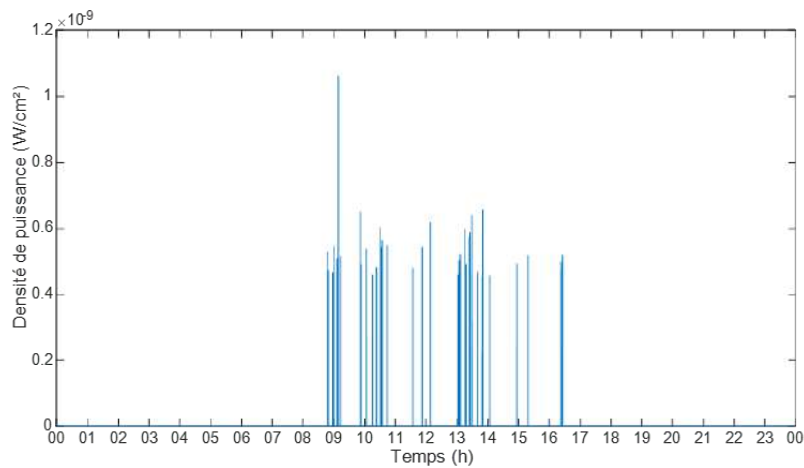


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

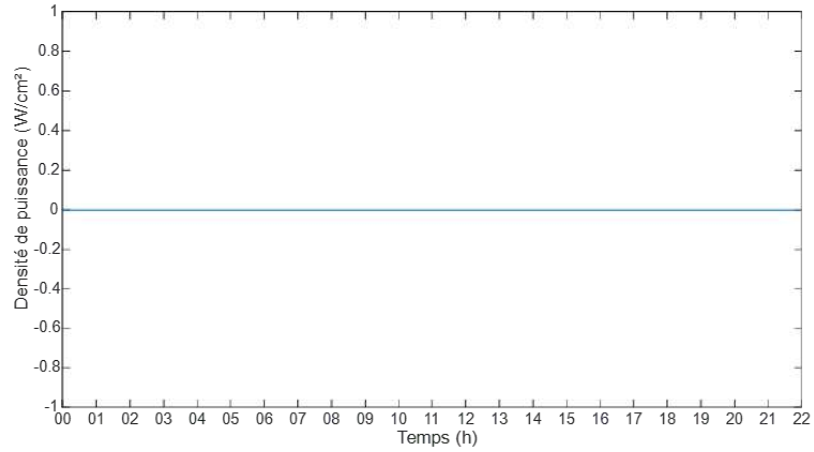
FIGURE B.27. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison descendante (fréquence = 2.5076 GHz).



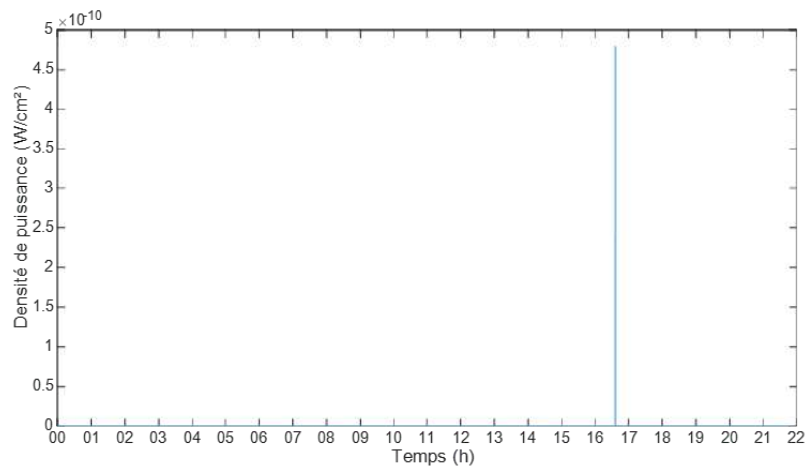
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.28. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison montante (fréquence = 2.6276 GHz).

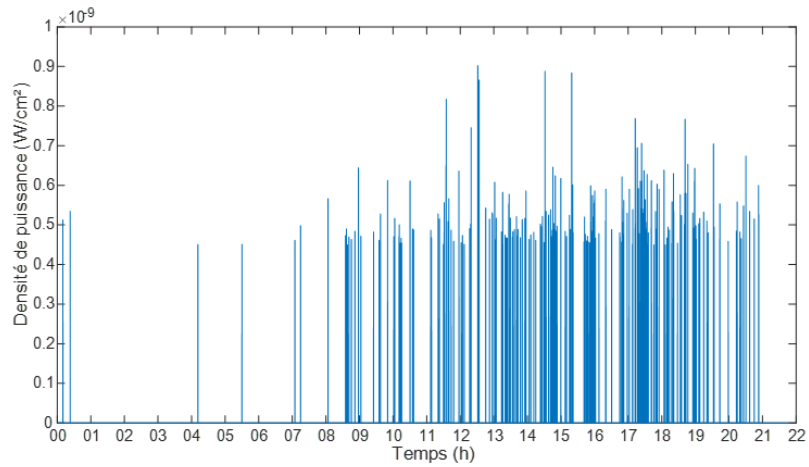
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



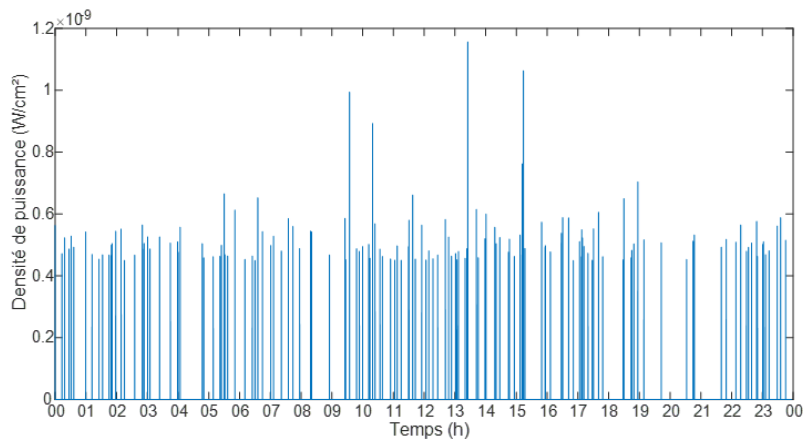
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



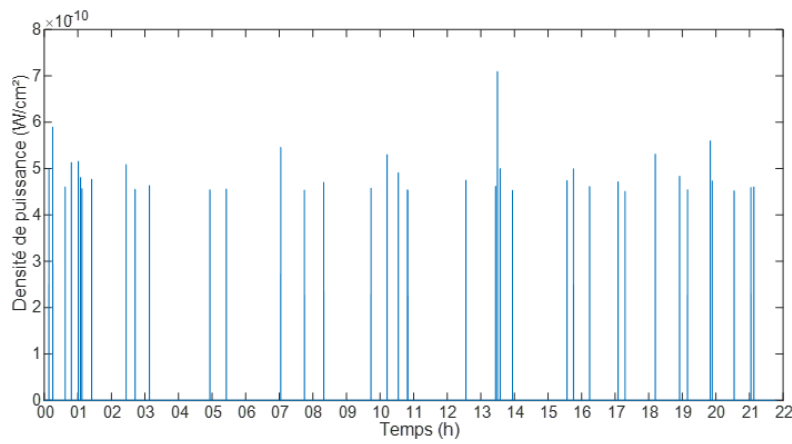
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.28. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison montante (fréquence = 2.6276 GHz).

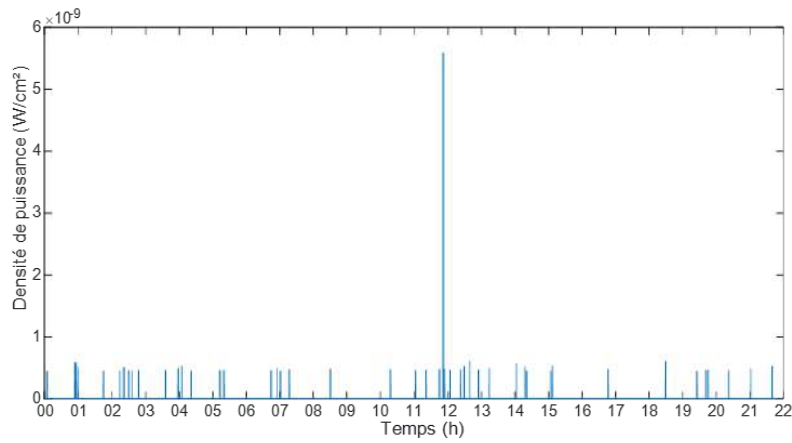
B.3. Maximum/moyen/minimum de la densité de puissance sur une bande de fréquence spéciale



(a) Mesure sur mon bureau.

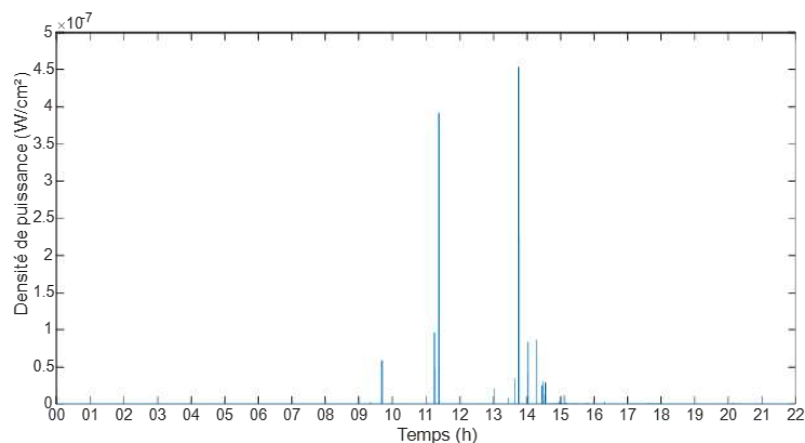


(b) Mesure au CISE.



(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

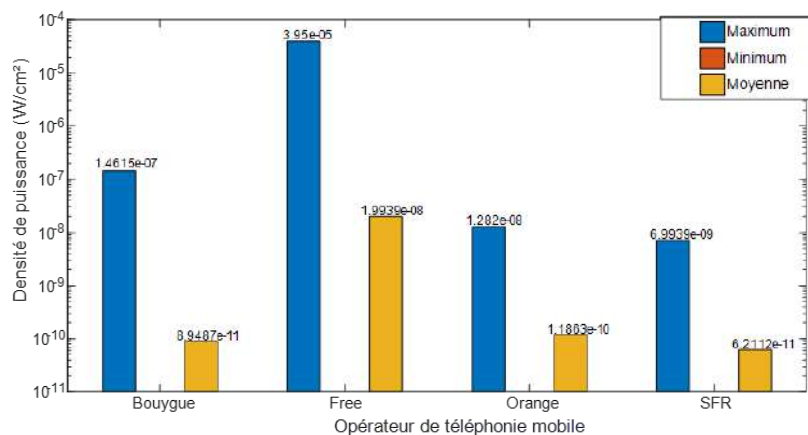
FIGURE B.29. – Bande de fréquence de WiFi 2.4 GHz (fréquence = 2.4492 GHz).



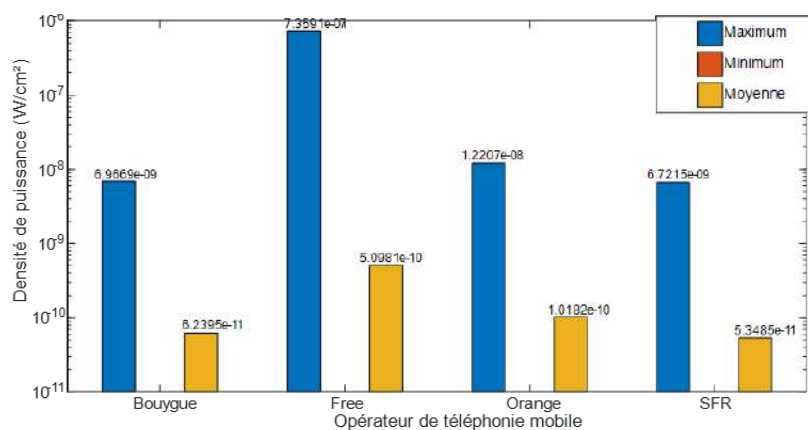
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.29. – Bande de fréquence de WiFi 2.4 GHz (fréquence = 2.4492 GHz).

B.4. La densité de puissance sur 24h



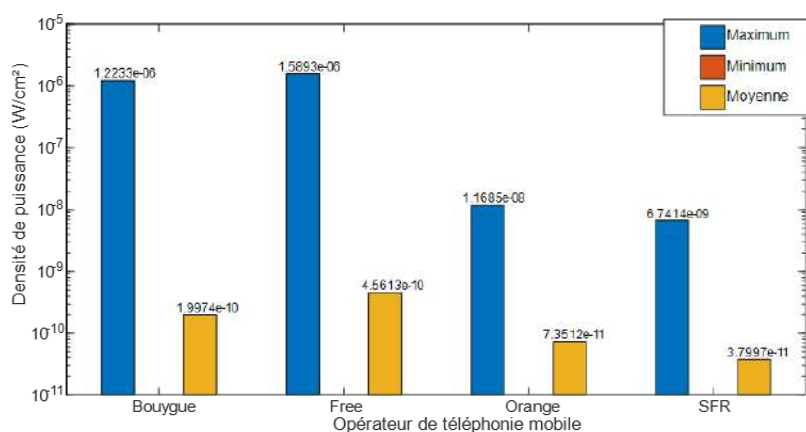
(a) Mesure sur mon bureau.



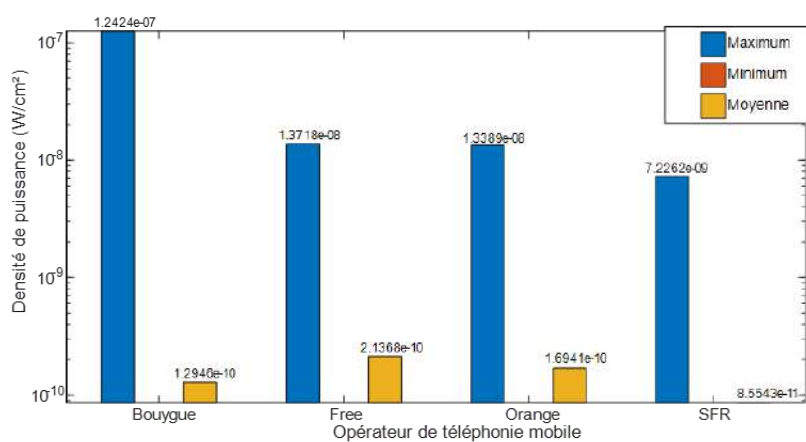
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.30. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison montante.

B.4. La densité de puissance sur 24h

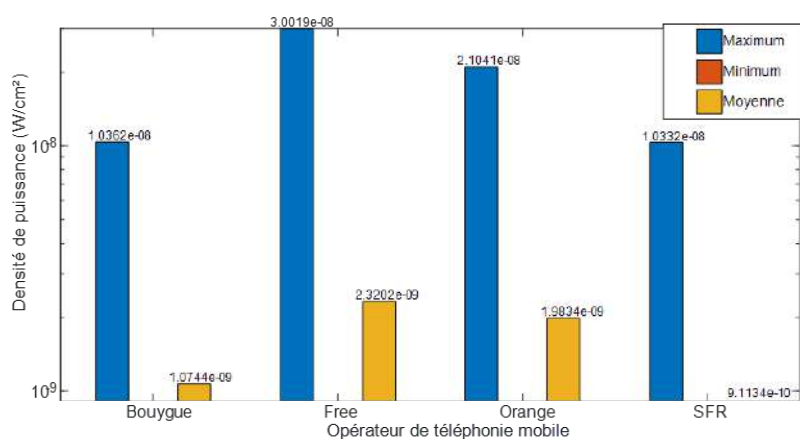


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

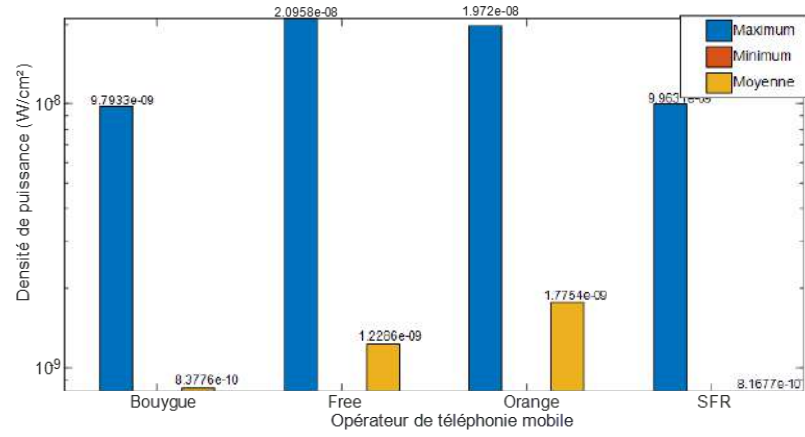
FIGURE B.30. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison montante.



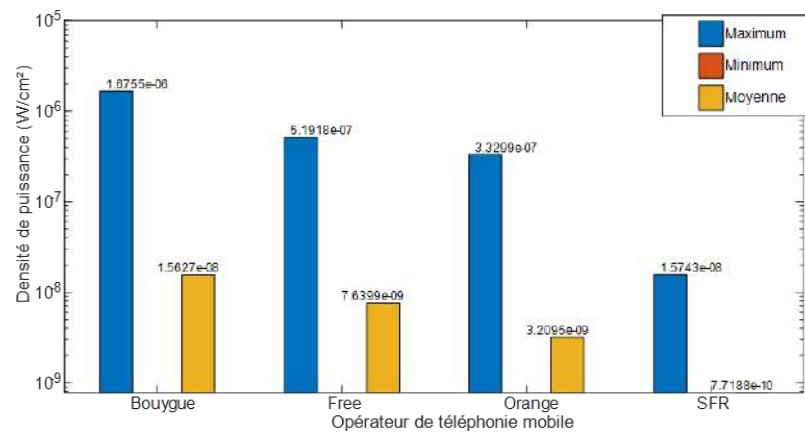
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.31. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison descendante.

