



HAL
open science

Contribution à l'étude du canal de propagation à l'intérieur des bâtiments par simulations et mesures

Zaher Sayegh

► **To cite this version:**

Zaher Sayegh. Contribution à l'étude du canal de propagation à l'intérieur des bâtiments par simulations et mesures. Autre. INSA de Rennes, 2017. Français. NNT : 2017ISAR0029 . tel-01924736

HAL Id: tel-01924736

<https://theses.hal.science/tel-01924736>

Submitted on 16 Nov 2018

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

UNIVERSITE
BRETAGNE
LOIRE

THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA RENNES
Spécialité : Electronique et Télécommunications

présentée par

Zaher Sayegh

ECOLE DOCTORALE : *MATISSE*

LABORATOIRE : *IETR*

Contribution à l'étude du
canal de propagation à
l'intérieur des bâtiments
par simulations et
mesures

Thèse soutenue le 06.07.2017
devant le jury composé de :

Ali Khenchaf

Professeur des universités - ENSTA Bretagne, Brest / Président du jury

Habiba Ouslimani

Professeur des universités - Université Paris 10 / Rapporteur

Yannis Pousset

Professeur des universités - Université de Poitiers / Rapporteur

Mohamed Latrach

Professeur - IETR - ESEO, Angers / Co-directeur de thèse

Gheorghe Zaharia

Maître de conférences - INSA de Rennes / Co-encadrant

Ghaïs El Zein

Professeur des universités - INSA de Rennes / Directeur de thèse

Contribution à l'étude du canal de propagation à l'intérieur des bâtiments par simulations et mesures

Zaher SAYEGH



A mes parents,

A mon frère et mes sœurs,

A Rasha

Remerciements

Mes remerciements les plus cordiaux sont adressés à Monsieur Mohamed LATRACH, professeur à l'ESEO - Angers et à Monsieur Ghaïs El ZEIN, professeur à l'INSA de Rennes, pour la confiance qu'ils m'ont accordé en acceptant de diriger et d'encadrer mes travaux de recherches avec attention et fermeté et pour leurs conseils, critiques et discussions précieuses. Je tiens également à remercier Monsieur Gheorghe ZAHARIA, maître de conférences à l'INSA de Rennes, de m'avoir encadré, conseillé et encouragé durant mes travaux de thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Ali KHENCHAF, professeur à ENSTA Bretagne - Brest, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse également toute reconnaissance à Madame Habiba OUSLIMANI, professeur à l'université Paris 10 et à Monsieur Yannis POUSSET, professeur à l'université de Poitiers, pour avoir accepté de juger ce travail et d'être rapporteurs de ce mémoire.

J'exprime ma profonde et sincère gratitude à Madame Fumie COSTEN, professeur à l'université de Manchester, pour sa collaboration, sa disponibilité, ses conseils, son encouragement et son soutien.

Je tiens à remercier l'ESEO pour m'avoir accueilli dans ses établissements. Je remercie sincèrement tous les membres du personnel, mes collègues et mes amis pour leur encouragement et les bons moments vécus ensemble.

Mes derniers remerciements vont particulièrement à mes parents Adel et Amal, mon frère Mouhamad, mes sœurs Ahlam et Malak et ma très chère Rasha pour leurs sacrifices, leurs prières, leur amour, leur patience, leur soutien et leur encouragement.

Table des matières

Remerciements	2
Table des matières	4
Liste des figures	8
Liste des tableaux	12
Acronymes	13
Introduction générale	15
I- Le canal de propagation à l'intérieur des bâtiments	19
I.1 Introduction	19
I.2 Les principaux standards de communications sans fil	19
I.2.1 Les réseaux personnels sans fil (WPAN)	20
I.2.2 Les réseaux locaux sans fil (WLAN)	21
I.2.3 Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN)	22
I.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)	22
I.3 Le canal de propagation intra-bâtiment	23
I.3.1 Définition	23
I.3.2 Propagation en espace libre	23
I.3.3 La propagation multi-trajets et ses conséquences	24
I.4 Paramètres caractéristiques du canal de propagation	26
I.4.1 Représentation d'un canal de propagation	26
I.4.2 Pertes de propagation	28
I.4.3 Profil de retard en puissance	29
I.4.4 Etalement des retards	29
I.4.5 Bande de cohérence	30
I.4.6 Etalement Doppler et temps de cohérence	31
I.5 Différents types d'évanouissements	31
I.5.1 Evanouissements à grande échelle	32
I.5.2 Evanouissements à petite échelle	32

I.6 Techniques de modélisation du canal de propagation	32
I.6.1 Modèles empiriques	32
I.6.1.1 Modèle à pente unique	33
I.6.1.2 Modèle de l'ITU-R (Recommandation P.1238-4)	33
I.6.1.3 Modèle de Motley – Keenan	34
I.6.1.4 Modèle COST 231	35
I.6.1.5 Modèle COST 259	36
I.6.1.6 Modèle MWF (Multi Wall and Floor)	37
I.6.1.7 Modèle de Honcharenko	37
I.6.1.8 Modèle de Cheung	38
I.6.2 Modèles déterministes	38
I.6.2.1 Méthode des flux partiels "ParFlow" (ou TLM)	38
I.6.2.2 Méthode des moments (MoM)	39
I.6.2.3 Méthode du chemin dominant	40
I.6.2.4 Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD)	41
I.6.2.5 L'Optique Géométrique (OG)	43
I.6.2.6 Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD)	44
I.6.2.7 Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD)	44
I.6.2.8 Le Lancer de Rayons	45
I.6.2.9 Le Tracé de Rayons	45
I.6.3 Modèles Hybrides	46
I.7 Conclusion	48
II- Modélisation de la propagation indoor par la méthode FDTD	50
II.1 Introduction	50
II.2 Éléments affectant la transmission en <i>indoor</i>	50
II.2.1 Influence du mobilier	51
II.2.2 Influence de l'activité humaine	51
II.2.3 Influence des caractéristiques des matériaux	52
II.2.4 Influence des interférences	52
II.2.5 Influence des caractéristiques des antennes	53

II.3	Modélisation de la propagation électromagnétique par des outils du commerce	53
II.4	Contraintes et choix de la méthode FDTD pour la modélisation électromagnétique	58
II.5	Description de l'algorithme FDTD	59
II.5.1	Définition de la fréquence de simulation	60
II.5.2	Modélisation de la source	60
II.5.3	Conditions aux limites	61
II.5.4	Choix du pas spatial et du pas temporel	61
II.5.5	Description géométrique de l'environnement	62
II.5.6	Description matérielle de l'environnement	62
II.5.7	Définition des fichiers de sortie ou résultats de la simulation	62
II.6	Etude de la communication sans fil à bord d'un navire	63
II.6.1	Contexte et résultats de l'étude	64
II.6.2	Modélisation avec le code FDTD	68
II.7	Conclusion	71
III-	Etude du rayonnement d'antennes dans un bureau	73
III.1	Introduction	73
III.2	Contexte de l'étude	73
III.3	Modélisation du bureau avec le code FDTD	74
III.4	Mesures	77
III.5	Comparaison des résultats de mesures et de modélisation	80
III.6	Amélioration de la performance du code FDTD	83
III.7	Modélisation du bureau avec d'autres outils de simulation	85
III.7.1	Modélisation du bureau sous HFSS	85
III.7.2	Modélisation du bureau avec un outil de tracé de rayons	89
III.8	Conclusion	91
IV-	Modélisation de la propagation en intérieur en présence du corps humains et de plusieurs sources d'émission	93
IV.1	Introduction	93
IV.2	Intégration du corps humain dans le code FDTD	93
IV.3	Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en présence d'un corps humain dans un bureau universitaire	95

IV.4 Etude du rayonnement d'antennes en présence d'un corps humain dans une pièce en acier	98
IV.4.1 Contexte de l'étude	98
IV.4.2 Mesures	99
IV.4.3 Modélisation avec le code FDTD	104
IV.4.4 Comparaison mesures / simulations	109
IV.5 Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en présence de plusieurs sources d'émission	111
IV.6 Conclusion	113
Conclusion et perspectives	114
Annexe A : Résolution des équations de Maxwell au sens des différences centrées	116
Annexe B : Du temporel au fréquentiel	120
Annexe C : Définition des paramètres géométriques et matériels de l'environnement dans le code FDTD	121
Annexe D : Analyse régressive linéaire	125
Annexe E : Les matériaux constituant le modèle du corps humain intégré dans le code FDTD	127
Annexe F : Approche pour l'intégration du rayonnement réel d'antennes dans le code FDTD	129
Liste des publications	131
Bibliographie	132
Résumé	139

Liste des figures

Fig. I.1 Principales technologies de réseaux sans fil.....	2
Fig. I.2 Le canal de propagation.....	5
Fig. I.3 Les mécanismes de propagation	7
Fig. I.4 Diagramme de Bello avec les quatre fonctions décrivant le canal	9
Fig. I.5 Illustration d'un profil de retard en puissance (dB).....	11
Fig. I.6 Chemin unique entre l'émetteur et le récepteur dans un bâtiment	15
Fig. I.7 Méthode TLM : calcul du champ de proche en proche	21
Fig. I.8 Les flux partiels sortants et les flux partiels entrants associés à chaque point	21
Fig. I.9 Méthode du chemin dominant	22
Fig. I.10 Schéma numérique 3D de Yee	23
Fig. I.11 Technique de lancer de rayons	27
Fig. I.12 Technique de tracé de rayons	28
Fig. II.1 (a) Antenne dipôle fonctionnant à 2,45 GHz (b) Antenne cornet fonctionnant dans la bande X (8,2 à 12,4 GHz) et la transition coaxiale / guide d'ondes.....	4
Fig. II.2 Antenne dipôle fonctionnant à 2,45 GHz.....	5
Fig. II.3 Modélisation sous CST-MWS d'antennes dipôles fonctionnant à 2,45 GHz, (a) et (b) antennes dipôles fonctionnant à 2,45 GHz.....	6
Fig. II.4 (c) Diagramme de rayonnement 3D (gain en dBi) (d) Diagramme de rayonnement polaire (gain en dBi).....	6
Fig. II.5 Modélisation d'antennes cornet fonctionnant à 10 GHz sous CST-MWS (a) antennes cornet fonctionnant à 10 GHz, (b) champ électrique calculé (V/m) dans le plan (y, z), (c) diagramme de rayonnement 3D (gain) et (d) diagramme de rayonnement polaire (gain).....	7
Fig. II.6 Modélisation d'antennes cornet en présence d'un obstacle à 10 GHz sous CST-MWS (a) antennes cornet séparées par une plaque en bois aggloméré (b) diagramme de rayonnement polaire (gain)	8

Fig. II.7 Mesures de rayonnement d'antennes cornet à 10 GHz dans une chambre anéchoïde de l'ESEO : (a) antenne cornet en émission (b) diagramme de rayonnement en 2D, en absence de l'obstacle (c) plaque en bois aggloméré séparent les deux antennes cornet (d) diagramme de rayonnement en 2D, en présence de l'obstacle.....	9
Fig. II.8 Caractérisation de la propagation des ondes électromagnétiques à travers des portes étanches à bord d'un navire.....	15
Fig. II.9 Plan de l'environnement étudié.....	16
Fig. II.10 Résultats obtenus par beamforming (en couleur) et par tracé de rayons (en noir)...	18
Fig. II.11 Résultats obtenus par l'algorithme SAGE (en noir) et par tracé de rayons (en bleu)	19
Fig. II.12 Définition de la géométrie de la zone du bateau étudiée avec le code FDTD	19
Fig. II.13 Propagation des ondes électromagnétiques dans le domaine temporel.....	21
Fig. III.1 Structure du bureau	1
Fig. III.2 Définition de la géométrie du bureau avec le code FDTD	2
Fig. III.3 Propagation des ondes électromagnétiques dans le domaine temporel	3
Fig. III.4 E_z du domaine temporel au domaine fréquentiel (a) E_z (V/m) en temporel (b) Module de la transformée de Fourier de E_z (V/m).s.....	4
Fig. III.5 Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par modélisation.....	5
Fig. III.6 Mesure de la puissance rayonnée dans un bureau universitaire	6
Fig. III.7 Quadrillage du plan de mesure.....	6
Fig. III.8 Description détaillée des points de mesures	7
Fig. III.9 Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par mesures	7
Fig. III.10 (a) Trajets étudiés, (b) Comparaison entre mesures et simulations pour les trois trajets	8
Fig. III.11 Comparaison entre mesures et simulations FDTD pour les 143 points.....	9
Fig. III.12 Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par modélisation (sans mobilier).....	10
Fig. III.13 Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par mesure (sans mobilier).....	10
Fig. III.14 Comparaison entre mesures et simulations FDTD pour les 143 points (sans mobilier).....	11
Fig. III.15 Définition de la géométrie du bureau sous HFSS	13
Fig. III.16 Distribution du champ électrique à 2,4 GHz	14

Fig. III.17 Comparaison entre mesures et simulations sous HFSS de la puissance rayonnée (dB).....	14
Fig. III.18 Puissance reçue (dBm) obtenue par : (a) code FDTD, (b) HFSS, (c) mesures.....	15
Fig. III.19 Comparaison entre mesures et simulations HFSS de la puissance rayonnée (dB) sans le mobilier.....	16
Fig. III.20 Définition de la géométrie du bureau avec l’outil de tracé de rayons	17
Fig. III.21 Chemins calculés entre l’émetteur T_x et une position du récepteur R_x par l’outil de tracé de rayons.....	18
Fig. III.22 Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par le tracé de rayons	18
Fig. III.23 Comparaison entre mesures et simulations par tracé de rayons de la puissance rayonnée (dB).....	19
Fig. IV.1 Modèle d’un corps humain (hauteur : 169 cm).....	2
Fig. IV.2 Plans de coupes du corps humain selon Δ_s	2
Fig. IV.3 Les obstacles observés dans l’environnement dans le plan (x, y) pour $z = 85$ cm	3
Fig. IV.4 Propagation des ondes électromagnétiques en temporel en présence du corps humain.....	4
Fig. IV.5 Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par modélisation en présence du corps humain	5
Fig. IV.6 Comparaison entre simulations en présence et absence du modèle humain	6
Fig. IV.7 Structure de l’environnement.....	7
Fig. IV.8 Environnement et matériels de mesure	8
Fig. IV.9 Définition des positions des antennes d’émission et de réception (croix en rouge) pour réaliser les mesures	8
Fig. IV.10 Répartition de la puissance reçue mesurée à 1,64 m	9
Fig. IV.11 Répartition de la puissance reçue mesurée à 1,8 m	10
Fig. IV.12 Mesure de la puissance reçue à 1,8 m en présence d’un corps humain.....	11
Fig. IV.13 Répartition de la puissance reçue mesurée à 1,8 m en présence du corps humain .	11
Fig. IV.14 Scénario défini par le code FDTD	12
Fig. IV.15 Propagation des ondes électromagnétiques en temporel	13
Fig. IV.16 Définition des points de sortie du code FDTD	14
Fig. IV.17 Répartition de la puissance reçue calculée par le code FDTD à 1,64 m.....	14
Fig. IV.18 Répartition de la puissance reçue calculée par le code FDTD à 1,8 m.....	15

Fig. IV.19 Définition des positions de l'antenne d'émission (croix en rouge), de l'antenne de réception (les 108 points en vert), et du corps humain (cercle en bleu).....	16
Fig. IV.20 Répartition de la puissance reçue calculée par le code FDTD à 1,8 m en présence du corps humain	16
Fig. IV.21 Comparaison entre mesures et simulations à 1,64 m.....	17
Fig. IV.22 Comparaison entre mesures et simulations à 1,8 m.....	18
Fig. IV.23 Comparaison entre mesures et simulations à 1,8 m en présence d'un corps humain.....	18
Fig. IV.24 Représentation temporelle de la propagation des ondes électromagnétiques liée à la présence de deux sources d'émission et d'un corps humain	20

Liste des tableaux

Tab. I.1 Les principaux amendements à la norme Wi-Fi IEEE 802.11	4
Tab. I.2 Valeurs des paramètres du modèle bande étroite de l'ITU-R.....	16
Tab. I.3 Pertes liées à la traversée de divers types de murs de référence.....	17
Tab. I.4 Paramètres du modèle COST 259 pour la bande 5 GHz	18
Tab. I.5 Erreur sur la phase pour une propagation sur une longueur d'onde	24
Tab. I.6 Comparaison des principaux modèles du canal de propagation <i>indoor</i>	30
Tab. II.1 Les principaux paramètres qui influencent la propagation en <i>indoor</i>	2
Tab. II.2 Paramètres géométriques de l'environnement étudié.....	16
Tab. III.1 Puissance moyenne reçue obtenue par mesure et simulation pour les 3 trajets	9
Tab. III.2 Amélioration des performances du code FDTD	13
Tab. III.3 Comparaison des performances de deux outils de modélisation	16

Acronymes

AMS	Alarm and Monitoring System
CFIE	Combined Field Integral Equation
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CST-MWS	Computer Simulation Technology – Micro Wave Studio
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EFIE	Electric Field Integral Equation
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDTD	Finite Difference Time Domain
FIT	Finite Integration Technique
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile communication
HiperLAN	High Performance Radio Local Area Network
HFSS	High Frequency Structural Simulator
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LOS	Line-of-Sight
LTE	Long-Term Evolution
MATLAB	Matrix Laboratory
MIMO	Multiple Input Multiple Output

MFIE	Magnetic Field Integral Equation
MoM	Method of Moments
MR-FDPF	Multi Resolution Frequency Domain Par Flow
MWF	Multi Wall and Floor
NLOS	Non Line-of-Sight
OG	Optique Géométrique
PML	Perfect Matched Layer
RAM	Random Access Memory
SAGE	Space Alternating Generalized Expectation
TDMA	Time Division Multiple Access
TGD	Théorie Géométrique de la Diffraction
TLM	Transmission Line Matrix
TUD	Théorie Uniforme de la Diffraction
ULA	Uniform Linear Array
ULB	Ultra Large Bande
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
URA	Uniform Rectangular Array
US	Uncorrelated Scattering
WBAN	Wireless Body Area Network
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSN	Wireless Sensor Network
WSS	Wide Sense Stationary
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

Introduction générale

Contexte de l'étude :

L'usage de plus en plus répandu des systèmes de communication sans fils en *indoor*, et de ce fait la multiplication de standards, donc de type de sources d'émission, ont rendu nécessaire la prédiction d'une couverture électromagnétique efficace et précise. En effet, les niveaux et causes d'interférences deviennent de plus en plus complexes et la mise en œuvre d'une transmission de bonne qualité est difficile à mener.

D'un point de vue environnemental, on ne peut pas se contenter de l'étude et de la modélisation du rayonnement des antennes en espace libre uniquement, la variabilité du milieu de propagation doit impérativement être prise en compte. En effet, les mécanismes de propagation radiofréquence en *indoor* sont liés essentiellement aux structures d'antennes employées, à la réflexion, la transmission, la diffraction et la diffusion. Tous ces phénomènes sont à l'origine de la distorsion et de l'atténuation du signal. Il devient donc indispensable de prédire le rayonnement des ondes en présence d'obstacles variés, ainsi que le niveau de brouillage dû à la présence d'autres sources rayonnantes, permettant aux ingénieurs de bien comprendre les phénomènes de propagation dans un environnement particulier et de planifier les dispositifs communicants de la manière la plus efficace.

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre de la modélisation du rayonnement des antennes en tenant compte de la complexité environnementale, afin de quantifier les effets des interférences, des réflexions et des diffractions. Un certain nombre de modèles ont déjà été mis au point et proposés dans la littérature pour la prédiction de la propagation des ondes électromagnétiques. Cependant, le calcul en utilisant ces modèles serait très long selon la complexité de l'environnement étudié. Ce travail présente une modélisation rigoureuse de la propagation électromagnétique qui permettrait d'obtenir assez rapidement et avec une précision acceptable les niveaux de champs dans un environnement *indoor* quelconque.

Objectif de l'étude :

L'objectif de cette thèse consiste à étudier la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor* afin de permettre de prédire par simulation les chemins et zones de propagation optimaux, en fonction de la présence des différents obstacles et d'autres sources d'émission.

Pour ce faire, les étapes d'investigation suivantes ont été explorées :

- Etat de l'art sur les principaux standards de communications sans fil, les phénomènes de propagation, les paramètres caractéristiques du canal de propagation et les modèles de prédiction du canal de transmission.
- Définition des éléments pouvant influencer la propagation en *indoor*.
- Modélisation de rayonnement des antennes sous HFSS et CST.
- Tests expérimentaux, dans une chambre anéchoïde, de la propagation entre deux points en absence et en présence de quelques éléments perturbateurs.
- Adaptation et amélioration d'un code existant, basé sur la méthode FDTD, pour l'appliquer à la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor*.
- Réalisation des études comparatives (mesure / simulation) dans différents environnements (à bord d'un navire et dans un bureau universitaire) afin de valider le code FDTD adapté.
- Simulation de cas d'études précédentes moyennant des outils de commerce.
- Comparaison des différents résultats de simulation obtenus avec les différentes méthodes et les mesures.
- Intégration d'un modèle de corps humain dans le code FDTD.
- Modélisation du comportement des ondes électromagnétiques en présence d'un corps humain dans une chambre à parois métalliques.
- Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en présence de plusieurs sources rayonnantes.

Plan du manuscrit :

Ce mémoire de thèse se divise en quatre chapitres qui reprennent les étapes de la démarche de recherche présentée ci-dessus.

Le premier chapitre présente les différents systèmes de communications sans fil, ainsi que les phénomènes de propagation. Ensuite, ce chapitre donne une description des paramètres caractéristiques du canal de propagation et détaille les modèles existants de prédiction du canal de propagation en *indoor*.

Le deuxième chapitre définit les éléments qui affectent la propagation en *indoor*, et s'intéresse à la modélisation de la propagation électromagnétique. On présentera d'abord quelques exemples étudiés avec des outils du commerce, en précisant les contraintes d'utilisation de ces outils. Ensuite, ce chapitre décrit l'algorithme et le choix de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), qui est retenue pour la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques. Enfin, on présentera l'application de cet algorithme dans une étude de communication sans fil à travers des portes étanches métalliques à bord d'un navire.

Le troisième chapitre est consacré à une étude de validation du code FDTD; il s'agit du rayonnement d'antennes à 2,4 GHz dans un bureau universitaire. On détaillera la modélisation, avec ce code, de la propagation des ondes électromagnétiques dans cet environnement, ainsi que les mesures réalisées. Ensuite, on présentera la comparaison des résultats obtenus et les améliorations apportées au niveau des performances du code FDTD. Dans un deuxième temps, ce chapitre présentera d'autres comparaisons réalisées en effectuant la modélisation du même environnement par d'autres outils de simulation (HFSS et l'outil de tracé de rayons Wireless Insite).

Le dernier chapitre concerne la modélisation de la propagation en *indoor* en présence du corps humain et de plusieurs sources d'émission. On détaillera tout d'abord l'intégration d'un modèle du corps humain dans le code FDTD et sa mise en œuvre dans l'étude du bureau universitaire. Ensuite, on présentera une étude de validation mesures / simulations réalisée dans une chambre en acier. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à des

améliorations apportées au code FDTD, permettant de tenir compte de la présence de plusieurs sources d'émission dans l'environnement et ce afin de donner plus de réalisme à la modélisation effectuée avec ce code.

Enfin, une conclusion générale permettra de récapituler les différentes contributions de ce travail et proposera quelques perspectives pour la recherche.

Chapitre I : Le canal de propagation à l'intérieur des bâtiments

I.1 - Introduction

Le déploiement sans cesse croissant des systèmes de communications sans fil en milieux complexes / confinés nécessite une caractérisation rigoureuse du canal de propagation afin d'obtenir une transmission des informations de qualité. En effet, pour prédire la puissance reçue par un récepteur, une modélisation du canal radio est essentielle, en tenant compte de différentes interactions avec l'environnement complexe étudié, pour assurer une estimation réaliste.

Les principales techniques de modélisation du canal radio reposent généralement sur l'une des deux approches suivantes : l'approche statistique, basée sur un grand nombre de mesures expérimentales qui conduisent à des modèles empiriques et l'approche théorique, basée sur les lois fondamentales de la physique qui conduisent à des modèles déterministes.

Le développement de nouveaux systèmes sans fil rend les modèles de propagation existants inadaptés et nécessite donc la mise en œuvre de nouveaux modèles de prédiction robustes et précis de la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor*.

Dans ce chapitre, un bref état de l'art des principaux standards de communications sans fil sera présenté. Ensuite, la définition du canal de propagation sera rappelée, ainsi que ses paramètres caractéristiques. Enfin, les principales techniques de modélisation de la propagation en indoor seront détaillées.

I.2 - Les principaux standards de communications sans fil

Les principaux standards de communications sans fil sont basés sur une liaison utilisant des ondes radioélectriques, qui assure la communication entre des équipements distants de quelques centimètres à quelques kilomètres. Les normes et les protocoles de télécommunications qui évoluent selon le progrès technologique et scientifique sont nécessaires pour l'interopérabilité entre les équipements ou les différents systèmes.

Parmi les principales normes qui existent actuellement sur le marché mondial, nous nous limiterons à celles les plus utilisées, les normes sans fil de l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Chaque technologie sans fil se distingue, entre autres, par la fréquence d'émission utilisée, le débit et la portée des transmissions. Ces normes sont regroupées en quatre catégories de réseaux, comme le montre la Figure I.1.

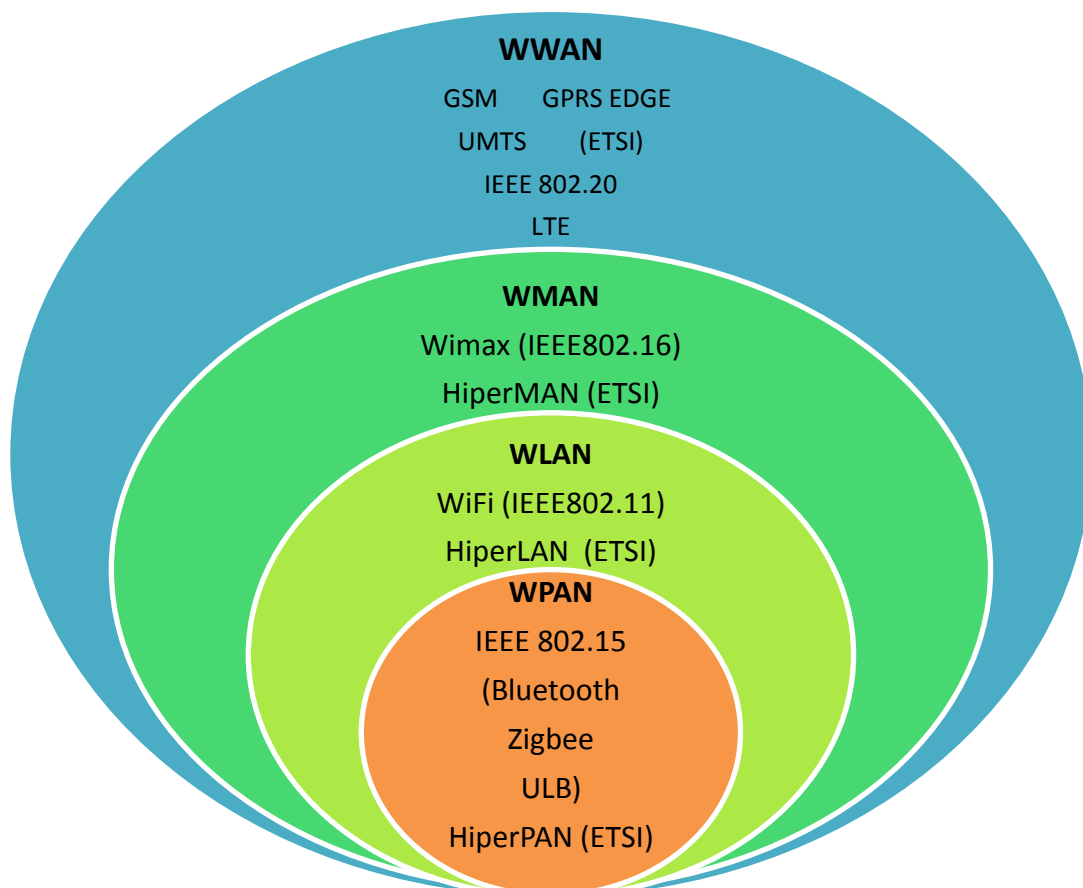


Fig. I.1 - Principales technologies de réseaux sans fil

I.2.1 - Les réseaux personnels sans fil (WPAN)

Le réseau personnel sans fil WPAN (Wireless Personal Area Network) est employé généralement pour relier des périphériques d'une faible portée (dizaine de mètres). Les principales technologies utilisées sont :

– Le système Bluetooth

Cette technologie assure l'interconnexion sans fil pour une distance d'environ dix mètres, utilisant une fréquence radio de la bande ISM (2,45 GHz) à une faible puissance (2,5 mW). Le débit de la deuxième génération de Bluetooth est de 100 Mbit/s au lieu de 1 Mbit/s assuré par la précédente version.

– Le système ZigBee

Cette norme est adaptée pour être intégrée dans des appareils électroniques de petites tailles. Ce protocole, aussi connu sous le nom IEEE 802.15.4, permet d'assurer des liaisons sans fil à consommation réduite et avec un très faible coût. Il offre, partout dans le monde, 16 canaux dans la bande de fréquences de 2,4 GHz dont le débit peut atteindre 250 kbit/s pour une portée maximale de 100 mètres. En plus il y a d'autres canaux dans les bandes de fréquences inférieures non normalisées mondialement, tel que : l'emploi en Europe d'un seul canal dans la bande de 868 MHz avec un débit maximal de 20 kbit/s, et en Amérique de 10 canaux dans la bande de 915 MHz dont le débit peut atteindre 40 kbit/s.

– L'ULB

L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio basée sur l'utilisation de signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences (500 MHz à quelques GHz). Cette technologie a été développée à la base pour des applications militaires et radar, puis transposée aux applications de télécommunications. Elle concerne les systèmes à très haut débit avec une courte portée et fonctionne entre 3,1 et 10,6 GHz en utilisant une bande passante de plus de 500 MHz. Sa faible densité spectrale de puissance permet une communication protégée, en limitant les interférences avec les autres dispositifs radio.

I.2.2 - Les réseaux locaux sans fil (WLAN)

Les réseaux WLAN (Wireless Local Area Networks) assurent la connexion des utilisateurs sur une distance de quelques centaines de mètres permettant de couvrir, par

exemple : l'intérieur des universités, des hôpitaux, des gares, etc. Actuellement, la norme IEEE 802.11 [1], plus connue sous le nom de Wi-Fi (Wireless Fidelity), s'est imposée comme référence des réseaux WLAN. A la base, les débits proposés par cette norme étaient de 1 à 2 Mbit/s. Plusieurs spécifications ont ensuite été apportées. On retrouve, selon les normes qui existent, des systèmes qui opèrent dans les bandes de 2,4 ou 5 GHz, en assurant des débits qui peuvent atteindre 540 Mbit/s. Les révisions IEEE 802.11 les plus connues et leurs caractéristiques sont présentées dans le Tableau I.1.

Standard	Bande de fréquence (GHz)	Portée maximale (m)	Débit théorique (Mbit/s)
IEEE 802.11a	5	10	54
IEEE 802.11b	2,4	100	11
IEEE 802.11g	2,4	100	54
IEEE 802.11n	2,4 / 5	100	540

Tab. I.1 - Les principaux amendements à la norme Wi-Fi IEEE 802.11

L'HiperLAN (High Performance Radio Local Area Network) est une norme ETSI (European Telecommunications Standards Institute) qui fournit la fonctionnalité des réseaux WLAN. Elle utilise une couche physique équivalente à la norme IEEE 802.11a. Cependant, cette norme utilise le protocole TDMA (Time Division Multiple Access) au lieu du CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) mis en œuvre dans IEEE 802.11. L'HiperLAN est toujours jugée similaire à l'IEEE 802.11 et ne sera pas considérée séparément.

I.2.3 - Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les réseaux WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) sont basés principalement sur la norme IEEE 802.16, aussi connue sous le nom WiMAX. Le déploiement de ce standard en Europe se fait autour de 3,5 GHz; il permet de couvrir des zones plus importantes que les systèmes WLAN en assurant un débit qui peut atteindre 75 Mbit/s pour une portée de 10 kilomètres environ.

I.2.4 - Les réseaux étendus sans fil (WWAN)

Le réseau WWAN (Wireless Wide Area Network) est actuellement le réseau terrestre le plus extensif dans le monde. Tous les téléphones mobiles sont basés sur les réseaux WWAN qui connectent des utilisateurs sur des larges zones géographiques. Les principales technologies de ce réseau sont : le GSM (Global System for Mobile Communication) avec les

améliorations GPRS (General Packet Radio Service) et EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution), l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et les améliorations HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) et HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), le LTE (Long Term Evolution) et son amélioration LTE-Advanced (4G).

I.3 - Le canal de propagation intra-bâtiment

Marconi a établi au début du XX^{ème} siècle, en se basant sur les travaux de Maxwell et Hertz, les premières liaisons radioélectriques. Depuis, le besoin de nouveaux systèmes sans fil n'a cessé d'augmenter. Toutefois, la conception et le développement de ces nouveaux systèmes exigent une modélisation précise de la propagation en tenant compte des diverses conditions. On s'intéressera dans la suite de cette partie à la définition du canal de propagation, puis à sa représentation mathématique, ainsi qu'aux paramètres caractéristiques du canal radiomobile, et enfin aux techniques de modélisation de ce canal.

I.3.1 - Définition

L'étude du canal de propagation est nécessaire et importante pour tout système de communications sans fil. Les ondes électromagnétiques se propagent entre l'antenne du système d'émission et l'antenne du système de réception dans un environnement donné qui correspond au canal de propagation (Figure I.2).

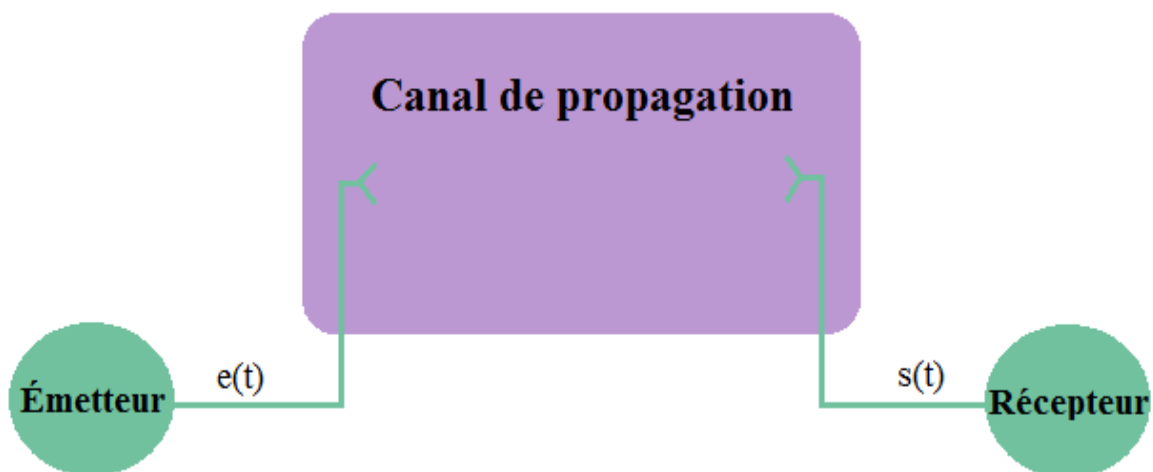


Fig. I.2 - Le canal de propagation

I.3.2 - Propagation en espace libre

Le cas idéal de la propagation des ondes électromagnétiques est obtenu lorsque l'émetteur et le récepteur se trouvent en visibilité directe (situation LOS pour Line-of-Sight), et sans aucun obstacle ou réflecteur. Dans ce cas, la propagation est dite en espace libre.

L'expression de la densité de puissance surfacique W à une distance d est donnée par [2] :

$$W = \frac{G_T P_T}{4\pi d^2} \quad (\text{I.1})$$

où G_T représente le gain de l'antenne d'émission et P_T la puissance du signal émis.

La densité de puissance W est reliée à la puissance P_R , du signal détecté par une antenne de réception ayant un gain G_R , par l'expression suivante :

$$P_R = W A_R = W \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (\text{I.2})$$

où A_R représente l'aire équivalente de l'antenne réceptrice, et λ la longueur d'onde qui dépend de la fréquence de travail. Les gains G_T et G_R doivent inclure les angles (θ, ϕ) indiquant l'orientation des antennes qui influe sur la puissance reçue.

L'équation de Friis, obtenue par la combinaison des équations I.1 et I.2, s'écrit :

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (\text{I.3})$$

où c représente la célérité de la lumière dans le vide.

L'équation I.3 exprimée en dB devient :

$$(P_R/P_T) \text{ dB} = G_T(\text{dB}) + G_R(\text{dB}) - PL(f, d) \quad (\text{I.4})$$

où $PL(f, d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right)$, exprime l'affaiblissement du canal de propagation en fonction de la distance d et de la fréquence f .

I.3.3 - La propagation multi-trajets et ses conséquences

Dans les cas réels, les conditions de l'espace libre ne sont pas réalisées. De plus, l'émetteur et le récepteur peuvent se trouver en situation de non visibilité directe (NLOS pour Non Line-of-Sight). A la réception, les ondes parviennent par plusieurs trajets dus à l'interaction des ondes émises avec les obstacles qui se trouvent dans l'environnement, ainsi qu'au trajet direct s'il existe. Le signal reçu correspond donc à la somme des répliques du signal émis, empruntant des trajets multiples, et qui arrivent au récepteur avec différents états

d'atténuation et de retard. Ainsi, une augmentation ou une diminution, voire une détérioration importante du signal peut être causée par les interférences des échos reçus.