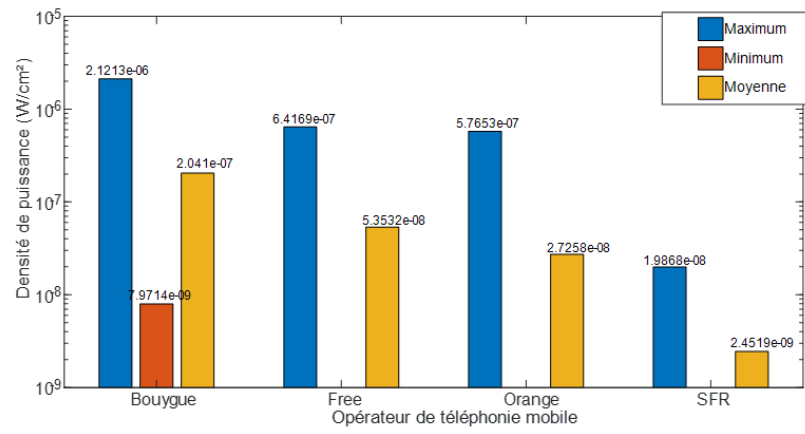
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



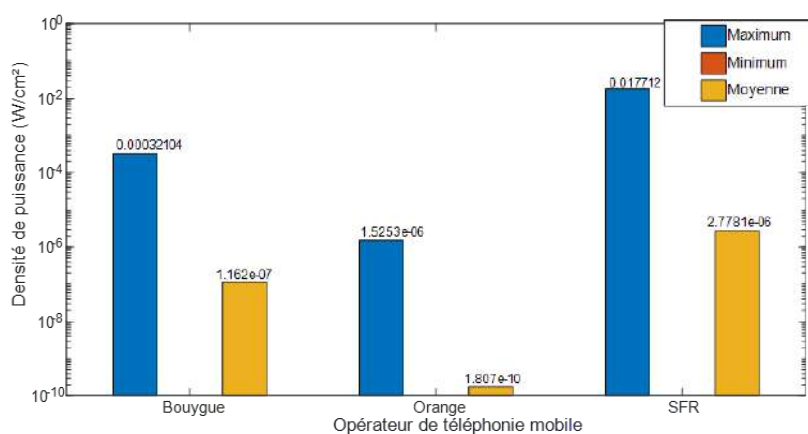
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



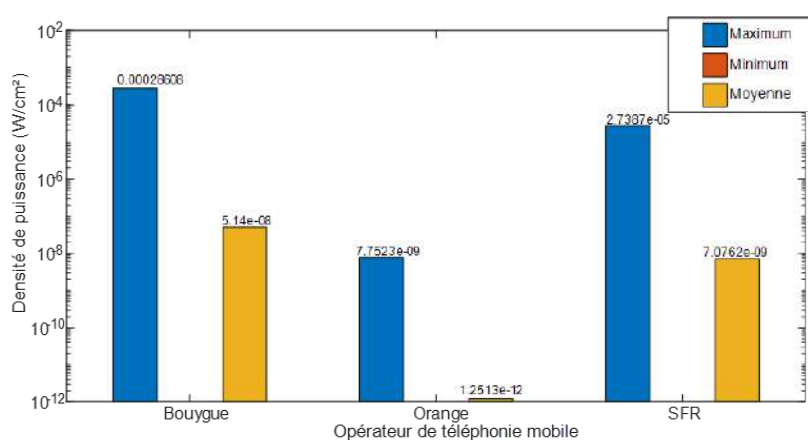
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.31. – Bande de fréquence de LTE 700 liaison descendante.

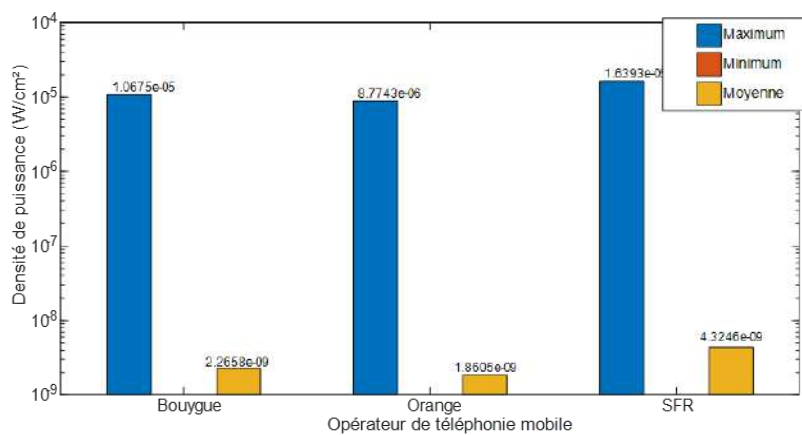
B.4. La densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

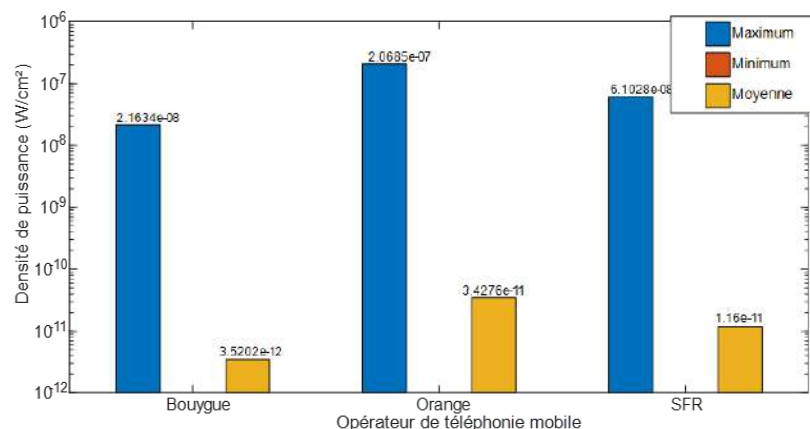


(b) Mesure au CISE.



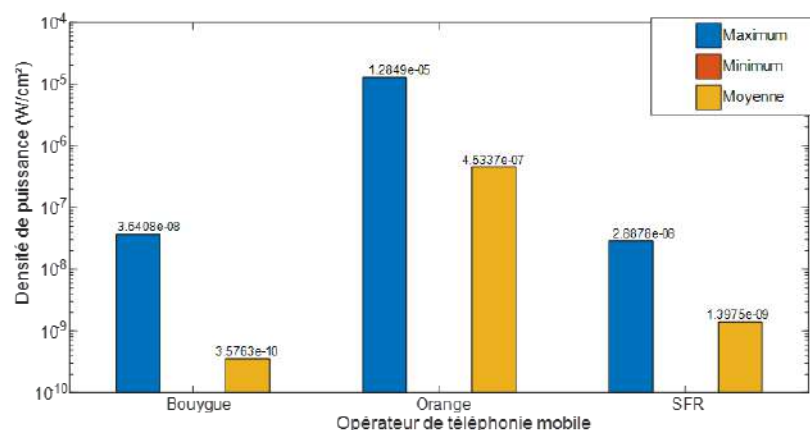
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.32. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison montante.

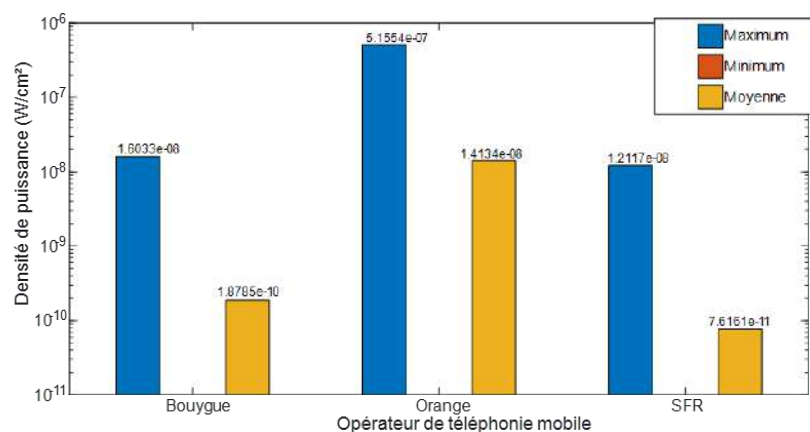


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.32. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison montante.



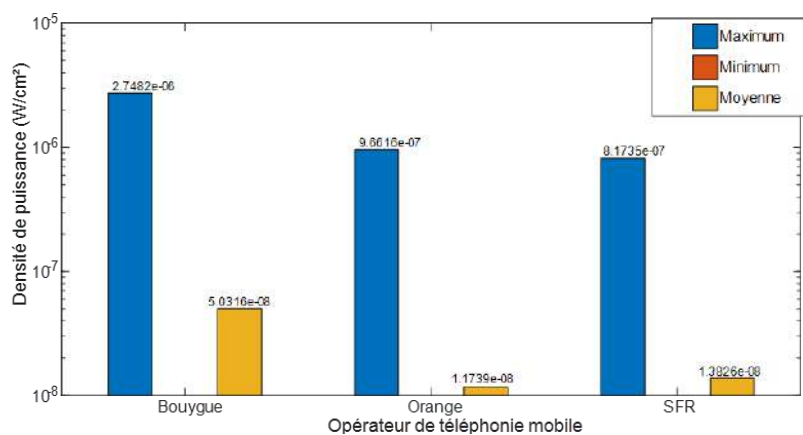
(a) Mesure sur mon bureau.



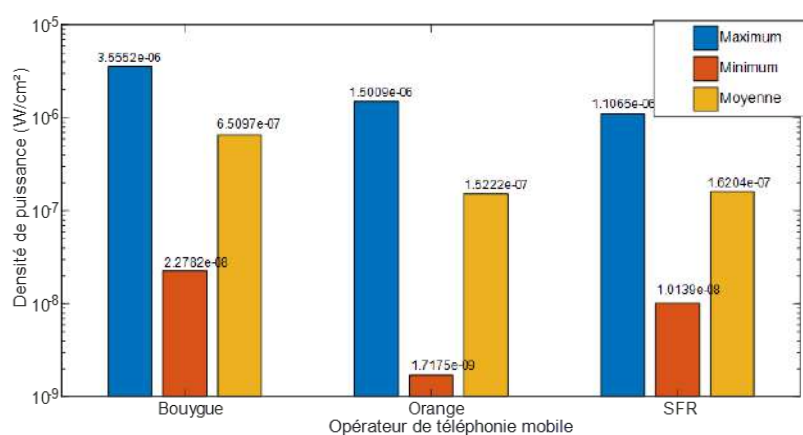
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.33. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison descendante.

B.4. La densité de puissance sur 24h

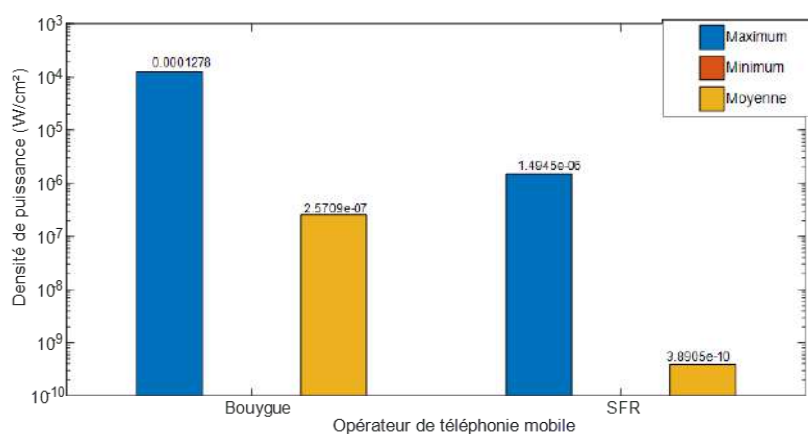


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

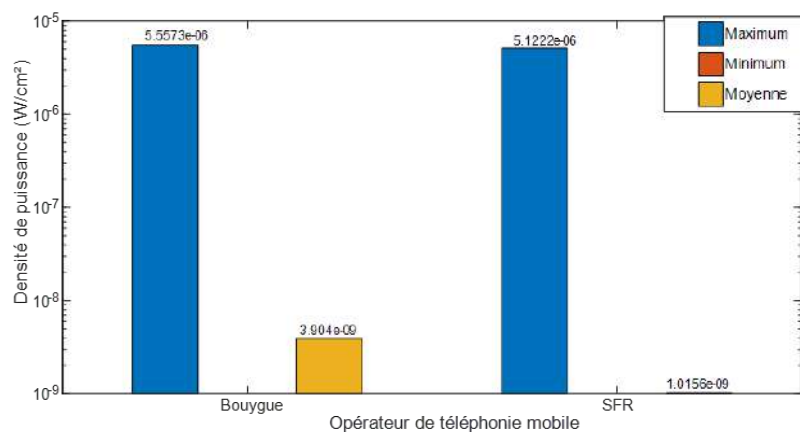
FIGURE B.33. – Bande de fréquence de LTE 800 liaison descendante.



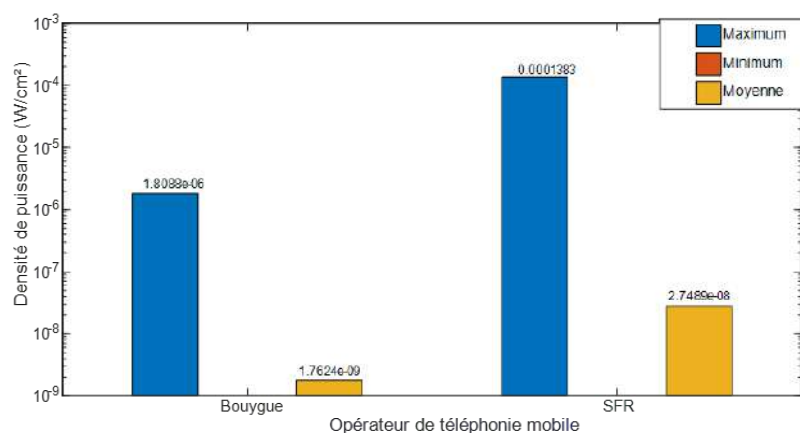
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.34. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison montante.

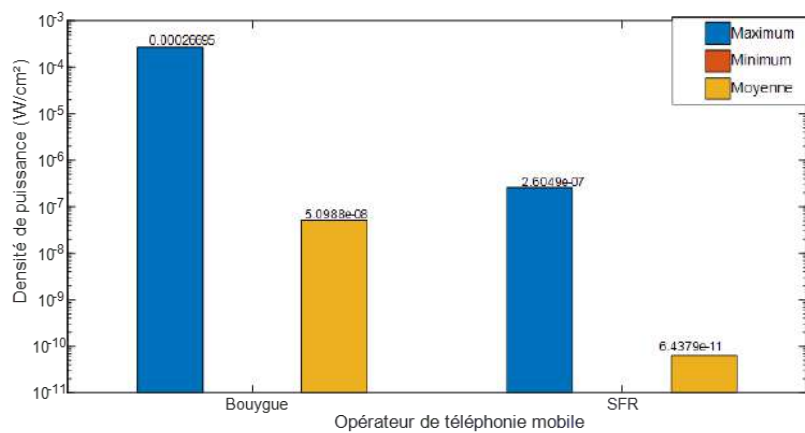
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



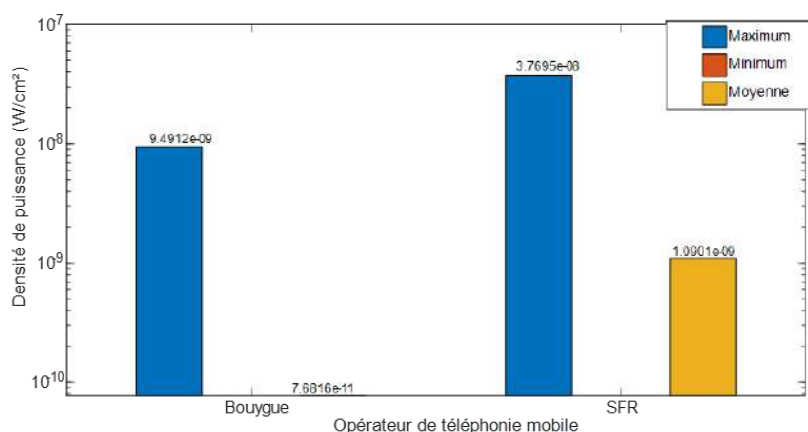
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



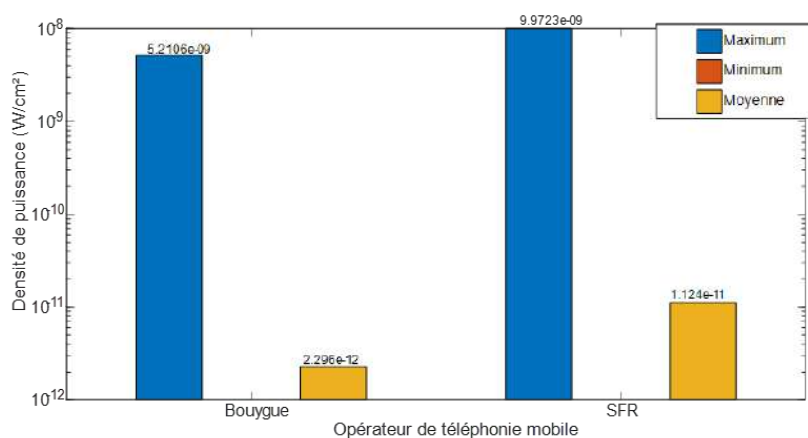
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.34. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison montante.

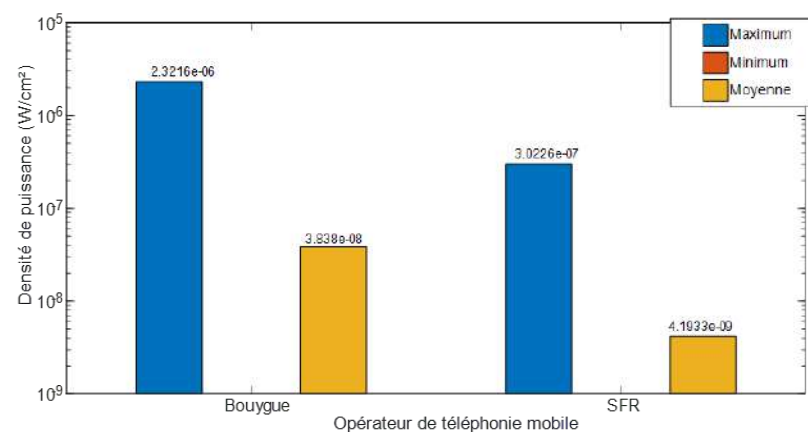
B.4. La densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

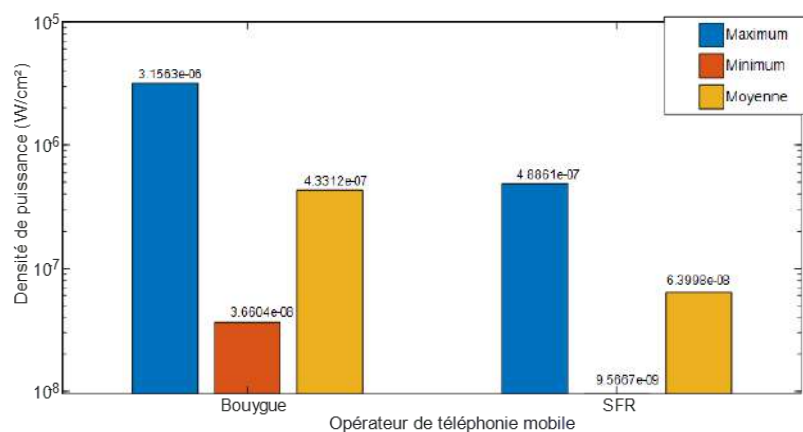


(b) Mesure au CISE.



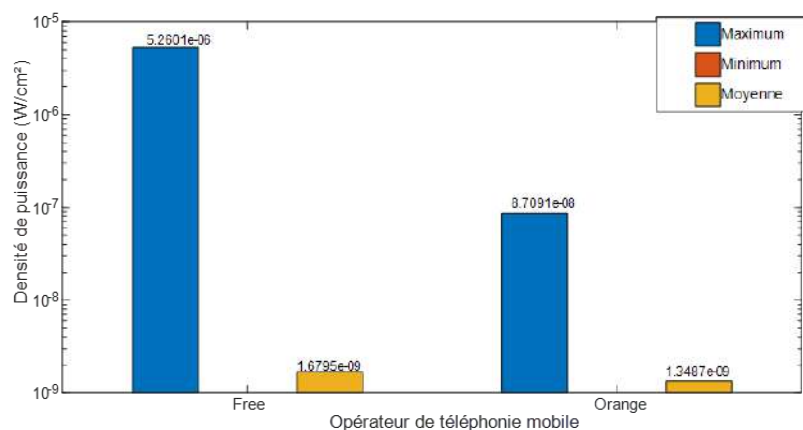
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.35. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison descendante.