Les différentes interactions (phénomènes physiques) qu'une onde électromagnétique rencontre durant la propagation dans un environnement donné (Figure I.3) sont les suivantes:

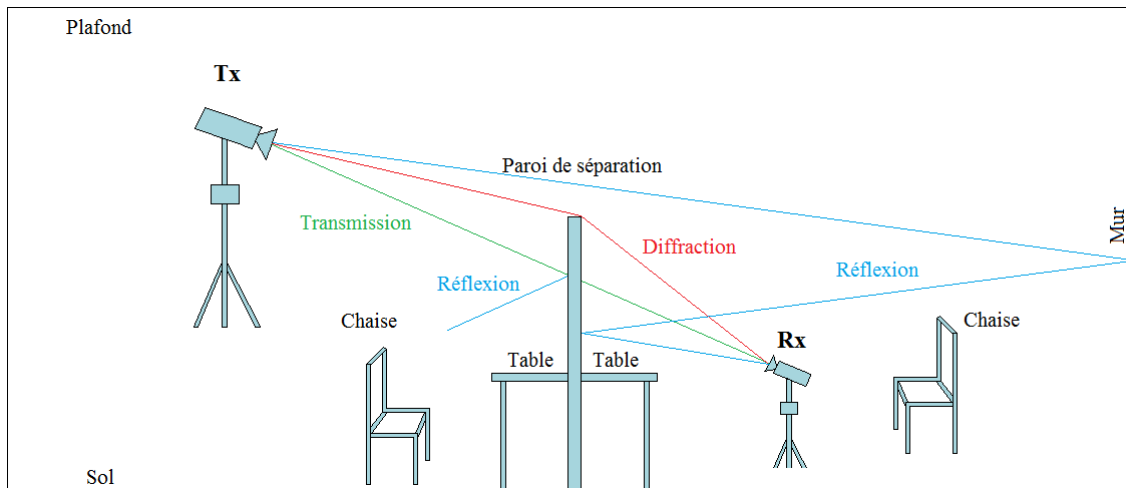


Fig. I.3 - Les mécanismes de propagation

– **Réflexion** : Lorsqu'une onde atteint un obstacle ayant une grande dimension par rapport à la longueur d'onde, un phénomène de réflexion survient. On distingue deux types de réflexion qui dépendent de la nature de la surface réfléchissante : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. Si les irrégularités de la surface réfléchissante sont de petite taille par rapport à la longueur d'onde, la réflexion est dite spéculaire. Dans ce cas, le rayon incident sera réfléchi en un seul rayon, dont l'amplitude et la direction subissent les lois de Snell-Descartes et de Fresnel qui font intervenir les propriétés diélectriques des surfaces réfléchissantes. Dans le cas où la taille des irrégularités n'est pas négligeable, comparée à la longueur d'onde, il s'agit d'une réflexion diffuse, l'onde incidente sera réfléchi en plusieurs directions. Ce phénomène apparaît en indoor en présence de mobilier, surtout lorsque la fréquence augmente. Par ailleurs, certains environnements se comportent comme un guide d'onde où la réflexion spéculaire est présente (couloir par exemple) suite à une progression de réflexions sur ses parois.

– **Transmission** : Ce phénomène est associé à la traversée d'un obstacle par une onde électromagnétique. Sa contribution peut être prépondérante en environnement indoor. En effet, pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation, directement liée aux caractéristiques électromagnétiques du matériau considéré en fonction de la fréquence, mais

aussi liée à d'autres paramètres comme l'épaisseur de la paroi traversée, la polarisation de l'onde et l'angle d'incidence.

– **Diffraction** : Ce phénomène est l'un des facteurs les plus importants de la propagation des ondes radioélectriques. Il survient lorsque l'onde atteint l'arête d'un obstacle ayant une grande dimension comparée à la longueur d'onde. Le champ diffracté est calculé selon le principe de Huygens, où chaque point atteint par une onde agit comme une source secondaire. Ce champ peut être calculé avec la Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD) [3] et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [4] qui exploitent la continuité du champ électromagnétique.

I.4 - Paramètres caractéristiques du canal de propagation

I.4.1 - Représentation d'un canal de propagation

Durant la transmission d'un signal radioélectrique, le canal de propagation agit comme un filtre linéaire variant dans le temps. En omettant la dimension spatiale, une représentation dans le domaine temporel ou fréquentiel est possible pour les signaux en entrée et sortie de ce filtre, qui peut être modélisé selon quatre fonctions proposées par Bello [5] :

- Fonction temporelle $h(\tau, t)$

C'est la réponse impulsionnelle du canal, où τ correspond à la variable retard et t la variable temporelle. En appliquant l'opérateur linéaire suivant sur un signal émis $x(t)$ on obtient le signal de sortie $y(t)$:

$$y(t) = \int_0^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau \quad (\text{I.5})$$

avec $h(\tau, t)$ la réponse du canal à l'instant t et à une excitation de type Dirac à l'instant $\tau_0 = 0$. Un canal réel étant nécessairement causal, $h(\tau, t)$ est nulle pour $\tau < 0$.

- Fonction fréquentielle $T(f, \nu)$

Une autre manière d'illustrer la réponse du canal est d'utiliser le dual de $h(\tau, t)$ qui est $T(f, \nu)$. Cette fonction permet de relier la transformée de Fourier du signal reçu $Y(f)$ à celle du signal émis $X(f)$ par :

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - \nu)T(f, \nu)d\nu \quad (\text{I.6})$$

$T(f, \nu)$ est une fonction bi-fréquentielle qui permet de caractériser l'étalement Doppler du canal. On l'obtient en appliquant une double transformation de Fourier sur $h(\tau, t)$:

$$T(f, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} e^{-j2\pi vt} d\tau dt \quad (I.7)$$

- Fonction tempo-fréquentielle $H(f, t)$

Cette fonction correspond à la réponse fréquentielle du canal variant dans le temps. Elle permet de relier le signal temporel $y(t)$ en sortie du filtre à la transformée de Fourier du signal en entrée $X(f)$ par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) H(f, t) e^{j2\pi ft} df \quad (I.8)$$

$H(f, t)$ est liée à $h(\tau, t)$ et $T(f, v)$ par :

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, v) e^{j2\pi vt} dv \quad (I.9)$$

- Fonction retard-Doppler $S(\tau, v)$

$S(\tau, v)$ est une fonction qui traduit les variations du canal en fonction du retard et du Doppler. D'après la relation (I.10), le signal reçu peut être représenté comme une somme des versions retardées du signal émis, chacune subissant un effet Doppler :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, v) e^{j2\pi vt} dv \right\} d\tau \quad (I.10)$$

$S(\tau, v)$ est reliée à la réponse impulsionnelle et à la fonction bi-fréquentielle du canal par :

$$S(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi vt} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, v) e^{j2\pi f\tau} df \quad (I.11)$$

La Figure I.4 illustre la détermination de chacune des fonctions caractéristiques du canal à partir de l'une des trois autres.

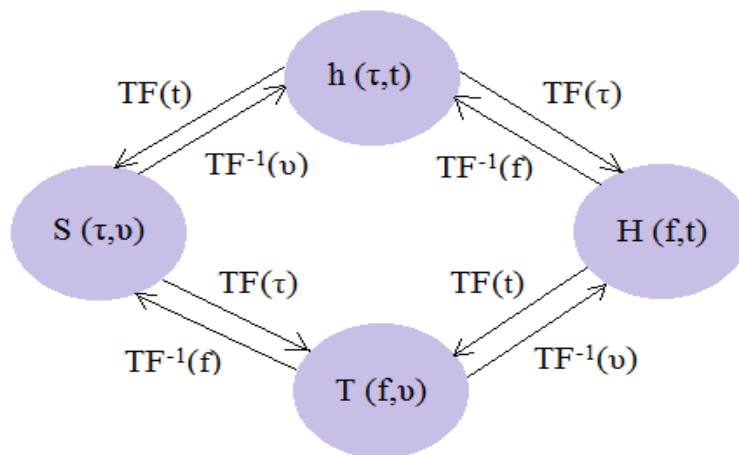


Fig. I.4 - Diagramme de Bello avec les quatre fonctions décrivant le canal

Lorsque le canal de propagation varie aléatoirement dans le temps, les quatre fonctions qui le décrivent sont aléatoires. La variation temporelle d'un canal est généralement extraite

par l'étude des moments des processus aléatoires correspondant aux autocorrélations des quatre fonctions du canal [6].

- Un canal est dit stationnaire au sens large (WSS pour Wide-Sens Stationary) si les statistiques (moyenne et autocorrélation) sont invariantes pendant un intervalle de temps donné. Cette condition implique que les perturbations liées à des diffuseurs élémentaires, avec des décalages Doppler différents, ne sont pas corrélées.
- Un canal est dit à diffuseurs non corrélés (US pour Uncorrelated Scattering) si les perturbations liées à des diffuseurs élémentaires, avec des retards différents, sont non corrélées. Cette condition implique la stationnarité au sens large en fréquence.
- Un canal est dit stationnaire au sens large et à diffuseurs non corrélés (WSSUS), si les deux conditions précédentes sont réunies.

Lorsque l'effet de la mobilité est considéré comme négligeable, et que le canal est supposé quasi invariant dans le temps [7], les quatre fonctions précédemment décrites se résument aux deux fonctions duales : $h(\tau)$ (la réponse impulsionnelle du canal) et $H(s)$ (sa fonction de transfert).

I.4.2 - Pertes de propagation

A l'entrée du récepteur, l'atténuation moyenne du signal transmis représente la perte de puissance due à la propagation ou Power Loss PL [8], l'expression en dB est donnée par :

$$PL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) \quad (I.12)$$

où P_T représente la puissance transmise et P_R la puissance reçue.

En bande étroite, la puissance reçue par l'antenne de réception en fonction de la distance d est donnée en espace libre par :

$$P_R(f, d) = \frac{P_T(f)G_T(f)G_R(f)\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L(f)} \quad (I.13)$$

où :

- $G_T(f)$ et $G_R(f)$ sont respectivement les gains des antennes de transmission et de réception, selon la direction émetteur - récepteur.
- $L(f)$ correspond aux pertes supplémentaires induites par les câbles à l'émission et à la réception.
- λ est la longueur d'onde.

En réalité, l'atténuation de la puissance en fonction de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est différente de celle calculée en espace libre [9] :

$$PL_{dB}(d) = PL_{dB}(d_0) + 10\alpha \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (I.14)$$

$PL_{dB}(d_0)$ représente la puissance reçue à la distance de référence d_0 (1 mètre en général).

Le paramètre α représente le facteur d'atténuation. Pour $\alpha = 2$, on se retrouve dans la configuration d'une propagation en espace libre.

X_σ correspond à une variable aléatoire gaussienne centrée, d'écart-type σ , donnant une indication de la variation moyenne de la puissance reçue.

I.4.3 - Profil de retard en puissance

Le profil de la puissance relative par rapport au retard $P(\tau)$ (Power Delay Profile) est la normalisation de la moyenne spatiale $|h(\tau)|^2$ au-dessus d'un secteur donné de la réponse impulsionnelle du canal. Il permet de déterminer le degré de dispersion du signal reçu causée par la propagation par trajets multiples. Un retard τ_a est remarqué durant la mesure de $h(\tau)$ entre l'instant d'émission et l'instant de réception du signal comme le montre la Figure I.5. Le retard absolu est alors le retard relatif.

$$P(\tau) = \frac{|h(\tau)|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (I.15)$$

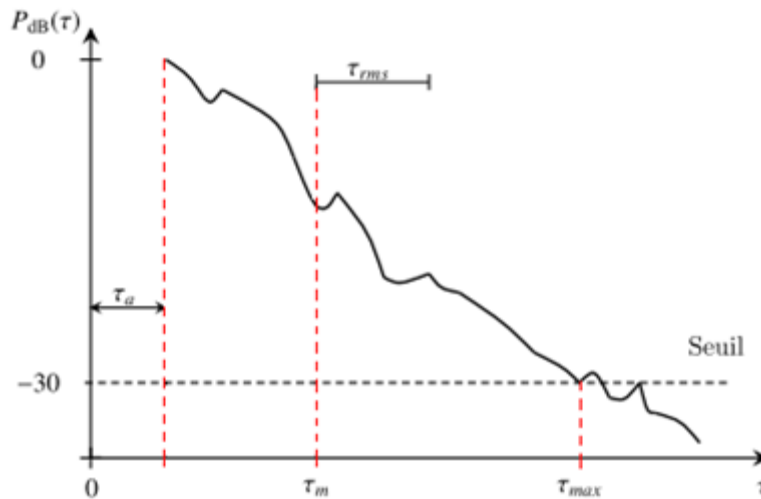


Fig. I.5 - Illustration d'un profil de retard en puissance (dB)

I.4.4 - Etalement des retards

L'étalement des retards dépend de la géométrie de l'environnement, des obstacles physiques, ainsi que des positions de l'émetteur (T_x) et du récepteur (R_x). L'évolution de la

dispersion des retards est due à l'apparition et à la variation aléatoire des trajets multiples. Afin de quantifier l'étalement de retard d'un canal, on utilise les paramètres suivants [10] :

- **Temps d'arrivée du premier trajet τ_a**

Le retard τ_a du premier signal qui arrive au récepteur (Figure I.5) est déterminé par le chemin le plus court entre l'émetteur et le récepteur. Ce retard est utilisé comme référence et les autres trajets arrivent avec un retard supérieur à τ_a .

- **Retard moyen τ_m**

τ_m correspond au moment d'ordre 1 du profil des retards en puissance $P(\tau)$. Il est obtenu à partir des retards excédentaires par rapport à τ_a :

$$\tau_m = \int_{-\infty}^{+\infty} \tau P(\tau) d\tau - \tau_a \quad (\text{I.16})$$

Si la réponse impulsionnelle du canal est exprimée en discret en fonction du retard relatif correspondant à chacun des trajets τ_k par rapport à τ_a et leurs poids respectifs a_k (I.17), l'expression de τ_m est donnée par (I.18) :

$$h(\tau) = \sum_k a_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (\text{I.17})$$

$$\tau_m = \frac{\sum_k \tau_k a_k^2}{\sum_k a_k^2} \quad (\text{I.18})$$

- **Ecart-type du retard τ_{rms}**

τ_{rms} (Root Mean Square delay spread) est obtenu par le moment d'ordre 2 des retards. Il correspond à l'écart-type autour du retard moyen (Figure I.5) et s'exprime généralement à partir de la relation (I.19) et dans le cas discret par la relation (I.20) [10]:

$$\tau_{rms} = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \tau_m - \tau_a)^2 P(\tau) d\tau \right]^{1/2} \quad (\text{I.19})$$

$$\tau_{rms} = \left[\frac{\sum_k (\tau_k - \tau_m)^2 a_k^2}{\sum_k a_k^2} \right]^{1/2} \quad (\text{I.20})$$

Le paramètre τ_{rms} est un bon indicateur de l'étalement en retard des trajets multiples. Il permet d'évaluer l'impact des interférences inter-symboles. Les trajets réfléchis de fort niveau influent fortement sur le τ_{rms} .

- **Retard maximal τ_{max}**

Ce paramètre est obtenu en fonction d'un seuil minimal du niveau du signal (Figure I.5). Les valeurs de $P_{dB}(\tau)$ inférieures au seuil fixé sont considérées comme étant du bruit.

Généralement, τ_{max} est déterminé comme le retard maximal pour lequel $P(\tau)$ passe en dessous d'un seuil de -30 dB par rapport à sa valeur maximale [8].

I.4.5 - Bande de cohérence

La bande de cohérence B_c est la plage de fréquence sur laquelle la fonction de transfert du canal peut être considérée comme constante.

Dans [10], elle correspond à la plage fréquentielle sur laquelle la corrélation fréquentielle est de l'ordre de 90%. On trouve que $B_{c,90}$ peut être approximée par :

$$B_{c,90} \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (I.21)$$

La bande de cohérence réelle d'un canal dépend exclusivement des réponses impulsionnelles obtenues dans ce canal. Ces réponses sont issues des mesures ou des simulations réalisées, lesquelles permettent de calculer l'écart-type des retards inversement lié à la bande de cohérence.

I.4.6 - Étalement Doppler et temps de cohérence

La dispersion de retard du canal est décrite par l'écart type des retards et la bande de cohérence. Ces deux paramètres ne donnent aucune information sur la variation du canal dans le temps. Cette variation, qui est due au déplacement des éléments du canal ou de l'émetteur et du récepteur, est décrite par l'étalement Doppler et la cohérence temporelle.

L'étalement Doppler est un paramètre qui donne la plage fréquentielle pour laquelle le Doppler du signal reçu est non nul. Quand une sinusoïde de fréquence f_c est transmise, les composantes du spectre du signal reçu se trouvent réparties entre $f_c - f_d$ et $f_c + f_d$. f_d est la fréquence Doppler et dépend de la vitesse de variation du canal de propagation qui peut avoir plusieurs causes relatives de l'émetteur ou du récepteur ou d'autres objets qui peuvent varier le canal. Si la bande du signal est grande devant $B_D = 2 f_d$ (l'étalement Doppler autour de f_c) alors les effets de l'étalement Doppler sont négligeables au niveau du récepteur.

La cohérence temporelle du canal est définie par le temps de cohérence T_c , qui est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Ce temps caractérise la variation temporelle du canal et indique la durée pour laquelle la réponse impulsionnelle du canal peut être considérée comme invariante sur l'axe du temps. Ce paramètre permet également de quantifier les similarités des réponses du canal à différents instants. T_c est donc la durée pendant laquelle deux réponses impulsionnelles sont suffisamment corrélées.

I.5 - Différents types d'évanouissements

Le type d'évanouissement (ou *fading*) affectant un signal qui se propage dans un canal radio dépend de la nature du signal et des caractéristiques du canal. Les mécanismes de dispersions temporelle et fréquentielle dans un canal radio peuvent entraîner deux grands types d'effets [10], [11].

I.5.1 - Evanouissements à grande échelle

Dans un environnement de propagation radio mobile, les ondes émises par l'antenne d'émission subissent des pertes à grande échelle avant d'atteindre l'antenne de réception. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont la perte du trajet (path loss) et l'effet de masque (shadowing). La perte du trajet est due à la séparation physique entre les antennes d'émission et de réception. L'effet de masque est une atténuation supplémentaire de la puissance reçue qui est due à des obstacles localisés entre l'émetteur et le récepteur.

I.5.2 - Evanouissements à petite échelle

Les variations à petite échelle d'un signal radio mobile sont observées sur un déplacement spatial suffisamment petit. Elles peuvent être reliées directement à la réponse impulsionnelle du canal.

Ces évanouissements causés par les multitrajets correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. C'est la durée des symboles transmis comparativement au temps de cohérence du canal qui fixe la nature des évanouissements (rapides ou lents) affectant la transmission. Un canal est dit à évanouissements rapides si le temps de cohérence du canal est petit par rapport à la durée d'un symbole, sinon, on parle de canal à évanouissements lents.

D'autre part, lorsque la bande de cohérence du canal est plus petite que la bande passante occupée par le signal transmis, le canal est donc sélectif en fréquence. Alors que si la bande de cohérence du canal est plus grande que la bande passante occupée par le signal transmis, le canal présente un évanouissement plat.

I.6 - Techniques de modélisation du canal de propagation

I.6.1 - Modèles empiriques

Ces modèles ne nécessitent pas de connaître exactement l'environnement de propagation. Ils sont basés sur le calcul de l'atténuation du signal le long d'un seul rayon reliant l'émetteur (T) et le récepteur (R) comme illustré à la Figure I.6.

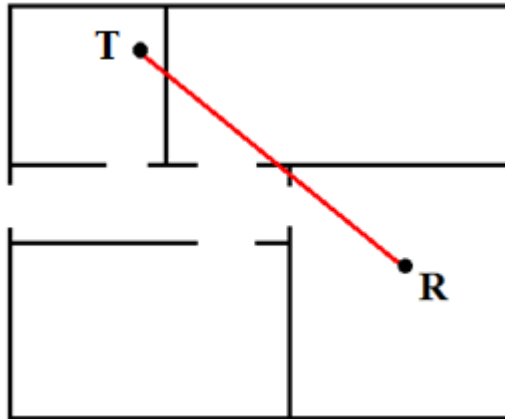


Fig. I.6 - Chemin unique entre l'émetteur et le récepteur dans un bâtiment

I.6.1.1 - Modèle à pente unique

Le modèle à pente unique "one slope" est basé sur l'équation de propagation suivante (I.22) :

$$PL(d)[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^n + A_0 \quad (I.22)$$

Des modèles de ce type sont fréquemment utilisés en outdoor voire en urbain, dans les cas où la structure exacte des obstacles n'est pas connue [12, 13]. Ils nécessitent des mesures expérimentales préalables permettant de calibrer les paramètres n et A_0 [14]. Ce modèle est aussi utilisé en indoor [15, 16], il est mieux adapté à des environnements sans obstacles.

I.6.1.2 - Modèle de l'ITU-R (Recommandation P.1238-4)

La recommandation proposée par l'ITU-R [17] présente un modèle indoor qui calcule l'affaiblissement de propagation en tenant compte de l'effet des étages du bâtiment. L'expression de l'affaiblissement de parcours (en dB) est donnée par :

$$L_{total}(f) = 20 * \log_{10}(f) + n * \log_{10}(d) + L_f(N) - 28 \quad (I.23)$$

où

f : Fréquence (MHz)

d : Distance (m) qui sépare la station de base de la station mobile ($d > 1$ m)
 n : Coefficient d'affaiblissement de la puissance en fonction de la distance
 N : Nombre d'étages entre la station de base et la station mobile ($N \geq 1$)
 L_f : Coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étages (dB)

Le Tableau I.2 présente les différentes valeurs de n et L_f , obtenues par différentes campagnes de mesures.

	n		L_f	
	1,8 – 2 GHz	5,2 GHz	1,8 – 2 GHz	5,2 GHz
Bureaux	30	31	$15 + 4(N-1)$	16 (1 étage)
Bâtiments résidentiels	28	-	$4N$	-
Bâtiments commerciaux	22	-	$6 + 3(N-1)$	-

Tab. I.2 - Valeurs des paramètres du modèle bande étroite de l'ITU-R [17]

Dans le cas où les coefficients d'affaiblissement de puissance ne sont pas indiqués, la recommandation indique l'utilisation des coefficients obtenus dans l'environnement de type bureau pour la bande de 5 GHz. Ces valeurs permettent de calculer l'affaiblissement moyen qui est très proche de la valeur réelle.

Le modèle d'affaiblissement de propagation indoor en environnement résidentiel prend la forme suivante :

$$\text{Dans la bande des 2,4 GHz : } L_{total}(dB) = 28 * \log_{10}(d) + 4N + 39.6 \quad (I.24)$$

$$\text{Dans la bande des 5 GHz : } L_{total}(dB) = 31 * \log_{10}(d) + L_f(N) + 46.3 \quad (I.25)$$

I.6.1.3 - Modèle de Motley – Keenan

Le modèle de Motley-Keenan [18] s'applique pour les cas NLOS dans un environnement de type bureau. L'affaiblissement de parcours s'exprime en fonction d'un terme de perte en espace libre auquel on ajoute les pertes dues aux obstacles traversés par le rayon direct (murs, portes, fenêtres, dalles).

L'affaiblissement de propagation pour la bande de fréquence 1 GHz – 2 GHz est donné par :

$$L(dB) = 38 + 10n * \log_{10}(d) + \sum_{m=1}^M P_m + \sum_{n=1}^N P_n \quad (I.26)$$

où

n : Coefficient d'affaiblissement de la puissance (avec $n = 2$ dans le cas de l'espace libre)

d : Distance (m) entre l'émetteur et le récepteur

P_m : Pertes liées à la transmission à travers le m ième mur (dB)

P_n : Pertes liées à la transmission à travers la n ième dalle (dB)

Le modèle de Motley-Keenan est adapté pour tenir compte de l'épaisseur des murs dans le calcul de l'affaiblissement de parcours [19]. Cette étude réalisée à l'Institute of Superior Education of Brasilia montre une non-linéarité de l'affaiblissement lié à la traversée d'un mur avec son épaisseur. L'expression de l'affaiblissement de parcours à 1.8 GHz est donnée par :

$$L(dB) = P_0 + 10 * n * \log_{10}(d) + \sum_{i=1}^N k_i L_{0i} 2^{\log_3\left(\frac{e_i}{e_{0i}}\right)} \quad (I.27)$$

où

- P_0 : Affaiblissement de référence (pour $d = 1$ m)
- n : Coefficient d'affaiblissement de puissance avec $n = 2$ dans le cas de l'espace libre
- d : Distance (m) entre l'émetteur et le récepteur
- k_i : Nombre de murs de type i
- L_{0i} : Pertes liées à la transmission à travers le mur de type i (dB)
- e_i : Epaisseur du mur de type i
- e_{0i} : Epaisseur du mur de référence de type i

L'affaiblissement et l'épaisseur de référence liés à la traversée de divers types de murs sont présentés dans le Tableau I.3.

Matériaux	Epaisseur du mur de référence (cm)	Pertes (dB)
Cloison fine	5	2,5
Placoplatre	12	2,5
Béton	15	6

Tab. I.3 - Pertes liées à la traversée de divers types de murs de référence

L'écart-type des erreurs absolues entre les pertes de puissance proposées par le modèle Motley-Keenan et celles obtenues par des mesures est assez important [19], même en intégrant l'épaisseur des murs dans l'optimisation, ce qui conduit à une imprécision de l'estimation du champ électromagnétique.

I.6.1.4 - Modèle COST 231

Ce modèle est utilisable dans des environnements de type bureau et pour des propagations en situation NLOS [20]. Il a été remarqué, suite à différentes campagnes de mesures, que les pertes par transmission au travers des étages ne sont pas une fonction linéaire du nombre d'étages traversés, ce qui explique l'introduction du facteur empirique b dans l'expression de l'affaiblissement de parcours suivante (pour une bande de fréquence 900 MHz – 3 GHz) :

$$L(dB) = L_{FS} + K_c + \sum_{i=1}^l K_{Wi} \cdot L_{Wi} + k_f \cdot L_f \cdot \left(\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right) \quad (I.28)$$

où

L_{FS} : Affaiblissement d'espace libre entre l'émetteur et le récepteur (dB)

K_c : Affaiblissement constant (dB)

K_{Wi} : Nombre de murs traversés de type i

L_{Wi} : Affaiblissement lié à la traversée du mur de type i (dB)

k_f : Nombre d'étages traversés

L_f : Affaiblissement lié à la traversée d'un étage (dB)

b : Paramètre empirique

Ce modèle, appelé Multi-Wall, suggère que le nombre de types de murs doit rester faible.

Deux types de murs sont proposés :

- Les murs légers ou fins qui ne sont pas des murs porteurs, dont l'épaisseur est inférieure à 10 cm.
- Les murs lourds qui sont des murs porteurs, dont l'épaisseur est supérieure à 10 cm.

Des problèmes apparaissent lorsqu'il s'agit de prédire l'affaiblissement en présence de murs irréguliers (ouverture dans les murs par exemple) ou entre différents étages. Le modèle multi-wall du COST 231 est valable dans des environnements indoor lorsque les matériaux et la structure des murs peuvent être bien estimés.

I.6.1.5 - Modèle COST 259

Ce modèle est une évolution du modèle COST 231 [21]. Une non-linéarité de l'affaiblissement causé par le nombre de murs traversés est remarquée suite à différentes campagnes de mesures. L'expression de l'affaiblissement de parcours pour la bande de fréquence 800 MHz – 5 GHz est donnée par :

$$L(dB) = L_{FS} + \sum_{i=1}^I K_{Wi} \left(\frac{K_{Wi} + 1.5}{K_{Wi} + 1} - b_{Wi} \right) \cdot L_{Wi} \quad (I.29)$$

où

L_{FS} : Affaiblissement en espace libre entre l'émetteur et le récepteur (dB)

K_{Wi} : Nombre de murs traversés de type i

b_{Wi} : Paramètre empirique

L_{Wi} : Affaiblissement lié à la traversée du mur de type i (dB)

Le facteur b_{Wi} dépend de L_{Wi} et est donné par :

$$b_{Wi} = -0.064 + 0.0705 \cdot L_{Wi} - 0.0018 \cdot L_{Wi}^2 \quad (I.30)$$

On définit dans ce modèle les murs fins comme des cloisons en placoplatre et les murs épais comme des cloisons composées de béton renforcé. Pour un bâtiment de type "bureaux" composé de matériaux de type placoplatre, verre et béton, la moyenne d'affaiblissement par

mur est $L_{Wi} = 8,4$ dB et le paramètre b_{Wi} est 0,4 à la fréquence 5 GHz. Le Tableau I.4 présente les paramètres du modèle COST 259.

Affaiblissement pour murs fins (L_{W1} (dB))	b_{W1}	Affaiblissement pour murs épais (L_{W2} (dB))	b_{W2}
3,4	0,15	11,8	0,52

Tab. I.4 - Paramètres du modèle COST 259 pour la bande 5 GHz

Ce modèle est utilisé pour réaliser des études sur un seul étage puisqu'il ne prend pas en compte l'affaiblissement de parcours entre étages. Une nouvelle optimisation est nécessaire si on change de bande de fréquences.

I.6.1.6 - Modèle MWF (Multi Wall and Floor)

En se basant sur les modèles COST 231 et COST 259, I. Lott et M. Forkel [22] ont proposé une autre expression de l'affaiblissement de parcours à 5 GHz afin de tenir compte de la dépendance non linéaire avec le nombre d'obstacles en murs et étages. Le modèle est donné par l'expression suivante :

$$L_{MWF} = L_0 + 10n \log_{10}(d) + \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^{K_{Wi}} L_{Wik} + \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{K_{Fj}} L_{Fjk} \quad (I.31)$$

où

- L_0 : Affaiblissement à la distance de 1 m (dB)
- n : Coefficient d'affaiblissement de la puissance
- d : Distance entre l'émetteur et le récepteur (m)
- K_{Wi} : Nombre de murs traversés de type i
- L_{Wik} : Affaiblissement lié à la traversée du k ième mur de type i (dB)
- I : Nombre de types de murs traversés
- J : Nombre de types d'étages traversés
- K_{Fj} : Nombre d'étages traversés de type j
- L_{Fjk} : Affaiblissement lié à la traversée du k ième étage de type j (dB)

I.6.1.7 - Modèle de Honcharenko

Dans le cas où la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est faible (< 10 m), l'affaiblissement du parcours pour la bande de fréquence 300 MHz - 3 GHz est assez proche de celui dans le vide, où le signal direct est prépondérant comparé aux réflexions et diffractions. Alors que dans le cas où cette distance augmente, les multitrajets deviennent prépondérants. Honcharenko a montré dans [23] qu'on peut calculer une distance de coupure d_c . L'équation de propagation est donnée par :

$$PL(d)[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_c - d) + 10 \left[\log_{10} \left(\frac{d_c}{d_0} \right)^{n_1} + \log_{10} \left(\frac{d}{d_c} \right)^{n_2} \right] U(d - d_c) + \sum_{p=1}^P WAF(p) + \sum_{q=1}^Q FAF(q) \quad (I.32)$$

avec :

$$U(x) = 0 \text{ si } x < 0$$

$$U(x) = 1 \text{ si } x \geq 0$$

où

WAF : Facteur d'atténuation des murs

FAF : Facteur d'atténuation des étages

Les valeurs n_1 et n_2 dépendent de l'environnement. En général n_1 est la valeur de n en espace libre, à savoir de l'ordre de 2 et n_2 est supérieur à n_1 .

I.6.1.8 - Modèle de Cheung

Cheung a adapté le modèle de Honcharenko pour tenir compte des angles d'incidence des ondes. L'affaiblissement d'une onde qui arrive perpendiculairement sur un mur est généralement plus faible que si elle arrive en incidence rasante. L'expression de l'affaiblissement de parcours est donnée par :

$$PL(d)[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_c - d) + 10 \left[\log_{10} \left(\frac{d_c}{d_0} \right)^{n_1} + \log_{10} \left(\frac{d}{d_c} \right)^{n_2} \right] U(d - d_c) + \sum_{p=1}^P \frac{WAF(p)}{\cos(\theta_p)} + \sum_{q=1}^Q \frac{FAF(q)}{\cos(\theta_q)} \quad (I.33)$$

Les valeurs de $WAF(p)$ et $FAF(q)$ sont les valeurs d'atténuation à l'incidence normale, et θ_p et θ_q respectivement les angles d'incidence pour le mur p et le plafond q , mesurés par rapport à la droite passant par l'émetteur et le récepteur (une onde arrivant perpendiculairement à l'obstacle a un angle θ de 0° alors que pour une incidence parallèle θ vaut 90°).

I.6.2 - Modèles déterministes

I.6.2.1 - Méthode des flux partiels "ParFlow" (ou TLM)

La méthode TLM (Transmission Line Matrix) [24] propose la décomposition du champ selon une grille discrète (Figure I.7). Elle est basée sur l'analogie entre la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu et la propagation des tensions et courants dans un réseau de lignes de transmission. Une autre formulation de TLM a été proposée par [25], appelée ParFlow (Méthode des Flux Partiels). Cette méthode se base sur la décomposition de chaque point du champ électrique en 5 composantes : 4 composantes qui représentent le

champ dans les 4 directions cardinales, et une composante pour le champ interne. Cette approche a été proposée en 2 dimensions, le champ électrique est donc décomposé en flux \vec{f} entrants et sortants (Figure I.8), représentant respectivement l'énergie qui entre et celle qui sort du point considéré.

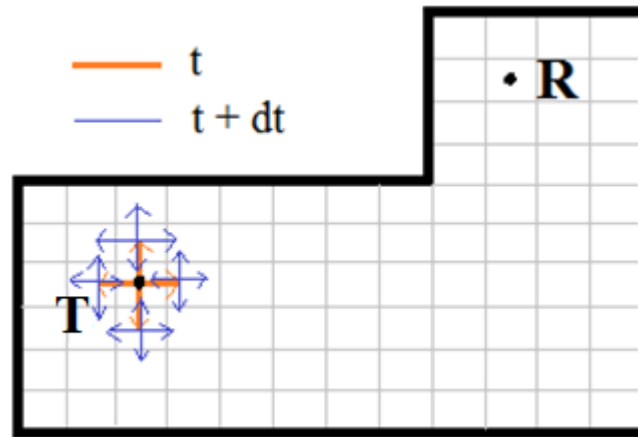


Fig. I.7 - Méthode TLM : calcul du champ de proche en proche

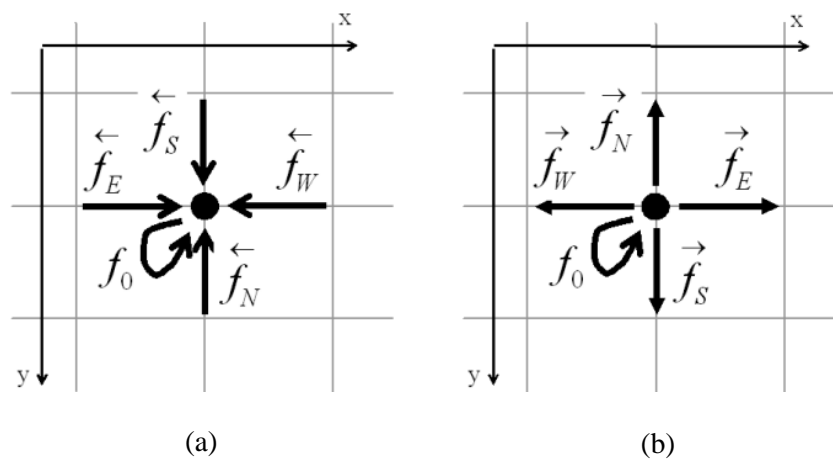


Fig. I.8 - Les flux partiels entrants (a) et les flux partiels sortants (b) associés à chaque point

Cette méthode est très exigeante en ressources de calcul si on cherche une résolution acceptable. Dans [26], Guidec et al. ont proposé une implémentation en C++ de Parflow (appelée Parflow++) basée sur l'utilisation des machines parallèles (pour réduire le temps de calcul) pour calculer des couvertures d'antennes dans des milieux urbains. La complexité des méthodes discrètes est assez difficile à estimer, étant donné que ce sont des méthodes itératives.

I.6.2.2 - Méthode des moments (MoM)

La Méthode des Moments (MoM) est une méthode numérique fréquentielle surfacique. Elle sert à résoudre les équations intégrales de Maxwell et est basée sur le développement de leurs solutions sur des fonctions de base [27] et sur des techniques d'inversion de matrices. Les équations intégrales surfaciques sont les EFIE (Electric Field Integral Equation), MFIE (Magnetic Field Integral Equation) et CFIE (Combined Field Integral Equation). Leur résolution est parfois coûteuse, car l'inversion des matrices devient délicate lorsque le nombre d'inconnues est important. Le calcul, le stockage et la résolution d'un système linéaire à coefficients complexes peuvent devenir importants suivant la complexité (environnements à géométrie complexe imposant une grande finesse de maillage) et la taille du problème étudié (dimensions importantes par rapport à la longueur d'onde).

La précision des résultats obtenus dépend du pas de maillage adopté. Cette méthode est généralement utilisée pour valider les résultats obtenus à partir d'autres méthodes de modélisation, soit lorsque la taille de l'environnement ne dépasse pas quelques longueurs d'onde, soit en complément d'autres approches [28]. Cependant, pour les environnements à géométrie complexe, la MoM est peu efficace et nécessite des ressources informatiques importantes.

I.6.2.3 - Méthode du chemin dominant

Cette méthode est développée par l'équipe de AWE-communications [29, 30]. Dans [30, 31], les auteurs ont constaté que nombreux rayons traversent les mêmes pièces dans un lancer de rayon classique en indoor et auront des propriétés identiques. Ils proposent une méthode de moyennage qui recherche des chemins dominants, qui sont des chemins virtuels (cette méthode est donc semi-déterministe), résolus par des réseaux de neurones, dont le paramétrage nécessite l'étalonnage de paramètres par la mesure. Un exemple de chemin dominant calculé par cette méthode est montré dans la Figure I.9. Cette méthode est très rapide car le nombre de rayons est très faible [32, 33], et sa précision est due à la prise en compte des multitrajets.

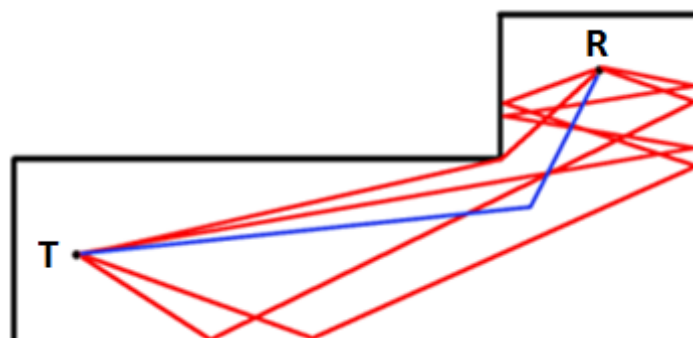


Fig. I.9 - Méthode du chemin dominant

I.6.2.4 - Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD)

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), présentée par Yee en 1966 [34], résout les équations de Maxwell dans le domaine temporel. Cette méthode permet d'intégrer des environnements très variés avec des matériaux dont les propriétés sont complexes, et de calculer à chaque instant discret du temps les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule tridimensionnelle de Yee (Figure I.10). Le type d'excitation utilisé en général est fini et impulsionnel, ce qui donne la possibilité d'étudier les structures sur de larges bandes de fréquence. En revanche, cette méthode présente des contraintes d'ordre numérique : stabilité, dispersion numérique, conditions aux frontières, temps de calcul et taille de la mémoire requise.

La résolution des équations de Maxwell au sens des différences finies centrées est détaillée dans l'Annexe A.

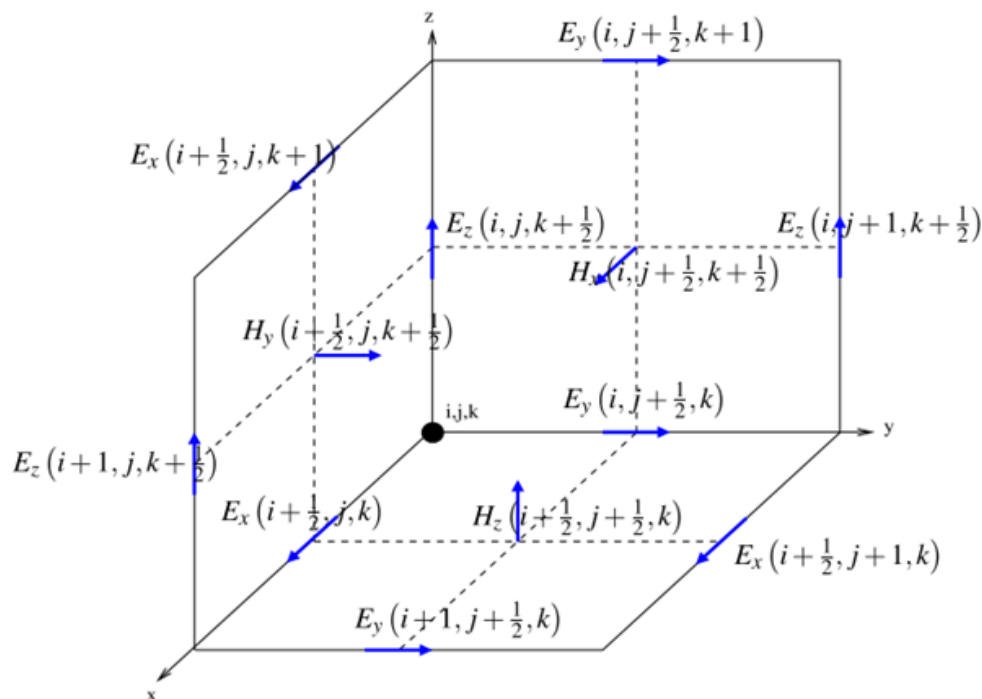


Fig. I.10 - Schéma numérique 3D de Yee

Contraintes numériques de la méthode

- **Critère de stabilité**

Les problèmes de stabilité des algorithmes numériques ont été analysés à partir d'une approche mathématique rigoureuse, que Taflove [35] a appliquée à la méthode FDTD, en étudiant séparément la stabilité des dérivées temporelles et spatiales pour la recherche de leurs valeurs propres. Chacune d'entre elles génère des solutions propres qui doivent être stables. La relation finale connue comme le critère de stabilité de la méthode FDTD, est la suivante :

$$\Delta t \leq \Delta t_{max} = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (I.34)$$

avec c la célérité.

Ce critère de stabilité reste suffisant pour tout type de milieu (diélectrique, magnétique, dispersif, avec ou sans pertes électriques), car dans ces milieux, la vitesse de phase est inférieure à la célérité. On notera que si les pas spatiaux sont égaux, le critère de stabilité devient :

$$\Delta t \leq \frac{1}{c} \frac{\Delta s}{\sqrt{3}} \quad (I.35)$$

avec c la célérité et Δ_s le pas spatial.

- **Dispersion numérique**

La dispersion numérique introduite par la méthode FDTD génère des erreurs d'estimation de la phase des composantes du champ électromagnétique.

Le Tableau I.5 donne un aperçu des erreurs sur la phase pour un parcours de l'onde sur une distance d'une longueur d'onde λ [36].

Pas spatial	$\frac{\lambda}{5}$	$\frac{\lambda}{10}$	$\frac{\lambda}{20}$	$\frac{\lambda}{30}$	$\frac{\lambda}{50}$	$\frac{\lambda}{100}$
Erreur sur la phase pour 1λ	18°	4,2°	1,0°	0,47°	0,17°	0,04°

Tab. I.5 - Erreur sur la phase pour une propagation sur une longueur d'onde

En se limitant à une erreur de 5° sur la phase, un échantillonnage spatial de $\lambda/10$ offre une longueur de parcours de 1 λ , un échantillonnage de $\lambda/20$ offre une longueur de 5 λ et un échantillonnage de $\lambda/30$ offre une longueur de 10 λ .

- **Echantillonnage spatial, taille mémoire**

Pour assurer un résultat précis et pour minimiser l'effet de la dispersion, un échantillonnage d'au moins $\frac{\lambda_{min}}{30}$ est souvent nécessaire. Ceci s'explique notamment par le comportement du champ aux abords des discontinuités qui va varier plus rapidement, d'où la nécessité d'un maillage précis.

Une contrainte va toutefois limiter le raffinement du maillage, il s'agit du temps de calcul et surtout de la taille mémoire nécessaire qui ne peut pas dépasser la capacité de la mémoire vive (RAM) des calculateurs.

- **Conditions aux frontières**

Les conditions aux frontières ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche depuis plus de 20 ans, avec principalement les travaux de Holland et al. [37]. En 1994, les PML (Perfectly Matched Layers) de Bérenger [38] ont mis quasiment fin aux recherches sur les précédents types de conditions aux frontières car elles sont théoriquement parfaites dans leur absorption des ondes sortantes.

Les PML originales de Bérenger doivent respecter les règles suivantes [39] :

- Adaptation d'impédance.
- Adaptation transverse entre deux milieux diélectriques dans une couche PML.
- Profil de conductivité croissant dans les couches PML afin d'éviter des réflexions parasites liées à la différentiation spatiale.

Les PML peuvent offrir un coefficient de réflexion inférieur à -80 dB. Elles peuvent en outre être placées très proches de la structure traitée.

I.6.2.5 - L'Optique Géométrique (OG)

L'optique géométrique fut la première méthode asymptotique mise au point pour décrire l'interaction d'une onde avec un objet. C'est une méthode applicable aux hautes fréquences (donc à des longueurs d'onde faibles), qui se base sur le principe de localité. De ce principe découle la notion de rayon qui représente la trajectoire suivie par l'onde.

Le domaine de validité des méthodes asymptotiques en général, et de l'optique géométrique en particulier, est celui des champs de rayons. Un champ électromagnétique sera qualifié de champ de rayons lorsque l'onde pourra être assimilée à une onde plane le long d'un

rayon; c'est à dire que sa phase et son amplitude varient lentement perpendiculairement à la direction de propagation. Suivant cette hypothèse, l'étude du champ électromagnétique consiste à déterminer les rayons et à calculer les champs électromagnétiques qui y sont associés.

La principale limite de l'optique géométrique est de prévoir un champ nul dans les zones d'ombre géométrique où ne pénètre aucun rayon. En effet, l'optique géométrique ne peut pas rendre compte des phénomènes d'interférences observables. Pour pallier ce défaut, la théorie géométrique de la diffraction (TGD) a été développée.

I.6.2.6 - Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD)

La Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD), définie par Keller [3], prolonge l'OG en tenant compte de la diffraction et en éliminant une limite principale de l'OG qui est de prévoir un champ nul dans les zones d'ombre géométrique.

Cette théorie est basée sur trois postulats qui décrivent le comportement d'un rayon diffracté :

- * Postulat 1 : *En haute fréquence, la diffraction est un phénomène local.*
- * Postulat 2 : *Les rayons diffractés satisfont le principe de Fermat généralisé.*
- * Postulat 3 : *Le rayon diffracté satisfait les lois de l'OG loin de la surface.*

Keller a fourni les expressions du coefficient de diffraction dans les cas d'un rayon arrivant sur un dièdre, un cylindre, une sphère ou un cône. Ces expressions ne sont valables que si le point d'observation est suffisamment éloigné du point d'impact. De plus, un problème de divergence de ces expressions est remarqué, c'est à dire on obtient une valeur infinie du champ diffracté aux frontières.

I.6.2.7 - Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD)

Pour résoudre le problème de divergence de la TGD, Kouyoumjian et Pathak [4] proposent la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD). Ils ont utilisé une fonction de transition qui est une modification de l'intégrale de Fresnel afin d'obtenir une continuité du champ entre les zones de transition. Cette méthode est généralement utilisée pour des environnements confinés où la diffraction est un phénomène important [40, 41].

Dans les environnements complexes, chaque point de diffraction représente une nouvelle source d'émission. Pour assurer de bons résultats, la complexité de calcul augmente, surtout

dans le cas des formes complexes de points de diffraction où le calcul des coefficients de diffraction est difficile.

I.6.2.8 - Le Lancer de Rayons

Il s'agit d'envoyer, à partir de l'émetteur, des rayons dans toutes les directions avec un pas angulaire donné (Figure I.11). On conserve seulement les rayons arrivant au récepteur, ayant subi un nombre d'interactions inférieur à un certain seuil prédéfini, et dont le niveau du rayon émis est conforme à la sensibilité du récepteur. La précision des solutions obtenues dépend du choix du pas angulaire. En *indoor*, on remarque une explosion du nombre de rayons et donc une augmentation du temps de calcul. Cette technique n'est donc pas très bien adaptée à la modélisation des interactions onde/structures dans des environnements complexes.

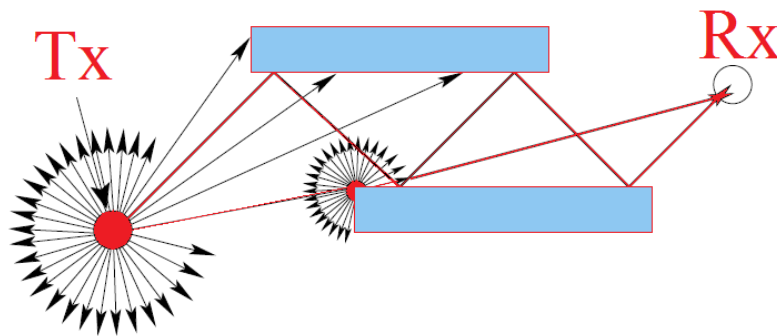


Fig. I.11 - Technique de lancer de rayons

I.6.2.9 - Le Tracé de Rayons

Le tracé de rayons est la technique la plus utilisée pour l'estimation du canal radio. Cette technique se base sur l'OG pour chercher les trajets transmis et réfléchis et sur la TUD pour tenir compte des diffractions, pour prédire les effets de la propagation des ondes électromagnétiques.

Contrairement à la méthode de lancer de rayons, le tracé de rayons s'appuie sur la théorie des images pour chercher les chemins en partant du récepteur vers l'émetteur (Figure I.12).

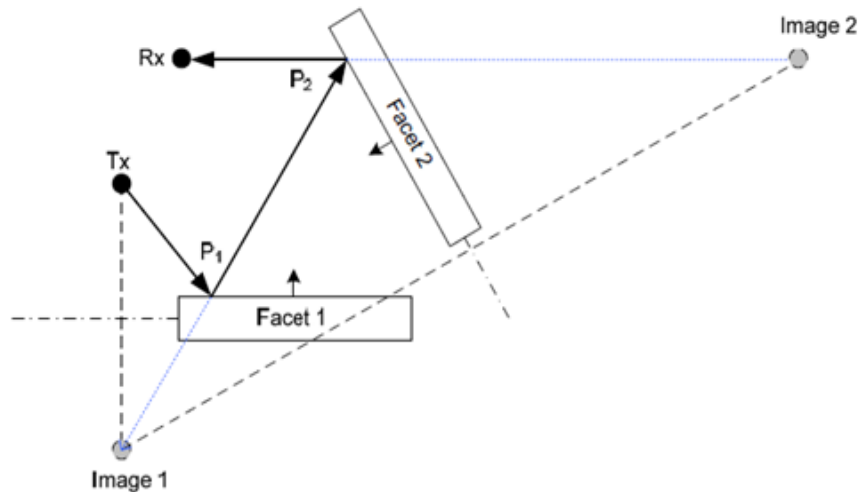


Fig. I.12 - Technique de tracé de rayons

Cette méthode est très efficace par la précision des résultats dans les milieux *indoor*, dans le cas où il n'y a pas beaucoup d'obstacles. De plus, elle est moins coûteuse en termes de ressources informatiques par rapport aux autres méthodes de modélisation (FDTD, MoM). Par contre, le temps de calcul augmente progressivement en fonction des nombres de réflexions et de diffractions définis lors de la simulation afin d'obtenir une meilleure précision.

I.6.3 - Modèles hybrides

De nombreux modèles hybrides ont été développés ces derniers temps pour faire le compromis entre la précision et le temps de calcul. Nous citons quelques approches :

- Fourie et al. [42] ont montré que l'hybridation de la méthode des moments (MoM) avec la théorie uniforme de diffraction (TUD) améliorerait beaucoup les résultats en *indoor*.
- Une autre approche hybride proposée par Wolfe et al. dans [43] combine la méthode MultiWall avec le Tracé de Rayons pour faire un compromis entre la rapidité de la méthode MultiWall et la précision des méthodes géométriques.
- Wang et al. ont proposé dans [44] une approche qui combine la méthode de Tracé de Rayons avec la méthode FDTD. Ils utilisent le tracé de rayons dans les espaces ouverts où il n'y a pas de diffraction et la méthode FDTD dans les zones complexes où il faut prendre en compte la diffraction.
- Zhang et al. ont proposé dans [45] une méthode hybride indirecte, entre le Tracé de Rayons et la FDTD, pour modéliser la transmission à travers des fenêtres. Ils utilisent

la FDTD pour calculer le champ diffusé par la fenêtre, afin d'intégrer les résultats dans un algorithme de Tracé de Rayons pour la transmission *indoor / outdoor*.

- Une méthode hybride TUD-FDTD est proposée par Reynaud et al. dans [46, 47]. Cette méthode combine la TUD avec la FDTD pour prendre en compte la diffraction le plus précisément possible. Celle-ci est simulée grâce à une approche de Tracé de Rayons, mais pour certains obstacles trop complexes, la méthode calcule les matrices de diffusion par la méthode FDTD, ce qui permet de déduire les coefficients de diffraction qui sont utilisés dans un modèle TUD classique.
- Une autre hybridation est proposée par [48]. Elle combine le Tracé de Rayons avec la méthode des moments périodiques pour analyser la propagation dans les escaliers. Un autre modèle pour calculer la puissance d'un signal émis d'une station de base située dans un milieu outdoor vers un milieu indoor est utilisé en [49]. Ce modèle est basé sur la combinaison de 2 modèles existants : IRLA (Intelligent Ray Launching), un modèle 3D de rayons optiques spécialement optimisé pour les prédictions outdoor, et MR-FDPF (Multiresolution Frequency Domain ParFlow), un modèle 2D de Différences Finies implémenté initialement pour des propagations indoor.
- La combinaison de ces modèles implique la conversion de rayons lancés à la frontière des bâtiments en une source virtuelle qui sera utilisée comme entrée pour le modèle indoor. Les performances de ce nouveau modèle combiné sont évaluées par des mesures à 2 fréquences (WiMAX et WiFi). Cette solution semble être efficace pour la planification du réseau radio en termes de précision et du temps de calcul.

Un résumé des différents modèles de propagation *indoor* traitant l'affaiblissement du trajet a été donné. Une brève comparaison entre quelques modèles principaux est présentée dans le Tableau I.6 :

Méthode	Type	Détails de l'environnement	Complexité	Précision	Observations
COST-231	empirique	Non	Simple	Bien	Applicable à un ou plusieurs étages. Temps de calcul rapide.
MWF	empirique	Non	Simple	Bien	Applicable à un ou plusieurs étages avec l'intégration des caractéristiques des murs. Temps de calcul rapide.
Cheung	empirique	Non	Simple	Bien	En plus du modèle MWF ce modèle tient compte de l'AOA. Temps de calcul rapide.
Tracé de rayons	déterministe	Oui	Complexe	Très bien	Tient compte de l'AOA et des phénomènes physiques. Besoin de ressources informatiques importantes. Temps de calcul important.
FDTD	déterministe	Tous les détails	Complexe	Excellent	Tient compte de tous les phénomènes physiques. Discrétisation dans le temps et l'espace. Besoin de ressources informatiques importantes. Temps de calcul important.
Tracé de rayons + empirique	Hybride	Oui	Complexe	Très bien	Tient compte de l'AOA. Temps de calcul réduit.
Tracé de rayons + FDTD	Hybride	Tous le détails	Complexe	Excellent	Tient compte de l'AOA. Temps de calcul réduit. Nécessite moins de mémoires. Difficilement exploitable pour des environnements complexes.

Tab. I.6 – Comparaison des principaux modèles du canal de propagation *indoor*

I.7 – Conclusion

Ce chapitre a présenté les différents paramètres caractéristiques du canal de propagation. Un rapide état de l'art sur les principaux standards de communication sans fil a été réalisé. Ensuite, des généralités relatives au canal de propagation radio ont été rappelées. Celles-ci permettent de décrire les phénomènes physiques rencontrés lors de la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor*, ainsi que les paramètres appropriés à la description de ce canal.

De même, les principales techniques de modélisation de la propagation électromagnétique à l'intérieur des bâtiments ont été présentées et montrent l'importance de pouvoir caractériser la propagation du champ électromagnétique dans un milieu complexe.

Le besoin d'une modélisation rigoureuse, efficace et précise, qui tient compte de la complexité environnementale, nous a conduit à chercher un bon compromis entre la complexité de calcul et la précision. Les méthodes empiriques ne prennent pas en compte la complexité de l'environnement, ce qui ne donne pas une bonne précision des résultats, contrairement aux méthodes déterministes qui permettent d'obtenir des résultats très précis et plus réalistes. La précision des méthodes déterministes est limitée par quelques critères (le pas angulaire et le nombre de réflexions à calculer pour les méthodes géométriques, et le pas de discrétisation dans l'espace pour les méthodes numériques). De même, la complexité de calcul dépend du nombre d'obstacles présents dans l'environnement pour les méthodes géométriques (nombre de rayons à calculer) et de la taille de l'environnement pour les méthodes numériques.

Dans cette thèse, nous avons choisi de partir de la méthode FDTD (une méthode numérique exacte), dont l'explication du choix sera détaillée dans le chapitre 2, pour arriver à une modélisation plus réaliste, en réduisant au maximum sa complexité, afin de pouvoir définir un modèle de prédiction de propagation électromagnétique en milieux complexes.

Chapitre II : Modélisation de la propagation indoor par la méthode FDTD

II.1 - Introduction

La complexité d'un environnement radiomobile rend difficile de prévoir la propagation dans ce milieu d'une façon simple. Or la connaissance du niveau du signal en tout point de la couverture est essentielle pour pouvoir évaluer la qualité de la couverture dans cet environnement. Cette qualité sera dégradée parfois, même pour un bon niveau du signal reçu, dans le cas où ce dernier est modifié par la sélectivité fréquentielle du canal de propagation. Plusieurs modèles et méthodes, ainsi que des outils commerciaux, sont proposés pour la modélisation de la propagation électromagnétique dans des milieux complexes, et dont les améliorations sont sans cesse en évolution.

Dans ce chapitre, une définition des éléments principaux qui influencent la propagation des signaux en *indoor* sera présentée. Ensuite on décrit quelques exemples de modélisation de la propagation électromagnétique par des outils du commerce, tout en précisant les contraintes d'utilisation de ces outils et le choix de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite Difference Time Domain "FDTD" en anglais) pour notre étude. Une description de l'algorithme FDTD sera détaillée et l'application de cet algorithme dans une étude de la communication sans fil à travers des portes étanches métalliques à bord d'un navire sera présentée.

II.2 - Éléments affectant la propagation en *indoor*

En *indoor*, la propagation des ondes électromagnétiques subit une variation de ses caractéristiques due aux plusieurs éléments qui influencent l'homogénéité de sa répartition dans l'espace alloué. Par ailleurs, il est important de prédire aussi l'effet d'interférents, ou d'autres sources rayonnantes, présents dans le canal sur la qualité en réception.

Ces différents éléments sont récapitulés dans le Tableau II.1.

Éléments affectant la propagation en <i>indoor</i>				
Influence du mobilier	Influence de l'activité humaine	Influence des caractéristiques des matériaux	Présence d'autres sources rayonnantes	Influence des caractéristiques des antennes

Tab. II.1 - Les principaux paramètres affectant la propagation en *indoor*

II.2.1 - Influence du mobilier

La présence du mobilier en *indoor* modifie la propagation des ondes électromagnétiques d'une manière significative. Son effet est important sur l'affaiblissement de parcours, ainsi que sur l'étalement des retards.

L'influence du mobilier sur la réponse impulsionnelle et sur la dispersion des retards est étudiée dans [50]. La présence du mobilier peut renforcer la puissance de quelques rayons et masquer d'autres.

Des mesures ont été réalisées à 60 GHz et à 2,4 GHz, durant les travaux de thèses de S. Collonge [51] et S. Allio [52], dans deux environnements meublés et d'autres dans les mêmes environnements vides, afin d'évaluer de nombreuses valeurs de dispersion de retards pour différentes positions de l'émetteur. Les résultats ont permis d'obtenir des conclusions générales sur l'effet du mobilier sur la propagation en *indoor*.

II.2.2 - Influence de l'activité humaine

Lorsque l'émetteur et le récepteur sont fixes, le déplacement des personnes dans l'environnement et leurs actions sont les seules causes de variations temporelles du canal en *indoor*. En l'absence de tout mouvement, le canal est quasiment statique ou invariant dans le temps.

L'influence du mouvement des gens en *indoor* a été étudiée dans les travaux des thèses de G. Zaharia à 900 MHz [53] et ensuite A. Affandi à 900 MHz et à 1,8 GHz [54], par des campagnes de mesures réalisées dans les conditions normales de déplacement des personnes dans un laboratoire. De même, dans les travaux de thèse de S. Allio [52], des campagnes de mesures ont été effectuées à 2,4 GHz en connaissant le nombre de personnes qui se déplacent

aléatoirement en *indoor*. S. Collonge a aussi effectué plusieurs campagnes de mesures durant ses travaux de thèse dans le but d'étudier l'effet de l'activité humaine à 60 GHz [51].

D'autres recherches ont été effectuées à 2 GHz dans [55], afin d'étudier l'influence des actions de personnes (ouverture et fermeture des portes et fenêtres) sur la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor*.

Ces études montrent qu'à haute fréquence, plus précisément à 60 GHz, le corps humain provoque d'importants pics d'atténuation sur une liaison en visibilité directe. Les échanges de données risquent donc d'être interrompus lors d'une obstruction par un corps humain.

II.2.3 - Influence des caractéristiques des matériaux

Dans un environnement *indoor*, les phénomènes fondamentaux de la propagation d'une onde électromagnétique dépendent de la nature et des dimensions des matériaux rencontrés (propriétés électriques et magnétiques), ainsi que des caractéristiques de l'onde incidente (fréquence, polarisation, angle d'incidence).

Quelques études ont été réalisées, dans les travaux de thèses de A. Affandi [54], et G. Tesserault [56], sur l'influence des caractéristiques des matériaux sur la propagation en *indoor*. Les pertes dues aux matériaux ayant de faible coefficient de réflexion (en bois par exemple) restent comparables pour différentes bandes de fréquences, contrairement à celles dues aux matériaux métalliques ayant un fort coefficient de réflexion. La variation de ces pertes pour différentes bandes de fréquences est bien remarquable. Il est donc indispensable de prendre en compte ce paramètre, qui a un effet important sur la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor*.

II.2.4 - Influence des interférences

La présence d'autres sources rayonnantes peut interférer avec le signal utile (émis) et engendrer une dégradation du signal reçu des ondes électromagnétiques. Ces interférences proviennent principalement d'autres équipements radio. Il est donc important d'étudier ce paramètre afin de prédire la qualité de réception, en termes de rapport signal sur interférence.

II.2.5 - Influence des caractéristiques des antennes

Les antennes affectent la propagation des ondes électromagnétiques par leur diagramme de rayonnement, leur polarisation, leur directivité, leur gain, leur position, leur hauteur et leur orientation.

Des recherches ont été réalisées pour étudier ces caractéristiques, comme dans [51], [54]. Il est donc nécessaire de prendre en compte chacune de ces caractéristiques d'antennes qui ont un grand effet sur la propagation.

II.3 - Modélisation de la propagation électromagnétique par des outils du commerce

De nombreux outils de simulation développés et commercialisés, à travers le monde, permettent l'étude du rayonnement d'antennes et de la propagation électromagnétique.

Ayant accès au logiciel CST-MWS (Computer Simulation Technology – MicroWave Studio), un des plus importants outils de simulations électromagnétiques au niveau international. Nous l'avons exploité dans notre contexte d'étude.

Pour commencer, nous avons étudié la propagation entre deux antennes en espace libre. Selon la disponibilité des antennes dans notre laboratoire, et pour le besoin d'une confrontation simulations / mesures, nous avons choisi deux antennes dipôle à 2,45 GHz et deux antennes cornet en bande X (Fig. II.1).



(a)



(b)

Fig. II.1 - (a) Antenne dipôle imprimée fonctionnant à 2,45 GHz

(b) Antenne cornet fonctionnant dans la bande X (8,2 à 12,4 GHz) et la transition coaxiale / guide d'ondes

Ces deux antennes sont modélisées sous CST-MWS, un outil de simulation électromagnétique 3D qui fait partie du logiciel CST STUDIO SUITE et qui propose un certain nombre de solveurs basés sur différentes techniques [57] permettant de modéliser des cas d'études variés. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire basé sur la méthode d'intégration finie (FIT). Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que des antennes, connecteurs, filtres etc..., ce qui explique son utilisation pour notre étude.

Le premier cas porte sur la propagation des ondes en espace libre entre deux dipôles identiques fonctionnant à 2,45 GHz (Fig. II.2), séparées de 2,4 m. L'antenne est constituée d'un substrat FR4 ($\epsilon_r = 4,3$ et $\tan\delta = 0,025$), des pistes conductrices, des nombreux vias et d'un connecteur BNC. L'une des antennes est alimentée et l'autre est chargée par une impédance de 50 Ohm.

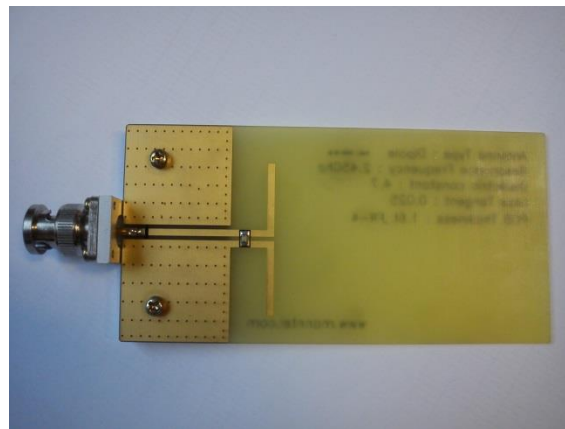
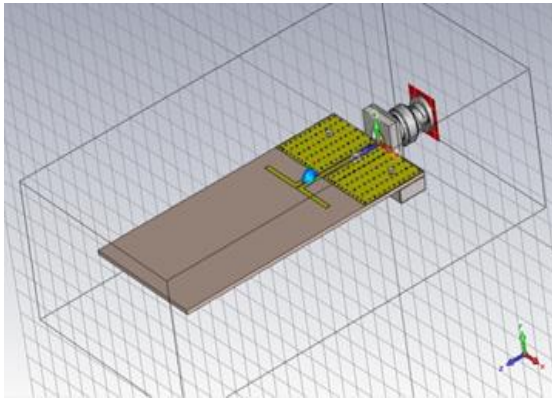
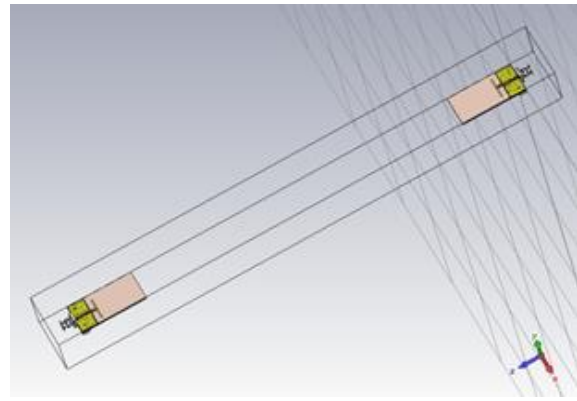


Fig. II.2 - Antenne dipôle imprimée fonctionnant à 2,45 GHz

On commence d'abord par construire graphiquement la structure de l'antenne dipôle (Fig. II.3-(a)) et définir les propriétés électriques et géométriques des différents matériaux rentrant en jeu. On enferme la structure dans un volume vide limitant, sous certaines conditions, la zone de calcul (Fig. II.3-(b)).



(a)

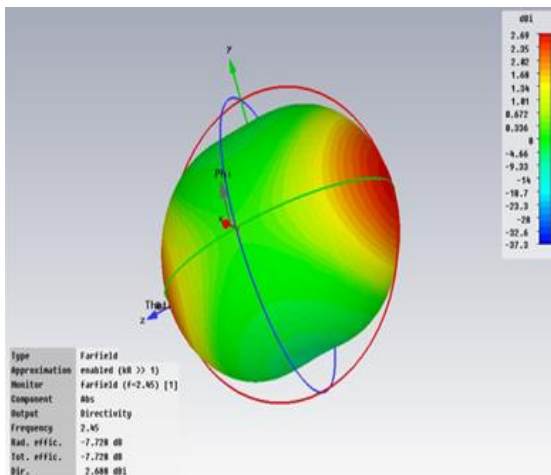


(b)

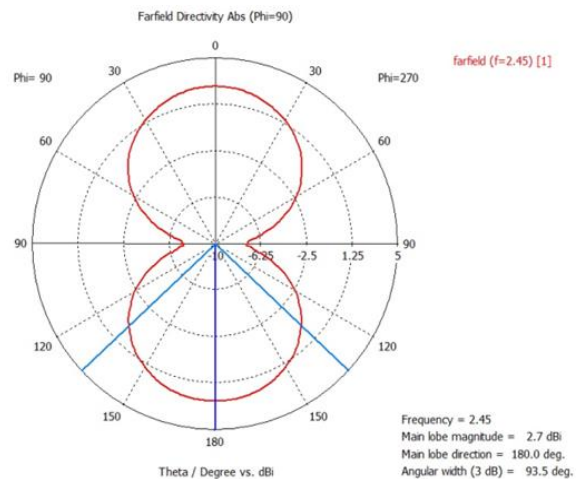
Fig. II.3 - Modélisation sous CST-MWS d'antennes dipôles fonctionnant à 2.45 GHz

(a) et (b) antennes dipôles fonctionnant à 2.45 GHz

Ensuite on définit la bande de fréquences d'analyse, la fréquence appropriée de maillage et le type du calcul, ce qui revient à faire le choix du solveur. La Figure II.4 représente le diagramme de rayonnement avec un gain maximal obtenu de 2,7 dBi.



(a)



(b)

Fig. II.4 - (c) Diagramme de rayonnement 3D (gain en dBi)

(d) Diagramme de rayonnement polaire (gain en dBi)

Le deuxième cas porte sur la propagation des ondes en espace libre entre deux antennes cornet fonctionnant dans la bande X (Fig. II.5), séparées de 2,4 m. Ce choix est fait dans le but de réaliser une confrontation simulation / mesure, ayant la possibilité d'effectuer des mesures dans une chambre anéchoïde.

La même démarche de modélisation que celle de l'antenne dipôle est suivie pour les antennes cornet. Le logiciel calcule les champs électromagnétiques, le diagramme de

rayonnement, le gain, et permet de déduire les autres paramètres caractéristiques de la configuration étudiée.

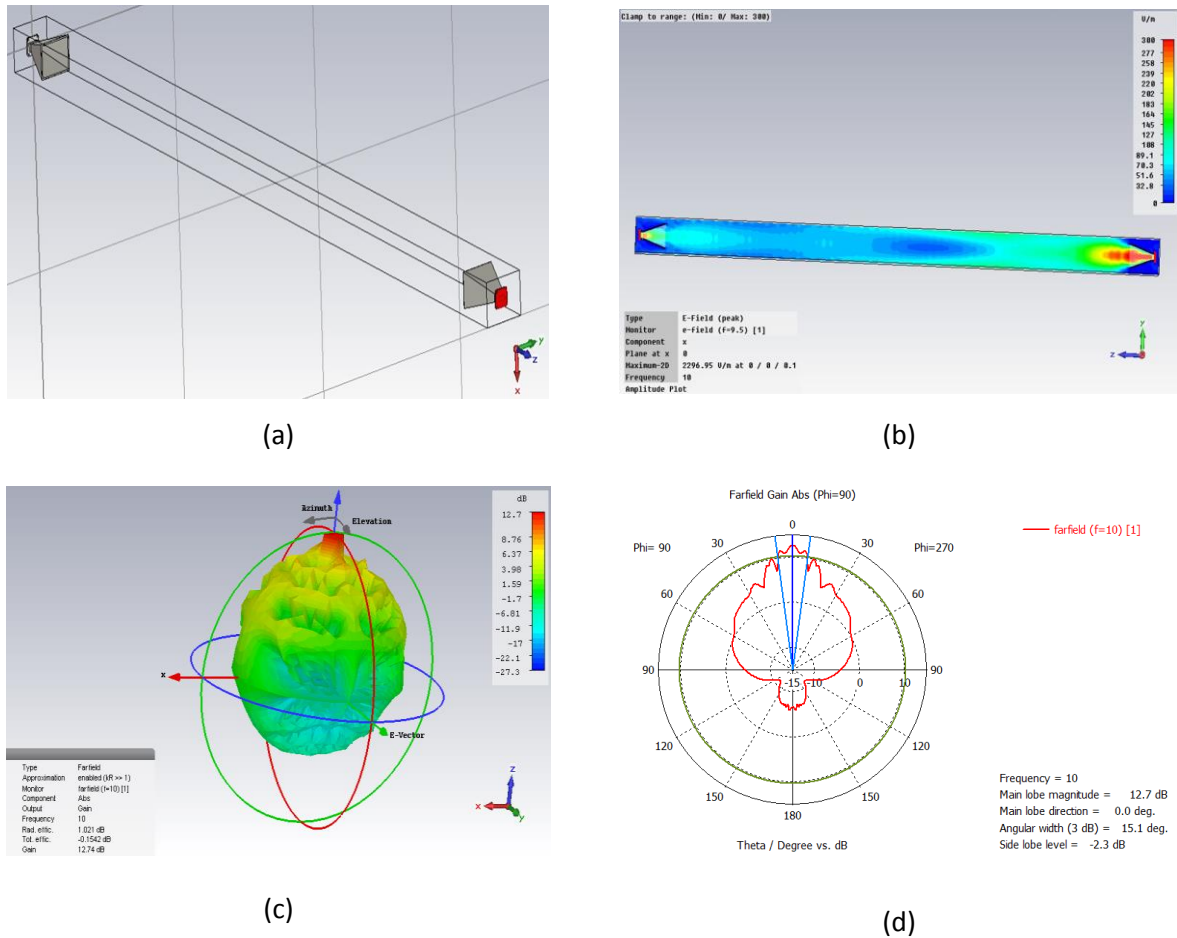
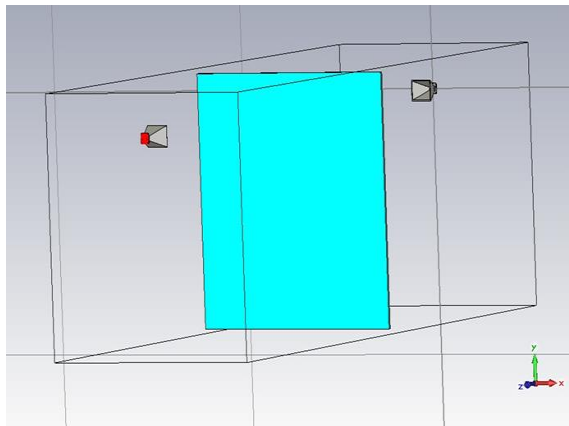


Fig. II.5 - Modélisation d'antennes cornet fonctionnant à 10 GHz sous CST-MWS

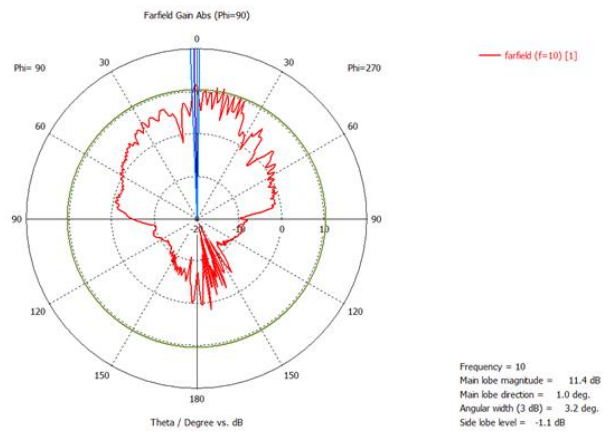
(a) antennes cornet fonctionnant à 10 GHz, (b) intensité du champ électrique (V/m) dans le plan (y, z) (c) diagramme de rayonnement 3D (gain) et (d) diagramme de rayonnement polaire (gain)

La Figure II.5 présente la modélisation sous CST-MWS des antennes cornet à 10 GHz. La Figure II.5-(b) présente une coupe de la répartition de l'intensité du champ électrique dans le plan (y, z) à un instant donné, entre l'antenne d'émission alimentée et l'antenne de réception chargée par une impédance de 50 Ohm. Les champs électromagnétiques sont calculés et le diagramme de rayonnement à la réception est présenté (Figure II.5-(c) et (d)). La valeur maximale du gain d'antenne de réception obtenue est de 12.7 dBi.

Dans le but d'examiner par simulation l'effet d'une obstruction, nous avons placé une plaque en bois aggloméré à mi-chemin entre les deux antennes cornets (Fig. II.6).