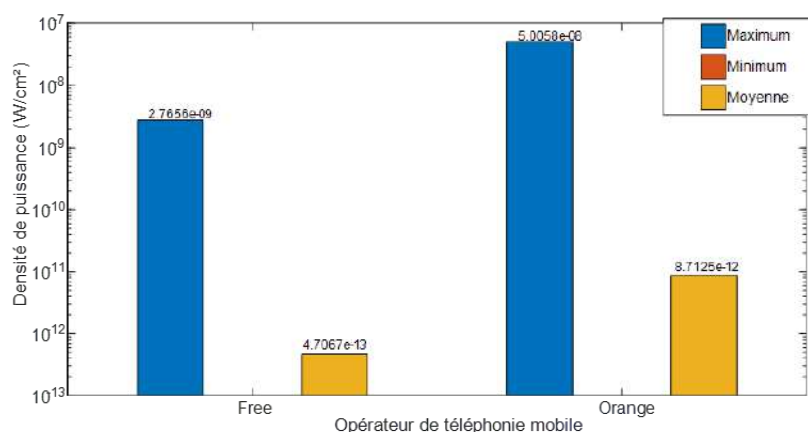


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.35. – Bande de fréquence de GSM 900 liaison descendante.



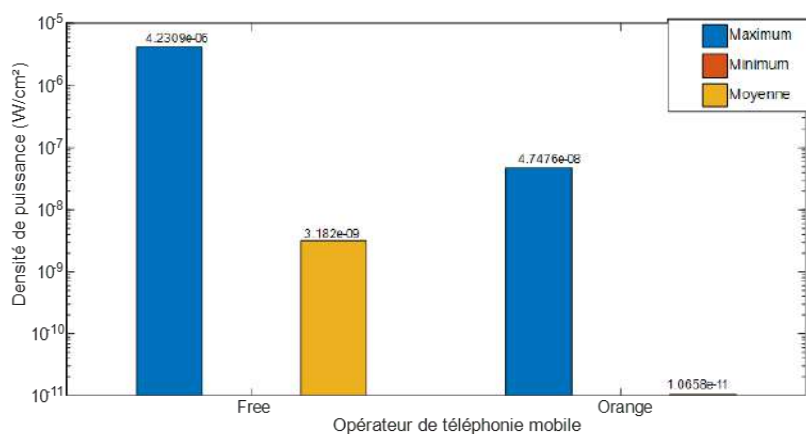
(a) Mesure sur mon bureau.



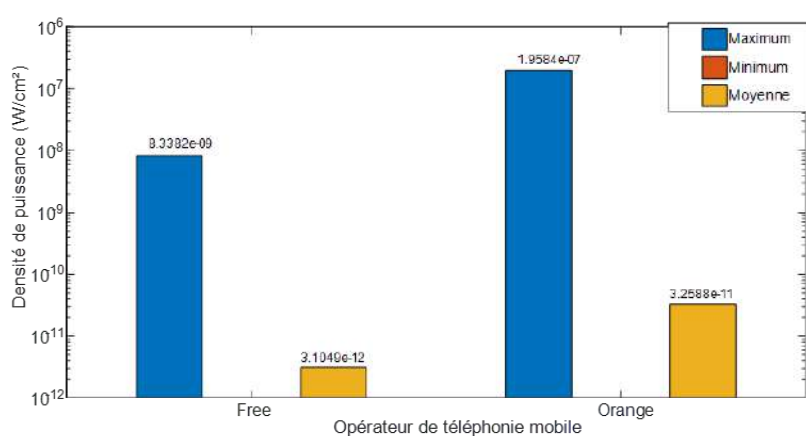
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.36. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison montante.

B.4. La densité de puissance sur 24h

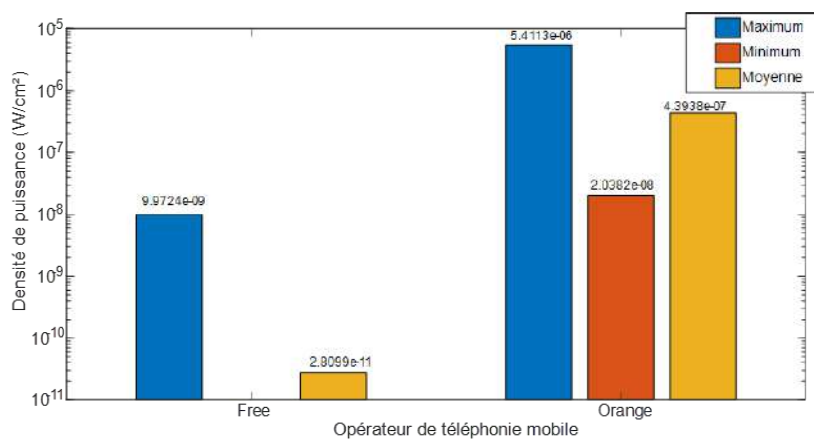


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

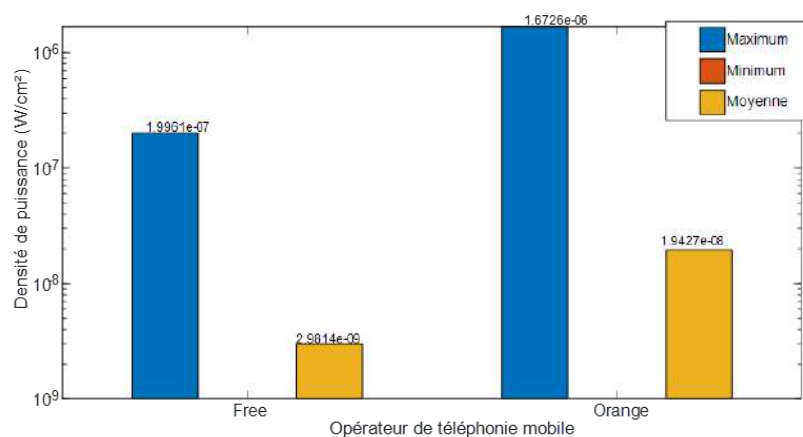
FIGURE B.36. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison montante.



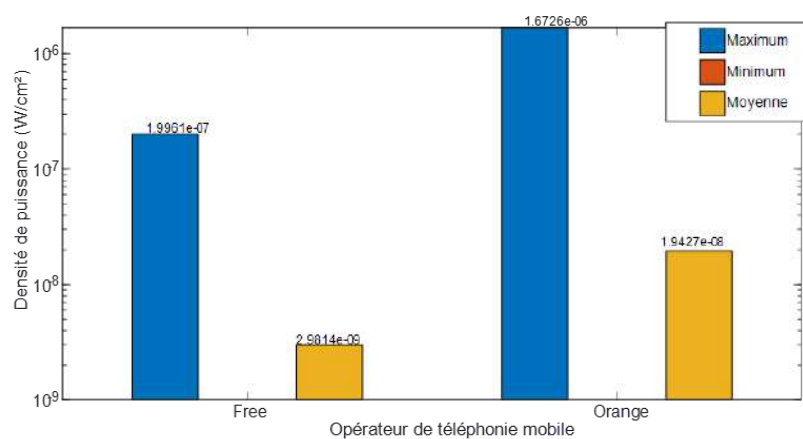
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.37. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison descendante.

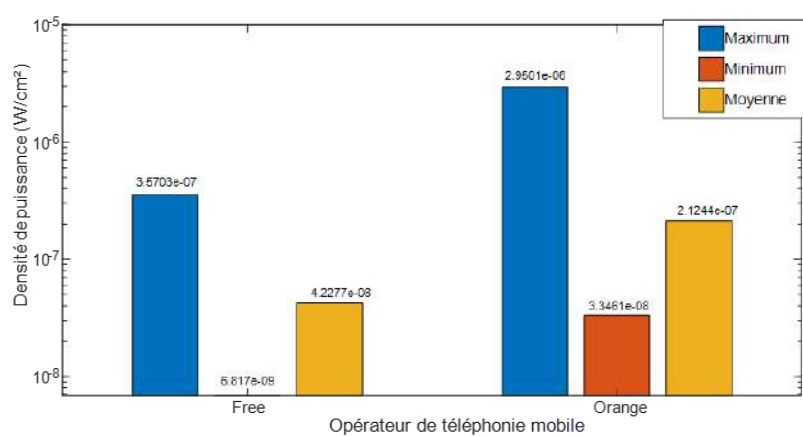
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



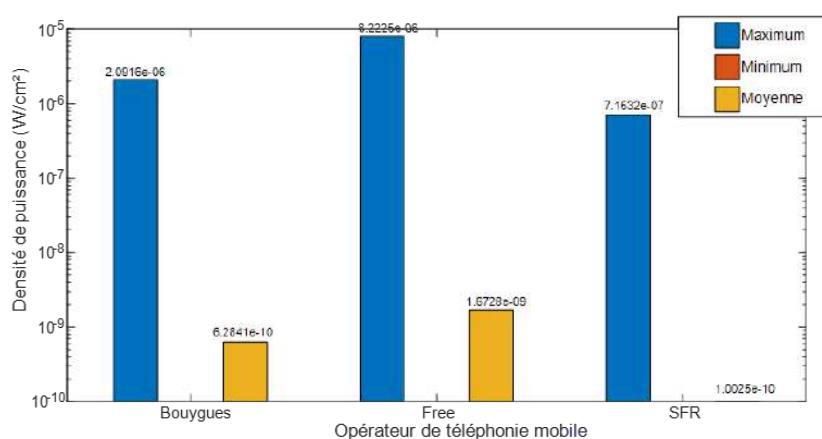
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



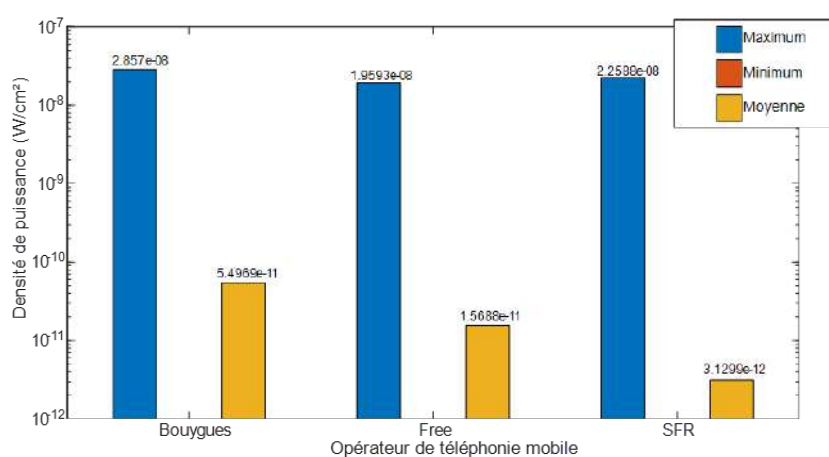
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.37. – Bande de fréquence de UMTS 900 liaison descendante.

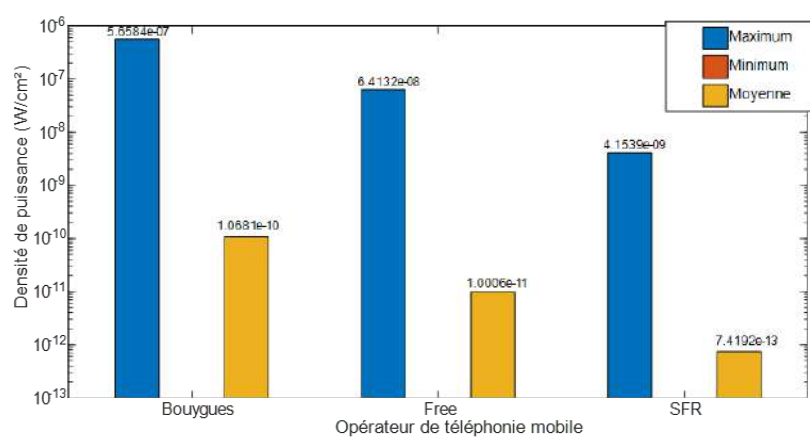
B.4. La densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

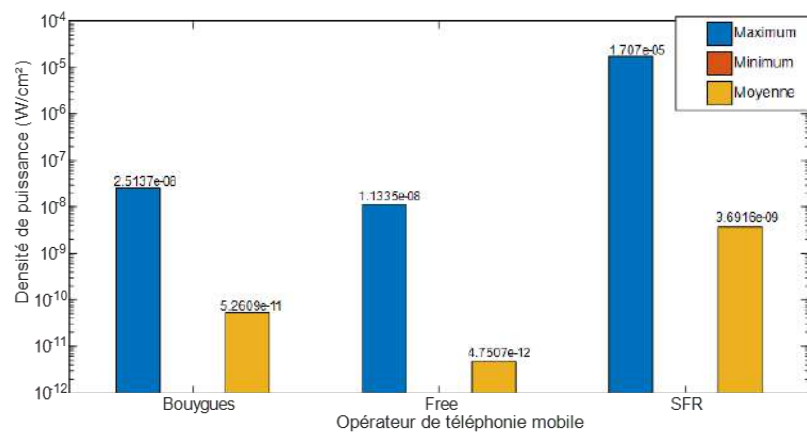


(b) Mesure au CISE.



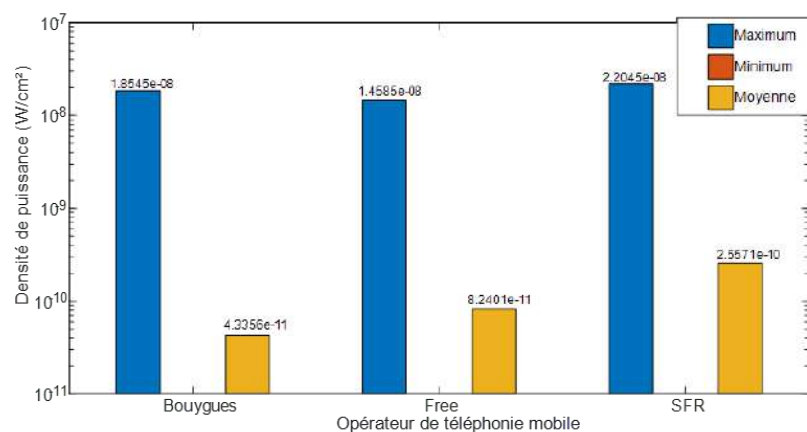
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.38. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison montante.

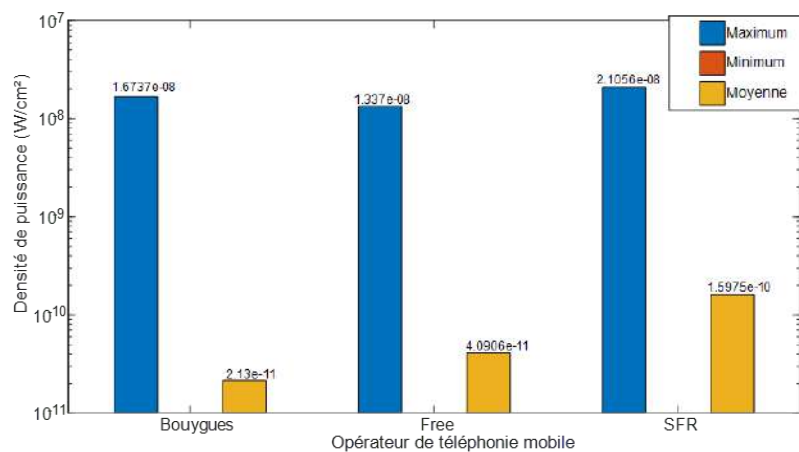


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.38. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison montante.



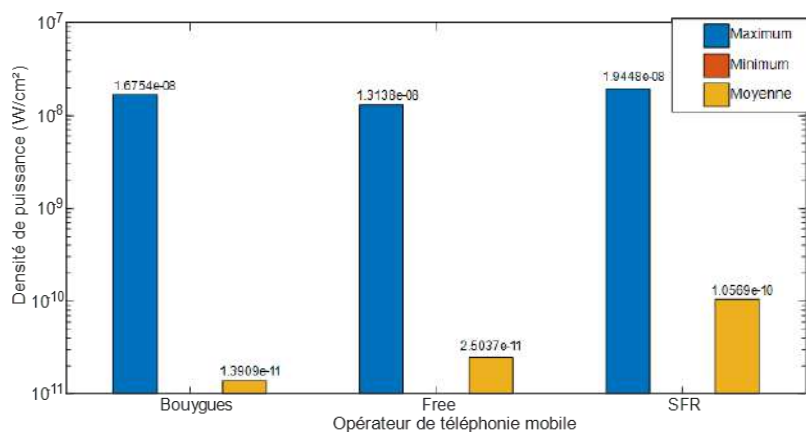
(a) Mesure sur mon bureau.



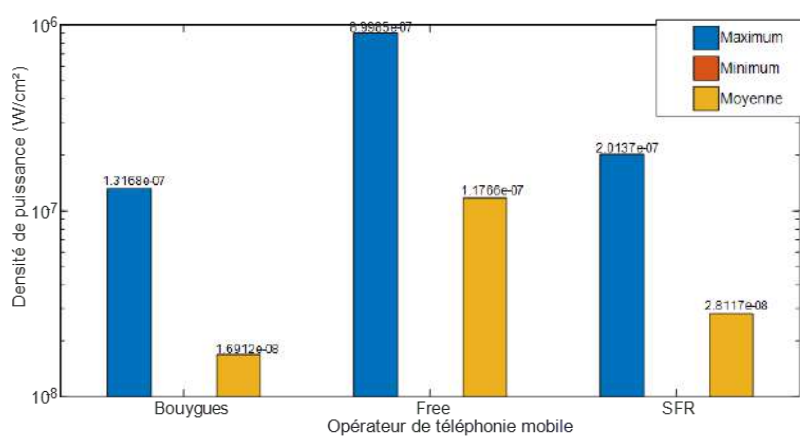
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.39. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison descendante.

B.4. La densité de puissance sur 24h

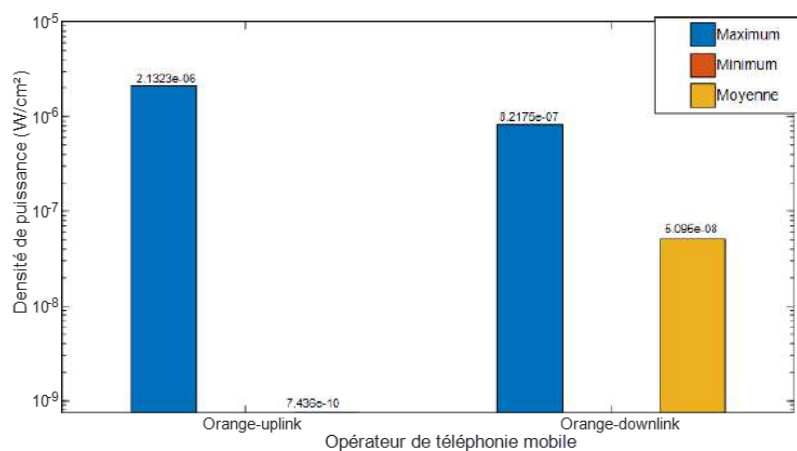


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

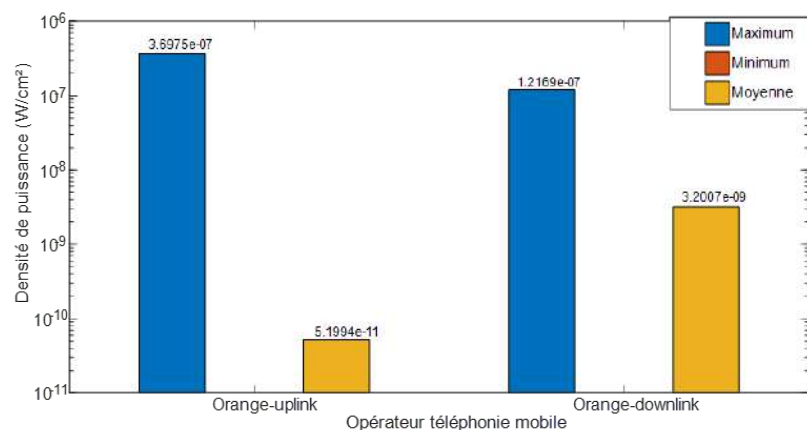
FIGURE B.39. – Bande de fréquence de LTE 1800 liaison descendante.