(a)



(b)

Fig. II.6 - Modélisation d'antennes cornet en présence d'un obstacle à 10 GHz sous CST-MWS

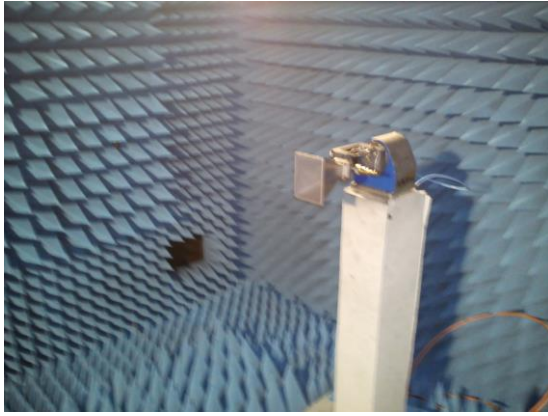
(a) antennes cornet séparées par une plaque en bois aggloméré

(b) diagramme de rayonnement polaire (gain)

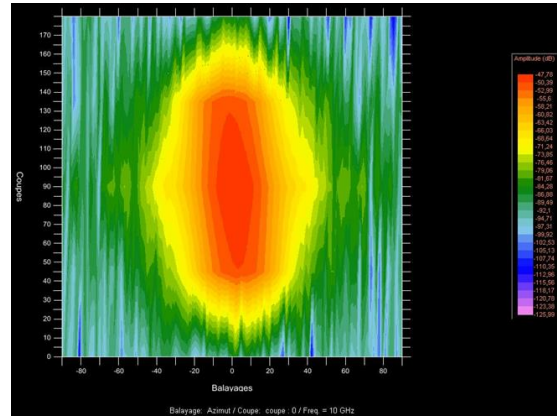
L'obstacle choisi est un tableau en bois qui mesure 1,5 m de hauteur, 1,2 m de largeur et 2 cm d'épaisseur. Il est placé à mi-distance entre les antennes cornets séparées de 2,4 m.

En comparant les résultats obtenus en présence de l'obstacle avec ceux obtenus sans obstacle, nous observons une déformation du diagramme de rayonnement et une diminution du gain maximum de 1,3 dB. La planche en bois aggloméré produit par conséquent un affaiblissement de 1,3 dB de la puissance maximale reçue, et rend dissymétrique et irrégulière la répartition de l'énergie rayonnée. La dissymétrie et l'irrégularité obtenues sont dues à la diffraction des ondes électromagnétiques incidentes sur les bords de la plaque considérée.

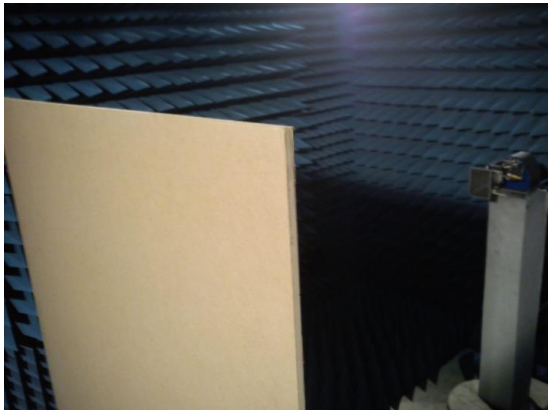
Des mesures sont effectuées à 10 GHz dans une chambre anéchoïde, en utilisant les antennes cornet en présence et absence de l'obstacle, afin de vérifier la fiabilité et la précision des résultats obtenus par simulation sous CST-MWS (Fig. II.7).



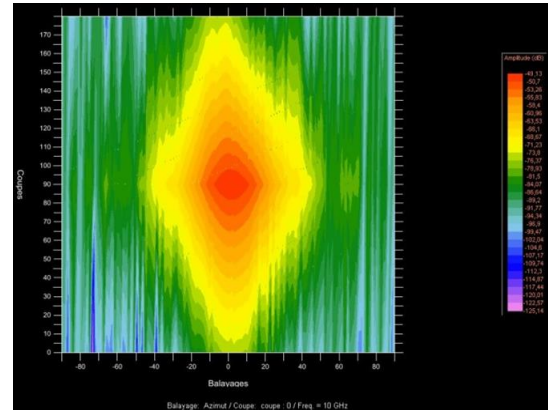
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. II.7 - Mesures de rayonnement d'antennes cornet à 10 GHz dans la chambre anéchoïde de l'ESEO :

(a) antenne cornet en émission (b) diagramme de rayonnement en 2D, en absence de l'obstacle

(c) plaque en bois aggloméré séparant les deux antennes cornet

(d) diagramme de rayonnement en 2D, en présence de l'obstacle

Les détails et l'emplacement de l'obstacle sont les mêmes décrits en simulation sous CST-MWS. La perte obtenue en mesure, en comparant les résultats avec et sans obstacle, est de 1.35 dB.

Les valeurs de perte obtenues par simulation et par mesure sont très proches, ce qui montre la fiabilité de la simulation sous CST-MWS pour ce genre d'étude.

II.4 - Contraintes et choix de la méthode FDTD pour la modélisation électromagnétique

Les résultats obtenus de la perte de puissance à travers l'obstacle en bois étaient assez précis, ce qui nous a encouragés d'aller plus loin avec ces outils et modéliser des cas plus

particuliers. Nous avons donc rajouté des murs en métal de sorte que les dimensions de scénario étaient de 3,99 m x 2,39 m x 1,49 m. Elles représentent les dimensions de la chambre anéchoïde de l'ESEO, employée pour les tests expérimentaux. Toutefois, la station de calcul utilisée (4 processeurs, 12 GB de mémoire RAM) n'a pas permis de réaliser cette simulation, même en utilisant les notions des plans de symétrie électrique et magnétique qui limitent le calcul au quart du volume initial, ayant besoin de plus de capacité au niveau de la mémoire RAM. Le même problème est rencontré en modélisant ce même cas d'étude sous HFSS (High Frequency Structural Simulator), un autre outil important pour la simulation électromagnétique.

Pour pouvoir effectuer ces simulations, la solution était d'avoir l'option des logiciels qui permet de distribuer le calcul sur tous les processeurs de la station de calcul ou de distribuer le calcul sur plusieurs stations en parallèle, ou bien d'avoir une station de calcul très puissante.

Le temps de prendre une décision concernant les solutions proposées, nous avons essayé de trouver un autre moyen qui nous permet de modéliser la propagation des ondes électromagnétiques en *indoor*, en utilisant des techniques théoriques. Ceci nous a conduit à la collaboration avec Pr. Fumie COSTEN de l'université de Manchester, dans le but de modifier et adapter un code basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD, afin de bien caractériser les phénomènes pouvant influencer la propagation à l'intérieur des bâtiments. Ce code est développé et utilisé à la base par Pr. COSTEN dans le domaine d'imagerie microonde. Les modifications apportées au code FDTD concernent trois points principales : le signal d'émission, les conditions au limites et les fichiers de sorties.

II.5 - Description de l'algorithme FDTD

La technique des différences finies est une des premières techniques employées pour la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Elle peut être appliquée pour modéliser les phénomènes de propagation et d'interaction des ondes radioélectriques dans un environnement quelconque. En effet, elle est basée sur une résolution des équations de Maxwell de façon locale dans leurs formes différentielles. Cette méthode assure une meilleure description de l'environnement par ses paramètres diélectriques et tient parfaitement compte de l'aspect électromagnétique de l'onde autant que de l'aspect géométrique de l'environnement.

L'application de l'algorithme FDTD dans la simulation des problèmes relatifs à l'électromagnétisme et aux radiofréquences a subi une croissance graduelle, notamment avec l'évolution des calculateurs en termes de rapidité de calcul, l'augmentation de leurs capacités de stockage et éventuellement de leur coût décroissant. Cette application a été améliorée dans les aspects relatifs à son implémentation et les fondements de la méthode ont été bien établis [58].

La résolution des équations de Maxwell par la méthode de différences finies dans le domaine temporel "FDTD" (présentée dans l'annexe A), est intégrée dans un code source écrit par F. COSTEN en FORTRAN 90. Nous abordons dans les paragraphes suivants les points principaux de ce code qui sont fondamentaux pour l'algorithme FDTD; il s'agit en effet de la modélisation de la source d'excitation, des conditions aux limites et des autres paramètres de la simulation (géométrie, matériaux, fréquence, pas spatial, pas temporel et calcul à réaliser).

II.5.1 - Définition de la fréquence de simulation

Le code FDTD permet de calculer pour chaque point de l'environnement, les champs électromagnétiques dans le domaine temporel pour une seule fréquence.

Pour chaque simulation, la fréquence d'émission doit donc être d'abord définie. Ce choix nous permet d'obtenir les valeurs des paramètres qui dépendent de la fréquence : le pas spatial, le pas temporel et la largeur de l'impulsion du signal d'émission.

II.5.2 - Modélisation de la source

Le modèle de la source considérée est un modèle de « hard source ». Il consiste à insérer une fonction temporelle au point dans lequel doit être placée la source rayonnante. Ce modèle est le plus simple à appliquer dans les simulations exploitant l'algorithme FDTD.

Le signal d'excitation est une porteuse à une fréquence donnée modulée en amplitude par une impulsion gaussienne. Cette source est la plus utilisée dans les algorithmes FDTD. C'est une fonction lisse et continue dans le temps ayant des dérivées continues. D'autre part, le spectre d'une impulsion gaussienne est une gaussienne. Ainsi, il est facile de manipuler les propriétés à la fois spectrales et temporelles d'une telle source.

II.5.3 - Conditions aux limites

Les conditions aux limites représentent un point essentiel et caractéristique de l'algorithme FDTD qui ne permet pas d'éviter des ondes non physiques qui prennent naissance dans les bords lors d'un calcul FDTD. Il est donc nécessaire de chercher des matériaux totalement absorbants et fictifs au niveau de ces bords, ce qui permet d'éviter la réflexion non physique des ondes et la remplacer par une absorption totale des ondes incidentes. C'est analogue au principe de la chambre anéchoïde absorbant de façon totale toutes les ondes venant atteindre les bords de calcul. Ceci conduit à l'intégration et l'emplacement d'une couche parfaitement adaptée (Perfect Matched Layer - PML) dans ce code [38], qui est facile à être intégrée dans l'algorithme FDTD.

II.5.4 - Choix du pas spatial et du pas temporel

Le choix du pas spatial Δ_s est relatif au problème général de la dispersion numérique. Comme la plupart des simulations mettant en œuvre l'algorithme FDTD, la cellule de Yee est supposée être cubique [34], les pas spatiaux sont donc égaux suivant les différents axes :

$$\Delta_s = \Delta_x = \Delta_y = \Delta_z \quad (\text{II.1})$$

Ce choix a pour avantages de simplifier la modélisation, de minimiser le nombre de variables à traiter lors de l'implémentation de l'algorithme et donc de minimiser le coût de calcul en termes de mémoire et temps consommés.

Plus la valeur du pas spatial est petite, plus nous nous approchons d'une continuité parfaite de l'espace et du temps et les erreurs introduites par dispersions numériques sont plus faibles. Par contre, le nombre de cellules de Yee sera très grand, ce qui occupe plus d'espace dans la mémoire et augmente le temps de calcul. Le choix du pas spatial présente un compromis entre la précision de l'algorithme et l'espace de stockage dans la mémoire. Taflove a traité ce problème [35] et a montré une bonne condition, en fonction de la longueur d'onde λ , pour éviter les erreurs issues du problème de la dispersion numérique (II.2) :

$$\Delta_s \leq \frac{\lambda}{10} \quad (\text{II.2})$$

Dès que le choix du pas spatial est effectué, le pas temporel Δ_t est déterminé en fonction de ce choix et de la célérité de la propagation de l'onde dans l'espace c , selon ce que précise la condition de courant décrite par les équations I.34 et I.35.

Le temps de simulation qui correspond au nombre d'itérations est un des paramètres qu'on doit aussi définir en fonction du pas temporel. Ce temps doit être choisi suffisant pour avoir une couverture complète de l'environnement avec plusieurs réflexions.

II.5.5 - Description géométrique de l'environnement

La description géométrique de l'environnement consiste à donner les dimensions de tout ce qui caractérise ce dernier (murs, plafond, sol, portes, fenêtres, tables, chaises, armoires, ...). Les dimensions sont bien évidemment données selon les différents axes en fonction du pas spatial choisi.

II.5.6 - Description matérielle de l'environnement

La description matérielle de l'environnement consiste à spécifier l'ensemble de propriétés électriques, à l'aide de la permittivité diélectrique et de la conductivité, pour chaque élément défini dans la description géométrique.

II.5.7 - Définition des fichiers de sortie ou résultats de la simulation

Pour chaque pas temporel, l'algorithme FDTD calcule les composantes des champs électromagnétiques pour tous les points de l'environnement. On peut choisir parmi deux types de résultats de ce calcul. Le premier est sous forme de fichiers « PPM » qui sont des images qui représentent les valeurs des champs électromagnétiques à un instant donné. Cette représentation nous permet de visualiser l'évolution temporelle de la propagation de l'onde dans l'environnement considéré. Le deuxième est sous forme de fichiers d'extension « .txt » qui contiennent 6 colonnes. Ces colonnes correspondent respectivement aux composantes des champs électromagnétiques E_x , E_y , E_z , H_x , H_y et H_z , et le nombre de lignes correspond au nombre d'itérations.

II.6 - Etude de la communication sans fil à bord d'un navire

Après la description de l'algorithme FDTD que nous avons modifié et adapté afin de pouvoir modéliser la propagation électromagnétique dans des milieux complexes, il était nécessaire de tester et valider ce code. Nous avons choisi donc une étude réalisée à l'IETR – INSA de Rennes, dans le cadre de la thèse de H. Kdouh [59], qui faisait partie du projet « SAPHIR » (Système d'Alarme et de Protection Homologué par Impulsions Radio électriques). Son objectif porte sur l'étude de faisabilité des réseaux de capteurs sans fil (WSN – Wireless Sensor Network), pour les systèmes de surveillance et d'alarme (AMS - Alarm and Monitoring System) à bord des navires.

Les réseaux de capteurs sont considérés comme des solutions efficaces pour un champ d'applications bien varié : industrielles, militaires, médicales, domotiques et environnementales. Le système de surveillance et d'alarme installé initialement se compose d'un nombre élevé de capteurs et d'actionneurs répartis entre tous les compartiments et ponts d'un navire. Une grande quantité de câbles est donc nécessaire à installer, à bord d'un navire, pour relier ces capteurs à des unités centrales de contrôle, ce qui conduit à un coût, un poids et une complexité de mise en œuvre non négligeables. L'application des WSN aux systèmes de surveillance et d'alarme permettra donc de réduire le poids, le coût et la complexité de câblage, ainsi que la facilité d'installation et de reconfiguration. Cependant, les communications sans fil à l'intérieur d'un bateau peuvent être sévèrement limitées par la structure métallique des ponts, des cloisons et des portes étanches.

Plusieurs campagnes de mesure ont ainsi été réalisées à bord de deux ferries ayant une structure métallique [59], dans le but de déterminer la couverture radio et la possibilité de communications entre pièces adjacentes ou ponts adjacents à bord d'un navire. Parmi ces mesures, nous avons choisi une configuration étudiée, où l'émetteur et le récepteur étaient placés dans deux salles adjacentes séparées par une porte étanche métallique fermée.

II.6.1 - Contexte et résultats de l'étude

Dans cette étude, une campagne de mesure a été effectuée à 2.2 GHz à bord du bateau « Armorique » (Fig. II.8) de la compagnie « Brittany Ferries » [60], utilisant un sondeur de canal MIMO à large bande [61]. Un réseau linéaire d'antennes (ULA – Uniform Linear Array) a été utilisé à l'émission et un réseau rectangulaire d'antennes (URA – Uniform Rectangular Array) à la réception. L'analyse des données recueillies a été réalisée avec une technique de beamforming [62] et l'algorithme de haute résolution SAGE (Space Alternating Generalized Expectation) [63]. Le but est de déterminer les chemins dominants qui pourraient se propager entre les chambres adjacentes après la fermeture de la porte étanche et de vérifier si la propagation à travers cette porte reste possible.

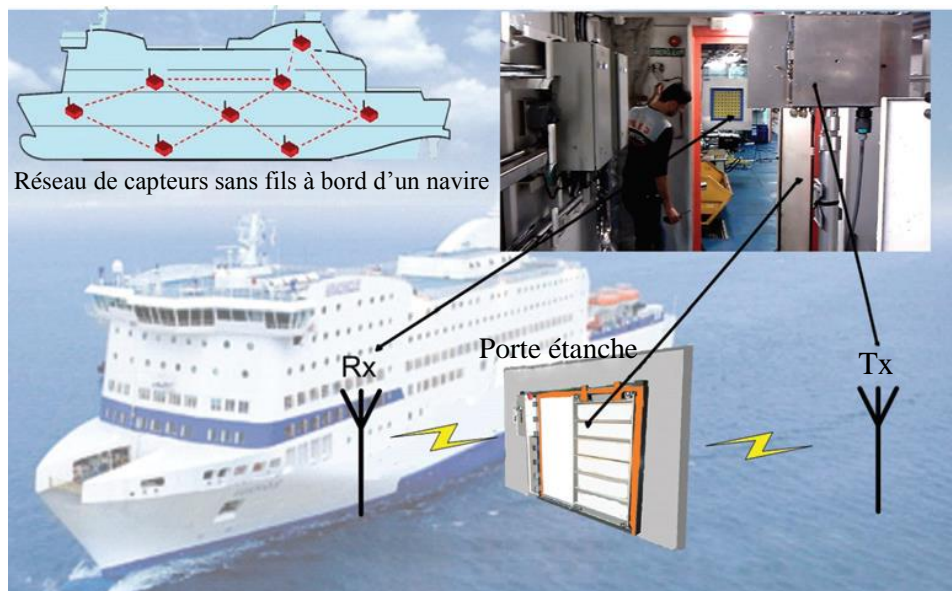


Fig. II.8 - Caractérisation de la propagation des ondes électromagnétiques à travers des portes étanches à bord d'un navire

La procédure de mesure consiste à placer l'émetteur et le récepteur dans deux chambres adjacentes, et mesurer la puissance reçue lorsque la porte étanche (WT3) qui les sépare est ouverte, et lorsque celle-ci est fermée. La différence entre les deux valeurs obtenues correspond à l'excès de perte du trajet induit par la fermeture de la porte étanche. Le plan de l'environnement étudié est décrit dans la Figure II.9.

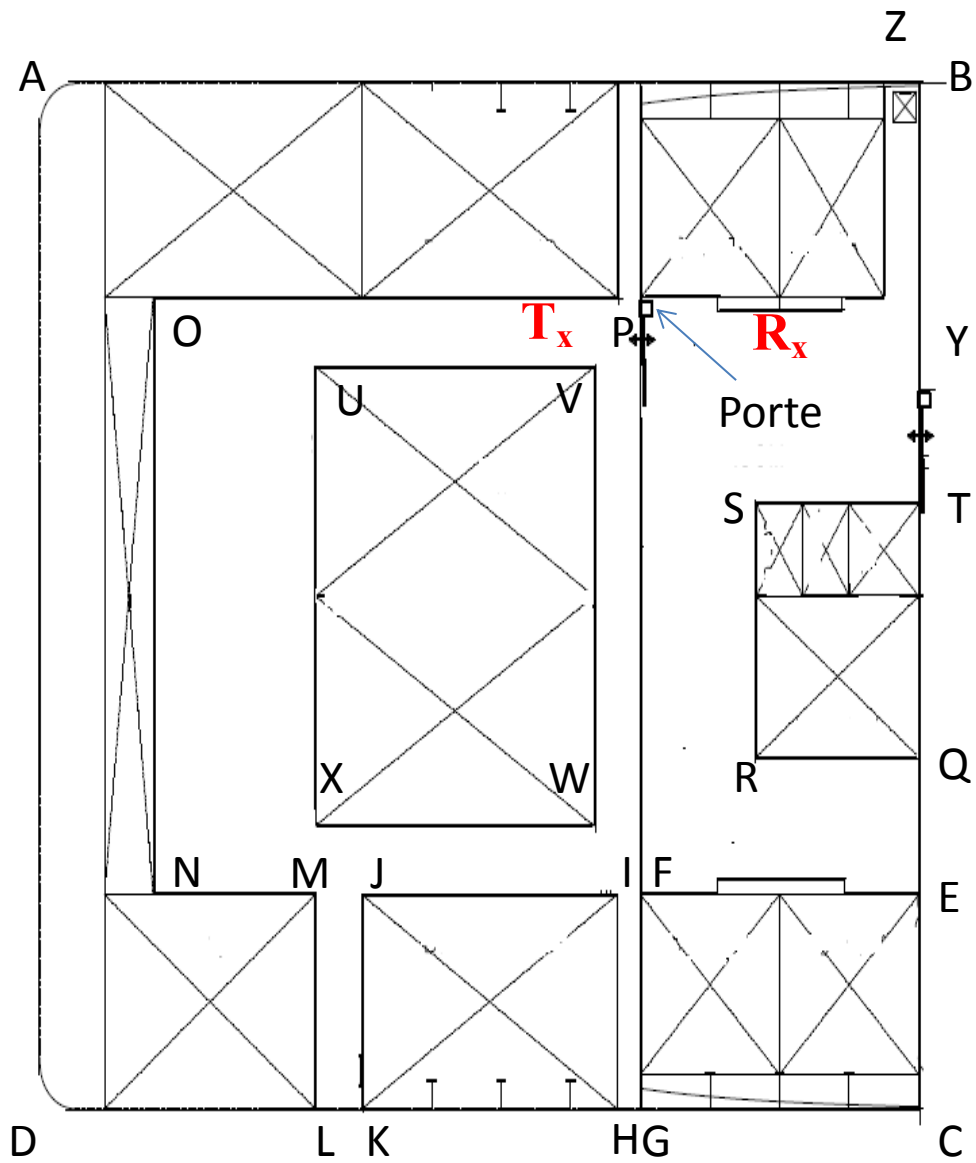


Fig. II.9 – Plan de l’environnement étudié

P, Tx et Rx représentent respectivement la position de la porte, de l’antenne d’émission et de l’antenne de réception. Les détails géométriques de ce plan sont présentés dans le Tableau II.2.

Dimensions	Valeurs en mètre
AB = CD	30,3
BC = AD	27
CE = GF = HI = KJ = LM = YZ	5,6
MN	5,6
IJ = HK	8,8
EF = CG	9,6
KL = JM	1,6
FI = GH	0,8
EQ	3,6
QT = RS	6,6
TB	11
RQ = ST	5,5
ON = IP	15,5
UV = XW	9,6
UX = VW	12
Distance entre UX et ON	5,5
Distance entre UV et OP	1,7
Distance entre YZ et BT	1,2
Distance entre Tx et OP	1,17
Distance entre Tx et la porte métallique	2,75
Hauteur de Tx	1,72
Distance entre Rx et PY	1,3
Distance entre Rx et la porte métallique	5,2
Hauteur de Rx	1,28
Hauteur de la porte	2,1
Largeur de la porte	1,2

Tab. II.2 - Paramètres géométriques de l'environnement étudié

Les résultats obtenus par mesures montrent que la fermeture des portes étanches ne bloque pas totalement la propagation des ondes électromagnétiques, qui reste possible à travers les ouvertures ou les matériaux et joints non conducteurs présents sur les bords des

portes étanches métalliques. Toutefois, la fermeture d'une porte étanche rajoute une atténuation moyenne supplémentaire de 25 dB lorsque la porte est proche du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Ces résultats sont confirmés par comparaison avec les résultats obtenus par la simulation basée sur le tracé de rayons (Fig. II.10 et Fig. II.11) effectuée par Siradel [64], une société française de haute technologie qui offre des solutions pour l'optimisation des réseaux sans fil. Ce simulateur calcule les interactions électromagnétiques successives grâce à la méthode de l'optique géométrique ou à la théorie géométrique uniforme de diffraction. Le calcul est associé à une description géométrique 3D de la scène considérée. La porte étanche est représentée par une plaque rectangulaire métallique, dont les extrémités latérales sont séparées des parois de 3 cm. Un nombre maximal de quatre réflexions et une diffraction sont considérés pour cette simulation. Lorsqu'une diffraction est impliquée, une seule réflexion peut avoir lieu avant et après cette diffraction.

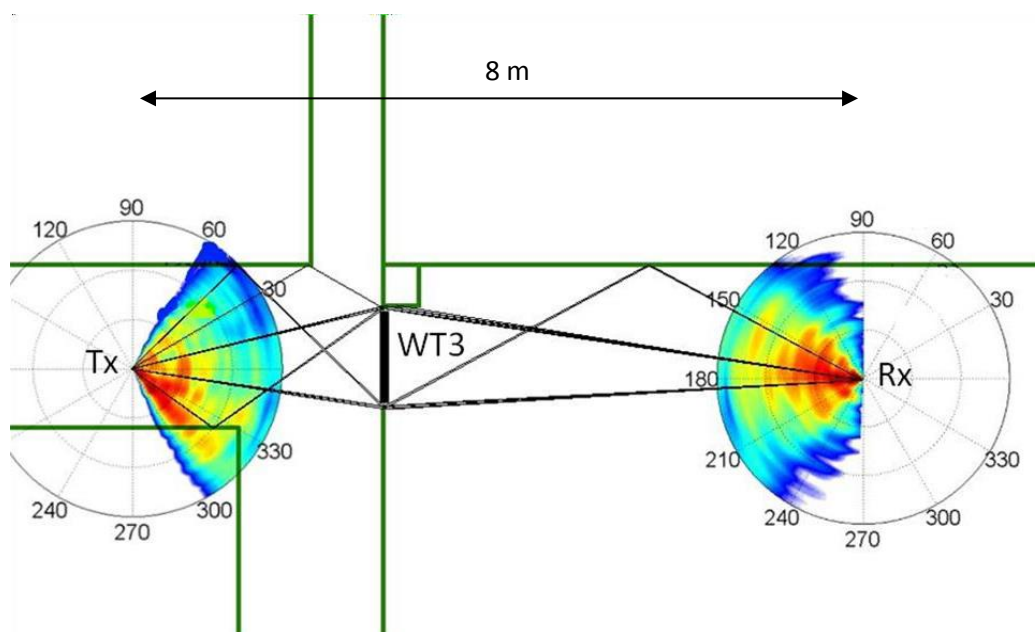


Fig. II.10 - Résultats obtenus par beamforming (en couleur) et par tracé de rayons (en noir)

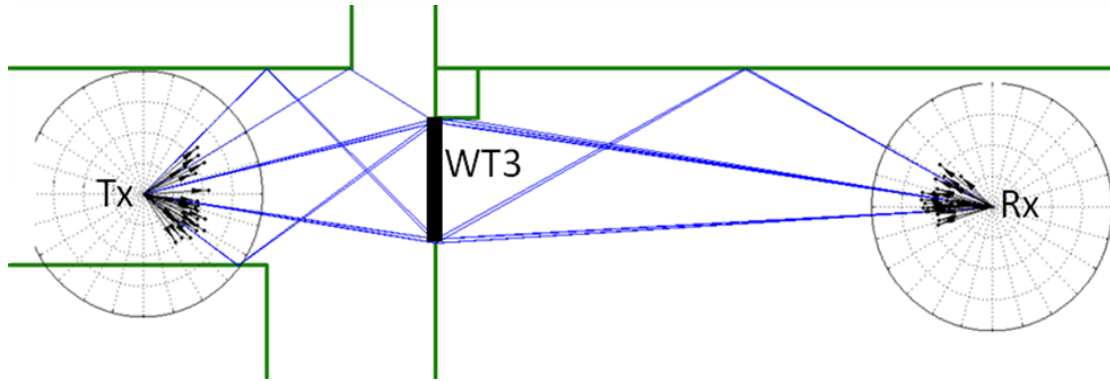


Fig. II.11 - Résultats obtenus par l'algorithme SAGE (en noir) et par tracé de rayons (en bleu)

II.6.2 – Modélisation avec le code FDTD

Dans le but de valider la capacité du code FDTD décrit dans le paragraphe II.5 à modéliser la propagation électromagnétique dans des milieux complexes, et dans le but de confirmer les résultats obtenus, aussi bien par mesure que par simulation basée sur le tracé de rayons, on commence d'abord par la définition des paramètres géométriques et matériels de l'environnement dans le code FDTD, tout en respectant les détails présentés dans le Tableau II.2. Ensuite, on définit la fréquence de simulation de 2,2 GHz, et le pas spatial Δ_s de $\lambda/10$, soit donc $\Delta_s = 1,36$ cm. On déduit le pas temporel $\Delta_t = 26,17$ ps de l'équation (I.35). On précise la position de la source ponctuelle omnidirectionnelle, où le signal émis est une porteuse à 2,2 GHz modulée en amplitude par une impulsion gaussienne dont la largeur d'impulsion ($\tau = 1 / F$) doit être suffisamment étroite pour avoir une résolution spatiale suffisante [64]. On choisit : $\tau = 0,45$ ns.

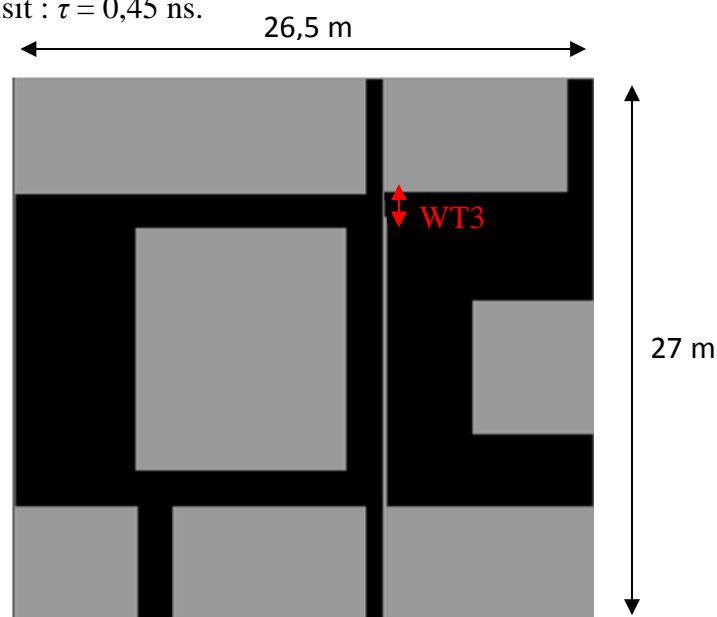
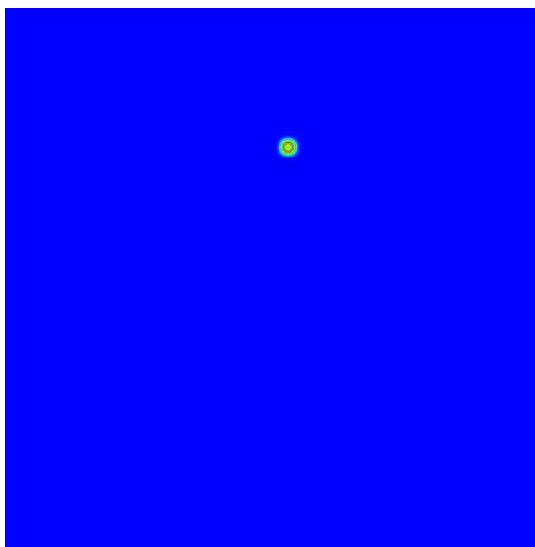


Fig. II.12 - Définition de la géométrie de la zone du bateau étudiée avec le code FDTD

La Figure II.12 représente l'environnement défini avec le code FDTD. Les zones en gris représentent les structures en métal et les zones noires représentent l'air. La même modélisation de la porte étanche métallique (WT3), décrite dans le paragraphe précédent en utilisant l'outil de tracé de rayons, est respectée dans le code FDTD.

Ce code est capable de prendre en compte tous les phénomènes physiques qui entrent en jeu lors de la propagation des ondes électromagnétiques (réflexion, transmission, diffraction et diffusion).

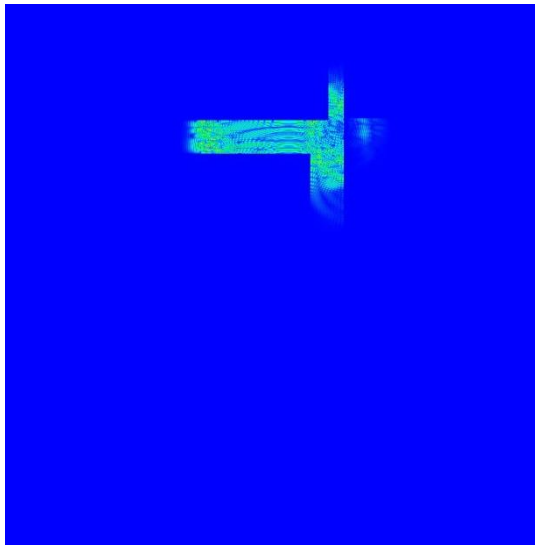
On lance la simulation pour 4 000 itérations, ce qui est suffisant pour avoir une couverture complète de l'environnement et plusieurs réflexions. Le code calcule donc les champs électromagnétiques pour chaque pas temporel et pour chaque point de l'environnement (3 051 750 points). Les résultats obtenus peuvent être donnés sous la forme de fichiers graphiques de type PPM, qui correspondent à des images nous permettant de voir comment les ondes se propagent à l'intérieur de cet environnement pour chaque instant, comme le montre la Figure II.13.



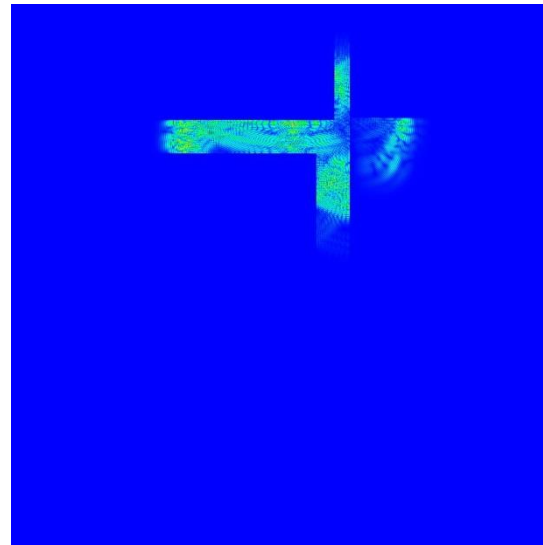
$t = 1.57 \text{ ns}$



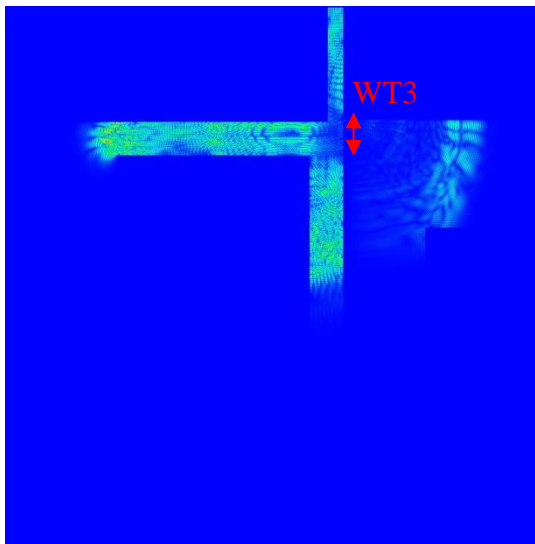
$t = 5.75 \text{ ns}$



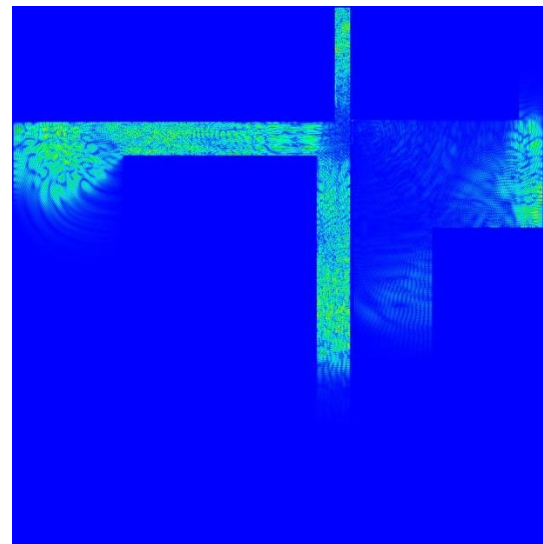
$t = 10.2 \text{ ns}$



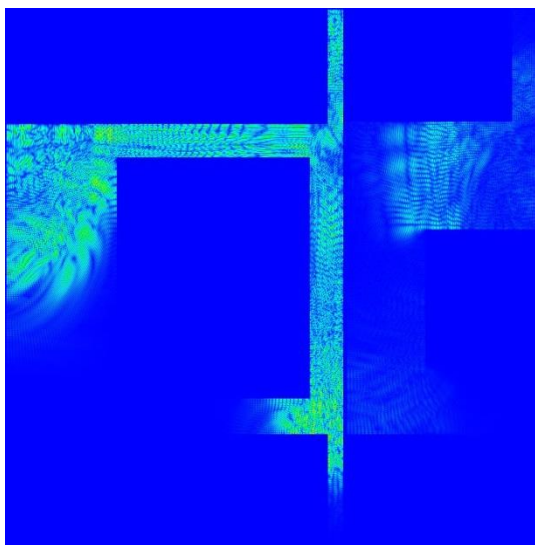
$t = 13.08 \text{ ns}$



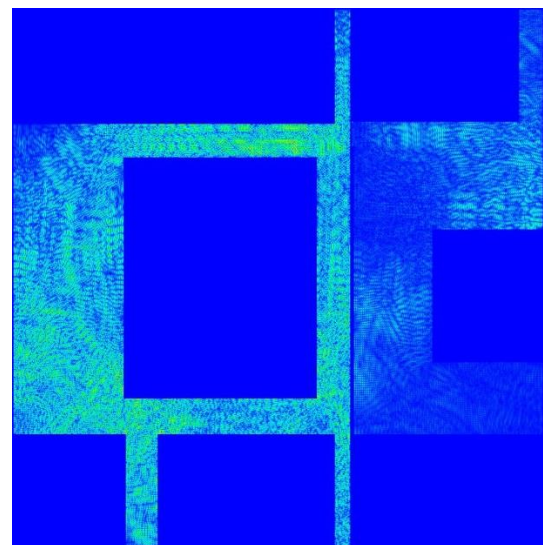
$t = 19.62 \text{ ns}$



$t = 27.47 \text{ ns}$



$t = 39.25 \text{ ns}$



$t = 70.66 \text{ ns}$

Fig. II.13 - Propagation des ondes électromagnétiques dans le domaine temporel

Les résultats peuvent également prendre la forme de fichiers de type text, où chaque fichier correspond à un point dont le nom représente la position et contient pour chaque pas temporel, les valeurs des composantes des champs électromagnétiques. Dans cette étude, on cherche à calculer la différence de la puissance moyenne reçue obtenue dans le cas où la porte étanche est fermée avec celle obtenue dans le cas où cette porte est ouverte, pour un seul point de réception. On aura donc besoin seulement du fichier qui correspond à la position de l'antenne de réception définie dans le Tableau II.2. Ce fichier d'extension « .txt » contient 6 colonnes et 4 000 lignes, les colonnes correspondent respectivement aux composantes des champs électriques et magnétiques E_x , E_y , E_z , H_x , H_y et H_z et les lignes correspondent au nombre des itérations choisi. L'utilisation de la transformée de Fourier (Annexe B) permet d'obtenir les champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel et d'extraire les valeurs des champs électriques et magnétiques à 2,2 GHz, afin de calculer la puissance reçue pour le cas où la porte étanche est fermée.

La même étude a été refaite en supprimant la porte étanche de la définition géométrique du code FDTD. Nous avons donc obtenu à la fin le fichier des résultats qui correspondent aux composantes des champs électromagnétiques pour chaque instant au point de réception défini précédemment. Ensuite, la puissance reçue a été calculée pour le cas où la porte étanche est ouverte.

La différence (en dB) entre les valeurs de puissance reçue, calculées avec le code FDTD, obtenues pour les deux cas (porte étanche ouverte et fermée) correspond à l'excès de perte du trajet induit par la fermeture de la porte étanche. Cette différence est de 23,98 dB pour les positions d'antennes précisées précédemment (Fig. II.9), ce qui montre un bon accord avec les résultats obtenus par les mesures réalisées à bord du navire (25 dB). Cette étude nous a permis de valider la capacité du code FDTD de modéliser la propagation électromagnétique dans tel environnement, et a mis en valeur la précision des résultats fournis par ce code.

II.7 - Conclusion

Ce chapitre a présenté les éléments principaux qui peuvent affecter la propagation en *indoor*. Des exemples de modélisation de la propagation électromagnétique par des outils du commerce ont été présentés, et les contraintes d'utilisation de ces outils ont été décrites. Ensuite, le choix de la méthode FDTD pour notre étude ainsi que la description de l'algorithme FDTD ont été détaillés.

Une étude de validation du code FDTD a été menée. Elle porte sur la communication sans fil à travers des portes étanches métalliques à bord d'un navire (réalisée dans le cadre de la thèse de H. Kdouh [59]). Des comparaisons entre les résultats du code FDTD et ceux obtenus par des mesures ont permis de montrer une bonne précision de ce code.

La validation de l'algorithme FDTD est réalisée dans un environnement métallique qui ne contient pas d'obstacles. Il était nécessaire de tester ce code dans un environnement plus complexe. Ceci nous a encouragés à réaliser d'autres études présentées dans le chapitre III, dans le but de donner plus de réalisme, et améliorer les performances de ce code.

Chapitre III : Etude du rayonnement d'antennes dans un bureau

III.1 - Introduction

La modélisation de la propagation est un moyen nécessaire pour optimiser le déploiement et le fonctionnement des systèmes communicants. Une telle modélisation est d'autant plus nécessaire que le déploiement se fait de plus en plus dans des environnements complexes (comme les milieux domestiques, industriels, les bureaux, etc.). En effet, la présence de divers obstacles influence les conditions de propagation par leurs propriétés géométriques et électromagnétiques.

Nous avons choisi donc un environnement de type bureau pour effectuer des mesures de propagation à 2,4 GHz et faire une comparaison avec les résultats obtenus par modélisation avec le code FDTD et d'autres outils de modélisation [65].

III.2 - Contexte de l'étude

On cherche dans cette étude à prédire le rayonnement d'une antenne monopôle omnidirectionnelle ($\lambda/4$), fonctionnant à 2.4 GHz, dans un bureau universitaire de dimensions : 4.25 m x 3.37 m x 3 m (Fig. III.1).

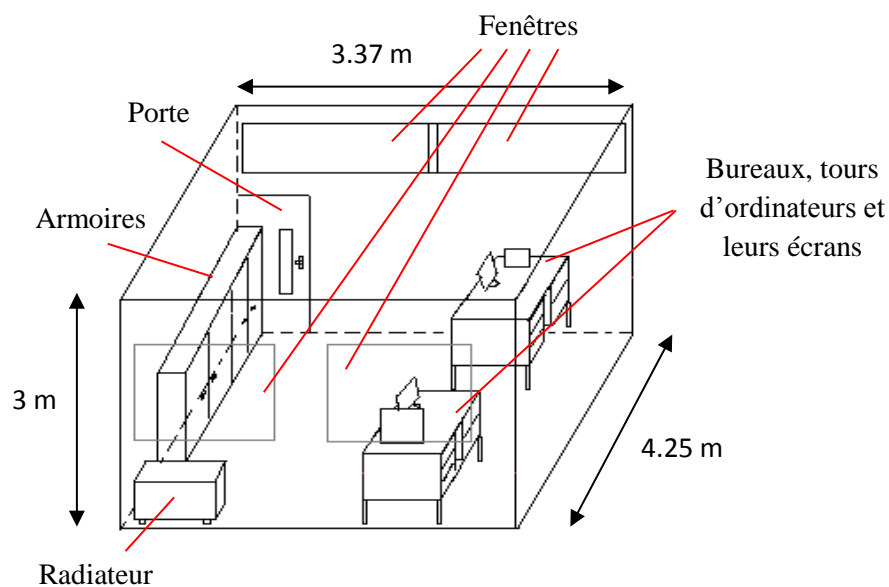


Fig. III.1 - Structure du bureau

Il est constitué de quatre murs en briques, quatre fenêtres en verre, une porte en bois partiellement vitrée, deux bureaux métalliques, deux armoires métalliques, un radiateur fixe métallique, deux tours d'ordinateurs et leurs écrans.

III.3 - Modélisation du bureau avec le code FDTD

On commence d'abord par définir la fréquence de simulation à 2,4 GHz, et le pas spatial Δ_s de $\lambda/10$, soit donc $\Delta_s = 1,25$ cm. On déduit le pas temporel $\Delta_t = 24$ ps de l'équation I.35.

Ensuite, on définit les paramètres géométriques et matériels de l'environnement dans le code FDTD (Annexe C). On précise la position de la source ponctuelle omnidirectionnelle (on suppose $G_e = G_r = 0$ dBi), où le signal émis est une porteuse à 2,4 GHz modulée en amplitude par une impulsion gaussienne dont la largeur d'impulsion est $\tau = 0,41$ ns. En général, une impulsion de largeur $1/F$ est suffisamment étroite pour la résolution précise de l'impulsion dispersée par rapport à l'impulsion directe reçue [66], d'où vient ce choix de valeur de largeur d'impulsion.

L'environnement étudié a donc été défini dans le code FDTD, comme le montre la Figure III.2. Ce code est capable de prendre en compte tous les phénomènes physiques entrant en jeu lors de la propagation des ondes électromagnétiques, comme la réflexion, la diffraction, la diffusion et la transmission.

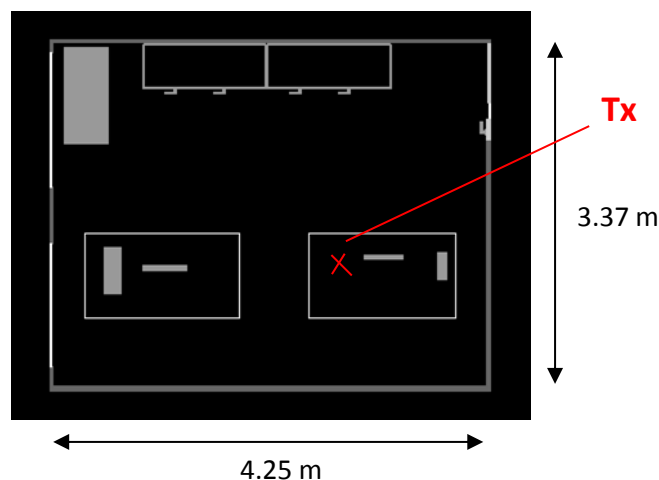


Fig. III.2 - Définition de la géométrie du bureau avec le code FDTD

La simulation est alors lancée pour 2 000 itérations, ce qui est suffisant pour avoir une couverture complète de l'environnement et au moins quatre réflexions au niveau des murs. Le code calcule donc les champs électromagnétiques dans le domaine temporel pour chaque

point de l'environnement (93 708 points). Les résultats obtenus sont donnés sous la forme de fichiers graphiques de type PPM (Figure III.3), ou des fichiers de type texte, contenant les valeurs des composantes des champs électromagnétiques et permettant de faire une comparaison avec les résultats obtenus par les mesures.

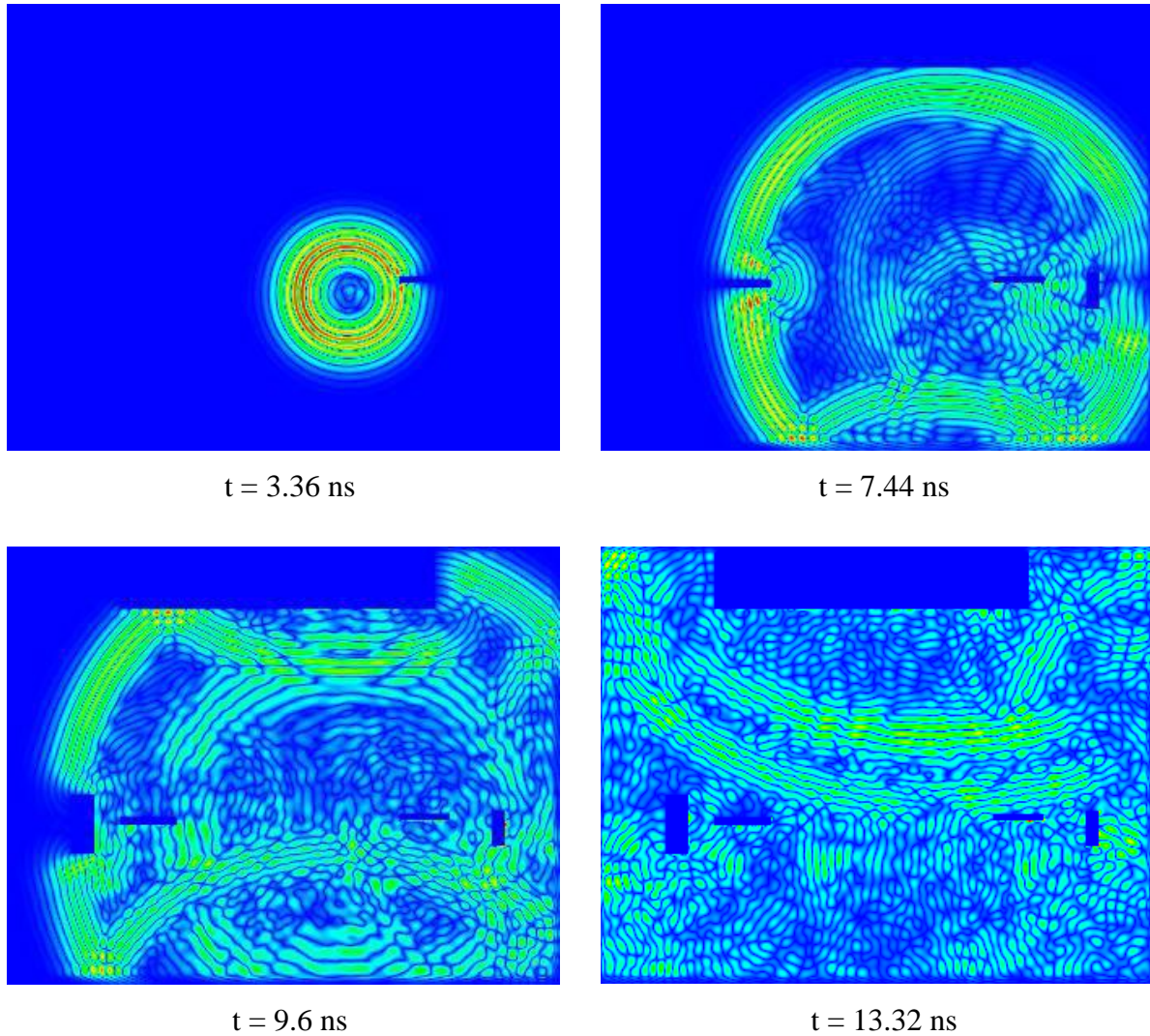
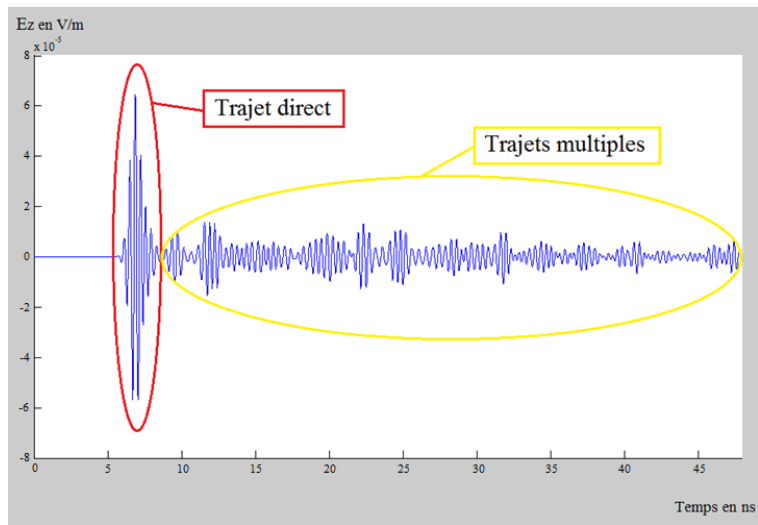


Fig. III.3 - Propagation des ondes électromagnétiques dans le domaine temporel

L'utilisation de la transformée de Fourier permet d'obtenir les champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel et d'extraire les valeurs des champs électriques (Fig. III.4) et magnétiques, afin de calculer le module du vecteur de Poynting [67] :

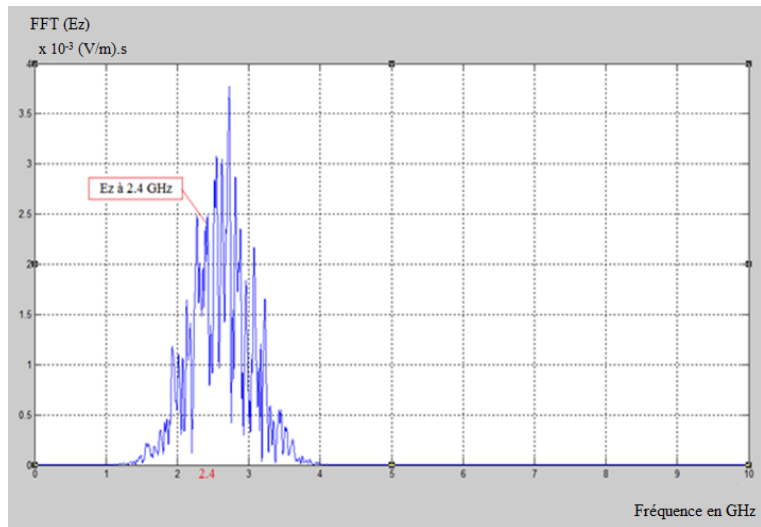
$$|P| = |E \times H| \text{ (W/m}^2\text{)} \quad (\text{III.1})$$

$$|P| = \sqrt{[(E_y \cdot H_z) - (E_z \cdot H_y)]^2 + [(E_z \cdot H_x) - (E_x \cdot H_z)]^2 + [(E_x \cdot H_y) - (E_y \cdot H_x)]^2} \quad (\text{III.2})$$



(a)

Transformée de Fourier



(b)

Fig. III.4 - E_z du domaine temporel au domaine fréquentiel
 (a) E_z (V/m) en temporel (b) Module de la transformée de Fourier de E_z (V/m).s

Dans notre étude, nous avons voulu comparer les valeurs de la puissance reçue obtenues par mesures et celles obtenues par simulation, pour 143 positions de l'antenne de réception. Ainsi, le calcul a été effectué sur MATLAB pour les fichiers qui correspondent à ces 143 positions de mesures. La répartition de la puissance reçue, calculée en présence des obstacles pour une puissance d'émission de 0 dBm, est présentée par la Figure III.5.

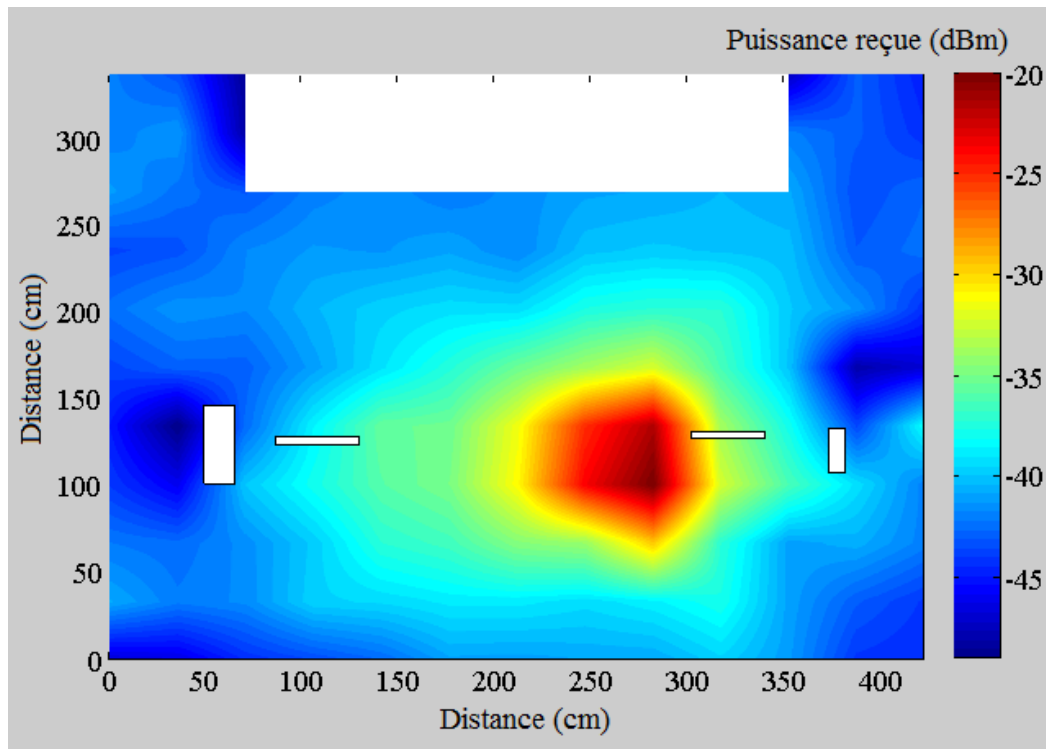


Fig. III.5 - Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par modélisation

Les zones en blanc représentent les ordinateurs, les écrans des ordinateurs et les armoires. Les zones en bleu montrent l'influence des obstacles (ordinateurs, chauffage et armoires) sur le rayonnement de l'antenne obtenu par simulation avec le code FDTD.

III.4 - Mesures

Pour les mesures, nous avons utilisé deux antennes monopôles omnidirectionnelles ($\lambda/4$) fonctionnant à 2.4 GHz. L'antenne d'émission est placée 10 cm au-dessus d'un des bureaux soit à 85 cm du sol, comme le montre la Figure III.6, et alimentée par une puissance de 0 dBm fournie par un générateur sinusoïdal. La puissance captée par l'antenne de réception est mesurée avec l'analyseur de spectre HP8753E.

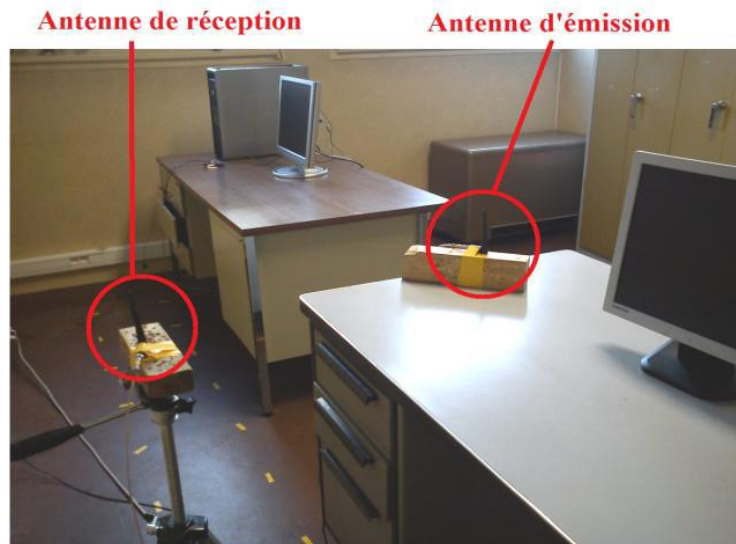


Fig. III.6 - Mesure de la puissance rayonnée dans un bureau universitaire

Les mesures sont réalisées en 143 positions séparées de $2,5\lambda$ et à la même hauteur que celle de l'antenne d'émission (Fig. III.7). Ce choix est un compromis entre le volume des données et le temps nécessaire pour effectuer ces mesures.

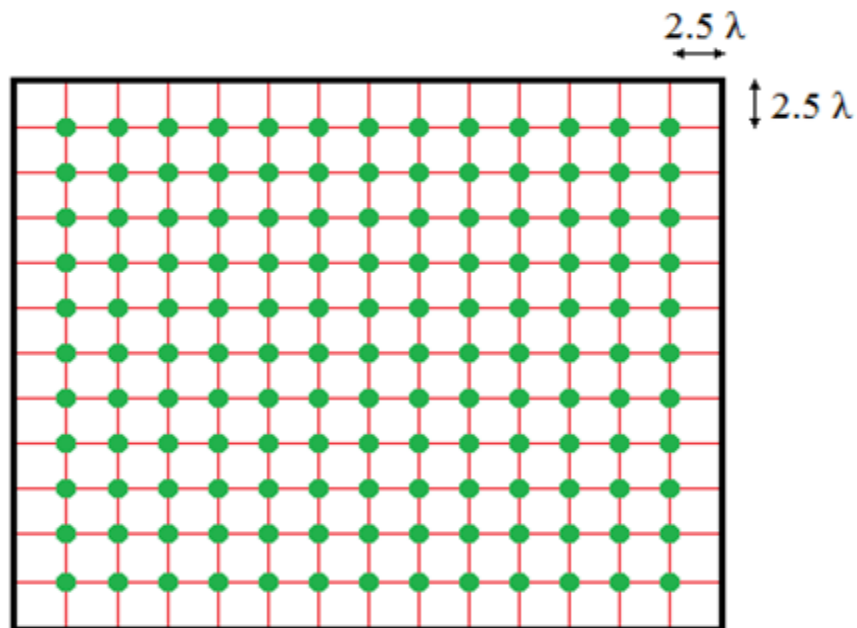


Fig. III.7 - Quadrillage du plan de mesure

Afin de diminuer l'influence des fluctuations spatiales à petite échelle, dues à la propagation par trajets multiples, chaque position représente la valeur moyenne des puissances mesurées en 8 points formant un cercle de rayon $\lambda/2$ autour de la position considérée (Fig. III.8).

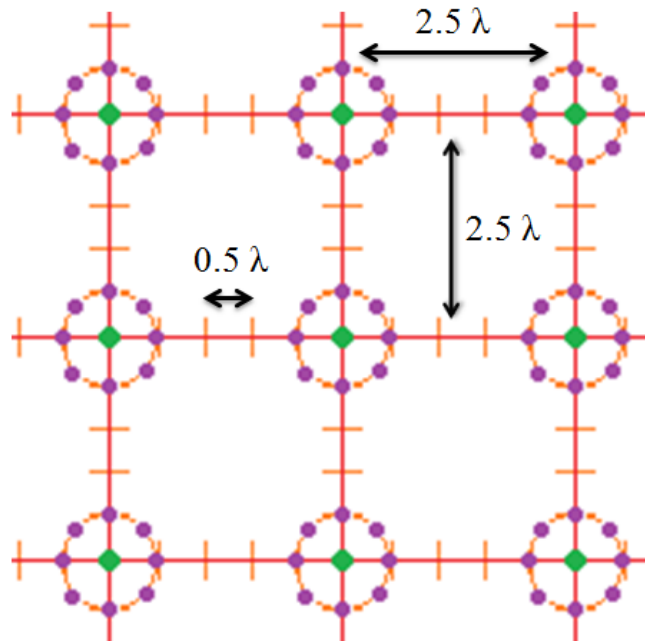


Fig. III.8 - Description détaillée des points de mesures

La répartition de la puissance rayonnée mesurée est présentée dans la Figure III.9.

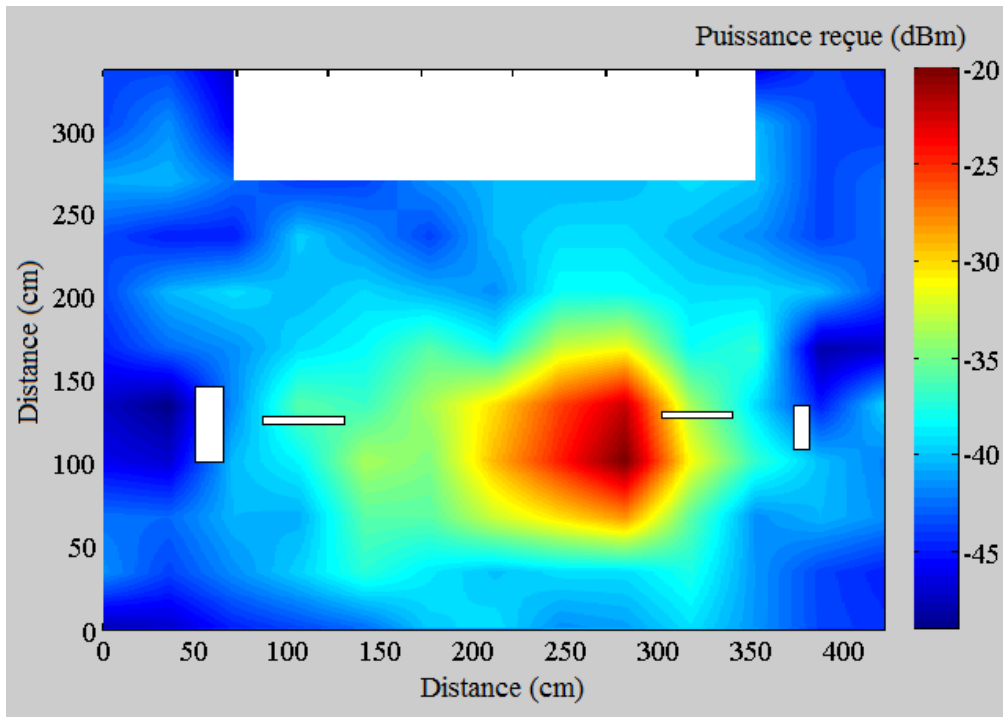


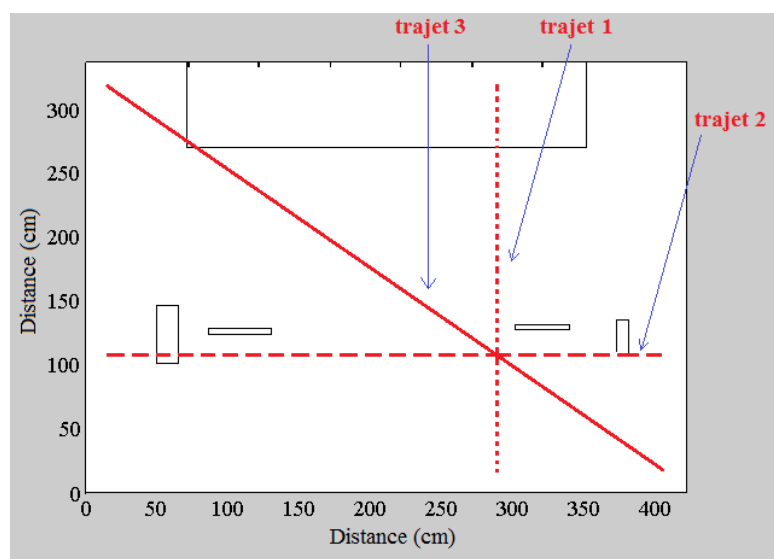
Fig. III.9 - Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par mesures

Les zones en bleu foncé montrent une influence importante des obstacles (ordinateurs, chauffage et armoires) sur le rayonnement de l'antenne, confirmant par conséquent le résultat obtenu par le code FDTD (Fig. III.5).

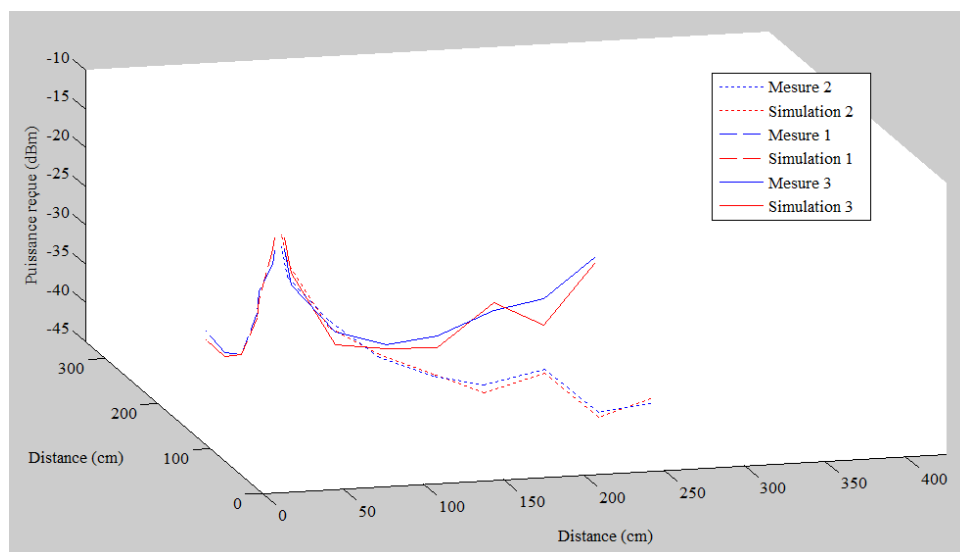
III.5 - Comparaison des résultats de mesures et de modélisation

La différence entre la puissance reçue obtenue par mesure et celle obtenue par modélisation est calculée pour trois trajets linéaires, comme le montre la Figure III.10 (a).

Les «trajet1», «trajet2» et «trajet3», dont l'intersection représente la position de l'antenne émettrice, correspondent respectivement aux «mesure1 et simulation1», «mesure2 et simulation2» et «mesure3 et simulation3».



(a)



(b)

Fig. III.10 - (a) Trajets étudiés, (b) Comparaison entre mesures et simulations pour les trois trajets

Les courbes en bleu (Fig. III.10 (b)) représentent les valeurs, de la puissance moyenne reçue, obtenues par mesures et les courbes en rouge représentent celles obtenues par simulations. Le Tableau III.1 présente les valeurs exprimées en dBm, de la puissance moyenne reçue, obtenues par mesure et par simulation pour les trois trajets.

Trajet 1	Sim	-34.15	-34.19	-32.07	-25.65	-22.98	-15	-13.42		
	Mes	-32.9	-33.6	-32	-25	-22	-17	-15		
Trajet 2	Sim	-37.38	-39.32	-33.27	-35.33	-32.57	-29.67	-25.7	-17.1	-13.42
	Mes	-38	-38.7	-32.8	-34.4	-32.8	-30	-24.9	-19	-15
Trajet 3	Sim	-36.74	-41.48	-35.32	-37.51	-34.34	-30.57	-18.43	-13.42	
	Mes	-36	-39	-36.3	-35.9	-33.8	-28.9	-20	-15	

Tab. III.1 – Puissance moyenne reçue obtenue par mesure et simulation pour les 3 trajets

La comparaison de ces valeurs montre un bon accord, ce qui nous a menés à comparer tous les 143 points (Fig. III.11). En effet, à cause des variations du champ à petite échelle, un petit décalage entre la position de mesure et celle considérée pour la simulation pourrait entraîner des erreurs lors de la comparaison simulation / mesure.

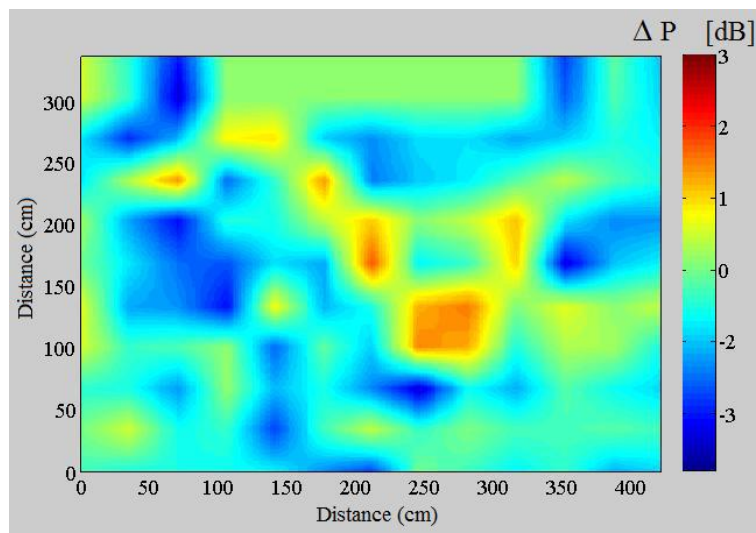


Fig. III.11 - Comparaison entre mesures et simulations FDTD pour les 143 points

Pour être plus précis, on peut voir des différences mineures de -3 à 2.5 dB entre les résultats de mesure par rapport à ceux obtenus par simulation, la plus grande différence peut

être observée pour le trajet 3 entre l'antenne d'émission et le chauffage. Le coefficient de corrélation pour cette comparaison est de 0,92, l'erreur relative moyenne est de 1,49 % et l'écart type de l'erreur relative est de 6,14 %. Les résultats de l'analyse régressive linéaire sont donc très bons (Annexe D).

Une autre comparaison a été effectuée dans le cas où le bureau était sans mobilier (sauf le chauffage qui est immobile), en gardant la même hauteur des antennes d'émission et de réception qui sont placées sur des supports en plastique, tout en conservant les mêmes points de prélèvement autour de la source d'émission.

La répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par modélisation du bureau vide et celle obtenue par mesure sont présentées respectivement par les Figures III.12 et III.13.

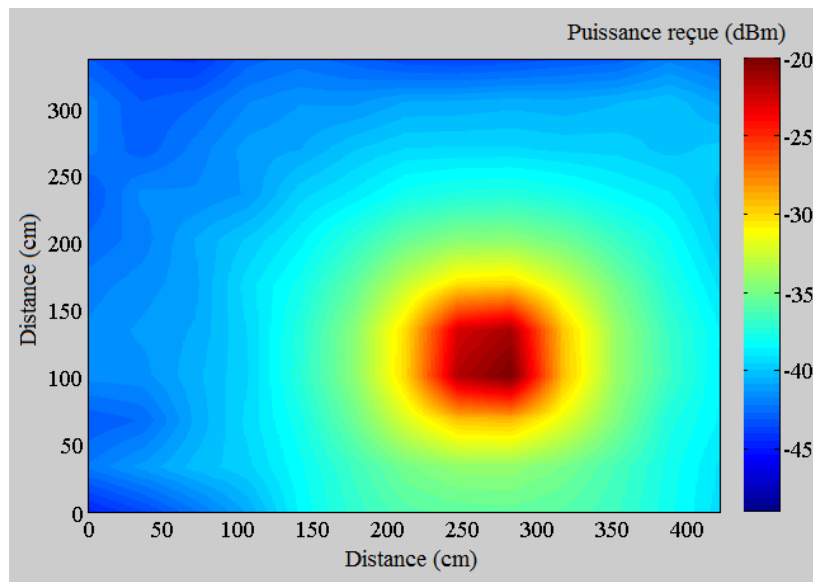


Fig. III.12 - Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par modélisation (sans mobilier)

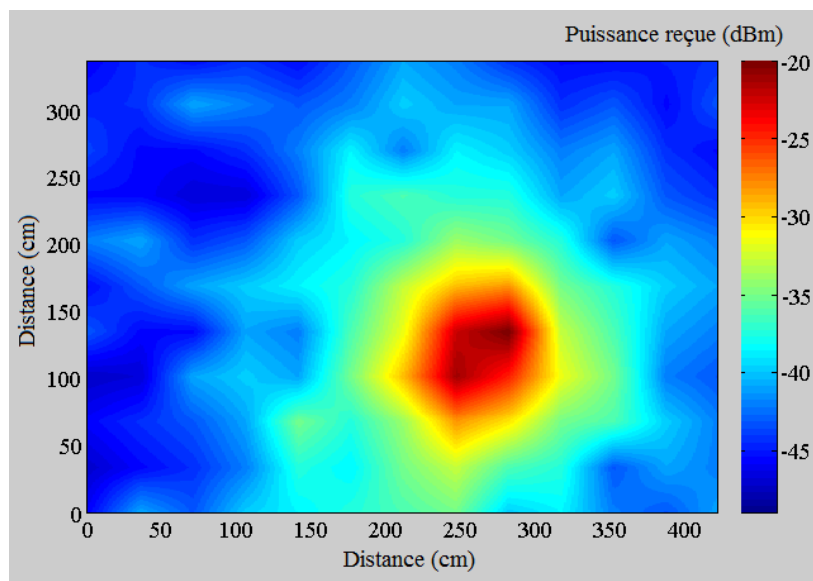


Fig. III.13 - Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par mesure (sans mobilier)

La différence entre la puissance rayonnée obtenue par mesure et celle obtenue par modélisation sans mobilier varie entre -1,45 et 1,7 dB (Fig. III.14). Le coefficient de corrélation calculé pour cette comparaison est de 0,94, l'erreur relative moyenne est de -1,04 % et l'écart type de l'erreur relative est de 3,52 %. Les résultats de l'analyse régressive linéaire sont donc très bons. En comparant cette différence avec celle obtenue en présence du mobilier, on peut remarquer une meilleure précision pour le bureau vide. Ces différences de précision entre les deux cas étudiés peuvent être en relation avec la précision des caractéristiques des matériaux et la précision des caractéristiques géométriques du mobilier définies en modélisation FDTD.

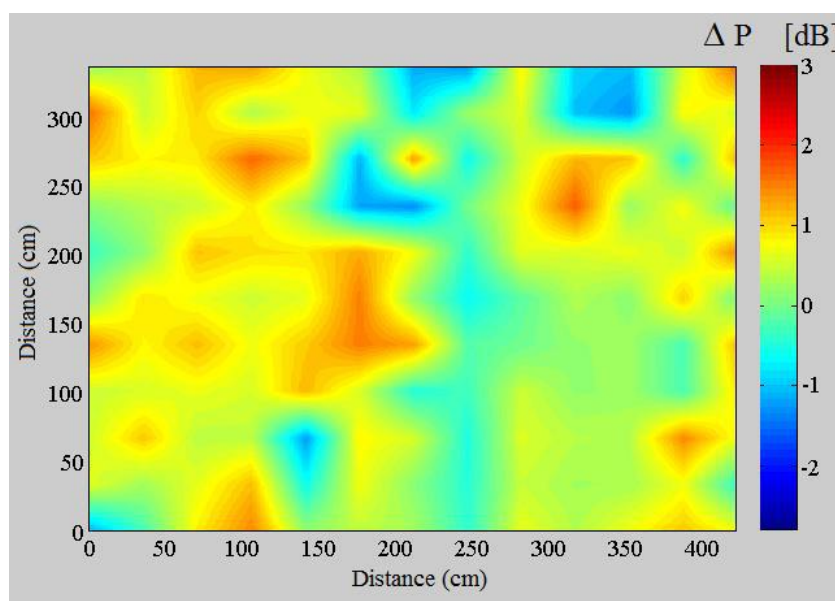


Fig. III.14 - Comparaison entre mesure et simulation FDTD pour les 143 points (sans mobilier)

Ces études comparatives montrent une efficacité du code FDTD pour la modélisation de la propagation électromagnétique dans des milieux complexes. Ce code prend en compte la présence des divers obstacles dans l'environnement à étudier, afin de fournir des résultats avec une bonne précision. Cet algorithme représente l'un des algorithmes les plus précis, puisque le calcul se fait dans tous les points du maillage spatial.