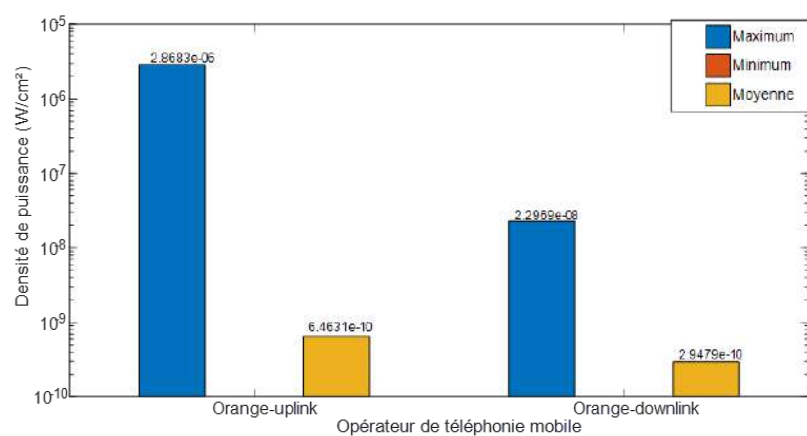
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.40. – Bande de fréquence de GSM 1800 liaison montante et descendante.

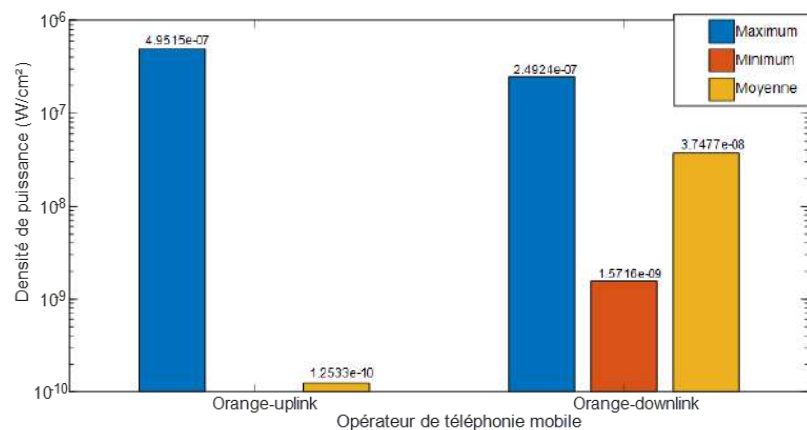
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



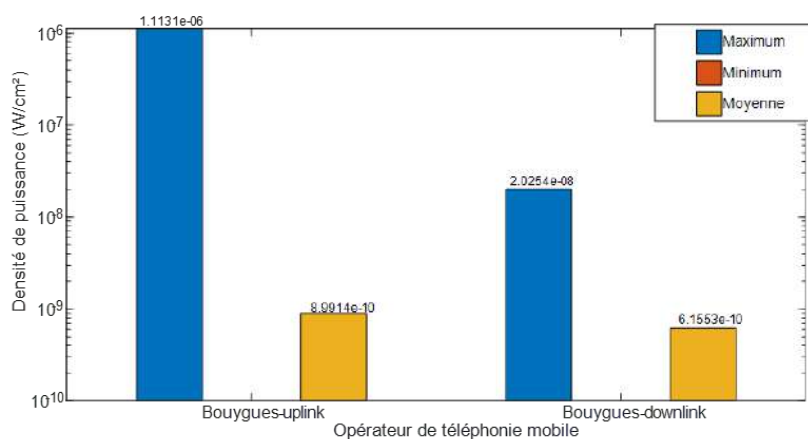
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



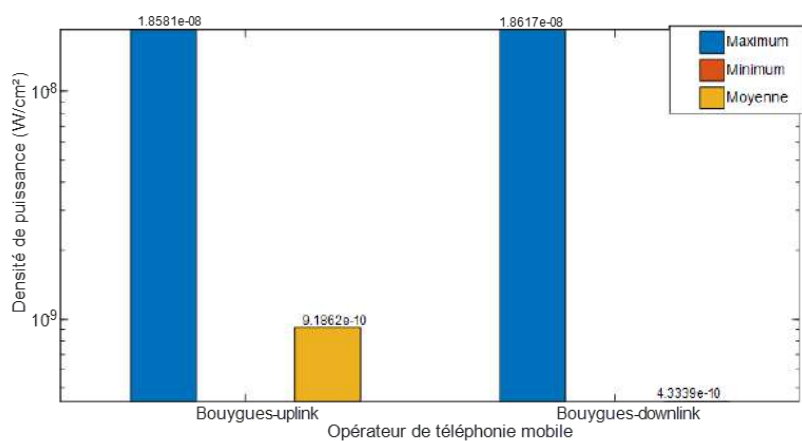
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.40. – Bande de fréquence de GSM 1800 liaison montante et descendante.

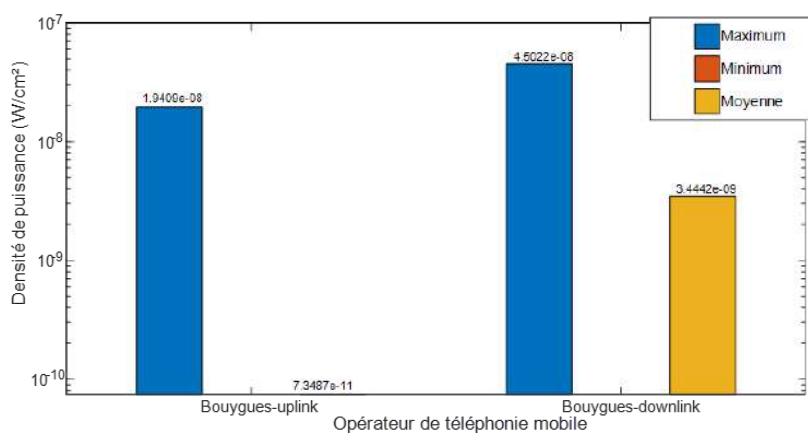
B.4. La densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

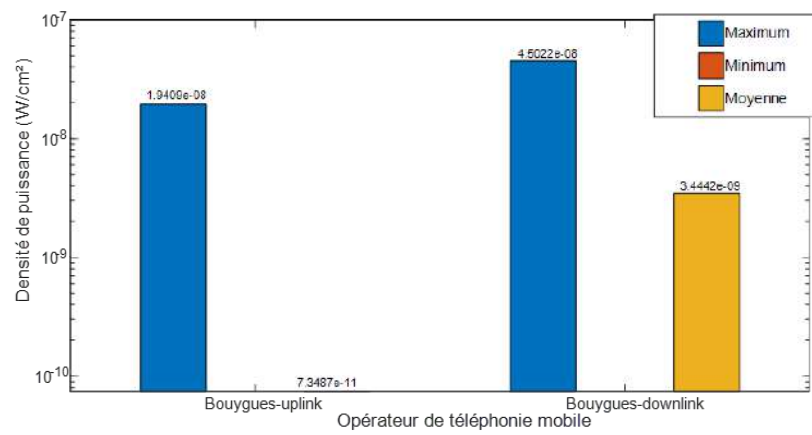


(b) Mesure au CISE.



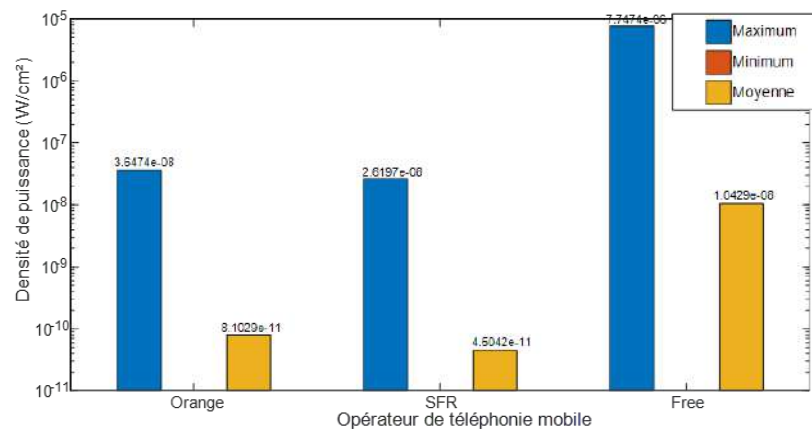
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.41. – Bande de fréquence de LTE 2100 liaison montante et descendante.

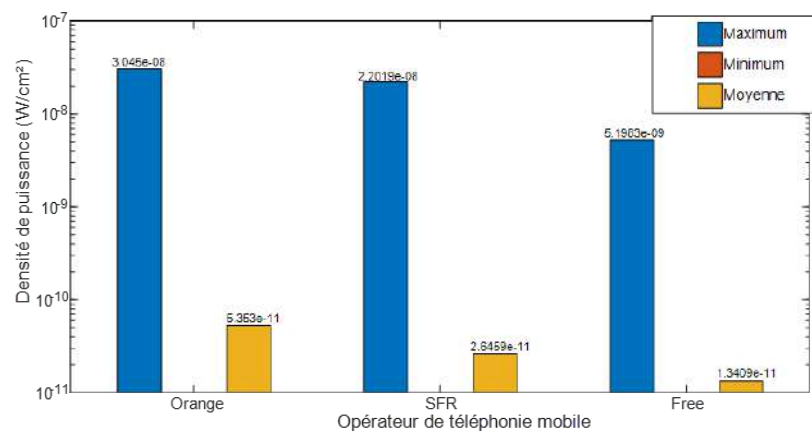


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.41. – Bande de fréquence de LTE 2100 liaison montante et descendante.



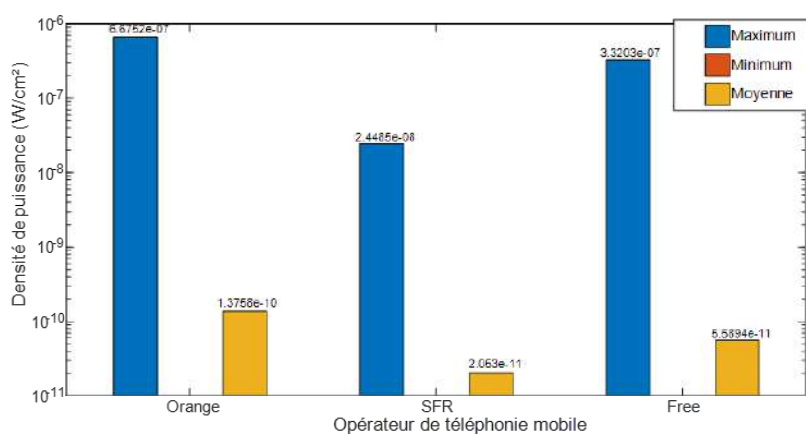
(a) Mesure sur mon bureau.



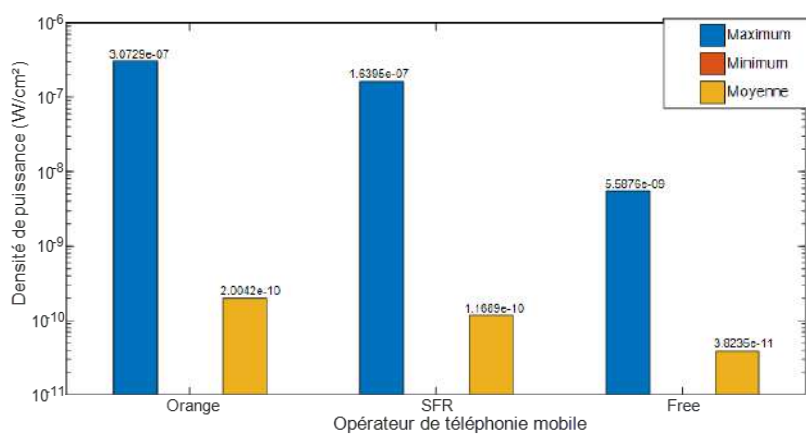
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.42. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison montante.

B.4. La densité de puissance sur 24h

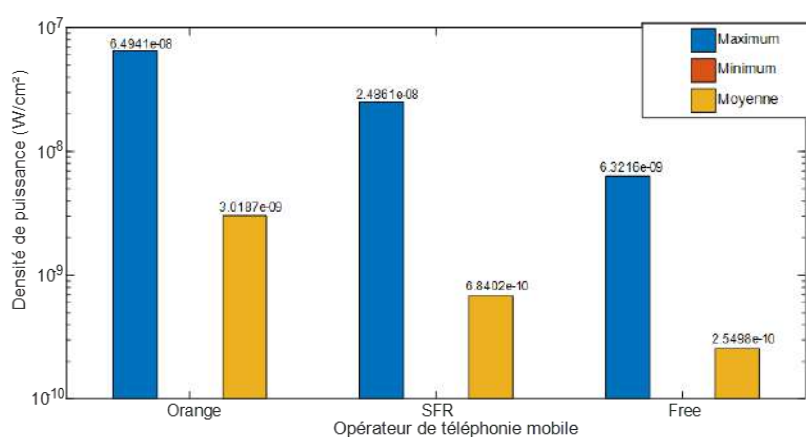


(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

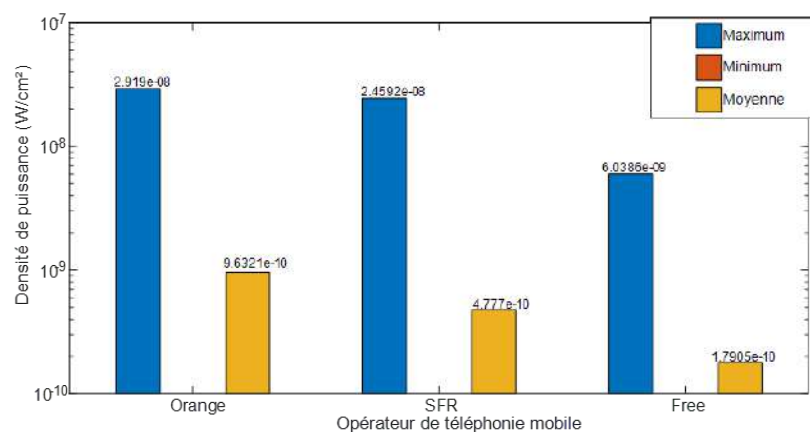
FIGURE B.42. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison montante.



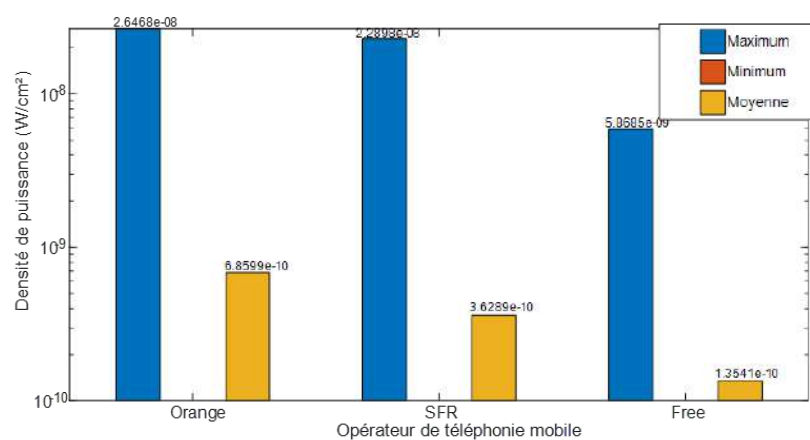
(a) Mesure sur mon bureau.

FIGURE B.43. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison descendante.

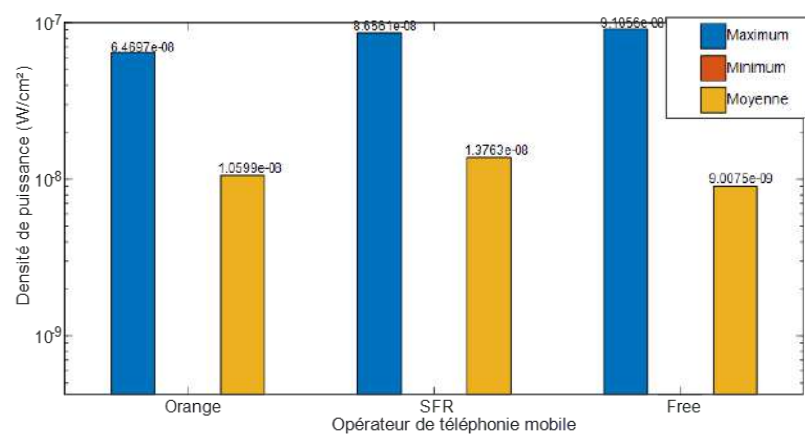
Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance



(b) Mesure au CISE.



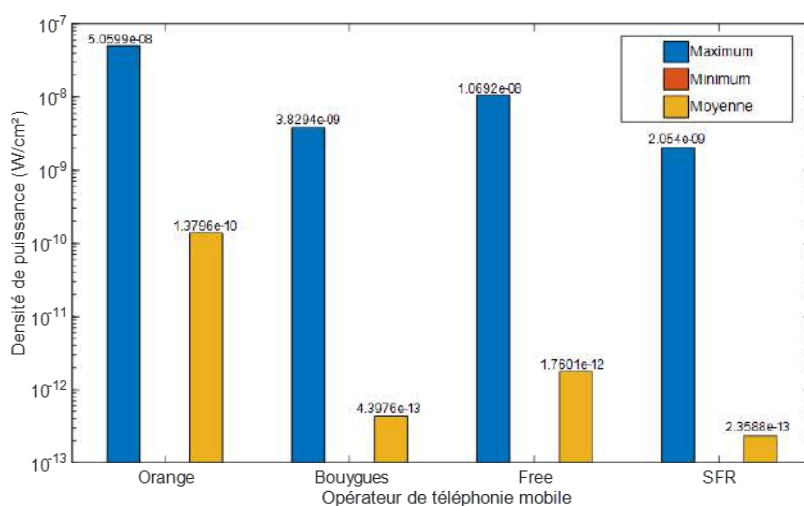
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



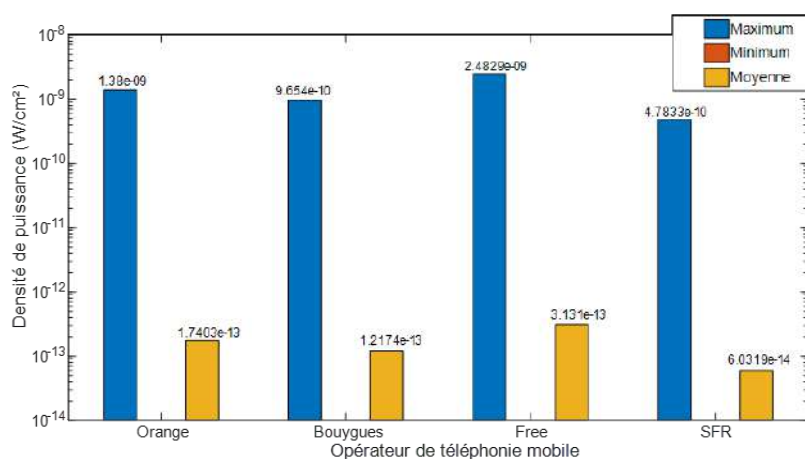
(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.43. – Bande de fréquence de UMTS 2100 liaison descendante.