III.6 - Amélioration de la performance du code FDTD

Lors de la modélisation, il est indispensable qu'on s'intéresse à quelques paramètres importants, tels que le temps de calcul, l'espace de stockage sur la station de calcul et l'espace de mémoire vive (RAM) occupé pour cette modélisation.

Pour cette étude, nous avons utilisé un ordinateur ayant 4 processeurs et 12 GB de mémoire RAM. La modélisation a consommé 2,25 GB de cette mémoire. Le temps de calcul était de 9 heures et 11 minutes et l'espace de stockage occupé par les 93708 fichiers de résultats obtenus était de 12,7 GB.

Le code FDTD calcule les valeurs des champs électromagnétiques en temporel pour tous les points de l'environnement, ce qui est nécessaire. Cependant, en ce qui concerne les fichiers de sortie, nous avons utilisé dans notre étude seulement 143 fichiers parmi 93 708 pour réaliser la comparaison avec les résultats de mesure. Alors, nous n'avons pas vraiment besoin d'avoir tous ces fichiers qui occupent un espace énorme de mémoire de l'ordinateur. D'un autre côté, nous avons pu constater que nous utilisons un seul processeur de la station de calcul parmi les quatre qui existent.

Dans ce cadre, alors que le calcul doit toujours se faire pour tous les points de l'environnement, le code a été modifié pour permettre de définir à l'avance les positions pour lesquelles on souhaite exporter les valeurs temporelles, de champs électromagnétiques, dans des fichiers de sortie.

Une autre modification a été apportée à ce code, permettant de contrôler le nombre de processeurs que l'on souhaite utiliser pour effectuer le calcul.

Après ces modifications, nous avons réalisé la même étude en utilisant une station de calcul ayant 8 processeurs et 32 GB de mémoire RAM. Le temps de calcul était de 37 minutes en utilisant les 8 processeurs, toujours en consommant 2.25 GB de mémoire RAM, et l'espace de stockage occupé par 143 fichiers de résultats était de 20 MB.

Il était donc nécessaire d'apporter ces améliorations à ce code, afin de minimiser l'espace de stockage et diminuer le temps de calcul, pour arriver à une modélisation efficace de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux complexes.

Le Tableau III.2 montre l'amélioration au niveau des performances du code FDTD.

Nombre de processeurs	Mémoire RAM	Espace de stockage	Fichiers de sortie	Temps de calcul
1 / 4	2.25 GB / 12 GB	12.7 GB	93 708	9h et 11min
8 / 8	2.25 GB / 32 GB	20 MB	143	37 min

Tab. III.2 - Amélioration des performances du code FDTD

III.7 - Modélisation du bureau avec d'autres outils de simulation

Pour pouvoir effectuer ce genre d'étude avec des outils du commerce, des solutions ont été proposées précédemment pour faire face aux contraintes rencontrées. L'une d'entre elles consiste à travailler avec une station de calcul assez puissante. Ainsi, après l'achat d'une station de calcul puissante, possédant 16 processeurs et 96 GB de mémoire RAM, la modélisation du bureau avec une telle machine est devenue possible sous HFSS.

III.7.1 - Modélisation du bureau sous HFSS

Le même scénario est réalisé avec le logiciel commercial HFSS 14.0 (Fig. III.15) [68], utilisé pour les simulations 3D des ondes électromagnétiques et basé soit sur la méthode des éléments finis, soit sur la méthode des équations intégrales.

Toutes les propriétés sont respectées (géométries, matériaux, positions, fréquence, antennes). Le pas de maillage est de $\lambda/10$. Les simulations sous HFSS produisent les champs électromagnétiques pour tous les points de l'environnement séparés de $\lambda/10$.

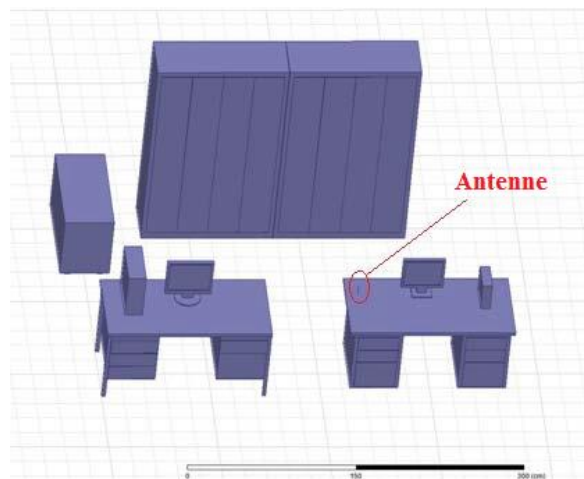


Fig. III.15 - Définition de la géométrie du bureau sous HFSS

La Figure III.16 présente la répartition du champ électrique à 2,4 GHz dans le bureau, à 85 cm du sol.

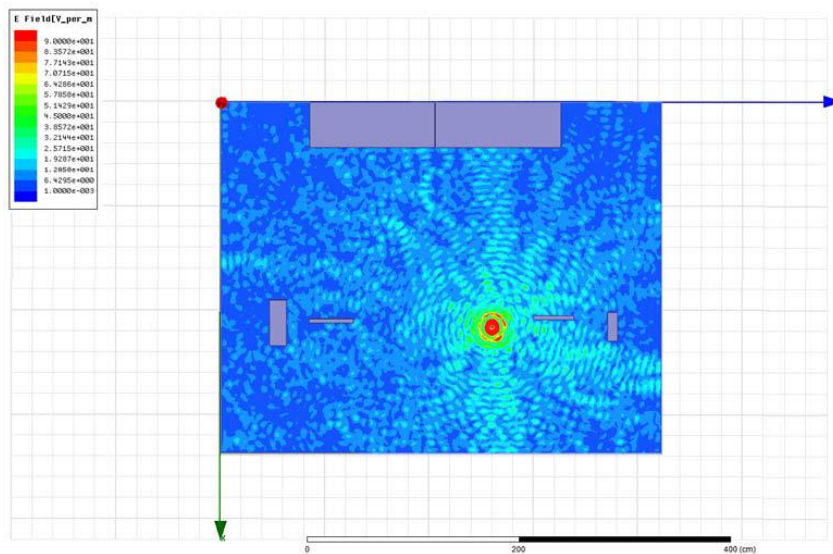


Fig. III.16 - Distribution du champ électrique à 2,4 GHz

À partir de cette simulation, les valeurs des composantes des champs électromagnétiques sont extraites, afin de réaliser le même calcul effectué avec le code FDTD pour la puissance reçue.

La différence entre les résultats obtenus par HFSS et ceux obtenus par les mesures est donnée par la Figure III.17. Une différence entre -12 et 12,75 dB est remarquée, où la plus grande différence observée se trouve entre les deux ordinateurs. Pour avoir des résultats plus précis, il faut avoir un maillage très fin ce qui dépasse la capacité de la machine de calcul.

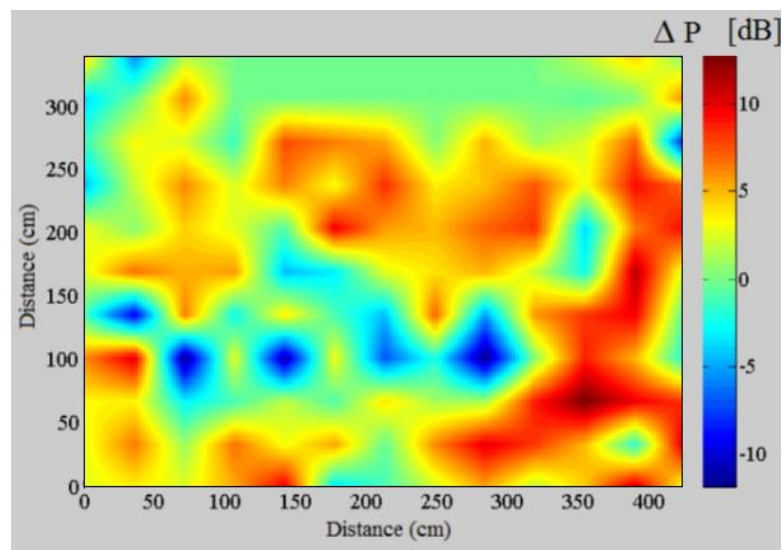
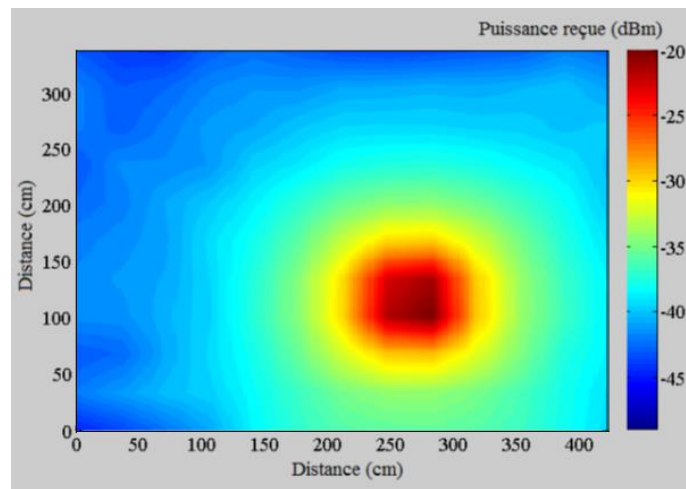
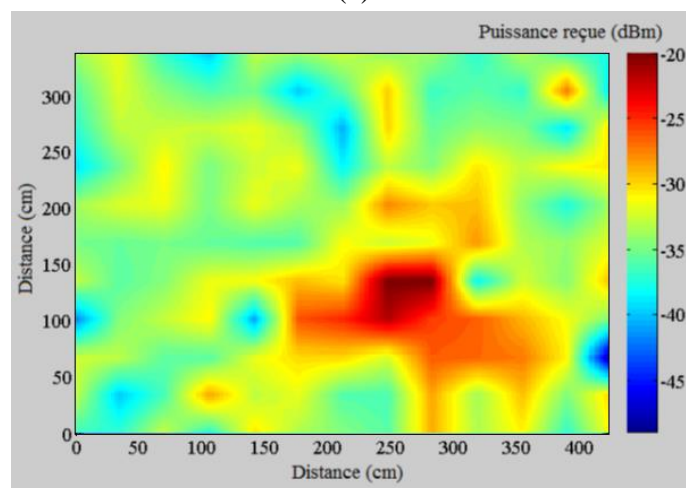


Fig. III.17 - Comparaison entre mesures et simulations sous HFSS de la puissance rayonnée (dB)

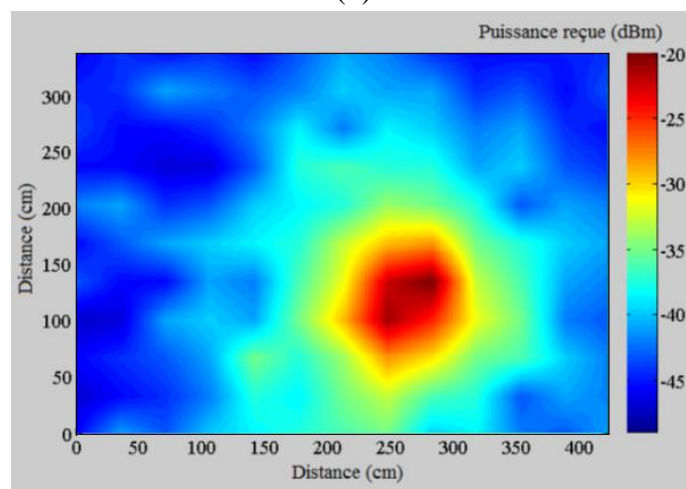
Le même environnement est modélisé sans mobilier (bureaux, armoires, ordinateurs, écrans), en gardant le chauffage fixe, afin de faire une autre comparaison avec les mesures effectuées dans le bureau vide. Les résultats obtenus sont présentés dans la Figure III.18.



(a)



(b)



(c)

Fig. III.18 - Puissance reçue (dBm) obtenue par : (a) code FDTD, (b) HFSS, (c) mesures

En l'absence du mobilier, la différence entre les résultats de mesure et les résultats de la simulation sous HFSS est donnée par la Figure III.19. Une différence entre -18 et 13,5 dB est obtenue.

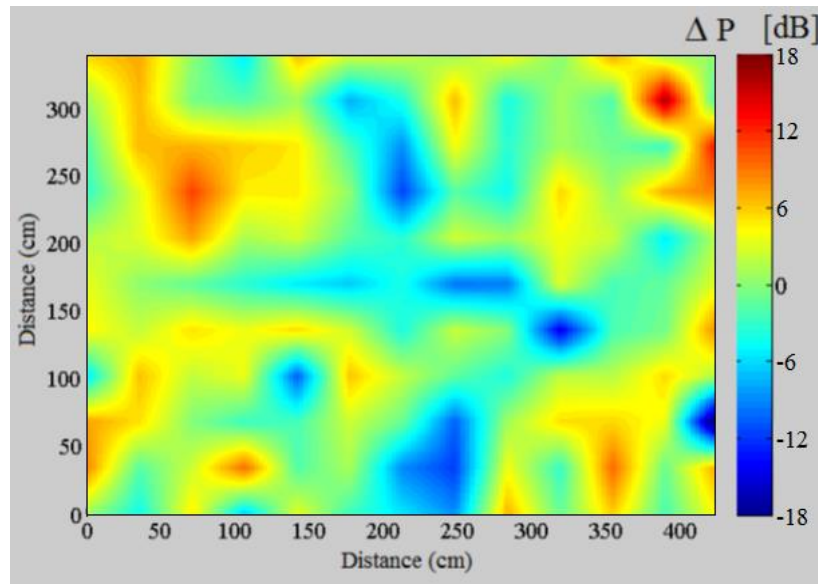


Fig. III.19 - Comparaison entre mesures et simulations HFSS de la puissance rayonnée (dB) sans le mobilier

Les résultats de cette étude montrent une grande différence au niveau de précision de la modélisation de la propagation électromagnétique en *indoor* entre le code FDTD et le logiciel HFSS.

Le Tableau III.3 présente une comparaison générale entre les performances des deux modélisations.

Outil de modélisation	Nombre de processeurs	Mémoire RAM	Espace de stockage	Temps de calcul
Code FDTD	8 / 8	2.25 GB	20 MB	37 min
HFSS	16 / 16	86.6 GB	3.2 GB	4h et 50 min

Tab. III.3 - Comparaison des performances de deux outils de modélisation

Cette étude montre que les résultats obtenus par le code FDTD sont plus proches des mesures que ceux obtenus par HFSS. De plus, ce code est beaucoup moins coûteux en temps de calcul et nécessite beaucoup moins de ressources informatiques en comparant avec HFSS, comme le montre le Tableau III.3.

III.7.2 - Modélisation du bureau avec un outil de tracé de rayons

Un autre outil de modélisation de la propagation électromagnétique "Wireless Insite" [69], basé sur la méthode de tracé de rayons, était à notre disposition pour un mois. Nous avons pu alors le mettre en œuvre pour réaliser la même étude que précédemment [70].

D'abord la modélisation géométrique et matérielle de l'environnement est effectuée, comme le montre la Figure III.20.

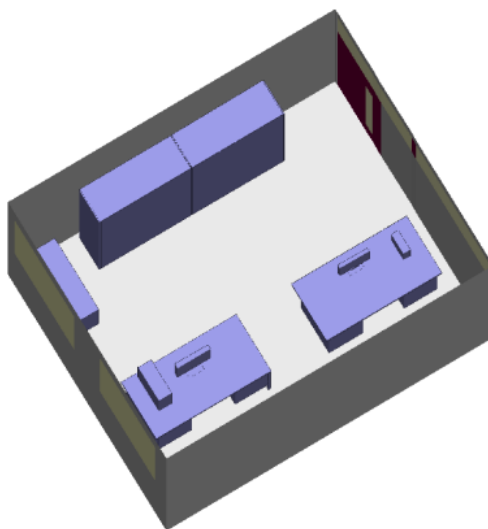


Fig. III.20 - Définition de la géométrie du bureau avec l'outil de tracé de rayons

Ensuite on choisit la fréquence et on définit la position de l'antenne d'émission ainsi que les positions de l'antenne de réception (143 positions). Afin de pouvoir lancer la simulation, il ne reste plus qu'à choisir le nombre de réflexions, transmissions et diffractions. Si les valeurs choisies pour ces paramètres sont élevées, la précision sera améliorée mais le temps de calcul augmentera rapidement.

La Figure III.21 présente les rayons matérialisant la propagation entre l'antenne d'émission et un des points de réception. Ici, le choix s'est porté sur un maximum de deux réflexions, huit transmissions et une diffraction. Ce choix est imposé par le fait qu'en augmentant le nombre des réflexions, le calcul nécessite des ressources informatiques qui dépassent la capacité de la machine puissante utilisée, même en diminuant le nombre des transmissions.

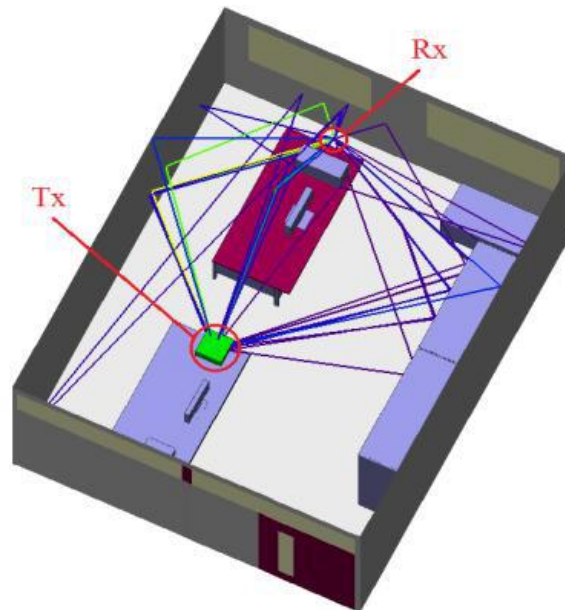


Fig. III.21 – Chemins calculés entre l'émetteur T_x et une position du récepteur R_x par l'outil de tracé de rayons

La répartition de la puissance reçue calculée par cet outil de simulation pour les 143 points est représentée par la Figure III.22.

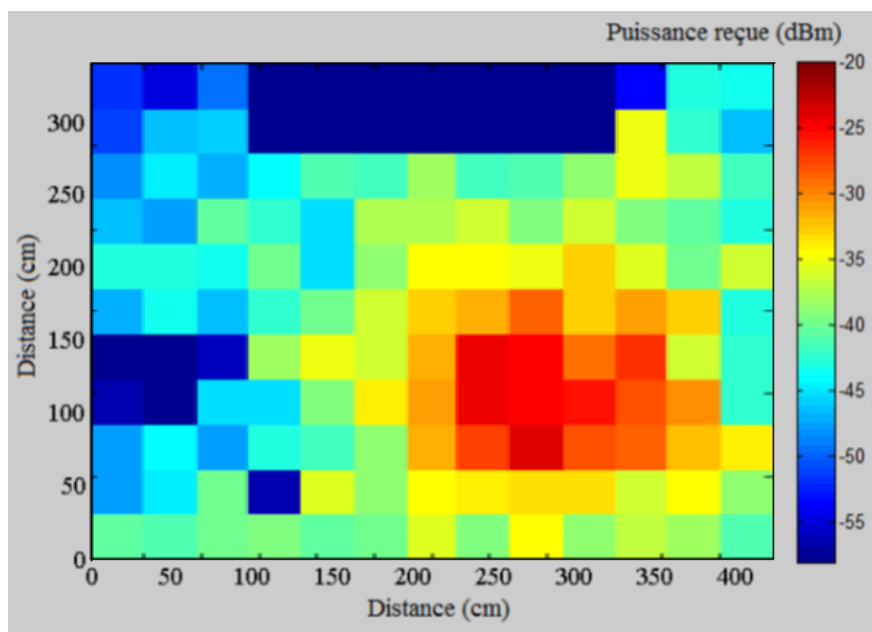


Fig. III.22 - Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par le tracé de rayons

Une comparaison entre les résultats obtenus par l'outil de tracé de rayons et ceux obtenus par des mesures est effectuée et présentée par la Figure III.23. Une différence entre -23.24 et 15.74 dB est obtenue.

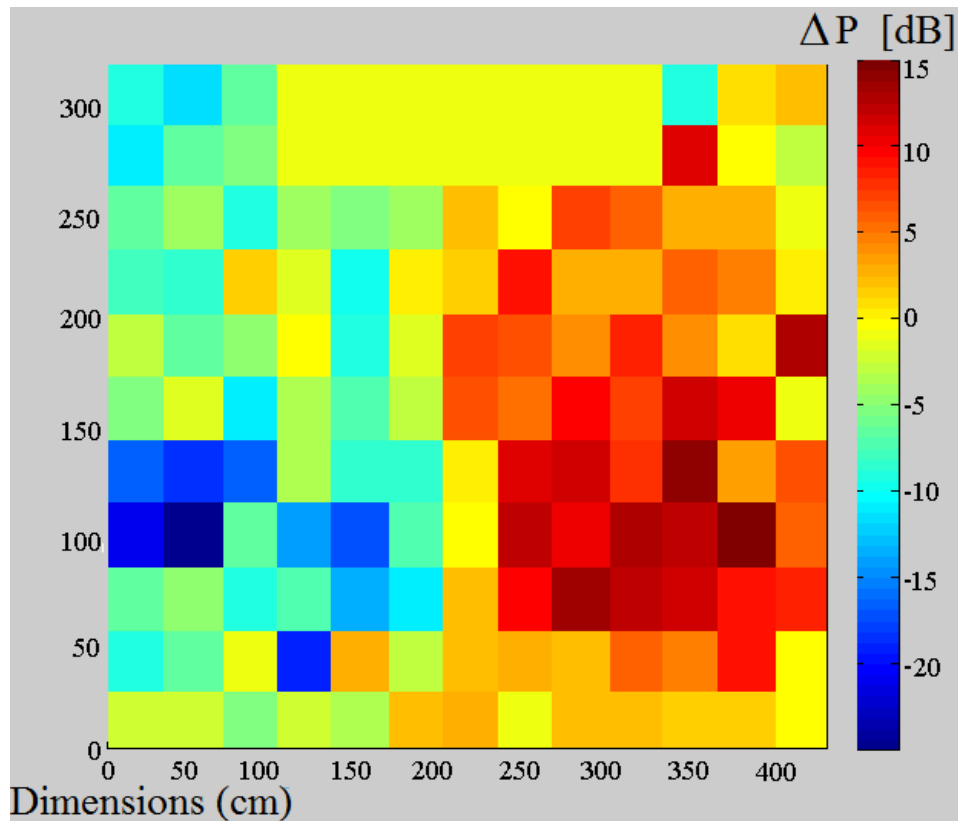


Fig. III.23 – Comparaison entre mesures et simulations par tracé de rayons de la puissance rayonnée (dB)

Le coefficient de corrélation calculé pour cette comparaison est de 0,49, l'erreur relative moyenne est de -0,79 % et l'écart type de l'erreur relative est de 26,98 %. Les résultats de l'analyse régressive linéaire sont donc très mauvais, les résultats obtenus par cet outil de tracé de rayons sont peu corrélés avec ceux obtenus par les mesures. En plus, le temps de calcul de cette simulation était environ de 1 heure et 38 minutes, en utilisant une machine puissante ayant 16 processeurs et 96 GB de mémoire RAM.

III.8 - Conclusion

Une modélisation rigoureuse de la propagation électromagnétique en milieux complexes basée sur la méthode FDTD (3D) est développée et présentée dans ce chapitre.

Une étude de validation du code FDTD développé a été menée, en considérant le rayonnement d'antennes dans un bureau universitaire. Des comparaisons entre les résultats du code FDTD avec ceux obtenus par des mesures ont permis de montrer une très faible différence et une bonne corrélation.

Des modifications ont été apportées à ce code afin d'améliorer ses performances. Par ailleurs, d'autres comparaisons ont été réalisées dans la suite de ce chapitre en effectuant la modélisation du même environnement par d'autres outils de simulations (HFSS et un outil de tracé de rayons). L'efficacité, les performances et la grande capacité du code FDTD à modéliser la propagation électromagnétique dans des environnements complexes ont été présentées.

Cette étude montre que les résultats obtenus par le code FDTD sont plus proches des mesures que ceux obtenus par HFSS ou par l'outil de tracé de rayons. De plus, ce code est beaucoup moins coûteux en temps de calcul et nécessite beaucoup moins de ressources informatiques.

Pour avoir plus de précision, et dans le but de donner plus de réalisme à l'application, la présence des corps humains ainsi que d'autres sources rayonnantes dans l'environnement devraient être également intégrées dans ce code. Ce qui constitue le point essentiel du dernier chapitre.

Chapitre IV : Modélisation de la propagation en intérieur en présence du corps humain et de plusieurs sources d'émission

IV.1 - Introduction

L'effet pouvant être engendré par la présence humaine dans l'environnement, ainsi que la présence de plusieurs sources rayonnantes et l'effet des caractéristiques d'antennes utilisées rendent nécessaire le besoin de tenir compte de ces paramètres dans l'analyse de la propagation d'une onde électromagnétique en *indoor*.

Dans ce chapitre, l'intégration d'un modèle du corps humain dans le code FDTD sera détaillée. D'abord, un exemple de modélisation de la propagation électromagnétique en présence d'un corps humain dans un bureau universitaire sera présenté. Puis, une étude comparative mesures / simulations dans une chambre en acier sera développée afin de valider l'intégration et la pertinence de ce modèle dans le code FDTD. Dans la suite, une modification sera apportée au code dans le but de tenir compte de la présence de plusieurs sources d'émission. Enfin, un exemple de modélisation en présence de plusieurs sources sera présenté.

IV.2 - Intégration du corps humain dans le code FDTD

La présence du corps humain a une influence importante sur la qualité de liaison des systèmes de communication sans fil en *indoor*, surtout à 2.4 GHz en raison de sa constitution biologique (un fort pourcentage d'eau). La nécessité de la prédiction efficace de la couverture de ces systèmes devient essentielle, notamment dans le contexte WPAN ou WBAN.

Il était donc nécessaire d'améliorer le code FDTD, utilisé précédemment, afin de pouvoir tenir compte du corps humain et d'étudier l'effet de sa présence sur la propagation électromagnétique en environnement intérieur.

Dans ce contexte, un modèle numérique du corps humain en position verticale (debout), mesurant 169 cm de hauteur, et dont la plus fine précision de ce modèle est déterminée par la résolution spatiale de 1 mm [71], a été intégré dans notre code, en précisant les propriétés

diélectriques des tissus constituant ce corps (Annexe E). La Figure IV.1 montre la forme et la disposition des différents membres d'un tel corps.



Fig. IV.1 - Modèle d'un corps humain (hauteur : 169 cm)

Cette intégration se base principalement sur deux étapes : la modification de la résolution spatiale du modèle (Figure IV.2) et le placement de ce modèle dans une position donnée.

Pour pouvoir valider l'intégration du modèle dans notre étude, ce corps a donc été modélisé avec un pas spatial de $\lambda/10$ pour une fréquence de 2.4 GHz. Dans le cas où l'on souhaite travailler sur une autre fréquence ou avec un autre pas spatial, il suffit de modifier quelques paramètres du code FDTD, qui dépendent de la fréquence et/ou du pas spatial, afin de pouvoir l'intégrer dans l'environnement à étudier.

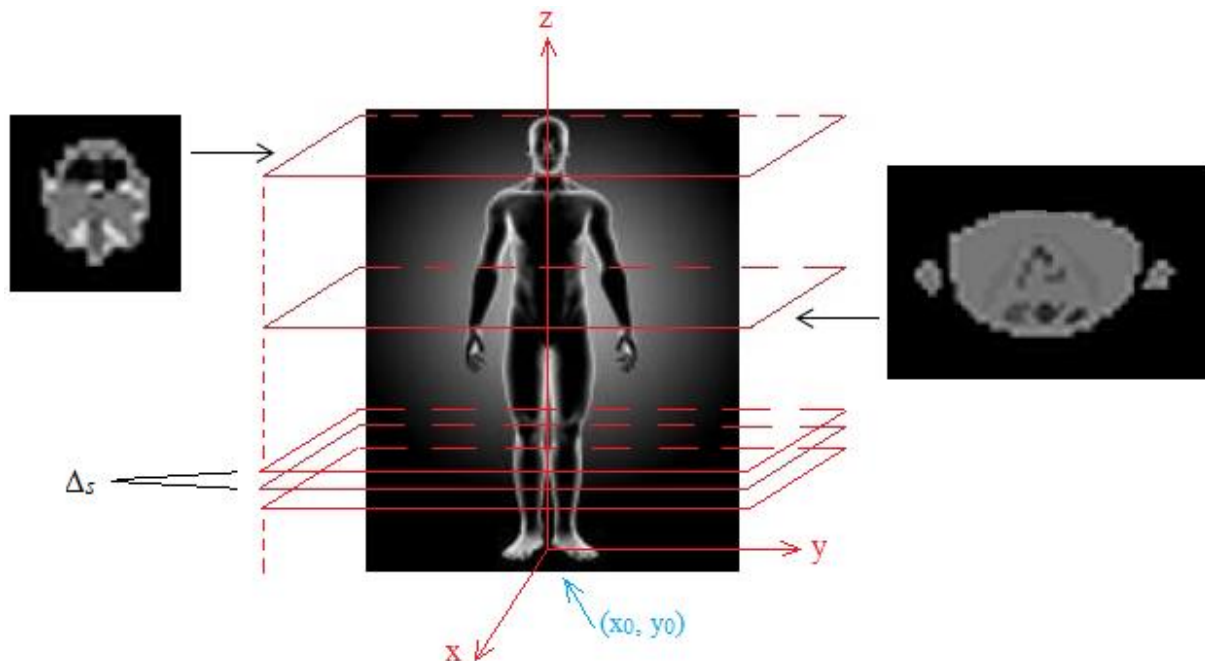


Fig. IV.2 – Plans de coupes du corps humain selon Δ_s

IV.3 – Effet de la présence d'un corps humain dans un bureau universitaire

Afin d'étudier l'influence de la présence humaine dans un environnement intérieur, nous avons décidé de reprendre le cas du bureau universitaire présenté précédemment.

Après la définition géométrique et matérielle des éléments constituant le bureau, on aura besoin d'exécuter un code spécifique que nous avons développé. Il permet d'intégrer le modèle du corps humain dans une position qui sera définie en précisant les coordonnées (x_0, y_0) du point correspondant à l'intersection de l'axe de symétrie du corps avec le plan $z = 0$. L'orientation du corps est par défaut de profil, une simple modification au niveau des axes des abscisses et des ordonnées du code nous permettra de changer cette orientation.

On obtient donc une nouvelle description de l'environnement en présence du corps humain.

Dans notre cas d'étude, nous avons choisi la position d'un individu au milieu du bureau, plus précisément au point $(171,137)$ en fonction du pas spatial Δ_s (Fig. IV.3). Où $\Delta_s = \lambda/10 = 1,25$ cm pour la fréquence $F = 2,4$ GHz.

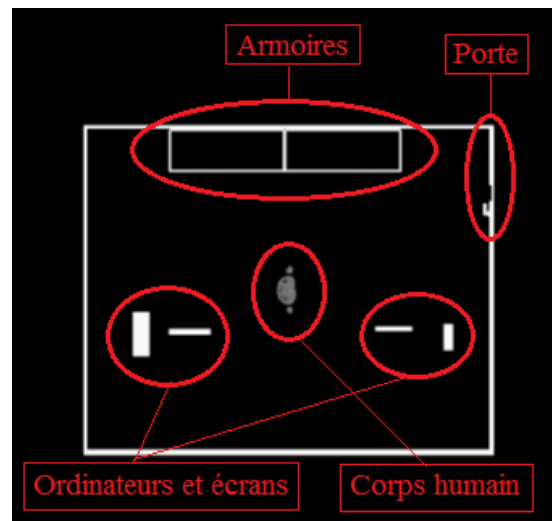


Fig. IV.3 - Les obstacles observés dans l'environnement dans le plan (x, y) et pour $z = 85$ cm

La Figure IV.3 montre les différents obstacles qui existent dans le plan (x, y) pour $z = 72$ en fonction du pas spatial, qui correspond à la hauteur de l'antenne d'émission ($z = 85$ cm), qui est une source ponctuelle omnidirectionnelle, située à 10 cm au-dessus du bureau dont la position exacte est $(212, 178, 72)$ en fonction du pas spatial. On peut distinguer, dans cette

coupe horizontale, les deux armoires, la porte, les murs, les deux ordinateurs, les deux écrans, une partie du corps, ainsi qu'une partie des deux bras.

On lance le calcul des champs électromagnétiques pour 2000 itérations, tout en gardant les mêmes valeurs des autres paramètres de la simulation (fréquence F , pas spatial Δ_s , position de l'antenne d'émission) détaillés dans le paragraphe III.3.

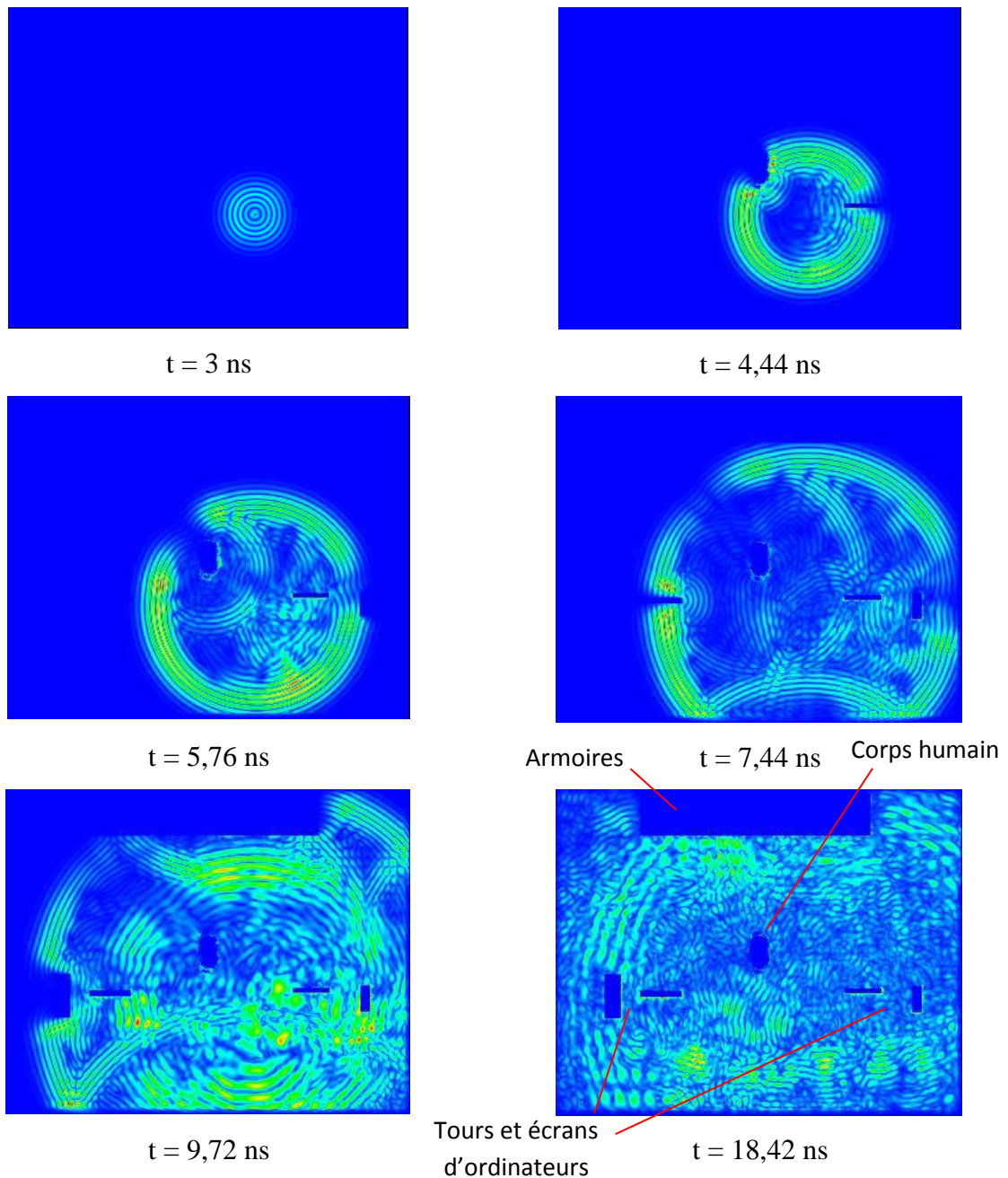


Fig. IV.4 - Propagation des ondes électromagnétiques en temporel en présence du corps humain

Le code calcule donc les champs électromagnétiques dans le domaine temporel pour tous les points de l'environnement séparés de $\lambda/10$. Les résultats obtenus (Figure IV.4) nous

permettent de voir comment les ondes électromagnétiques se propagent à l'intérieur de cet environnement pour chaque instant, en tenant compte de tous les phénomènes physiques entrant en jeu (réflexion, diffraction, diffusion et transmission) et en présence du modèle humain.

Ce code nous fournit les valeurs du champ électromagnétique en temporel. La même démarche décrite dans le chapitre III est utilisée pour le passage en domaine fréquentiel et le calcul de la puissance reçue en régime permanent pour les 143 points du plan (x, y) à l'intérieur du bureau considéré, qui correspondent aux positions de mesures présentées dans le paragraphe III.4. Ce qui permet de quantifier la répartition de la puissance véhiculée par les ondes rayonnées dans ce bureau (Fig. IV.5).