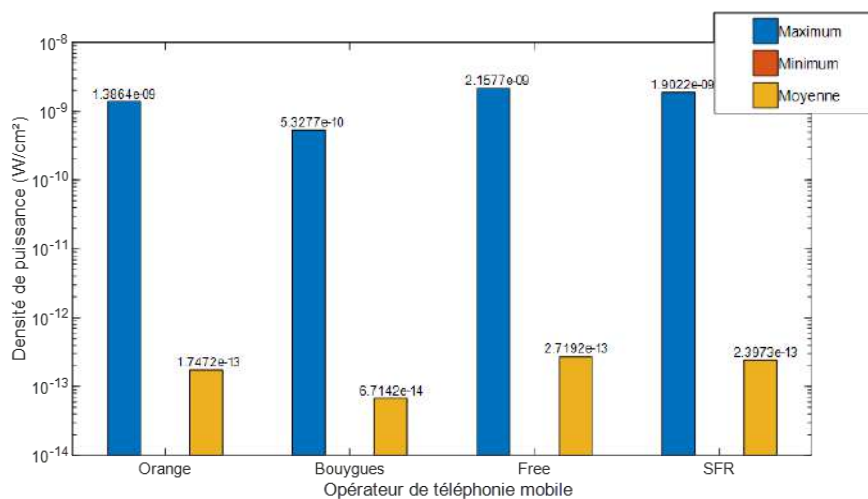
B.4. La densité de puissance sur 24h



(a) Mesure sur mon bureau.

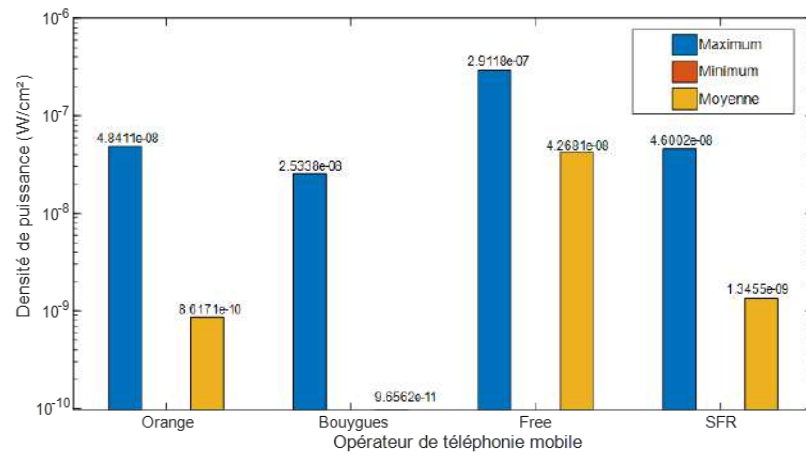


(b) Mesure au CISE.



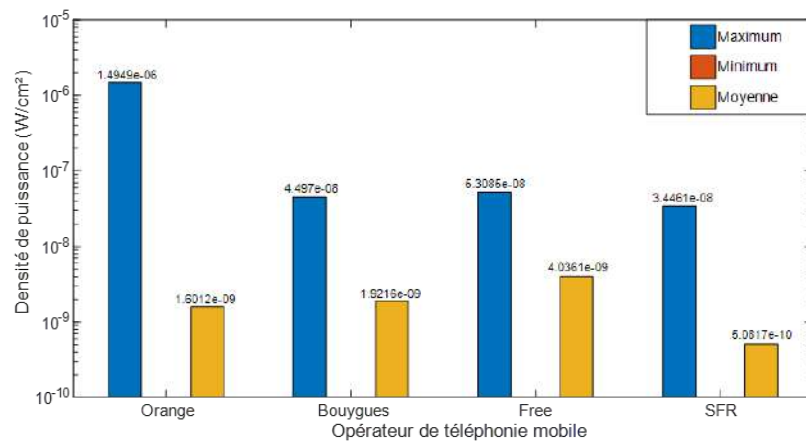
(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.

FIGURE B.44. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison montante.

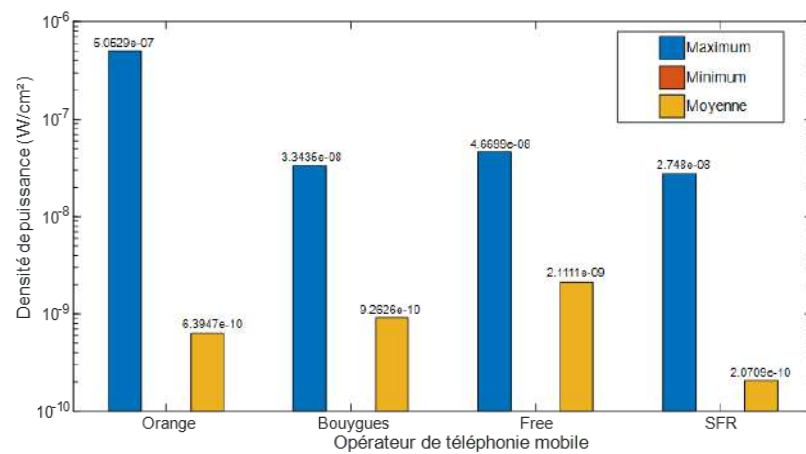


(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.44. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison montante.



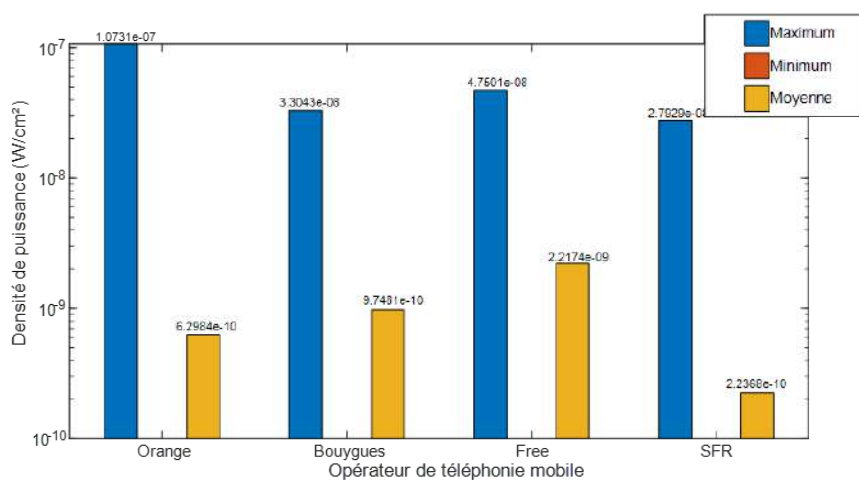
(a) Mesure sur mon bureau.



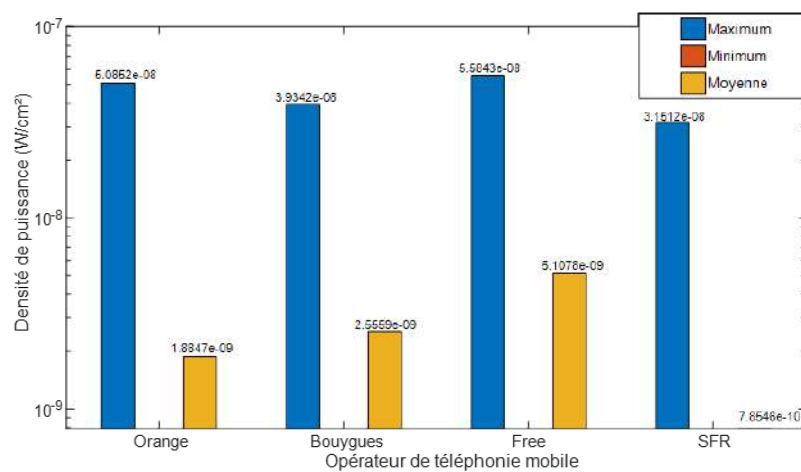
(b) Mesure au CISE.

FIGURE B.45. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison descendante.

B.4. La densité de puissance sur 24h



(c) Mesure au rez-de-chaussée d'ESIGELEC.



(d) Mesure à Rennes.

FIGURE B.45. – Bande de fréquence de LTE 2600 liaison descendante.

B.5. Comparaison entre quatre sites de mesures

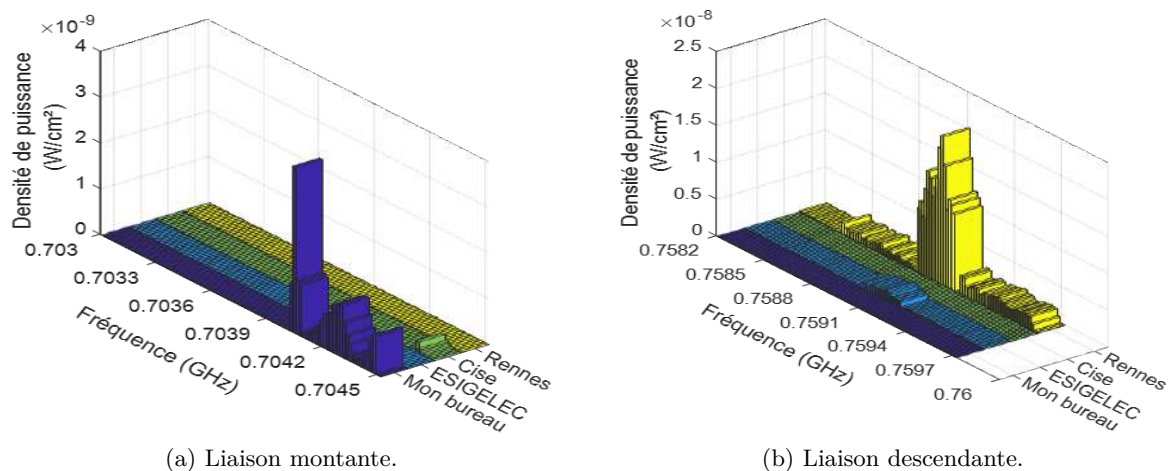


FIGURE B.46. – La bande de fréquence LTE 700.

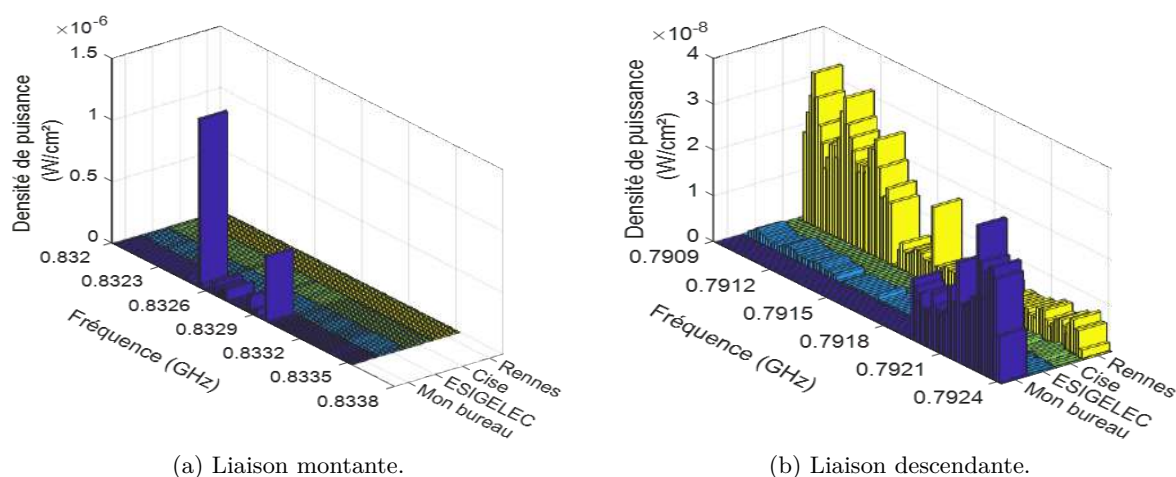


FIGURE B.47. – La bande de fréquence LTE 800.

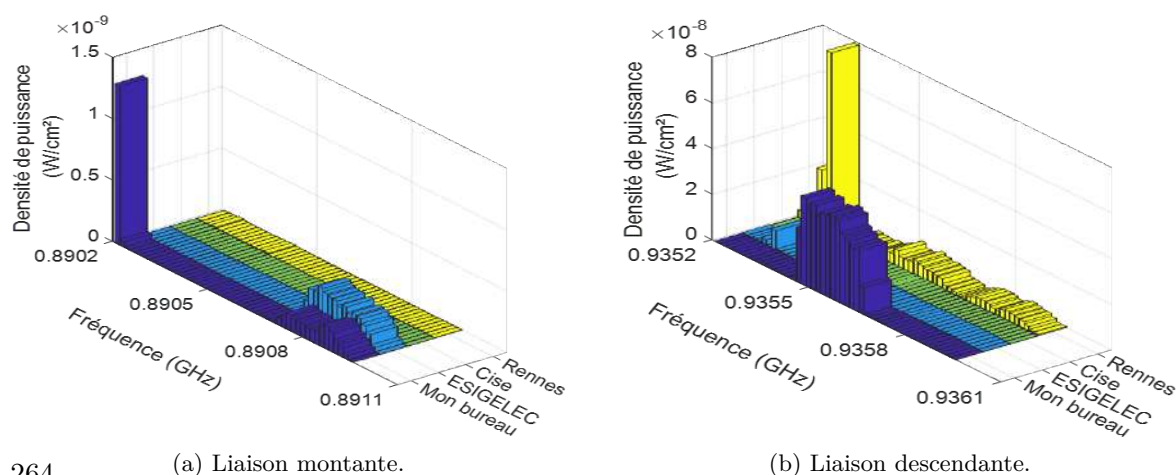
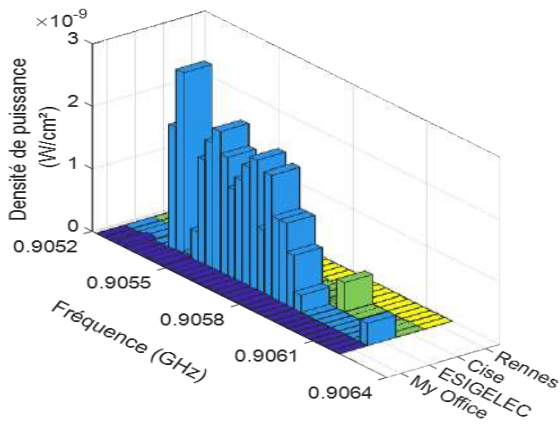
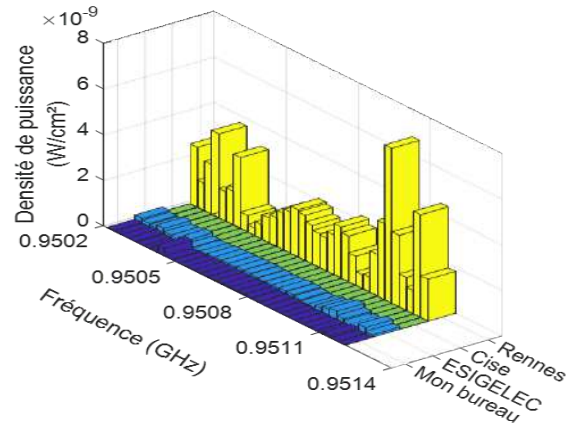


FIGURE B.48. – La bande de fréquence UMTS 900.

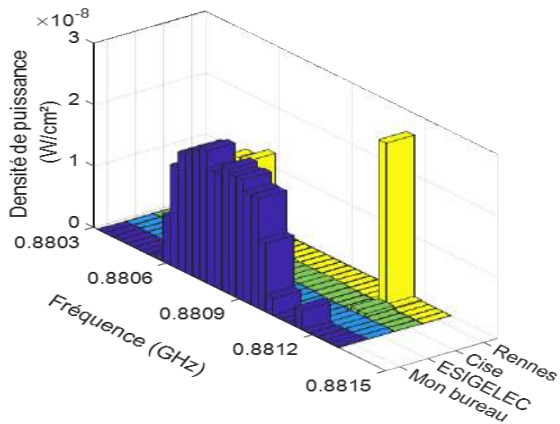
B.5. Comparaison entre quatre sites de mesures



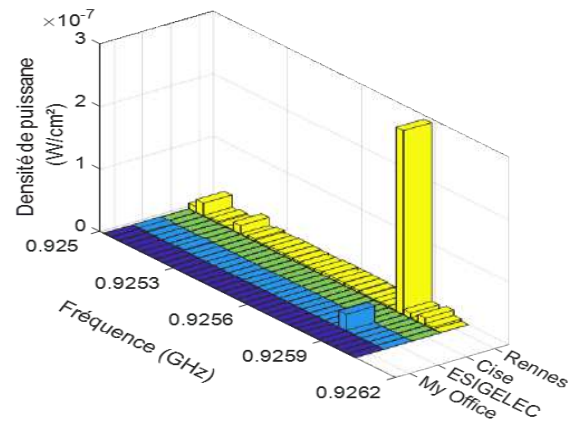
(a) Liaison montante (SFR).



(b) Liaison descendante (SFR).

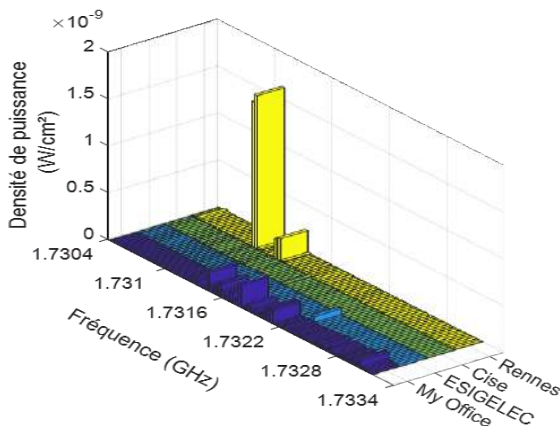


(c) Liaison montante (Bouygues).

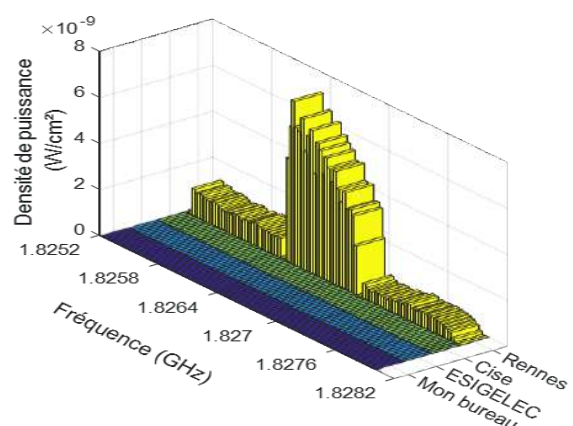


(d) Liaison descendante (Bouygues).

FIGURE B.49. – La bande de fréquence GSM 900.



(a) Liaison montante.



(b) Liaison descendante.

FIGURE B.50. – La bande de fréquence LTE 1800.

Annexe B. Résultats de mesures de densité de puissance

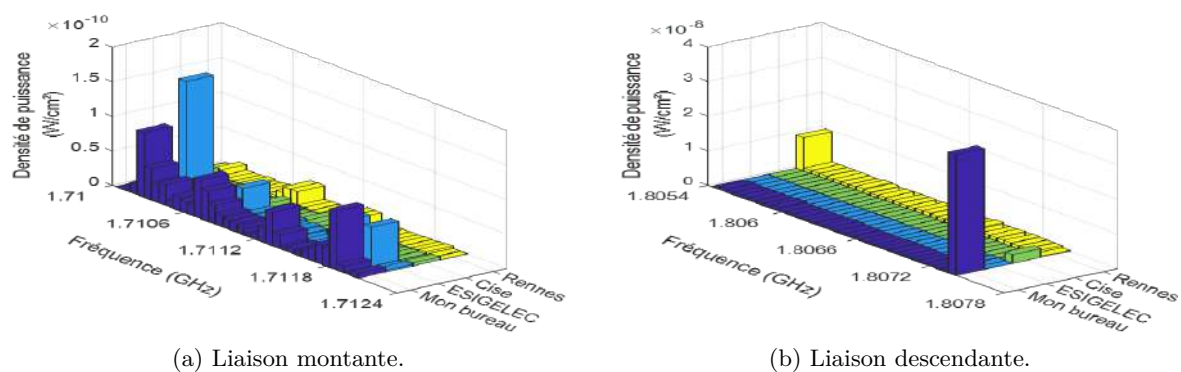


FIGURE B.51. – La bande de fréquence GSM 1800.