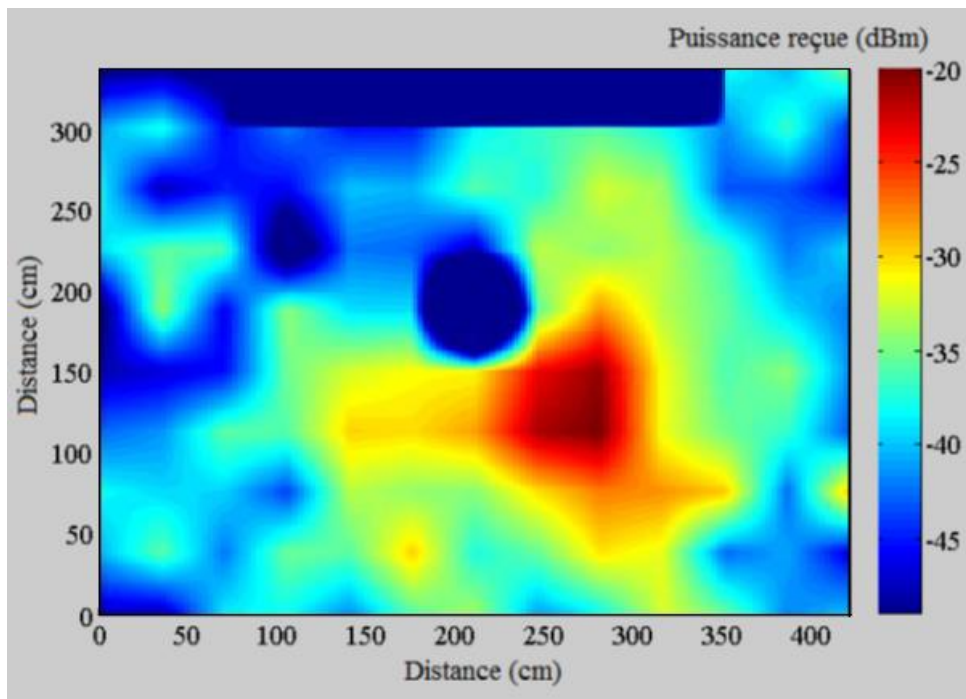


Fig. IV.5 - Répartition de la puissance reçue (dBm) obtenue par simulation en présence du corps humain

Le cercle en couleur bleu foncé, qui apparaît au milieu du bureau, correspond au corps humain. La comparaison des Figures IV.5 et IV.6 montre l'effet d'écran engendré par le corps humain. Le champ reçu dans la zone obstruée par ce corps subit une atténuation importante.

L'influence du corps humain sur la propagation des ondes électromagnétiques émises par l'antenne dans l'environnement peut être observée par comparaison entre les résultats de simulations en présence et en absence du corps humain.

La différence entre les valeurs de la puissance reçue avec et sans présence du corps humain est représentée dans la Figure IV.6.

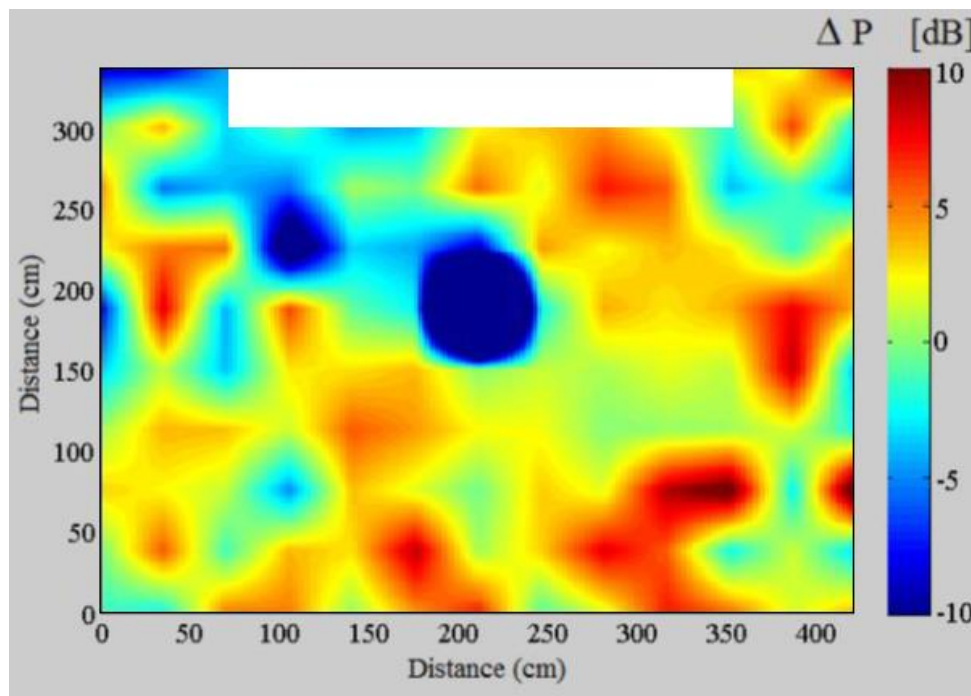


Fig. IV.6 - Comparaison entre simulations en présence et absence du modèle humain

On peut remarquer dans la Figure IV.5 et la Figure IV.6 que la couverture devient faible dans la zone qui se trouve entre le corps humain, les armoires et le chauffage, autrement dit la zone masquée par ce corps. Cependant, cette couverture devient meilleure dans les autres zones du bureau.

Afin de pouvoir valider cette version du code FDTD, qui tient compte de la présence d'un corps humain dans l'environnement, il était nécessaire de réaliser une étude comparative mesures / simulations.

IV.4 - Etude du rayonnement d'antennes en présence d'un corps humain dans une pièce en acier

IV.4.1 - Contexte de l'étude

Dans cette étude, on cherche à prédire le rayonnement d'une antenne monopôle conique CMA – 118/A omnidirectionnelle (1 – 18 GHz) à 2,4 GHz, en présence et en absence d'un

corps humain dans une chambre en acier (shelter) de dimensions : 6,06 m x 2,3 m x 2,5 m (soit $48\lambda \times 18\lambda \times 20\lambda$), contenant un radiateur électrique, une porte en acier et deux fenêtres en verre (Fig. IV.7).

Des mesures ont donc été réalisées dans cet environnement et leurs résultats sont comparés avec ceux fournis par modélisation avec le code FDTD [72].

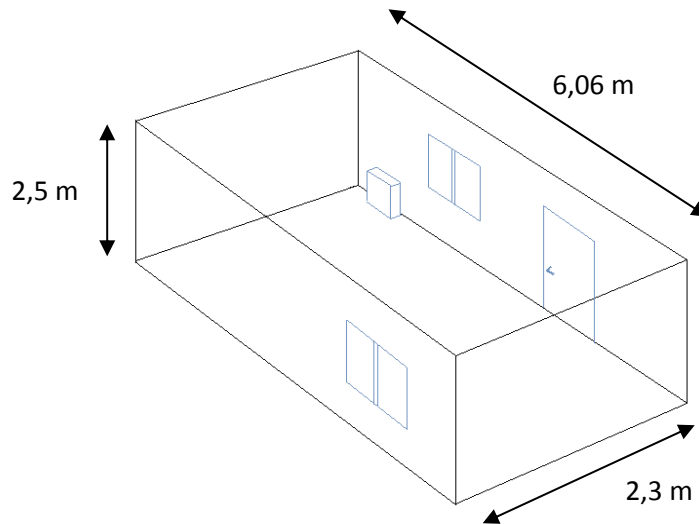


Fig. IV.7 - Structure de l'environnement

IV.4.2 - Mesures

Nous avons choisi pour cette étude la chambre en acier décrite précédemment. Dans cet environnement, nous avons utilisé deux antennes monopôles coniques CMA – 118/A omnidirectionnelles (1 – 18 GHz) dont le gain est entre 2 et 3 dBi, un analyseur de réseau « HP – 8753D (30 kHz – 6 GHz) », deux câbles coaxiaux (5 m), et un ordinateur pour contrôler la configuration et la calibration des mesures ainsi que le transfert de données.

L'analyseur de réseau et l'ordinateur étaient placés à l'extérieur de la chambre (Fig. IV.8). La bande de fréquences utilisée est de 2,3 – 2,5 GHz (401 points), et la puissance émise est de 8 dBm.



Fig. IV.8 - Environnement et matériels de mesure

Trois cas d'étude ont été envisagés. Les simulations, ainsi que les mesures correspondantes ont été réalisées en 108 points séparés d'une distance de 2λ dans cet environnement, comme le montre la Figure IV.9, où λ correspond à la fréquence centrale 2,4 GHz de la bande de fréquence utilisée. Les croix en rouge représentent les positions de l'antenne de réception.

La première campagne de mesures, qui correspond au premier cas d'étude, porte sur les mesures de la puissance reçue pour 108 points séparés d'une distance de $2\lambda = 25$ cm dans l'environnement vide (Fig. IV.9), où la hauteur des antennes d'émission et de réception est de 1,64 m.

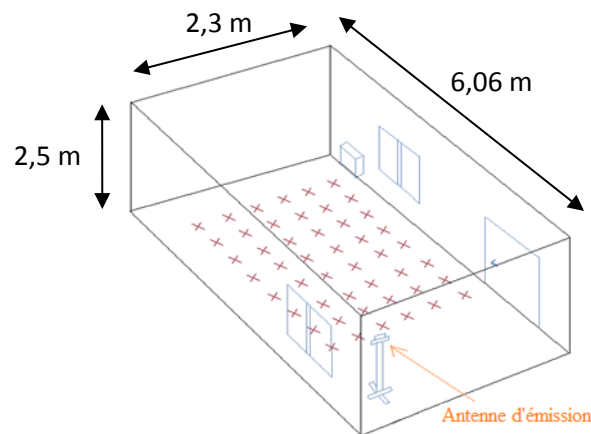


Fig. IV.9 - Définition des positions des antennes d'émission et de réception (croix en rouge) pour réaliser les mesures

La répartition de la puissance reçue, mesurée à 1,64 m dans l'environnement vide, et calculée par moyennage fréquentiel, est présentée par la Figure IV.10.

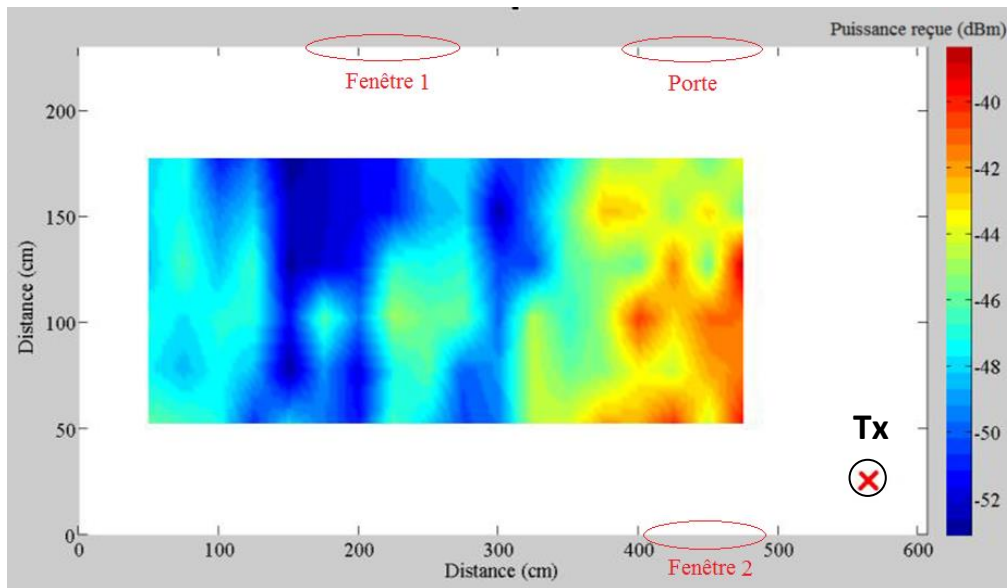


Fig. IV.10 - Répartition de la puissance reçue mesurée à 1,64 m

La hauteur choisie (1,64 m) de positionnement des antennes correspond à la mi-hauteur des fenêtres de la chambre. Deux zones transversales en bleu foncé se sont remarquées dans ces résultats. La zone qui se trouve directement devant la fenêtre 1 représente la plus forte atténuation de la puissance reçue dans cette chambre et la deuxième zone se trouve entre la porte et cette fenêtre.

La deuxième campagne de mesures, qui correspond au deuxième cas d'étude, porte sur les mesures de la puissance reçue pour les 108 points dans l'environnement vide, en gardant les mêmes positions des antennes d'émission et de réception mais en modifiant leur hauteur à 1,8 m. La répartition de la puissance reçue mesurée à 1,8 m dans l'environnement vide est présentée par la Figure IV.11.

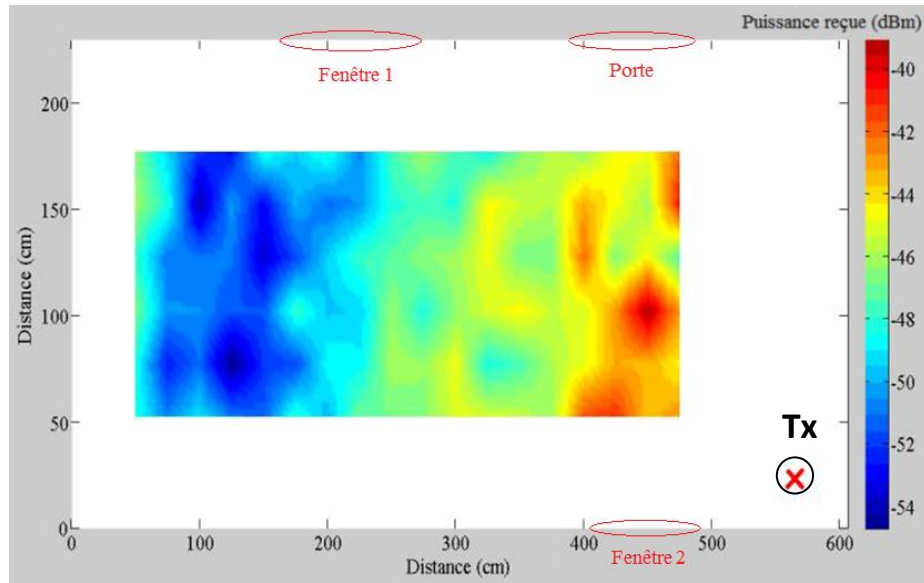


Fig. IV.11 - Répartition de la puissance reçue mesurée à 1,8 m

En comparant avec les résultats du premier cas (Fig. IV.10), on trouve que le niveau de puissance reçue a une différence minimale pour la zone qui se trouve près de l'antenne d'émission. Ce niveau s'affaiblit progressivement en s'éloignant de cette antenne jusqu'au fond de la chambre qui représente la zone de la plus forte atténuation. Les zones qui se trouvent devant la fenêtre 1 et entre la porte et cette fenêtre sont moins atténuées par rapport au premier cas.

La troisième campagne de mesures reprend la même procédure que la deuxième mais en plaçant un corps humain, dont la taille est de 169 cm, dans l'environnement (Fig. IV.12), et dont la position ($x = 275$ cm et $y = 177,5$ cm) est présentée par le rectangle en gris dans la Figure IV.13, en gardant les mêmes hauteurs d'antennes d'émission et de réception (1,8 m). Ce choix de position du corps humain et de hauteur des antennes a été fait dans le but d'étudier l'effet de la présence du corps humain sur la propagation des ondes électromagnétiques, en limitant l'obstruction de la liaison en visibilité directe entre les antennes qui provoque une atténuation importante de cette dernière.



Fig. IV.12 - Mesure de la puissance reçue à 1,8 m en présence d'un corps humain

La répartition de la puissance reçue mesurée à 1.8 m, en présence d'un corps humain dans l'environnement, est présentée par la Figure IV.13.

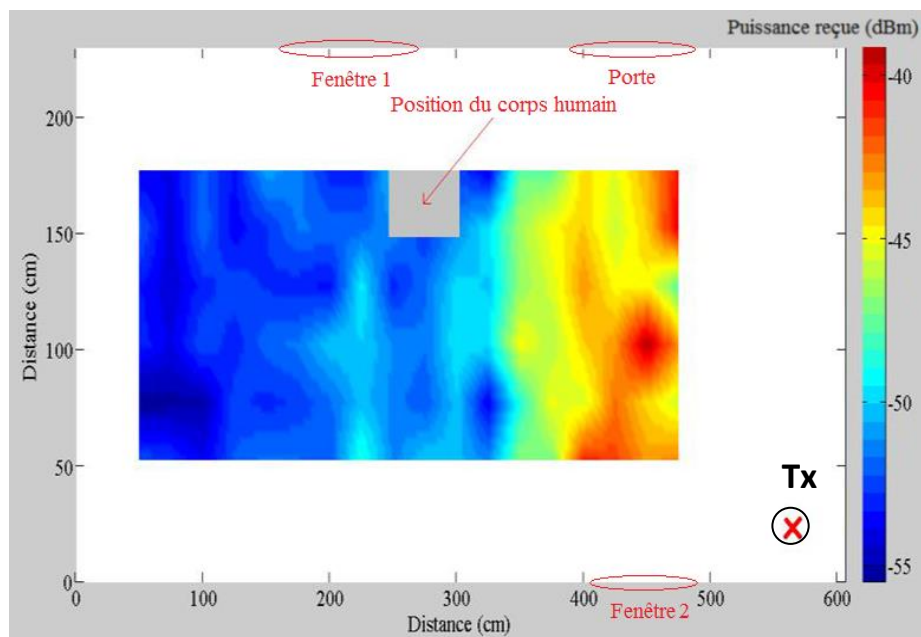


Fig. IV.13 - Répartition de la puissance reçue mesurée à 1,8 m en présence du corps humain

En comparant ces résultats avec ceux obtenus en absence du corps humain (deuxième cas d'étude - Fig. IV.11), on trouve que le niveau de puissance reçue est légèrement augmenté pour la zone qui se trouve près de l'antenne d'émission jusqu'au niveau du corps humain. Ce niveau de puissance est atténué d'une façon plus importante pour toute la zone qui se trouve entre le corps humain et le fond de la chambre. Cela s'explique par l'effet des multi réflexions

des ondes sur les parois internes de la chambre qui se prépondèrent au-delà de 1/3 de dimension de la chambre.

IV.4.3 – Modélisation avec le code FDTD

La modélisation commence par la définition géométrique et matérielle de la chambre en acier (Fig. IV.14). Ensuite, il faut définir la fréquence (2,4 GHz) ainsi que le pas spatial ($\lambda/10$) et la position de l'antenne d'émission (source ponctuelle omnidirectionnelle représentée par le X en rouge dans la Figure IV.14), où le signal émis est une porteuse à 2,4 GHz modulée en amplitude par une impulsion gaussienne dont la largeur d'impulsion est $\tau = 0,41$ ns, ce qui correspond à une résolution spatiale des trajets de 1,25 cm. On déduit le pas temporel $\Delta_t = 24$ ps de l'équation I.35.

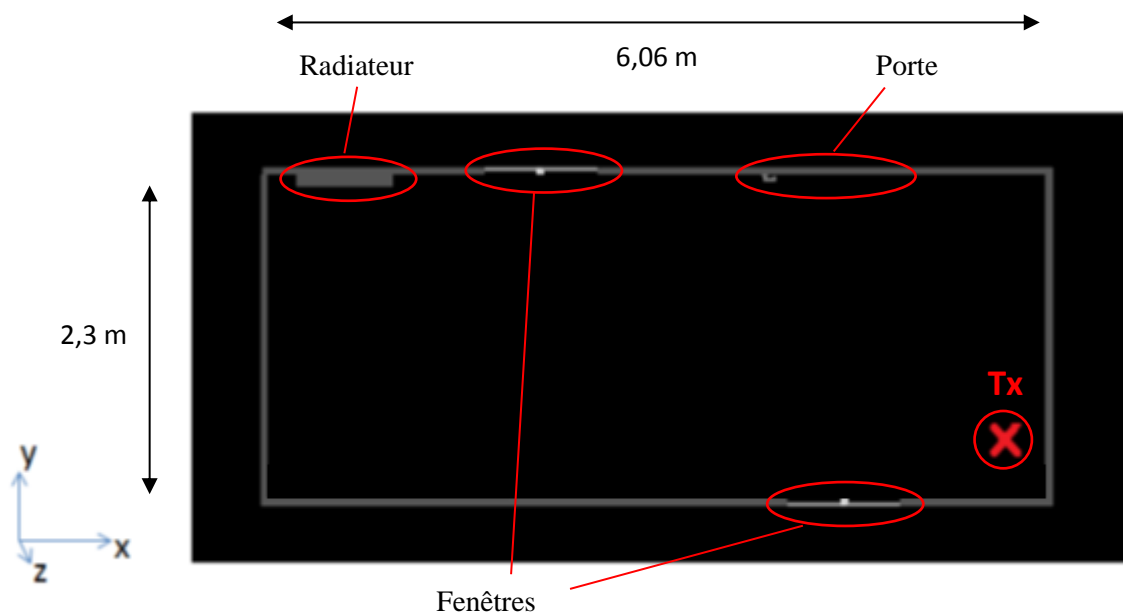
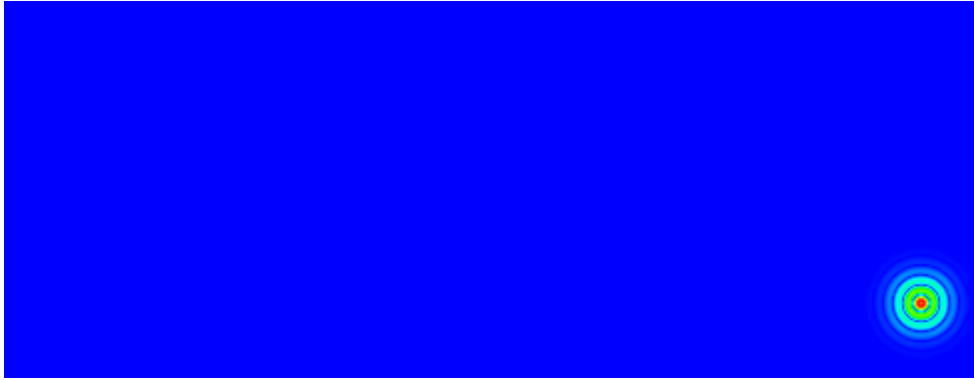
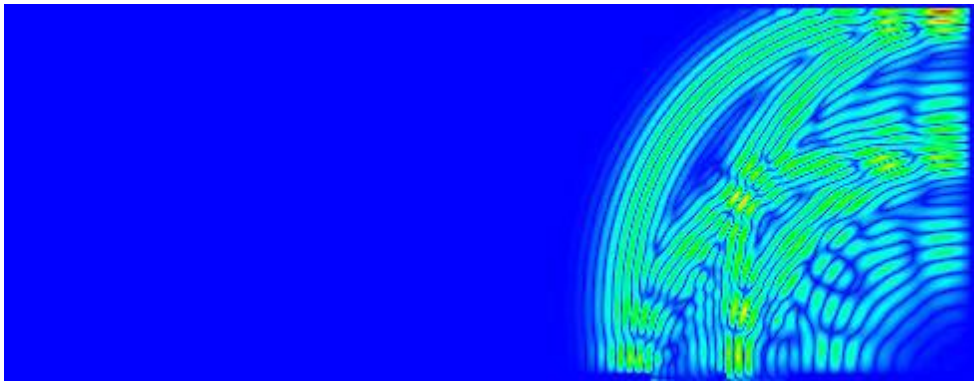


Fig. IV.14 - Scénario défini avec le code FDTD

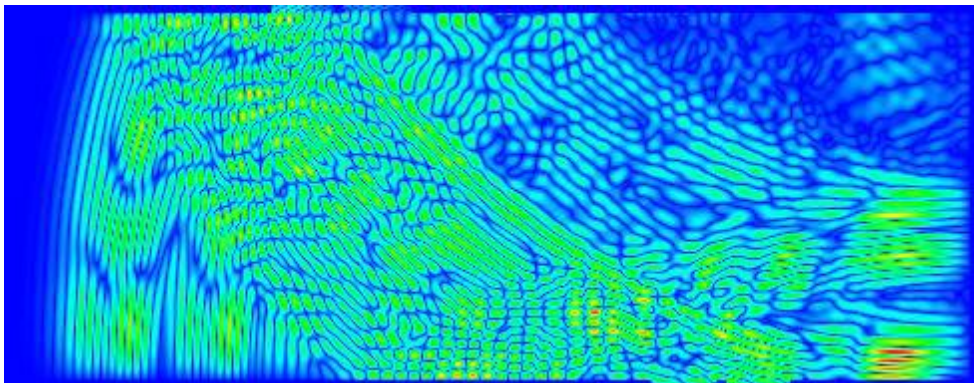
La Figure IV.15 présente la propagation des ondes électromagnétiques dans l'environnement en temporel, où la hauteur des antennes d'émission et de réception est de 1,64 m. Cette simulation prend en compte tous les phénomènes physiques que les ondes peuvent rencontrer.



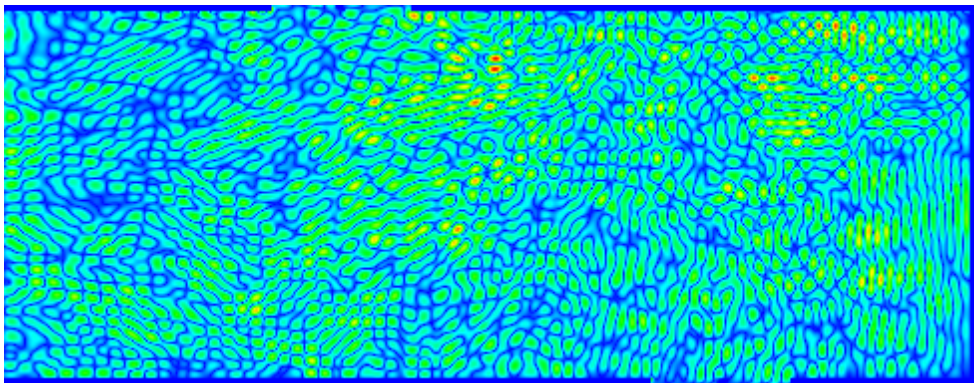
$t = 2.04 \text{ ns}$



$t = 8.52 \text{ ns}$



$t = 20.04 \text{ ns}$



$t = 43.2 \text{ ns}$

Fig. IV.15 - Propagation des ondes électromagnétiques en temporel

Pour les trois cas d'étude présentés dans le paragraphe IV.4.2, les simulations correspondantes ont été réalisées afin de calculer la puissance reçue pour les 108 points définis en régime permanent, comme le montre la Figure IV.16. La croix en rouge représente la position de l'antenne d'émission et les points en vert représentent les positions de l'antenne de réception.

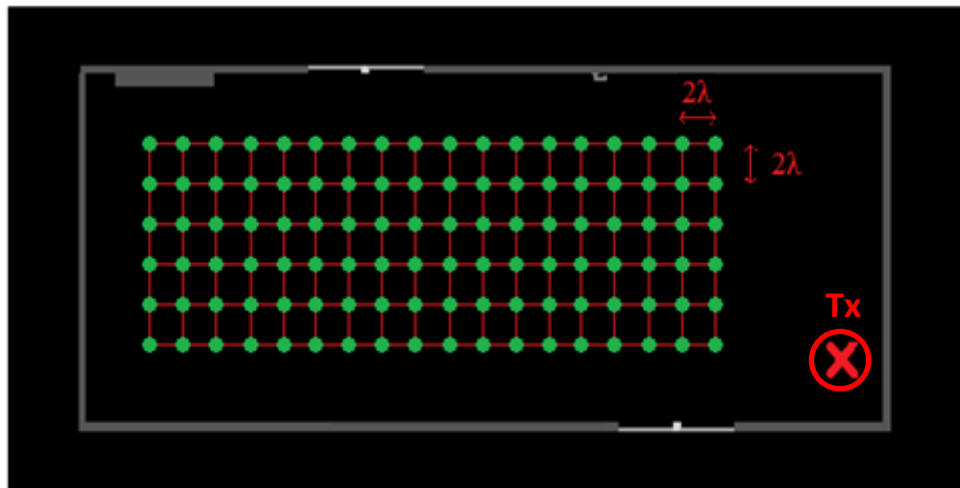


Fig. IV.16 - Définition des points de sortie du code FDTD

Pour le premier cas d'étude, l'environnement est vide et la hauteur des antennes d'émission et de réception est de 1,64 m. Le code fournit en fichiers, de type texte, les valeurs des champs électromagnétiques pour chaque pas temporel pour les 108 points. La même démarche décrite dans le chapitre 3 est suivie pour le passage en fréquentiel, ainsi que pour le calcul de la puissance reçue pour chaque position. La répartition de la puissance reçue calculée est présentée par la Figure IV.17.

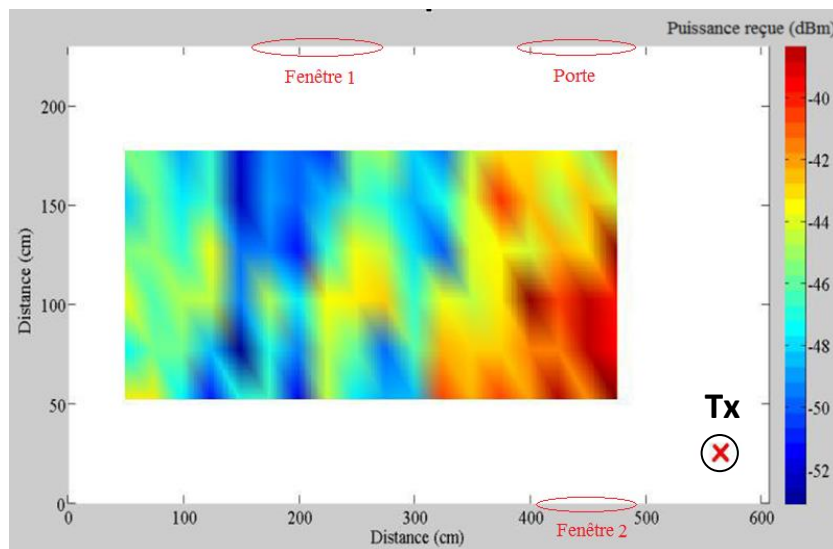


Fig. IV.17 - Répartition de la puissance reçue calculée par le code FDTD à 1,64 m

Deux zones d'atténuation de la puissance reçue ont été remarquées dans ces résultats. La première se trouve entre la porte et la fenêtre 1, et la deuxième qui est beaucoup plus atténuée se trouve en face de la fenêtre 1.

Pour le deuxième cas, nous avons changé la hauteur des antennes d'émission et de réception à 1,8 m, en gardant la même position de l'antenne d'émission et en faisant le calcul pour les mêmes positions de réception définies précédemment (108 points) dans l'environnement vide. La répartition de la puissance reçue calculée à 1,8 m dans l'environnement vide est présentée par la Figure IV.18.

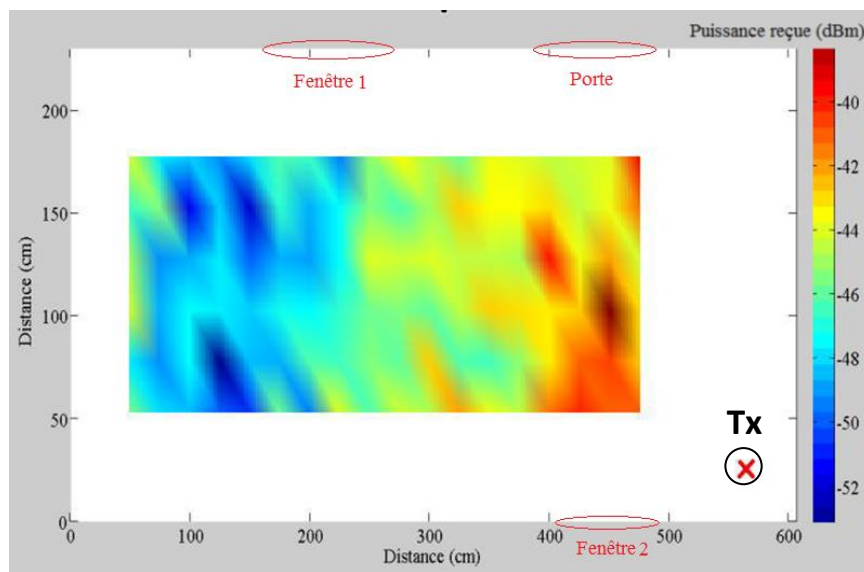


Fig. IV.18 - Répartition de la puissance reçue calculée par le code FDTD à 1,8 m

Les résultats obtenus pour le deuxième cas d'étude présentent une légère atténuation de la puissance reçue dans la zone qui se trouve entre l'antenne d'émission et la porte, en comparant avec les résultats du premier cas d'étude. Une faible atténuation est aussi remarquée pour la zone qui se trouve entre la porte et la fenêtre 1, de même pour la zone devant la fenêtre 1. Cependant, la zone qui a les valeurs de puissance reçue les plus atténuées dans ce cas se trouve au fond de la chambre juste après cette fenêtre.

Le troisième cas est le même que le deuxième mais en intégrant dans l'environnement un modèle du corps humain (présenté dans le paragraphe IV.2), dont la position est présentée par le cercle en bleu dans la Figure IV.19, en gardant les mêmes hauteurs d'antennes d'émission et de réception (1,8 m).

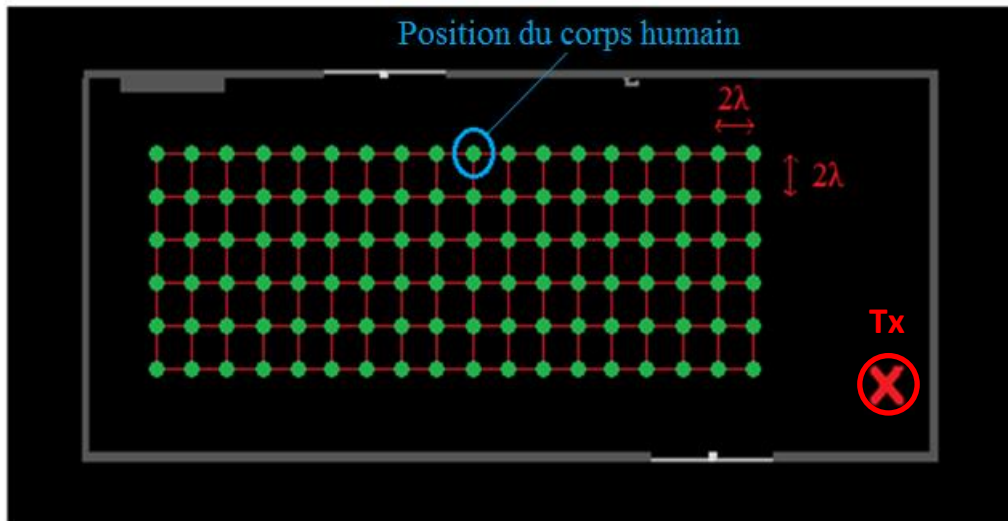


Fig. IV.19 - Définition des positions de l'antenne d'émission (croix en rouge), de l'antenne de réception (les 108 points en vert), et du corps humain (cercle en bleu).

La répartition de la puissance reçue calculée à 1,8 m, en présence d'un corps humain dans l'environnement, est présentée par la Figure IV.20.

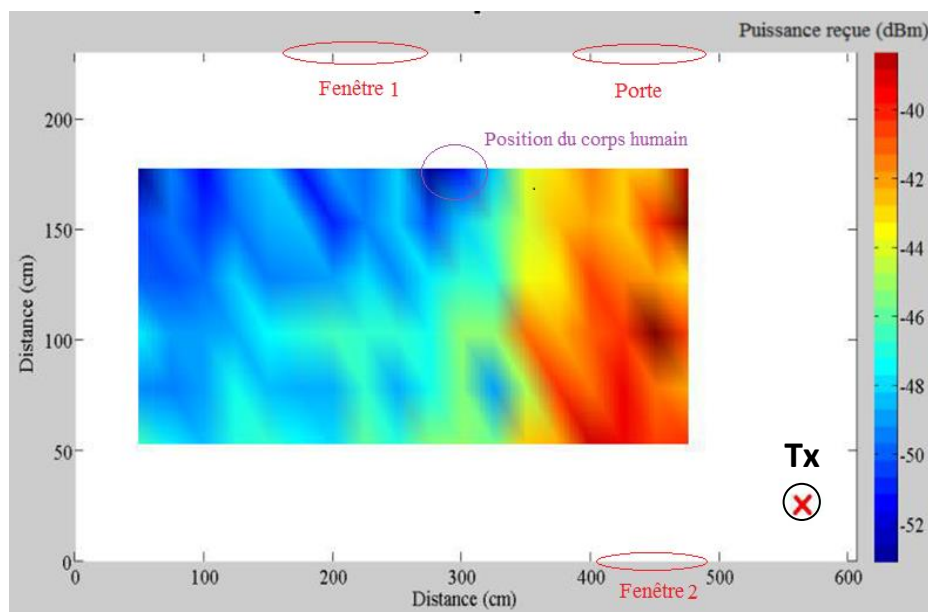


Fig. IV.20 - Puissance reçue calculée par le code FDTD à 1,8 m en présence du corps humain

Les résultats obtenus pour ce cas d'étude présentent une augmentation remarquable du niveau de la puissance reçue dans la zone qui se trouve entre l'antenne d'émission et la porte. Une atténuation importante de la puissance reçue est obtenue pour le reste de l'environnement, ce qui montre l'effet de la présence du corps humain sur la propagation électromagnétique dans des milieux complexes.

IV.4.4 - Comparaison mesures / simulations

Afin de comparer les résultats obtenus par mesures et par simulations, la différence entre la puissance rayonnée obtenue par mesure et celle obtenue par modélisation avec le code FDTD, est calculée pour les 108 points des trois cas d'étude présentés précédemment.

La Figure IV.21 présente la différence (en dB) entre la puissance reçue obtenue par mesure avec celle obtenue par le code FDTD pour le premier cas d'étude. Le coefficient de corrélation calculé pour cette comparaison est de 0,95, l'erreur relative moyenne est de -0,73 % et l'écart type de l'erreur relative est de 2,88 %. L'analyse régressive linéaire de ces résultats montre donc une très bonne corrélation.