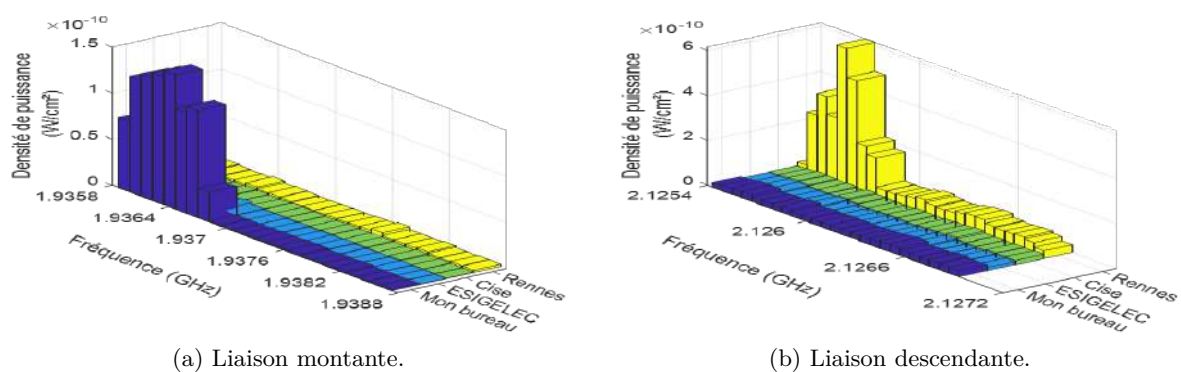


FIGURE B.52. – La bande de fréquence LTE 2100.

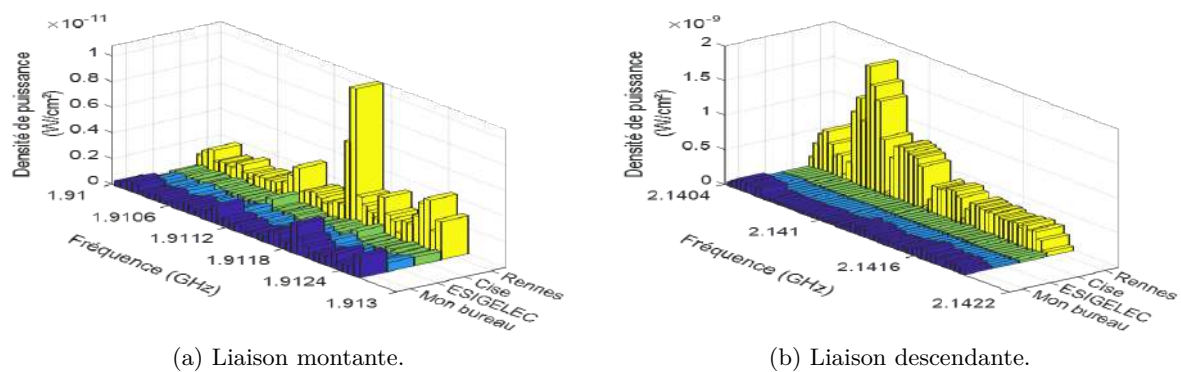


FIGURE B.53. – La bande de fréquence UMTS 2100.

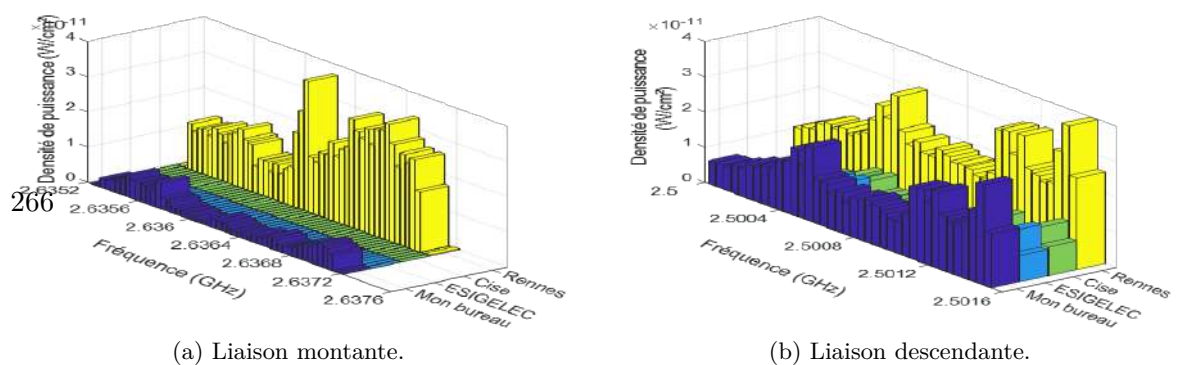
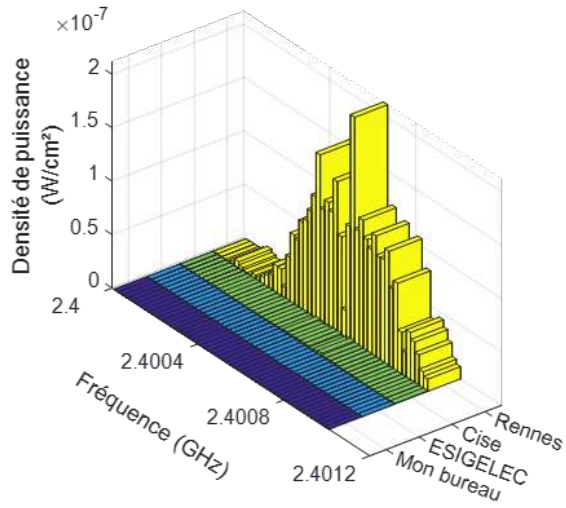
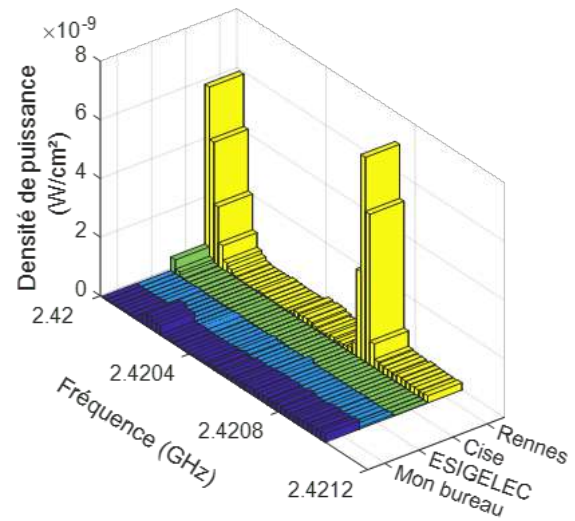


FIGURE B.54. – La bande de fréquence LTE 2600.

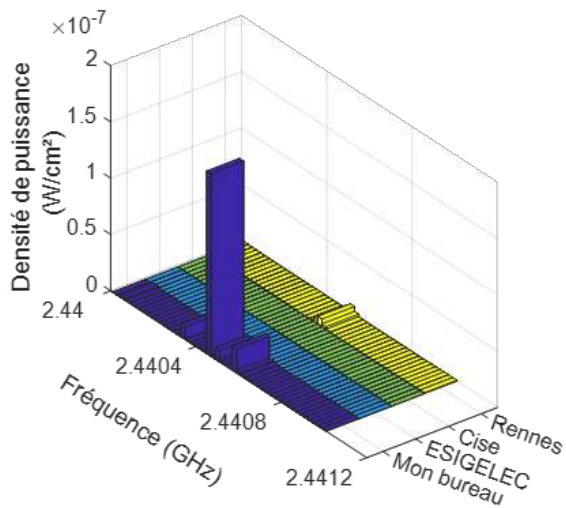
B.5. Comparaison entre quatre sites de mesures



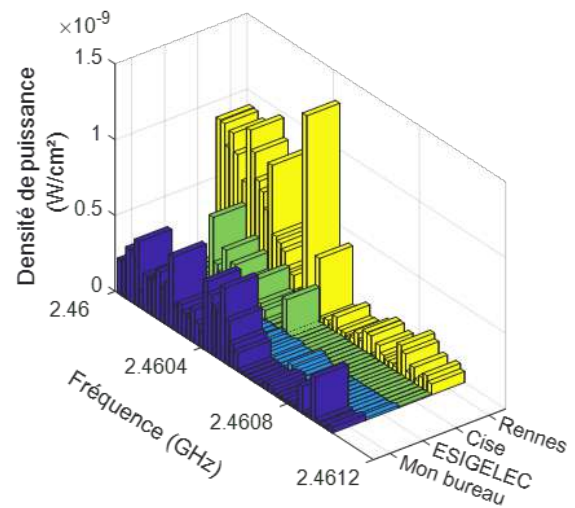
(a) 2.4 GHz-2.4012 GHz.



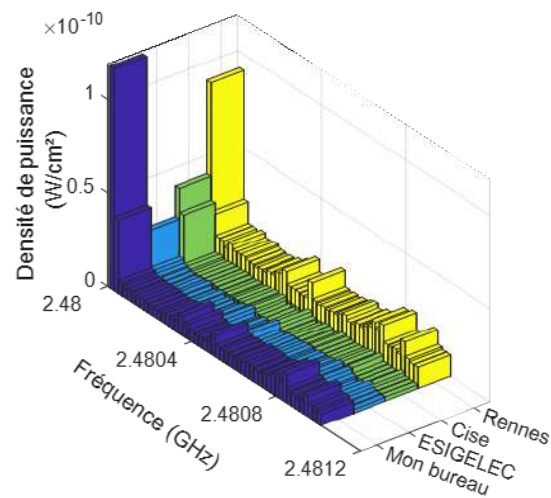
(b) 2.42 GHz-2.4212 GHz.



(c) 2.44 GHz-2.4412 GHz.



(d) 2.46 GHz-2.4612 GHz.



(e) 2.48 GHz-2.4812 GHz.

FIGURE B.55. – La bande de fréquence WiFi.

B.6. Comparaison entre quatre méthodes de mesure

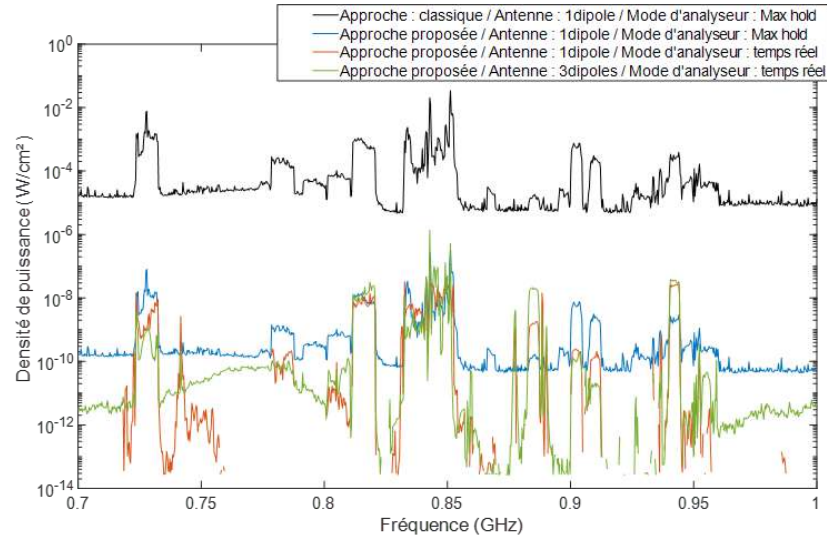


FIGURE B.56. – La bande de fréquence de 700 MHz jusqu'à 1 GHz, mesure sur mon bureau à ESIGELEC.

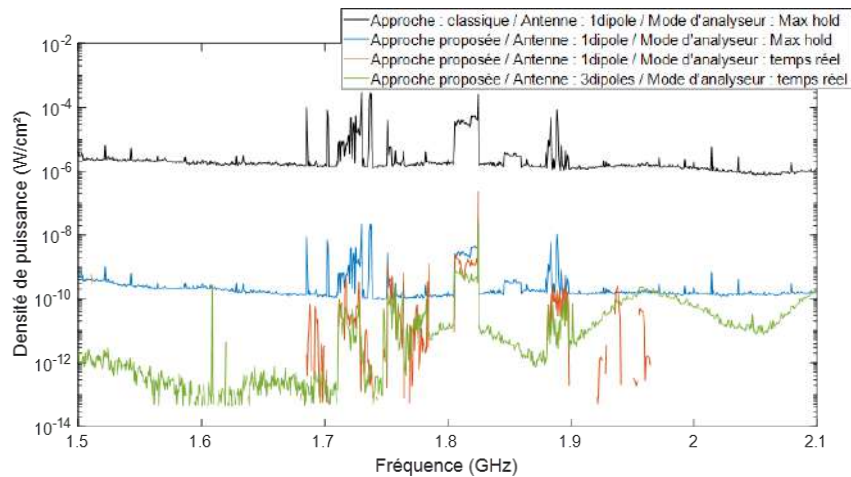


FIGURE B.57. – La bande de fréquence de 1.5 GHz jusqu'à 2.1 GHz, mesure sur mon bureau à ESIGELEC.

B.7. Résumé de la comparaison des mesures de la densité de puissance

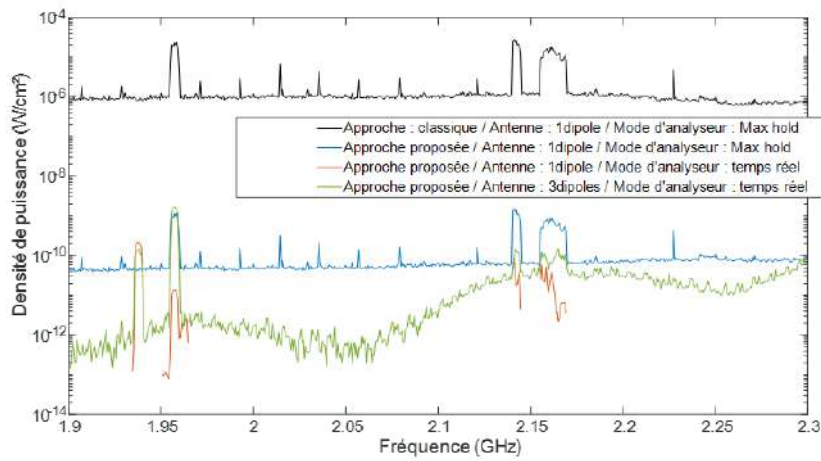


FIGURE B.58. – La bande de fréquence de 1.9 GHz jusqu'à 2.3 GHz, mesure sur mon bureau à ESIGELEC.

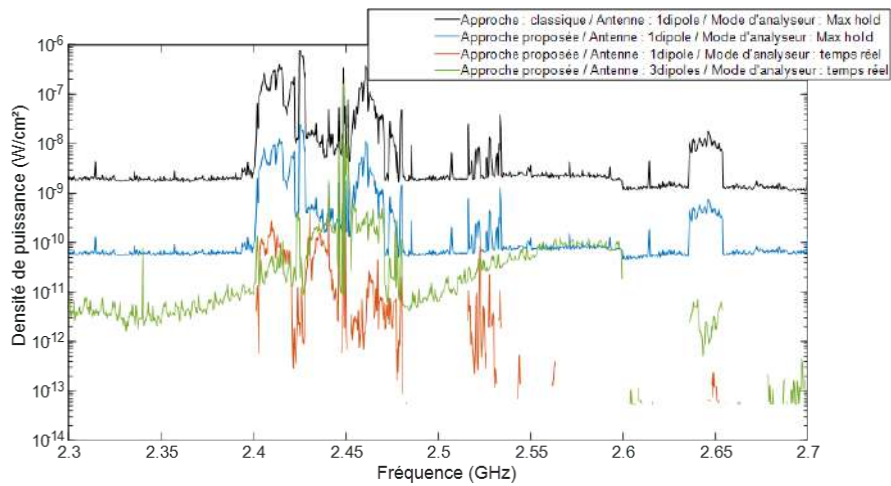


FIGURE B.59. – La bande de fréquence de 2.3 GHz jusqu'à 2.7 GHz, mesure sur mon bureau à ESIGELEC.

B.7. Résumé de la comparaison des mesures de la densité de puissance

Référence	Objectif /année de recherche	Bande de fréquence (GHz)	Environnement de mesure		Équipement de mesure			
			Pays/Ville	Outdoor/Indoor/Semi-Indoor	Rural/Urbain/Semi-urbain	Antenne de mesure	Analyseur du spectre	DSP ou Personal Exposimeter
[111]	Normes de sécurité/2006	0,8-2,5	Royaume-Uni	Outdoor/Indoor	Rural/Urbain	Sonde isotrope et dipôle conique (PCD8250)	Anritsu MS2711	HI-4417
[103]	Normes de sécurité/2008	0,088-2,5	Belgique / Gand et Bruxelles	Outdoor/Indoor	Rural/Urbain	—	—	DSP120 EMIE SPY
[106]	Récupération d'énergie/2008	2,4	Pays-Bas/Eindhoven	Indoor	Urbain	Dipôle fabriqué	—	—
[112]	Récupération d'énergie/2009	0,075-3	Japon/ Tokyo	Outdoor/Indoor	Urbain	—	—	Narda SRM3000
[113]	Normes de sécurité/2009	0,027-60	Hongrie/Budapest	Outdoor	Urbain	11C Sonde isotrope	—	Narda EMR300 & 3000
[104]	Recherche médicale/2010	0,9 et 1,8	Royaume-Uni/Banbur, Oxfordshire	Outdoor/Indoor	Rural/Urbain	Sonde isotrope	—	Narda SRM3000
[114]	Récupération d'énergie/2012	2,25-2,65	États-Unis/Ohio	Indoor	Urbain	Monopôle	Agilent E4407B	—
[107]	Récupération d'énergie/2012	2,4	États-Unis	Indoor	Urbain	Réseau de 6 antennes patch	Agilent N9320A	—
[108]	Récupération d'énergie/2012	0,8-0,9	Japon	Outdoor	Urbain	Dipôle	—	—
[118]	Récupération d'énergie/2013	0,3-3	Royaume-Uni/Londres	Outdoor/Indoor	Urbain/semi-urbain	BicoLOG 20300	Agilent N9912A _13	—

TABLE B.1. – Comparaison de la bibliographie sur les mesures de densité de puissance (1/2)

Référence	Objectif /année de recherche	Bande de fréquence (GHz)	Environnement de mesure		Équipement de mesure			
			Pays/Ville	Outdoor/Indoor/Semi-Indoor	Rural/Urban	Antenne de mesure	Analyseur du spectre	DSP ou Personal Exposimeter
[119]	Récupération d'énergie/2013	0,1-0,7	Japon/Tokyo et États-Unis/Atlanta	Outdoor	Urbain	Antenne isotrope	—	Narda SRM3000
[109]	Récupération d'énergie/2014	0,5-6	Royaume-Uni/Bristol	Indoor	Urbain	Antenne discône	R&S FSH8	—
[120]	Récupération d'énergie/2015	0,5-3	Royaume-Uni/Liverpool	Outdoor/Indoor/Indoor	SemiUrbain	Antenne à large bande	Agilent portable	—
[121]	Récupération d'énergie/2016	0,8-6	Canada/Calgary	Outdoor/Indoor	Rural/Urbain	Antenne omnidirectionnelle	Agilent N9342C	—
[122]	Récupération d'énergie/2016	0,9-3	France/Paris	Outdoor/Indoor	Urbain	—	—	Cornet ED85EX
[115]	Normes de sécurité/2016	0,08-2,17	Hongrie/Budapest	Outdoor/Indoor	Rural/Urbain	Antenne biconique (PBA 10200)	Advantest U4941	Antennessa DSP-090
[116]	Récupération d'énergie/2016	2,4	Royaume-Uni/Bristol	Indoor	Urbain	Antenne discône	Agilent E4440A	—
[110]	Récupération d'énergie/2017	0,5-3	Royaume-Uni/Bristol	Indoor (dans un véhicule)	Rural/Urbain	Antenne discône	Agilent E4440A	—
[105]	Recherche médicale/2017	0,8-2,6	Australie/Melbourne	Outdoor/Indoor	Urbain	—	—	ExpoM-RF 64
[189]	?/2019	0,8-2,7	Chine/Nanjing	Outdoor	Urbain	Antenne fabriquée large bande	Agilent N9918A	—
Cette recherche	Récupération d'énergie/2019-2020	0,7-6	France/ Rouen et Rennes	Indoor	Urbain/Semi urbain	Plusieurs antennes isotropes fabriquées	Agilent N9918A	—

TABLE B.1. – Comparaison de la bibliographie sur les mesures de densité de puissance (1/2)

Référence	Méthode de mesure			Méthode de calcul			
	Max/ Moyen	Balayage/Point fixe/Raster	Nombre/Durée de mesures par point	Diversité de polarisation prise en compte	Pertes du câble prises en compte	Effet de désadaptation pris en compte	Effet du canal de propagation pris en compte
[111]	Maximum	Raster	Durée : 1min	Oui	Oui	Non	Non
[103]	Maximum	Balayage	Durée : 4min	—	Non	Non	Non
[106]	Maximum	Point fixe	—	—	Non	Non	Non
[112]	Moyen	Raster	Durée totale : 16jours	—	Non	Non	Non
[113]	Maximum	Raster	Durée : 6min	Oui	Non	Non	Non
[104]	Moyen	Balayage	64 trajets	Non	Non	Non	Non
[114]	Maximum	Raster	Durée : 2min	—	Non	Non	Non
[107]	Moyen	Point fixe	—	Oui	Non	Non	Non
[108]	—	Raster	—	Non	Non	Non	Non
[118]	Maximum	Point fixe	—	Oui	Non	Non	Non
[119]	—	—	—	—	—	—	—
[109]	Moyen	Point fixe	2000-4000 mesures à chaque endroit	Non	Yes	Non	Non

TABLE B.2. – Comparaison de la bibliographie sur les mesures de densité de puissance (2/2)

Référence	Méthode de mesure			Méthode de calcul		
	Max/ Moyen	Balayage/Point fixe/Raster	Nombre/Durée de mesures par point	Diversité de polarisation prise en compte	Pertes du câble prises en compte	Effet de désadaptation pris en compte
[120]	Maximum	Point fixe	Nombre de points : 30	Oui	Non	Non
[121]	Maximum	—	—	—	Non	Non
[122]	—	—	—	—	Non	Non
[115]	Maximum	Raster	Durée : 15s	Oui	Non	Non
[116]	Moyen	Raster	Durée : 3min	Oui	Oui	Non
[110]	Moyen	Point fixe	Durée : 20s	Non	Non	Non
[105]	Moyen	Balayage/Raster	Durée : 6min	Non	Non	Non
[189]	—	—	—	—	Non	Non
Cette Recherche	Moyen	Point fixe	Nombre de points : 10 Durée : 10s Durée totale : 24h	Oui	Oui	Oui

TABLE B.2. – Comparaison de la bibliographie sur les mesures de densité de puissance (2/2)

Bibliographie

- [1] Héctor J. De Los Santos, Christian Sturm, and Juan Pontes. Radio channel fundamentals and antennas. In *Radio Systems Engineering*, pages 81–106. Springer International Publishing, aug 2014. 19
- [2] Joseph F. Ossanna. A model for mobile radio fading due to building reflections : Theoretical and experimental fading waveform power spectra. *Bell System Technical Journal*, 43(6) :2935–2971, nov 1964. 20, 25
- [3] M.J. Gans. A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 21(1) :27–38, feb 1972. 20, 28, 51
- [4] T. Aulin. A modified model for the fading signal at a mobile radio channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 28(3) :182–203, aug 1979. 20, 27, 28, 51
- [5] W. Lee and Yu Yeh. Polarization diversity system for mobile radio. *IEEE Transactions on Communications*, 20(5) :912–923, oct 1972. 21
- [6] K.H. Awadalla. Direction diversity in mobile communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 30(3) :121–123, aug 1981. 21, 28, 51
- [7] J. Fuhl, A.F. Molisch, and E. Bonek. Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas. *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 145(1) :32, 1998. 21
- [8] J. Fuhl, J.-P. Rossi, and E. Bonek. High-resolution 3-d direction-of-arrival determination for urban mobile radio. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(4) :672–682, apr 1997. 21, 22
- [9] H.J. Thomas, T. Ohgane, and M. Mizuno. A novel dual antenna measurement of the angular distribution of received waves in the mobile radio environment as a function of position and delay time. In *[1992 Proceedings] Vehicular Technology Society 42nd VTS Conference - Frontiers of Technology*. IEEE. 21
- [10] V. Erceg, S.J. Fortune, J. Ling, A.J. Rustako, and R.A. Valenzuela. Comparisons of a computer-based propagation prediction tool with experimental data collected in urban microcellular environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 15(4) :677–684, may 1997. 21
- [11] A. Kuchar, J.-P. Rossi, and E. Bonek. Directional macro-cell channel characterization from urban measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(2) :137–146, 2000. 21
- [12] S. Wyne, T. Santos, A.P. Singh, F. Tufvesson, and A.F. Molisch. Characterisation of a time-variant wireless propagation channel for outdoor short-range sensor networks. *IET Communications*, 4(3) :253, 2010. 21

- [13] Theofilos Chrysikos, Giannis Georgopoulos, and Stavros Kotsopoulos. Wireless channel characterization for a home indoor propagation topology at 2.4 GHz. In *2011 Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*. IEEE, apr 2011. 21
- [14] Theofilos Chrysikos, Panagiotis Georgakopoulos, Iliana Oikonomou, Stavros Kotsopoulos, and Dimitrios Zevgolis. Channel measurement and characterization for a complex industrial and office topology at 2.4 GHz. In *2017 11th International Conference on Software, Knowledge, Information Management and Applications (SKIMA)*. IEEE, dec 2017. 21
- [15] T. Taga. Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39(2) :117–131, may 1990. 21, 28, 29, 51, 112, 139, 144, 159
- [16] A. Klein and W. Mohr. A statistical wideband mobile radio channel model including the directions-of-arrival. In *Proceedings of ISSSTA'95 International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. IEEE. 22, 29
- [17] U. Martin. Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells. *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 145(1) :42, 1998. 22, 29
- [18] J.O. Nielsen, G.F. Pedersen, K. Olesen, and I.Z. Kovacs. Computation of mean effective gain from 3d measurements. In *1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36363)*. IEEE. 22, 29
- [19] M.B. Knudsen and G.F. Pedersen. Spherical outdoor to indoor power spectrum model at the mobile terminal. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6) :1156–1169, aug 2002. 22, 28, 29, 51, 137
- [20] P.C.F. Eggers. Angular dispersive mobile radio environments sensed by highly directive base station antennas. In *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. IEEE. 22
- [21] J. Laurila, K. Kalliola, M. Toeltsch, K. Hugl, P. Vainikainen, and E. Bonek. Wideband 3d characterization of mobile radio channels in urban environment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(2) :233–243, 2002. 22, 29
- [22] W. Fan, X. Carreño, J. Nielsen, F. Sun, G. Pedersen, P. Kyösti, and M. Knudsen. 3d channel emulation in multi-probe setup. *Electronics Letters*, 49(9) :623–625, apr 2013. 22, 29
- [23] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus, and P. Vainikainen. Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 51(5) :823–838, sep 2002. 22, 29
- [24] K. Kalliola, H. Laitinen, L.I. Vaskelainen, and P. Vainikainen. Real-time 3-d spatial-temporal dual-polarized measurement of wideband radio channel at mobile station. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49(2) :439–448, apr 2000. 22, 23, 29
- [25] Luis E. Gurrieri, Tricia J. Willink, Aldo Petosa, and Sima Noghianian. Characterization of the angle, delay and polarization of multipath signals for indoor environ-

- ments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(8) :2710–2719, aug 2008. 22, 29
- [26] Xiongwen Zhao, Lassi Hentilä, Xiaolin Liang, Qi Wang, Shu Li, and Juha Meinilä. Measurements and modelling for d2d indoor wideband MIMO radio channels at 5 GHz. *IET Communications*, 10(14) :1839–1845, sep 2016. 22, 29
- [27] Yupeng Li, Jianhua Zhang, Zhanyu Ma, and Yu Zhang. Clustering analysis in the wireless propagation channel with a variational gaussian mixture model. *IEEE Transactions on Big Data*, 6(2) :223–232, jun 2020. 22, 29
- [28] Yupeng Li, Jianhua Zhang, and Zhanyu Ma. Clustering in wireless propagation channel with a statistics-based framework. In *2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. IEEE, apr 2018. 22, 29
- [29] Daisuke Sugizaki, Naohiko Iwakiri, and Takehiko Kobayashi. Ultra-wideband spatio-temporal channel sounding with use of an OFDM signal in the presence of narrowband interference. In *2010 4th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*. IEEE, dec 2010. 22, 29
- [30] Jing Liang and Qilian Liang. Outdoor propagation channel modeling in foliage environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(5) :2243–2252, 2010. 22, 29
- [31] O. Franek and G. F. Pedersen. Spherical arrays for wireless channel characterization and emulation. In *2014 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*. IEEE, aug 2014. 22
- [32] H.T. Friis. A note on a simple transmission formula. *Proceedings of the IRE*, 34(5) :254–256, may 1946. 24, 138
- [33] R. Valenzuela. A ray tracing approach to predicting indoor wireless transmission. In *IEEE 43rd Vehicular Technology Conference*. IEEE. 24
- [34] Zhijun Zhang, R.K. Sorensen, Zhengqing Yun, M.F. Iskander, and J.F. Harvey. A ray-tracing approach for indoor/outdoor propagation through window structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(5) :742–749, may 2002. 24
- [35] K.A. Remley, A. Weisshaar, and H.R. Anderson. A comparative study of ray tracing and FDTD for indoor propagation modeling. In *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*. IEEE. 24
- [36] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine, and D. Lavry. A statistical model of urban multipath propagation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 21(1) :1–9, feb 1972. 24
- [37] P. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications*, 11(4) :360–393, dec 1963. 24
- [38] Xuefeng Yin and Xiang Cheng. *Propagation Channel Characterization, Parameter Estimation, and Modeling for Wireless Communications*. John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd, feb 2018. 24

Bibliographie

- [39] H.R. Anderson. A ray-tracing propagation model for digital broadcast systems in urban areas. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 39(3) :309–317, 1993. 24, 25
- [40] Kane Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14(3) :302–307, may 1966. 25
- [41] R. H. Clarke. A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell System Technical Journal*, 47(6) :957–1000, jul 1968. 25
- [42] E. N. Gilbert. Energy reception for mobile radio. *Bell System Technical Journal*, 44(8) :1779–1803, oct 1965. 25
- [43] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communications*. Pearson Education (US), 2001. 25
- [44] Ali Grami. *Introduction to digital communications*. Academic Press, London, UK, 2015. 25
- [45] L.L. Kaluuba, G. Taban-Wani, and D. Waigumbulizi. The fading channel problem and its impact on wireless communication systems in uganda. In *Proceedings from the International Conference on Advances in Engineering and Technology*, pages 621–634. Elsevier, 2006. 26
- [46] William Jakes. *Microwave mobile communications*. Wiley, New York, 1974. 26, 28
- [47] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, may 2005. 26
- [48] David Irvine Laurensen. *Indoor radio channel propagation modelling by ray tracing techniques*. PhD thesis, Université d'Édimbourg, 1994. 27
- [49] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, nov 2001. 27
- [50] R.G. Vaughan. Signals in mobile communications : A review. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 35(4) :133–145, nov 1986. 27
- [51] O. Besson and P. Stoica. Decoupled estimation of DOA and angular spread for spatially distributed sources. In *Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No.CH37020)*. IEEE. 28
- [52] Tõnu Trump and Björn Ottersten. Estimation of nominal direction of arrival and angular spread using an array of sensors. *Signal Processing*, 50(1-2) :57–69, apr 1996. 28
- [53] Bamrung Tau Sieskul and Somchai Jitapunkul. An asymptotic maximum likelihood for estimating the nominal angle of a spatially distributed source. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 60(4) :279–289, apr 2006. 28
- [54] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and B.H. Fleury. Power azimuth spectrum in outdoor environments. *Electronics Letters*, 33(18) :1583, 1997. 28, 51
- [55] <https://www.newport.com/p/SMC100CC>. 30

- [56] Jiangniu Wu, Zhiqin Zhao, Zaiping Nie, and Qing-Huo Liu. Bandwidth enhancement of a planar printed quasi-yagi antenna with size reduction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(1) :463–467, jan 2014. 30
- [57] <https://www.cst.com/>. 30
- [58] L. Liang and S. V. Hum. A low-profile antenna with quasi-isotropic pattern for uhf rfid applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :210–213, 2013. 57
- [59] H. Ryu, G. Jung, D. Ju, S. Lim, and J. Woo. An electrically small spherical uhf rfid tag antenna with quasi-isotropic patterns for wireless sensor networks. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9 :60–62, 2010. 57
- [60] Zhi-Jun Tang, Yi-Gang He, and Yan Wang. Broadband UHF RFID tag antenna with quasi-isotropic radiation performance. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 65(10) :859–863, oct 2011. 57
- [61] Jahyoung Koo and Hojung Cha. Unsupervised locating of WiFi access points using smartphones. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 42(6) :1341–1353, nov 2012. 57
- [62] Zhi Ning Chen, Xianming Qing, T. S. P. See, and Wee Kian Toh. Antennas for WiFi connectivity. *Proceedings of the IEEE*, 100(7) :2322–2329, jul 2012. 57
- [63] Mahima Arrawatia, Maryam Baghini, and Girish Kumar. Broadband bent triangular omnidirectional antenna for RF energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pages 1–1, 2015. 57, 149, 151
- [64] Marco Fantuzzi, Massimo Del Prete, Diego Masotti, and Alessandra Costanzo. Quasi-isotropic RF energy harvester for autonomous long distance IoT operations. In *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, jun 2017. 57
- [65] Karl Koob. "isotropy" and antenna gain. In *1974 Antennas and Propagation Society International Symposium*. IEEE, 1974. 57
- [66] P. Reddy, V. Lakshmeesha, and S. Pal. Isotropy as an antenna parameter. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 26(6) :891–893, nov 1978. 57
- [67] C. A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design*. Hoboken, NJ : Wiley-Interscience, 2005. 57, 61, 62, 64, 65, 67, 104, 106
- [68] H. F. Mathis. A short proof that an isotropic antenna is impossible. *Proc. IRE*, vol. 39, pp. 970, 1951. 57
- [69] L. E. J. Brouwer. On continuous vector distributions on surfaces. *KNAW, Proceedings*, vol. 11, pp. 850 -858, 1909. 58
- [70] G. Brown. The turnstile. *Electron.*, vol. 9, pp. 14–17, 1936. 59
- [71] J. Epstein G. Brown. A pretuned turnstile antenna. *Electron.*, vol. 18, pp. 102–107, 1945. 59
- [72] P.H. Smith. "cloverleaf" antenna for f.m. broadcasting. *Proceedings of the IRE*, 35(12) :1556–1563, dec 1947. 59

- [73] M.F. Bolster. A new type of circular polarizer using crossed dipoles. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 9(5) :385–388, sep 1961. 59
- [74] S.G.M. Darwish, K.F.A. Hussein, and H.A. Mansour. Circularly polarized crossed-dipole turnstile antenna for satellites. In *Proceedings of the Twenty-First National Radio Science Conference, 2004. NRSC 2004*. IEEE, 2004. 59
- [75] G.J. Phillips. V.h.f. aerials for television broadcasting. *Proceedings of the IEE - Part B : Radio and Electronic Engineering*, 102(5) :687–688, sep 1955. 59
- [76] Guoping Pan, Yue Li, Zhijun Zhang, and Zhenghe Feng. Isotropic radiation from a compact planar antenna using two crossed dipoles. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11 :1338–1341, 2012. 59, 60, 96
- [77] Ivana Radnovic, Aleksandar Nesic, and Bratislav Milovanovic. A new type of turnstile antenna. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 52(5) :168–171, oct 2010. 59
- [78] Changjiang Deng, Yue Li, Zhijun Zhang, and Zhenghe Feng. A wideband isotropic radiated planar antenna using sequential rotated l-shaped monopoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(3) :1461–1464, mar 2014. 60, 96
- [79] A. Chlavin. A new antenna feed having equal e-and h-plane patterns. *Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation*, 2(3) :113–119, jul 1954. 60
- [80] Kwai-Man Luk and Biquan Wu. The magnetoelectric dipole—a wideband antenna for base stations in mobile communications. *Proceedings of the IEEE*, 100(7) :2297–2307, jul 2012. 61, 96
- [81] S. Long. A combination of linear and slot antennas for quasi-isotropic coverage. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(4) :572–576, jul 1975. 62
- [82] Peng Fei Hu, Yong Mei Pan, Xiu Yin Zhang, and Bin Jie Hu. A compact quasi-isotropic dielectric resonator antenna with filtering response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(2) :1294–1299, feb 2019. 62
- [83] Zhijun Zhang, Xu Gao, Wenhua Chen, Zhenghe Feng, and Magdy F. Iskander. Study of conformal switchable antenna system on cylindrical surface for isotropic coverage. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(3) :776–783, mar 2011. 62
- [84] Yongmei Pan and Shaoyong Zheng. A compact quasi-isotropic shorted patch antenna. *IEEE Access*, 5 :2771–2778, 2017. 62
- [85] F. Fulton. The combined radiation pattern of three orthogonal dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 13(2) :323–324, mar 1965. 62
- [86] H. Matzner and E. Levine. Can radiators be really isotropic? *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012 :1–9, 2012. 62
- [87] Chi-Yuk Chiu, Jie-Bang Yan, and Ross D. Murch. Compact three-port orthogonally polarized MIMO antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 6 :619–622, dec 2007. 63

- [88] Michael R. Andrews, Partha P. Mitra, and Robert deCarvalho. Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization. *Nature*, 409(6818) :316–318, jan 2001. 63
- [89] Hua Zhong, Zhijun Zhang, Wenhua Chen, Zhenghe Feng, and M.F. Iskander. A tripolarization antenna fed by proximity coupling and probe. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8 :465–467, 2009. 63
- [90] Joon-Hong Kim and Sangwook Nam. A compact quasi-isotropic antenna based on folded split-ring resonators. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16 :294–297, 2017. 63
- [91] Paul-Henri Tichit, Shah Nawaz Burokur, Cheng-Wei Qiu, and André de Lustrac. Experimental verification of isotropic radiation from a coherent dipole source via electric-field-DrivenLCResonator metamaterials. *Physical Review Letters*, 111(13), sep 2013. 63, 64
- [92] G. S. Smith. *Loop Antennas*. The McGraw-Hill Companies, New York, 2007. 67
- [93] J. Lindsay. A circular loop antenna with nonuniform current distribution. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 8(4) :439–441, jul 1960. 67
- [94] D.H. Werner. An exact integration procedure for vector potentials of thin circular loop antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(2) :157–165, 1996. 67
- [95] <https://www.minicircuits.com/pdfs/zf3rsc-542+.pdf>. Technical report. 88, 119
- [96] N. Kaneda, W.R. Deal, Yongxi Qian, R. Waterhouse, and T. Itoh. A broadband planar quasi-yagi antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(8) :1158–1160, aug 2002. 89
- [97] W.C. Brown. The history of power transmission by radio waves. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(9) :1230–1242, sep 1984. 97, 142
- [98] T. Salter, G. Metze, and N. Goldsman. Parasitic aware optimization of an RF power scavenging circuit with applications to smartdust sensor networks. In *2009 IEEE Radio and Wireless Symposium*. IEEE, jan 2009. 97
- [99] Vlad Marian, Bruno Allard, Christian Vollaie, and Jacques Verdier. Strategy for microwave energy harvesting from ambient field or a feeding source. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11) :4481–4491, nov 2012. 98
- [100] M. Riederer. EMF exposure due to GSM base stations : measurements and limits. In *2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03*. IEEE, 2003. 98, 100, 101, 102
- [101] Bergqvist U., Friedrich G., Hamnerius Y., Martens L., Neubauer G., Thuroczy G., Vogel E., and Wiart J. Mobile telecommunication base stations—exposure to electromagnetic fields. report of a short term mission within cost-244bis, cost-244bis short term mission on base station exposure. Technical report, 2000. 98

- [102] Bundesamt fir Metrologie und Akkreditierung (metas). Mobilhnhk-basisstationen (gsm), messempfehlung. Technical report, Bundesamt fir Umwelt, Wald und Landschaft (BUWAL), Bern, BUWAL, 2002. 99
- [103] W Joseph, G Vermeeren, L Verloock, Mauricio Masache Heredia, and Luc Martens. CHARACTERIZATION OF PERSONAL RF ELECTROMAGNETIC FIELD EXPOSURE AND ACTUAL ABSORPTION FOR THE GENERAL PUBLIC. *Health Physics*, 95(3) :317–330, sep 2008. 99, 101, 102, 270, 272
- [104] P. Elliott, M. B. Toledano, J. Bennett, L. Beale, K. de Hoogh, N. Best, and D. J. Briggs. Mobile phone base stations and early childhood cancers : case-control study. *BMJ*, 340(jun22 1) :c3077–c3077, jun 2010. 99, 101, 270, 272
- [105] Chhavi Raj Bhatt, Mary Redmayne, Baki Billah, Michael J Abramson, and Geza Benke. Radiofrequency-electromagnetic field exposures in kindergarten children. *Journal of Exposure Science & Environmental Epidemiology*, 27(5) :497–504, oct 2016. 99, 101, 271, 273
- [106] Hubregt J. Visser, Adrianus C. F. Reniers, and Jeroen A. C. Theeuwes. Ambient RF energy scavenging : GSM and WLAN power density measurements. In *2008 38th European Microwave Conference*. IEEE, oct 2008. 99, 101, 102, 103, 104, 270, 272
- [107] Kenneth Gudan, Sergey Chemishkian, Jonathan J. Hull, Matthew S. Reynolds, and Stewart Thomas. Feasibility of wireless sensors using ambient 2.4ghz RF energy. In *2012 IEEE Sensors*. IEEE, oct 2012. 99, 101, 104, 270, 272
- [108] Shoichi Kitazawa, Hiroshi Ban, and Kiyoshi Kobayashi. Energy harvesting from ambient RF sources. In *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission : Technologies, Systems, and Applications*. IEEE, may 2012. 99, 101, 103, 270, 272
- [109] Konstantinos Mimis, David Gibbins, Sema Dumanli, and Gavin Tomas Watkins. Ambient RF energy harvesting trial in domestic settings. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9(5) :454–462, apr 2015. 99, 101, 103, 271, 272
- [110] Konstantinos Mimis, David R. Gibbins, Sema Dumanli, and Gavin T. Watkins. The ant and the elephant : ambient RF harvesting from the uplink. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 11(3) :386–393, feb 2017. 99, 103, 271, 273
- [111] T G Cooper, S M Mann, M Khalid, and R P Blackwell. Public exposure to radio waves near GSM microcell and picocell base stations. *Journal of Radiological Protection*, 26(2) :199–211, may 2006. 99, 101, 103, 270, 272
- [112] Yoshihiro Kawahara, Keisuke Tsukada, and Tohru Asami. Feasibility and potential application of power scavenging from environmental RF signals. In *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. IEEE, jun 2009. 99, 101, 102, 270, 272
- [113] Victor Nitu, George Lojewski, and Smaranda Nitu. Electromagnetic field evaluation on an antennas shared site. In *IEEE EUROCON 2009*. IEEE, may 2009. 99, 101, 102, 270, 272

- [114] U. Olgun, J.L. Volakis, and C.-C. Chen. Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 6(11) :1200–1206, aug 2012. 99, 101, 102, 103, 104, 270, 272
- [115] G. Thuroczy, F. Molnar, J. Szabo, G. Janossy, N. Nagy, G. Kubinyi, and J. Bakos. Public exposure to RF from installed sources : Site measurements and personal exposimetry. In *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, nov 2006. 99, 101, 102, 103, 271, 273
- [116] Orestis Georgiou, Konstantinos Mimis, David Halls, William H. Thompson, and David Gibbins. How many wi-fi APs does it take to light a lightbulb? *IEEE Access*, 4 :3732–3746, 2016. 99, 103, 271, 273
- [117] Heinrich Ryser. Measuring campaign for the assessment of the non-ionising radiation near gsm base stations. *Intemational Zurich Symposium on EMC*, February 2003. 99
- [118] Manuel Pinuela, Paul D. Mitcheson, and Stepan Lucyszyn. Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(7) :2715–2726, jul 2013. 101, 102, 103, 104, 142, 152, 270, 272
- [119] Rushi J. Vyas, Benjamin B. Cook, Yoshihiro Kawahara, and Manos M. Tentzeris. E-WEHP : A batteryless embedded sensor-platform wirelessly powered from ambient digital-TV signals. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(6) :2491–2505, jun 2013. 101, 102, 104, 271, 272
- [120] Chaoyun Song, Y. Huang, Jiafeng Zhou, Sheng Yuan, Qian Xu, and P. Carter. A broadband efficient rectenna array for wireless energy harvesting. *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.*, 2015. 101, 102, 104, 147, 271, 273
- [121] Jonathan C. Kwan and Abraham O. Fapojuwo. Measurement and analysis of available ambient radio frequency energy for wireless energy harvesting. In *2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*. IEEE, sep 2016. 101, 102, 103, 104, 271, 273
- [122] Adel Khemar, Abdellah Kacha, Hakim Takhedmit, and Ghalid Abib. Design and experiments of a dual-band rectenna for ambient RF energy harvesting in urban environments. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 12(1) :49–55, jan 2018. 101, 271, 273
- [123] InternationalCommissiononNon-IonizingRadiationProtection. Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 hz–100 khz). Technical report, Health Phys., vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010. 101
- [124] Helsinki 2007) RCC Recommendation (02)04 (revised Bratislava 2003. Measuring non-ionizing electromagnetic radiation (9khz-300ghz). *Edition 060207.*, 2007. 101
- [125] D.P. Stapor. Optimal receive antenna polarization in the presence of interference and noise. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43(5) :473–477, may 1995. 104

- [126] Manouan Aka Constant Niamien, Sylvain Collardey, and Kourosh Mahdjoubi. A hybrid approach for receiving antennas : Concepts and applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(11) :5462–5473, nov 2014. 109
- [127] Pozar David M. *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons Inc, 2011. 113
- [128] Steven R. Best and Bradley C. Kaanta. A tutorial on the receiving and scattering properties of antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 51(5) :26–37, oct 2009. 113
- [129] Qinghai Shi, U Troltzsch, and O Kanoun. Analysis of the parameters of a lossy coaxial cable for cable fault location. In *Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*. IEEE, mar 2011. 113
- [130] H. Wymeersch and A. Eryilmaz. Multiple access control in wireless networks. In *Academic Press Library in Mobile and Wireless Communications*, pages 435–465. Elsevier, 2016. 128
- [131] Mohammed S. ElBamby, Mehdi Bennis, Walid Saad, and Matti Latva-aho. Dynamic uplink-downlink optimization in TDD-based small cell networks. In *2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS)*. IEEE, aug 2014. 128
- [132] Lewis Coe. *Wireless radio : a brief history*. McFarland, Jefferson, N.C, 1996. 137
- [133] A.A. Glazunov, M. Gustafsson, A.F. Molisch, and F. Tufvesson. Physical modelling of multiple-input multiple-output antennas and channels by means of the spherical vector wave expansion. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 4(6) :778, 2010. 138, 145
- [134] A.A. Glazunov, F. Tufvesson, and A.F. Molisch. A note on the mean effective radiated power and the mean effective receiver sensitivity of mobile handheld terminals. In *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. IEEE, jul 2008. 138, 139
- [135] A.A. Glazunov and E. Pasalic. Comparison of MEG and TRPG of practical antennas. In *2004 IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE Cat. No.04TH8754)*. IEEE. 139
- [136] 3GPP-Technical Specification Group Radio Access Network. Measurements of radio performances for umts terminals in speech mode, tech. rep. 3gpp tr 25.914 v7.0.0, 3gpp and 3gpp2. Technical report, 2006. 139
- [137] L.J. Greenstein and V. Erceg. Gain reductions due to scatter on wireless paths with directional antennas. In *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324)*. IEEE, 1999. 140
- [138] B. Olsson. Description of antenna test method performed in scattered field for gsm ms. Technical report, COST 259 WG 2 Temporary Document (98)106, Duisburg, 16 p. September 1998. 141
- [139] J.G. Kostas and B. Boverie. Statistical model for a mode-stirred chamber. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 33(4) :366–370, 1991. 141

- [140] Guan-Yu Chen, Jwo-Shiun Sun, Yd_Chen, Cheng-Hung Lin, and Jui-Yu Yang. The 3d far-field antenna measurement technology for radiation efficiency, mean effective gain and diversity antenna operation. In *2006 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory*. IEEE, oct 2006. 141
- [141] J. Krogerus, K. Kiesi, and V. Santomaa. Evaluation of three methods for measuring total radiated power of handset antennas. In *IMTC 2001. Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Rediscovering Measurement in the Age of Informatics (Cat. No.01CH 37188)*. IEEE. 142
- [142] Alirio Boaventura, Daniel Belo, Ricardo Fernandes, Ana Collado, Apostolos Georgiadis, and Nuno Borges Carvalho. Boosting the efficiency : Unconventional waveform design for efficient wireless power transfer. *IEEE Microwave Magazine*, 16(3) :87–96, apr 2015. 142
- [143] Veronique Kuhn, Cyril Lahuec, Fabrice Seguin, and Christian Person. A multi-band stacked RF energy harvester with RF-to-DC efficiency up to 84%. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(5) :1768–1778, may 2015. 142, 147
- [144] Carlos Henrique Petzl Lorenz, Simon Hemour, and Ke Wu. Physical mechanism and theoretical foundation of ambient RF power harvesting using zero-bias diodes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(7) :2146–2158, jul 2016. 142
- [145] J.A. Hagerty, F.B. Helmbrecht, W.H. McCalpin, R. Zane, and Z.B. Popovic. Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(3) :1014–1024, mar 2004. 142, 159
- [146] J.B. Andersen and F. Hansen. Antennas for VHF/UHF personal radio : A theoretical and experimental study of characteristics and performance. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 26(4) :349–357, nov 1977. 143
- [147] G.F. Pedersen, J.O. Nielsen, K. Olesen, and I.Z. Kovacs. Measured variation in performance of handheld antennas for a large number of test persons. In *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*. IEEE. 144
- [148] A.L. Davidson and W.J. Turney. Mobile antenna gain in the multipath environment at 900 MHz. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 26(4) :345–348, nov 1977. 144
- [149] T. Taga and K. Tsunekawa. Performance analysis of a built-in planar invertedF-antenna for 800 MHz band portable radio units. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5) :921–929, jun 1987. 144
- [150] J.O. Nielsen, G.F. Pedersen, and C. Solis. In-network evaluation of mobile handset performance. In *Vehicular Technology Conference Fall 2000. IEEE Fall 2000. 52nd Vehicular Technology Conference (Cat. No.00CH37152)*. IEEE. 144
- [151] A. Alayo

- n Glazunov, A.F. Molisch, and F. Tufvesson. Mean effective gain of antennas in a wireless channel. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 3(2) :214, 2009. 145
- [152] A.A. Glazunov. Mean effective gain of user equipment antennas in double directional channels. In *2004 IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE Cat. No.04TH8754)*. IEEE. 145
- [153] Pedro Luis Carro Ceballos, J. De Mingo Sanz, and Paloma García D  car. RADIATION PATTERN SYNTHESIS FOR MAXIMUM MEAN EFFECTIVE GAIN WITH SPHERICAL WAVE EXPANSIONS AND PARTICLE SWARM TECHNIQUES. *Progress In Electromagnetics Research*, 103 :355–370, 2010. 145
- [154] S. Scorcioni, L. Larcher, A. Bertacchini, L. Vincetti, and M. Maini. An integrated RF energy harvester for UHF wireless powering applications. In *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*. IEEE, may 2013. 146
- [155] Nina P. Basta, Erez A. Falkenstein, and Zoya Popovic. Bow-tie rectenna arrays. In *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, may 2015. 146
- [156] Wen-Hai Zhang and Kam-Weng Tam. A compact wideband planar quasi-yagi antenna. In *2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)*. IEEE, mar 2015. 146
- [157] Hucheng Sun, Yong xin Guo, Miao He, and Zheng Zhong. A dual-band rectenna using broadband yagi antenna array for ambient RF power harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :918–921, 2013. 146
- [158] Kyriaki Niotaki, Sangkil Kim, Seongheon Jeong, Ana Collado, Apostolos Georgiadis, and Manos M. Tentzeris. A compact dual-band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :1634–1637, 2013. 146
- [159] Hakk Nazli, Emrullah Bicak, Bahattin Turetken, and Mehmet Sezgin. An improved design of planar elliptical dipole antenna for UWB applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9 :264–267, 2010. 146
- [160] Chaoyun Song, Yi Huang, Jiafeng Zhou, Jingwei Zhang, Sheng Yuan, and Paul Carter. A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(8) :3486–3495, aug 2015. 147
- [161] Zehua Zhou, Weiwei Liao, Qingfeng Zhang, Fangzhou Han, and Yifan Chen. A multi-band fractal antenna for RF energy harvesting. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. IEEE, jun 2016. 147
- [162] J. Zhang, Z. P. Wu, C. G. Liu, B. H. Zhang, and B. Zhang. A double-sided rectenna design for RF energy harvesting. In *2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)*. IEEE, mar 2015. 147
- [163] Chaoyun Song, Yi Huang, Paul Carter, Jiafeng Zhou, Sheng Yuan, Qian Xu, and Muayad Kod. A novel six-band dual CP rectenna using improved impedance matching technique for ambient RF energy harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(7) :3160–3171, jul 2016. 147, 164

- [164] Abderrahim Okba, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, Samuel Charlot, and Pierre-François Calmon. Multiband rectenna for microwave applications. *Comptes Rendus Physique*, 18(2) :107–117, feb 2017. 147, 148, 164
- [165] Hucheng Sun, Yong xin Guo, Miao He, and Zheng Zhong. Design of a high-efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11 :929–932, 2012. 147, 152
- [166] <https://www.mvg-world.com/en/products/rf-safety/public-rf-safety/eme-spy-evolution>. 149
- [167] <https://www.narda-sts.com/>. 149
- [168] <https://fieldsatwork.ch/products/expom-rf/>. Technical report. 149
- [169] X. Jing, Z. Du, and K. Gong. A compact multiband planar antenna for mobile handsets. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 5 :343–345, 2006. 149
- [170] Ping Lu, Xue-Song Yang, Jia-Lin Li, and Bing-Zhong Wang. A polarization-reconfigurable rectenna for microwave power transmission. In *2015 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*. IEEE, mar 2015. 149
- [171] Shengjian Jammy Chen, Thomas Kaufmann, Roderick Shepherd, Benjamin Chivers, Bo Weng, Anthony Vassallo, Andrew Minett, and Christophe Fumeaux. A compact, highly efficient and flexible polymer ultra-wideband antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14 :1207–1210, 2015. 149, 150, 164
- [172] Do-Hoon Kwon and Yongjin Kim. CPW-fed planar ultra-wideband antenna with hexagonal radiating elements. In *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*. IEEE, 2004. 149
- [173] Min-Chi Chang, Wei-Chung Weng, Wen-Hong Chen, and Tse-Yi Li. A wideband planar rectenna for WLAN wireless power transmission. In *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, may 2017. 152, 153
- [174] Jo Bito, Ryan Bahr, Jimmy G. Hester, Syed Abdullah Nauroze, Apostolos Georgiadis, and Manos M. Tentzeris. A novel solar and electromagnetic energy harvesting system with a 3-d printed package for energy efficient internet-of-things wireless sensors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(5) :1831–1842, may 2017. 152, 153
- [175] Romain Berges, Ludivine Fadel, Laurent Oyhenart, Valerie Vigneras, and Thierry Taris. A dual band 915mhz/2.44ghz RF energy harvester. In *2015 European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE, sep 2015. 152, 153
- [176] Miaowang Zeng, Andrey S. Andrenko, Xianluo Liu, Zihong Li, and Hong-Zhou Tan. A compact fractal loop rectenna for RF energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16 :2424–2427, 2017. 152
- [177] Kunpeng Wei, Zhijun Zhang, and Zhenghe Feng. Design of a wideband horizontally polarized omnidirectional printed loop antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11 :49–52, 2012. 152, 171

- [178] Ka-Sing Lim, Manimaran Nagalingam, and Chue-Poh Tan. DESIGN AND CONSTRUCTION OF MICROSTRIP UWB ANTENNA WITH TIME DOMAIN ANALYSIS. *Progress In Electromagnetics Research M*, 3 :153–164, 2008. 153, 154, 164
- [179] Yang Lu, Yi Huang, Hassan Tariq Chattha, and Ping Cao. Reducing ground-plane effects on UWB monopole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10 :147–150, 2011. 153, 154, 155
- [180] Chun-Chi Lee, Chia-Wei Wang, Rainfield Y. Yen, and Hsin-Sheng Huang. Broad-band printed-circuit elliptical dipole antenna covering 750 MHz–6.0 GHz. In *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. IEEE, apr 2008. 155
- [181] Li Li, Jing Yang, Xinwei Chen, Xiaowei Zhang, Runbo Ma, and Wenmei Zhang. Ultra-wideband differential wide-slot antenna with improved radiation patterns and gain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(12) :6013–6018, dec 2012. 155
- [182] C.T.P. Song, P.S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz. Multiband multiple ring monopole antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(4) :722–729, apr 2003. 155
- [183] Binh L. Pham and Anh-Vu Pham. Triple bands antenna and high efficiency rectifier design for RF energy harvesting at 900, 1900 and 2400 MHz. In *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*. IEEE, jun 2013. 155
- [184] Valentina Palazzi, Jimmy Hester, Jo Bito, Federico Alimenti, Christos Kalialakis, Ana Collado, Paolo Mezzanotte, Apostolos Georgiadis, Luca Roselli, and Manos M. Tentzeris. A novel ultra-lightweight multiband rectenna on paper for RF energy harvesting in the next generation LTE bands. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(1) :366–379, jan 2018. 155
- [185] V. Palazzi, C. Kalialakis, F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roselli, A. Collado, and A. Georgiadis. Design of a ultra-compact low-power rectenna in paper substrate for energy harvesting in the wi-fi band. In *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, may 2016. 156, 164
- [186] Yong-Woong Jang. Experimental study of wideband printed annular slot antenna with cross-shaped feedline. *Electronics Letters*, 38(22) :1305, 2002. 156
- [187] Boradband rectenna, US9966656B1, 2018. 158
- [188] D. Bouchouicha, M. Latrach, F. Dupont, and L. Ventura. *The 40th European Microwave Conference : 28-30 September 2010, Paris, France, pp. 1381-1384*. Horizon House Publications, London, 2010. 159, 164
- [189] Lingsheng Yang, Dan Zhang, Xiaolei Zhu, and Yajie Li. Design of a super wide band antenna and measure of ambient RF density in urban area. *IEEE Access*, 8 :767–774, 2020. 271, 273