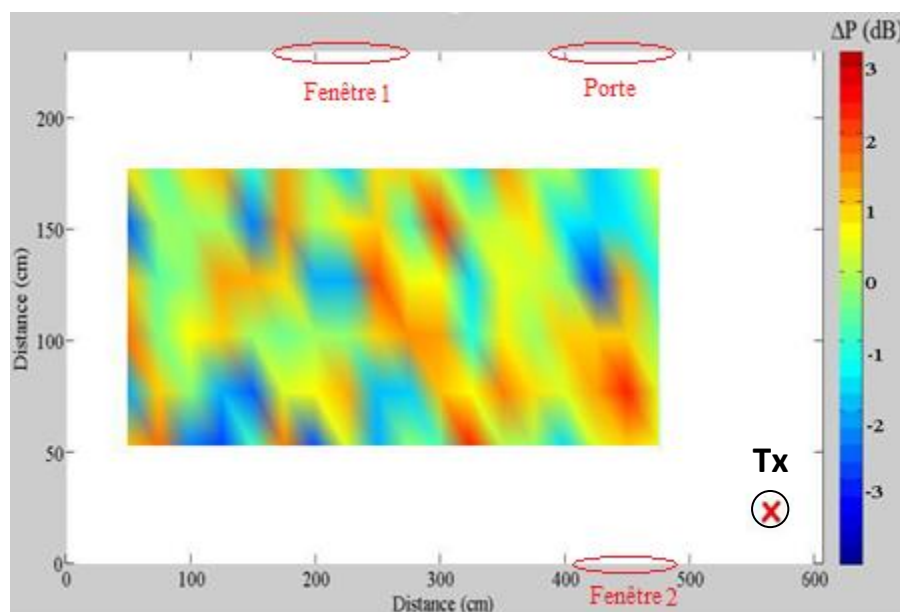


Fig. IV.21 – Comparaison entre mesures et simulations à 1,64 m

La Figure IV.22 présente la différence entre la puissance reçue obtenue par mesure avec celle obtenue par le code FDTD pour le deuxième cas d'étude. Le coefficient de corrélation calculé pour cette comparaison est de 0,94, l'erreur relative moyenne est de -0,79 % et l'écart type de l'erreur relative est de 2,88 %. Les résultats de l'analyse régressive linéaire sont donc très bons.

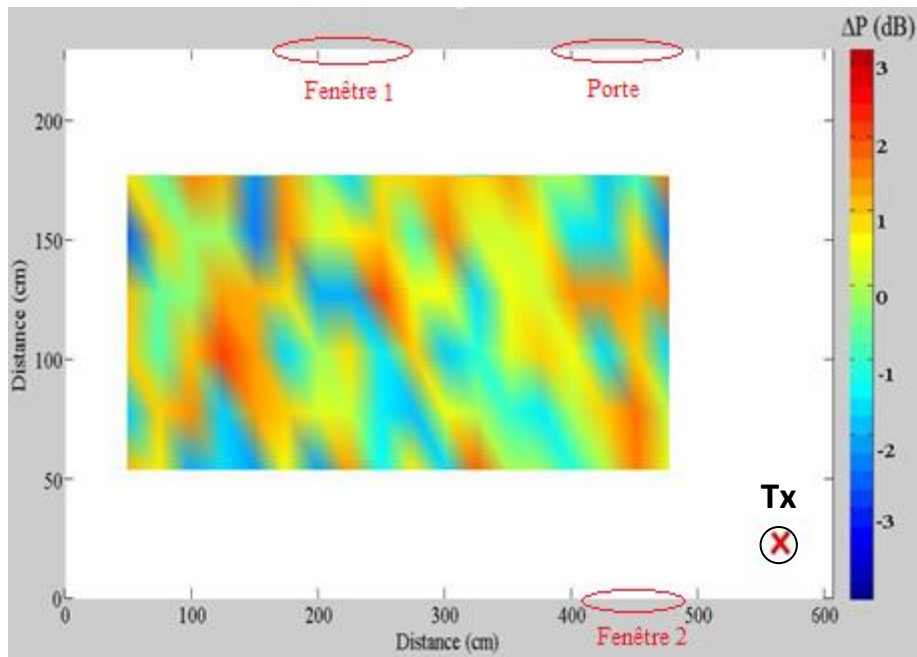


Fig. IV.22 – Comparaison entre mesures et simulations à 1,8 m

La Figure IV.23 présente la différence (en dB) entre la puissance reçue obtenue par mesure avec celle obtenue par le code FDTD pour le troisième cas d'étude, qui correspond à la présence d'un corps humain dans l'environnement. Le coefficient de corrélation pour cette comparaison est de 0,93, l'erreur relative moyenne est de -3,3 % et l'écart type de l'erreur relative est de 2,87 %. L'analyse régressive linéaire effectuée pour ce cas d'étude montre une bonne corrélation des résultats.

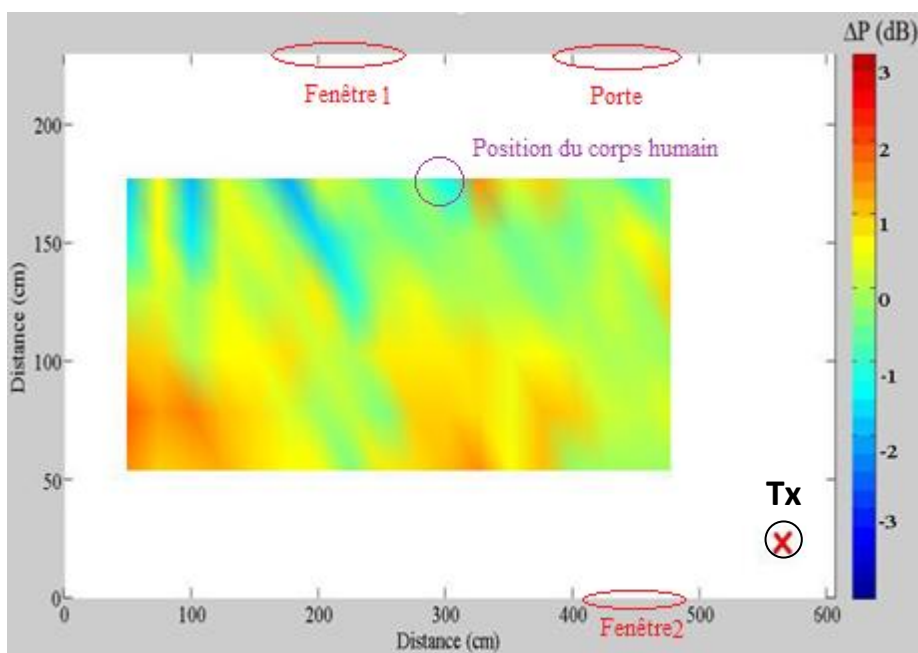


Fig. IV.23 – Comparaison entre mesures et simulations à 1,8 m en présence d'un corps humain

Cette comparaison, présentée pour les trois cas d'étude, montre un bon accord entre les résultats. D'une manière générale, une différence entre -3 à 3 dB est observée. Elle est probablement due à l'imprécision de caractéristiques des matériaux utilisés en simulation, à la précision d'emplacement d'antennes, à la présence de deux supports métalliques des antennes utilisés en mesures, ou au rayonnement réel de l'antenne d'émission par rapport à la source d'émission en simulation.

Cette étude valide la pertinence du modèle du corps humain intégré dans le code FDTD et montre une grande capacité de ce code à modéliser la propagation des ondes électromagnétiques en tenant compte de la présence du corps humain dans l'environnement.

IV.5 - Etude en présence de plusieurs sources d'émission

Comme montré précédemment, le code FDTD développé permet de modéliser, d'une manière efficace et précise, la propagation des ondes électromagnétiques dans un environnement complexe, en tenant compte de la présence du corps humain et de différents obstacles à l'intérieur de ce milieu.

Cependant, la présence d'autres sources rayonnantes dans l'environnement, qui fonctionnent à la même fréquence, influence la qualité des transmissions, d'où la nécessité d'intégrer ce paramètre dans le code, afin de prédire le rapport signal sur interférent nécessaire pour assurer une bonne qualité de réception.

Ce code a donc été amélioré pour tenir compte de la présence de plusieurs sources d'émission dans l'environnement [73]. La Figure IV.24 présente la propagation des ondes électromagnétiques dans le cas d'étude du bureau universitaire (paragraphe III.2), en présence de deux sources d'émission et un corps humain au milieu du bureau, et en tenant compte de tous les phénomènes physiques significatifs qui influencent cette propagation.

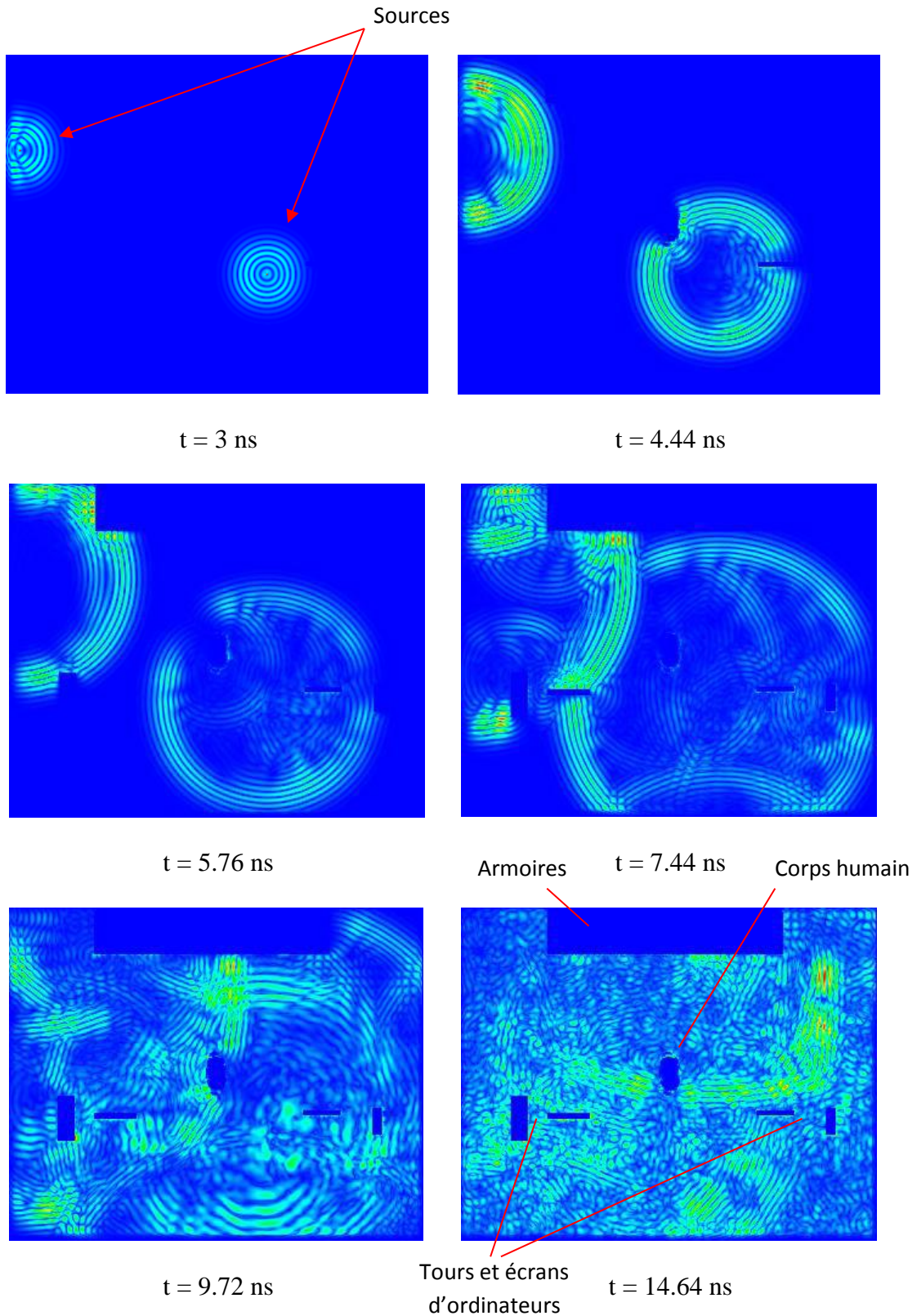


Fig. IV.24 - Représentation temporelle de la propagation des ondes électromagnétiques liée à la présence de deux sources d'émission et d'un corps humain

Cette amélioration ou modification apportée au code FDTD nous permet de gagner du temps. Par exemple, au lieu de faire des simulations séparées pour chaque source d'émission

dans l'environnement pour différentes positions, nous pouvons faire le calcul directement en une seule simulation. Ce qui facilite la planification d'emplacement de ces sources en assurant une meilleure qualité de transmission électromagnétique dans l'environnement. Ce type d'amélioration s'avère utile dans le cas des systèmes MIMO, le temps de simulation sera divisé par le nombre d'antennes. Cependant, la validation n'a pas été réalisée par des mesures. Ce travail devra donc être effectué dans le but de pouvoir utiliser plusieurs sources avec confiance dans de telles études.

IV.6 - Conclusion

L'intégration d'un modèle de corps humain dans le code FDTD a été réalisée et détaillée dans ce chapitre. Cette amélioration permettra d'élargir le domaine d'utilisation de ce code en assurant une meilleure précision.

La modélisation de la propagation en présence d'un corps humain est présentée dans le cas d'étude du bureau universitaire, ainsi qu'une étude de validation dans une chambre en acier, en comparant les résultats obtenus avec ceux des mesures effectuées dans cet environnement.

Des améliorations ont été apportées à ce code dans le but de tenir compte de la présence de plusieurs sources d'émission. Un exemple de modélisation en présence de deux sources a été présenté.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Le déploiement continu des systèmes de communications sans fil en *indoor*, fait évoluer parallèlement les besoins en caractérisation du canal de propagation, pour répondre aux besoins techniques et économiques lors des phases de planification et d'optimisation des réseaux. La modélisation du rayonnement des antennes, en tenant compte de la complexité de l'environnement étudié, est nécessaire pour assurer une prédiction fiable de la qualité de liaison entre un émetteur et un récepteur. Cette modélisation permet de déterminer les zones de couverture et d'interférences d'antennes émettrices, ce qui facilite aux ingénieurs la planification des dispositifs communicants.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont donc concerné la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux *indoor*. Tout d'abord, dans le premier chapitre, nous avons présenté les principaux systèmes de communication sans fil existants. Dans un deuxième temps, le canal de propagation a été décrit en détaillant ses paramètres caractéristiques. Enfin, un état de l'art des principaux modèles de prédiction du canal de propagation en *indoor* a été réalisé.

Dans le deuxième chapitre, nous avons commencé par définir les éléments principaux qui peuvent influencer la propagation en *indoor*. Ensuite, des exemples de modélisation de la propagation électromagnétique réalisée avec des outils du commerce ont été présentés. Les contraintes d'utilisation de ces outils ont été précisées. Par ailleurs, l'algorithme et le choix de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) pour la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques ont été décrits. Enfin, l'application de l'algorithme développé dans une étude de propagation, à travers des portes étanches métalliques à bord d'un navire, a été présentée. Les résultats obtenus ont montré une bonne précision du code FDTD.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la validation du code FDTD dans un environnement plus complexe, contenant du mobilier et ayant plusieurs types de matériaux, et en utilisant une source d'émission omnidirectionnelle. Le contexte d'étude du rayonnement d'antennes omnidirectionnelles à 2,4 GHz, réalisée dans un bureau universitaire, a été décrit. Ensuite, la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques dans cet environnement avec le code FDTD a été détaillée, ainsi que la présentation des mesures réalisées. Une comparaison des résultats obtenus par mesure et par modélisation a été menée,

et le bon accord obtenu a montré la fiabilité du code FDTD à fournir des estimations précises de la puissance reçue. Cette étude a conduit à l'apport des améliorations au niveau de performance du code, permettant la diminution du temps de calcul en particulier. Dans un deuxième temps, d'autres comparaisons ont été effectuées dans ce chapitre, en réalisant la modélisation du même environnement par d'autres outils de simulations (HFSS et Wireless Insite). L'étude comparative réalisée a montré l'efficacité du code FDTD à modéliser la propagation électromagnétique dans des milieux complexes.

Le quatrième et dernier chapitre a porté sur l'effet provoqué par la présence humaine, ou par la présence de plusieurs sources rayonnantes dans l'environnement. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons détaillé l'intégration d'un modèle du corps humain dans le code FDTD. Un exemple qui tient compte de la présence de ce modèle dans l'environnement étudié a été présenté. Dans une deuxième partie, nous avons exposé une étude de validation (mesures/simulations) effectuée dans une chambre en acier. Une bonne corrélation des résultats a été obtenue et l'intégration du modèle de corps humain dans le code FDTD a été donc validée. Dans la dernière partie de ce chapitre nous nous sommes intéressés à apporter des modifications au code, afin de pouvoir tenir compte de la présence de plusieurs sources d'émission. Un exemple de modélisation en présence de deux sources d'émission a été ensuite présenté.

Les perspectives de ce travail peuvent s'orienter suivant quatre directions :

- L'intégration des caractéristiques d'antennes dans le code FDTD. Cette intégration devra, par la suite, conduire à une modélisation simple et opérationnelle de la propagation des ondes électromagnétiques en tenant compte des caractéristiques des antennes employées. La démarche envisagée est décrite dans l'annexe F.
- Etudier la propagation dans un contexte multi-antennes (MIMO), pour analyser les angles de départ et d'arrivée des ondes, leurs corrélations spatiales et les possibilités d'extension au MIMO Massif ou à la formation de faisceaux (Beamforming).
- Etudier le contexte des réseaux corporels sans fil (WBAN).
- Rajouter des paramètres aléatoires permettant d'envisager des simulations pour des canaux de propagation variant dans le temps.

Annexe A

Résolution des équations de Maxwell au sens des différences centrées

Les équations de Maxwell décrivent la propagation des ondes électromagnétiques dans tout type de milieu. Nous considérerons dans la suite un milieu homogène, dépourvu de sources, non dispersif mais pouvant présenter des pertes électriques et/ou magnétiques. Dès lors, les équations différentielles de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère sont définies dans le domaine temporel par :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E}(\vec{r}, t) = -\mu \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}(\vec{r}, t) = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

Ensuite, ces équations sont projetées sur les axes (O_x , O_y , O_z) d'un repère en coordonnées cartésiennes. Auparavant, pour alléger les expressions, les notations suivantes seront adoptées : $\partial_t = \frac{\partial}{\partial t}$ et $\partial_u = \frac{\partial}{\partial u}$ pour $u = x, y, z$.

Ainsi, les équations (A.1) et (A.2) projetées sur les axes du repère donnent :

Selon l'axe (O_x) :

$$(\partial_y E_z - \partial_z E_y) = -\mu_x \partial_t H_x \quad (\text{A.3})$$

$$(\partial_y H_z - \partial_z H_y) = \varepsilon_x \partial_t E_x \quad (\text{A.4})$$

Selon l'axe (O_y) :

$$(\partial_x E_z - \partial_z E_x) = -\mu_y \partial_t H_y \quad (\text{A.5})$$

$$(\partial_x H_z - \partial_z H_x) = \varepsilon_y \partial_t E_y \quad (\text{A.6})$$

Selon l'axe (O_z) :

$$(\partial_x E_y - \partial_y E_x) = -\mu_z \partial_t H_z \quad (\text{A.7})$$

$$(\partial_x H_y - \partial_y H_x) = \varepsilon_z \partial_t E_z \quad (\text{A.8})$$

Le système est alors composé de 6 équations (duales 2 à 2), contenant 6 inconnues correspondant aux 6 composantes du champ E_x , E_y , E_z , H_x , H_y , H_z . Ce système sera résolu en appliquant les différences centrées sur les dérivées spatiales et temporelles des 6 composantes de champ.

En considérant une fonction F continue et dépendante de la variable u et en combinant les développements limités de Taylor à droite et à gauche à l'ordre 2, la dérivée et la moyenne de F en un point u_0 peuvent être approchées de manière centrée comme suit :

$$\partial_t F(u_0) \approx \frac{F((n+1)\Delta u) - F(n\Delta u)}{\Delta u} + o(\Delta u^2) \quad (\text{A.9})$$

$$F(u_0) \approx \frac{F((n+1)\Delta u) + F(n\Delta u)}{2} + o(\Delta u^2) \quad (\text{A.10})$$

avec $u_0 = \left(n + \frac{1}{2}\right) \Delta u$ et n entier.

Pour appliquer la différence et la moyenne centrées à l'ordre 2 aux équations de Maxwell discrétisées, il est nécessaire de travailler dans un espace discret avec des variables discrètes. Ainsi, pour le passage dans l'espace discret, on adopte les équivalences suivantes :

$$x = i\Delta x$$

$$y = j\Delta y$$

$$z = k\Delta z$$

$$t = n\Delta t$$

où $(i, j, k, n) \in \mathbb{N}$, Δx , Δy , Δz sont les pas spatiaux et Δt le pas temporel.

Pour alléger les notations des équations discrètes, la convention suivante est utilisée :

$$F(n\Delta t, i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) = F \Big|_{i,j,k}^n \quad (\text{A.11})$$

Dans un premier temps, la relation (A.9) est appliquée à la différentiation de (A.7) et à l'instant $t = n\Delta t$. Du fait des dérivées spatiales de E_x et E_y par rapport respectivement aux variables y et x , la différentiation spatiale de (A.7) est appliquée au point :

$$\left(i + \frac{1}{2}\right) \Delta x, \left(j + \frac{1}{2}\right) \Delta y, k\Delta z \quad (\text{A.12})$$

A partir de ces propositions, la relation discrète de (A.7) s'obtient directement et on en déduit la composante de champ H_z à l'instant $\left(n + \frac{1}{2}\right) \Delta t$ en fonction des autres composantes de champ évaluées aux instants précédents $n\Delta t$ et $\left(n - \frac{1}{2}\right) \Delta t$:

$$H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} = H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu_z} \left(\frac{E_y \Big|_{i+1,j+\frac{1}{2},k}^n - E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{\Delta x} - \frac{E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^n - E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (\text{A.13})$$

Les composantes H_x et H_y peuvent être déduites de (A.13) au même instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ par permutation circulaire des composantes de champ, de la composante de la perméabilité, des indices et des pas spatiaux.

La différentiation de la relation duale (A.8) de (A.7) conduit au calcul de E_z . Comme les composantes de E sont décalées d'une demi-cellule en espace par rapport aux composantes de H , un décalage en temps de $\frac{\Delta t}{2}$ de (A.8) par rapport à (A.7) est nécessaire. Ainsi, l'équation (A.8) est résolue numériquement à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$. Le point spatial de différentiation est imposé par le choix déjà réalisé sur les différentiations des composantes de H :

$$i\Delta x, j\Delta y, \left(k + \frac{1}{2}\right)\Delta z \quad (\text{A.14})$$

La composante du champ E_z à l'instant $(n + 1)\Delta t$ s'exprime alors en fonction des autres composantes de champ, évaluées aux instants précédents $n\Delta t$ et $(n + \frac{1}{2})\Delta t$:

$$E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} = C_1 E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n + C_2 \left(\frac{H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y \Big|_{i-\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} - \frac{H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x \Big|_{i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right) \quad (\text{A.15})$$

Avec

$$C_1 = \frac{1 - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_z}}{1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_z}} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_z}}{1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_z}}$$

La Figure A.1 représente le schéma numérique pour la mise à jour de la composante E_z .

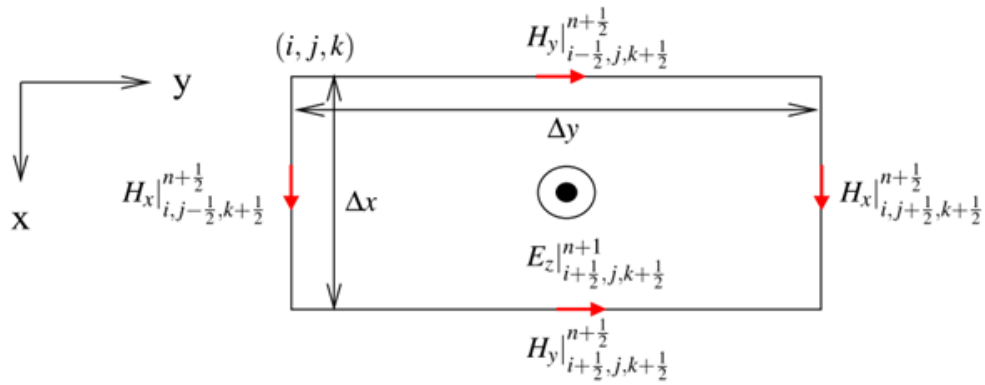


Fig. A.1 – Schéma numérique pour la mise à jour de la composante E_z

Par permutation circulaire des composantes de champ, des indices et des pas spatiaux, les composantes E_x et E_y peuvent être déduites au même instant $(n + 1)\Delta t$.

Au total, un système de 6 équations discrètes, qui s'expriment sous une forme récurrente, est obtenu à l'aide des différences centrées développées à l'ordre 2. Les composantes de H sont calculées aux instants $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ alors que les composantes de E sont calculées aux instants $n\Delta t$. Chaque composante est mise à jour dans chaque cellule élémentaire de Yee. Les 6 composantes du champ électromagnétique sont éclatées au sein d'une cellule parallélépipédique élémentaire. Etabli par Yee, le schéma numérique 3D décrivant la position des composantes du champ électromagnétique dans une cellule se déduit des équations discrètes établies précédemment.

La Figure A.2 décrit cette cellule dans laquelle les composantes du champ électrique sont positionnées au milieu des arêtes et les composantes du champ magnétique au centre des faces.

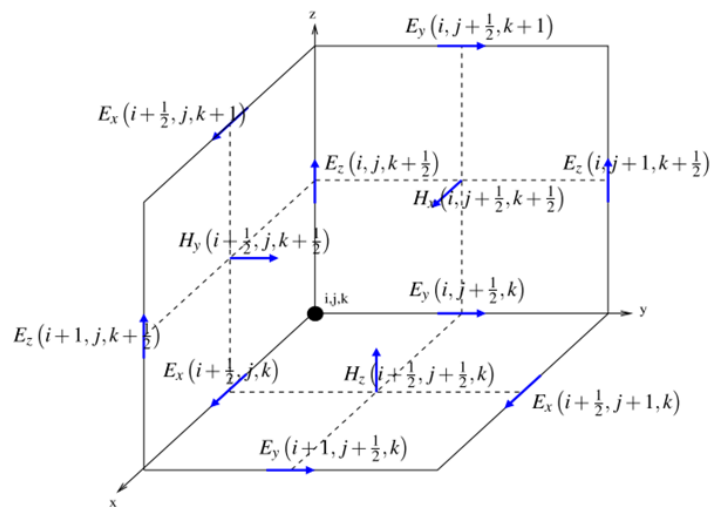


Fig. A.2 – Schéma numérique 3D de Yee

Annexe B

Du temporel au fréquentiel

Un code basé sur la méthode de transformée de Fourier, permettant le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel, a été développé sous MATLAB. Un exemple des résultats obtenus par ce code a été présenté dans la Figure III.4. Les parties (a) et (b) de cette figure correspondent respectivement aux commandes "figure(1)" et "figure(2)" du code ci-dessous. Les lignes précédées par le symbole "%" correspondent à des commentaires et le reste correspond à des lignes de commandes.

```
% All_00118-00111.txt est le fichier qui contient les résultats des champs électromagnétiques
% pour le point (x=118, y=111). Ce fichier contient 2000 lignes et 6 colonnes.
% Les colonnes correspondent respectivement aux composantes des champs
% électromagnétiques  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_x$ ,  $H_y$  et  $H_z$ , et le nombre de lignes correspond au
% nombre d'itérations.

data=load('All_00118-00111.txt');

%  $E_z$  (V/m) en temporel

Ez = data(:,3);
figure(1),plot(Ez),grid off , zoom on;

% Transformée de Fourier de  $E_z$  (V/m).s
Fe = 20784609000*2;
NFFT = 2^15;
F = (0:NFFT/2)/NFFT*Fe;
Z = fft(Ez,NFFT);
Z = Z(1:NFFT/2+1);
figure(2),clf,plot(F,abs(Z)),grid on , zoom on;

% Extraire la valeur de  $E_z$  à la fréquence 2.4 GHz par exemple
F_Ez=Z(find(f>(2.394e9) & f<2.406e9));
```

Annexe C

Définition des paramètres géométriques et matériels de l'environnement dans le code FDTD

C.1 - Définition des paramètres géométriques et matériels

On propose l'exemple présenté dans la Figure C.1, afin de mieux comprendre la définition des paramètres géométriques et matériels.

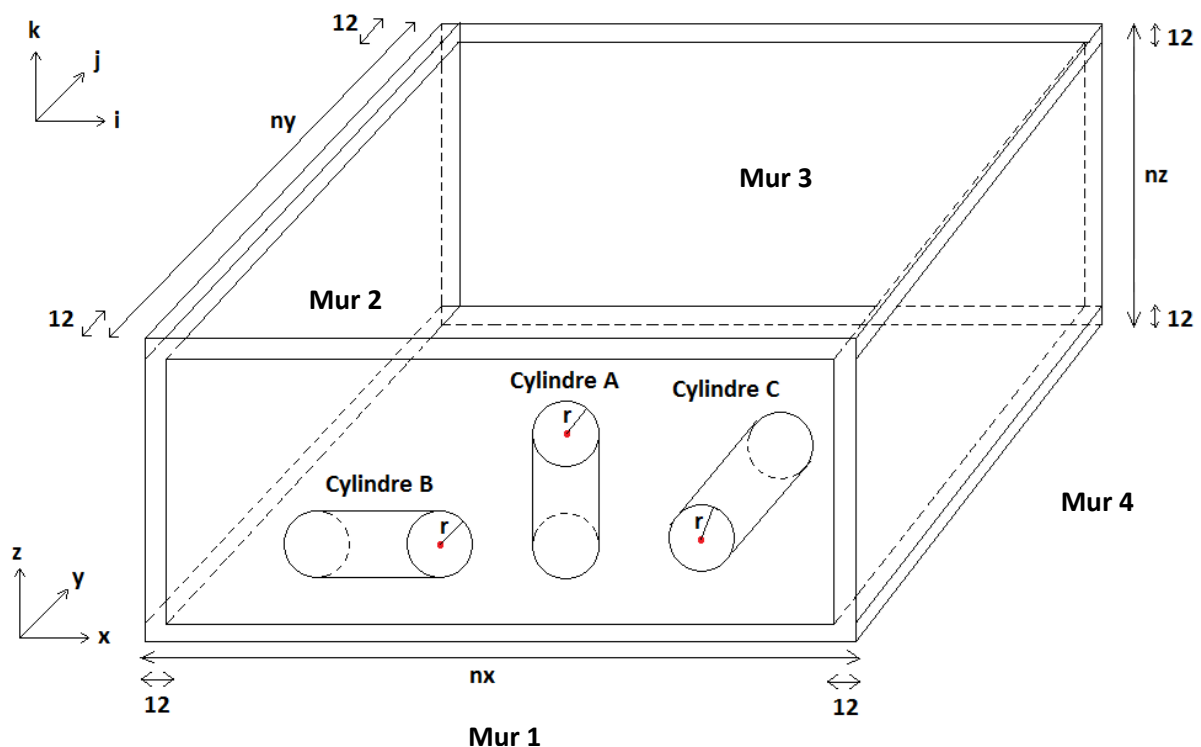


Fig. C.1 – Environnement contenant plusieurs obstacles
Où le rayon du cylindre r est égal à 15 pas spatiaux

On commence d'abord par définir, dans un fichier alphanumérique, les dimensions et le matériel de l'environnement qui correspond à un parallélépipède remplie d'air. Ensuite, on définit tout ce qui se trouve à l'intérieur de l'environnement où les murs, le sol et le plafond doivent être les derniers à définir. Cette définition est détaillée dans le fichier développé ci-après comprenant des lignes précédées par le point d'exclamation, qui correspondent à des commentaires et d'autres sans, qui correspondent à des lignes de commande. Toutes les dimensions dans ce fichier sont exprimées en fonction du pas spatial.

! Définition des dimensions de l'environnement

```

integer :: nx,ny,nz
integer, DIMENSION(:,:,:), ALLOCATABLE :: room
nx = 424
ny = 324
nz = 264
allocate(room(1:nx, 1:ny, 1:nz), stat=err)

```

! Définition du matériel qui correspond à l'environnement défini.

```
room = 0
```

! L'environnement défini aura donc de nature le matériel numéro "0", qui correspond à l'air et qui se trouve dans le fichier contenant les caractéristiques des matériaux.

Définition des obstacles qui se trouvent à l'intérieur de l'environnement :

! Exemples des obstacles dont la forme est cylindrique et ayant différentes orientations

! Le nombre 15 présent dans les lignes de commandes ci-dessous correspond au rayon r

! Définition du cylindre A

```

do k = 1, nz
  do j = 1, ny
    do i = 1, nx
      if(((i-150)**2+(j-300)**2.le.15**2).and.(k.ge.100).and.(k.le.200))then
        room(i,j,k)= 3
      endif
    enddo
  enddo
enddo

```

! Le cylindre A aura de nature le matériel numéro "1", qui correspond au bois et qui se trouve dans le fichier contenant les caractéristiques des matériaux

! Définition du cylindre B

```

do i = 1, nx
  do k = 1, nz
    do j = 1, ny
      if(((j-300)**2+(k-100)**2.le.15**2).and.(i.ge.100).and.(i.le.200))then
        room(i,j,k)= 2
      endif
    enddo
  enddo
enddo

```

! Définition du cylindre C

```

do j = 1, ny
  do i = 1, nx
    do k = 1, nz
      if(((k-100)**2+(i-100)**2.le.15**2).and.(j.ge.100).and.(j.le.200))then
        room(i,j,k)= 2
      endif
    enddo
  enddo
enddo

```

! Les cylindres B et C auront de nature le matériel numéro "2", qui correspond au verre
! et qui se trouve dans le fichier contenant les caractéristiques des matériaux.

! Exemples des obstacles ayant la forme d'un parallélépipède rectangle

! Définition du mur-1

```
room (1:nx, 1:12, 1:nz) = 3
```

! Définition du mur-2

```
room (1:12, 1:ny, 1:nz) = 3
```

! Définition du mur-3

```
room (1:nx, ny-12:ny, 1:nz) = 3
```

! Définition du mur-4

```
room (nx-12:nx, 1:ny, 1:nz) = 3
```

! "mur-1", "mur-2", "mur-3" et "mur-4" auront de nature le matériel numéro "3" qui
! correspond au briques et qui se trouve dans le fichier contenant les caractéristiques
! des matériaux.

C.2 – Fichier contenant les caractéristiques des matériaux

Le fichier qui contient les caractéristiques des matériaux utilisés est constitué de quatre colonnes. La première colonne correspond au numéro du matériel, la deuxième correspond à son nom, la troisième correspond à sa conductivité (σ) et la dernière correspond à sa permittivité relative (ϵ_r). Ce fichier a donc la forme suivante :

! Numéro du matériel	Nom du matériel	Conductivité	Permittivité relative
0	Air	0	1
1	Wood	0	2
2	Glass	0	3.8
3	Wall_brick	0.3	4.1

Annexe D

Analyse régressive linéaire

L'analyse régressive a été largement utilisée dans les chapitres III et IV. Un code a été développé sous MATLAB, en s'appuyant sur cette analyse. Il permet le calcul de la moyenne, la covariance, l'écart type, le coefficient de corrélation, l'erreur relative moyenne et l'écart type de l'erreur relative. Dans le fichier ci-après, les lignes précédées par le symbole "%" correspondent à des commentaires et les autres constituent les commandes.

```
% sim : matrice qui correspond aux valeurs de la puissance reçue obtenues par simulation
% mes : matrice qui correspond aux valeurs de la puissance reçue obtenues par des mesures
```

```
sim2 = sim.^2;
mes2 = mes.^2;
ms = mes.*sim;
```

```
% valeur moyenne
```

```
Esim = mean(sim);
Emes = mean(mes);
Ems = mean(ms);
Esim2 = mean(sim2);
Emes2 = mean(mes2);
```

```
% covariance
```

```
covms = Ems - (Esim*Emes);
```

```
% écart type
```

```
Ss = ((Esim2) - (Esim*Esim))^0.5;
Sm = ((Emes2) - (Emes*Emes))^0.5;
```

```
% coefficient de corrélation
```

```
r = covms/(Ss*Sm);
```

```
% différence entre les valeurs de la puissance reçue obtenues par simulation FDTD et celles
% obtenues par des mesures
```

```
diff = sim - mes;
```

```
% différence maximale
```

```
big = max(diff);
```

```
% différence minimale
```

```
small = min(diff);
```


% erreur relative Er

$Er = 100 * (sim - mes) / mes;$

% erreur relative moyenne EEr

$EEr = mean(Er) ;$

% écart type de l'erreur relative SEr

$Er2 = Er.^2;$

$EEr2 = mean(Er2);$

$SEr = ((EEr2) - (EEr * EEr))^{0.5};$

Annexe E

Les matériaux constituant le modèle du corps humain intégré dans le code FDTD

Le fichier représentant les caractéristiques des matériaux formant le modèle du corps humain employé est constitué de quatre colonnes [73]. La première colonne correspond au numéro du matériel, où chaque numéro correspond à un organe du corps humain. La deuxième colonne correspond au nom du matériel. La troisième correspond à sa conductivité (σ) et la dernière correspond à sa permittivité relative (ϵ_r). Ce fichier a donc la forme suivante :

N	Nom du matériel	σ (S/m)	ϵ_r (F/m)
0	air	0	1
1	cerebral_cortex	0.59515458	56.44398499
2	white_matter	0.34836939	41.28079033
3	cerebellum	0.82605255	58.15469742
4	midbrain	0.34836939	41.28079033
5	eyeball	1.44514167	67.71049214
6	optic_nerve	0.35986477	34.74881363
7	cornea	1.06887341	57.84246635
8	the_crystalline_lens	0.34613180	37.82515335
9	pituitary_gland	0.80907071	60.54281044
10	thalamus	0.59515458	56.44398499
11	hypothalamus	0.59515458	56.44398499
12	pineal_gland	0.80907071	60.54281044
13	tongue	0.69344097	56.52260780
14	cerebrospinal_fluid	2.14390564	70.39963913
15	right_suprarenal_body(gland)	0.80907071	60.54281044
16	urinary_bladder	0.30010962	19.33148861
18	colon_(large_intestine)	0.71641898	61.12129974
20	duodenum	0.91899437	66.27923393
21	esophagus	0.91899437	66.27923393
23	gall_bladder	1.04225028	60.73483276

24	heart	1.01880646	63.54899597
25	right_kidney	0.85720283	67.50839424
26	liver	0.52030158	50.15293502
27	right_lung	0.45216662	38.25424575
29	pancreas	0.80907071	60.54281044
30	prostate_gland	0.80907071	60.54281044
31	small_intestine	1.70134962	65.79007912
32	spleen	0.84441698	62.58494759
33	stomach	0.91899437	66.27923393
37	nasal_cavity	0	1
38	thyroid_gland	0.80898708	60.55047417
39	trachea	0.56548506	43.18475723
45	bone	0.10401546	14.16905880
48	fat	0.03710634	5.53071189
49	muscle	0.74710494	56.93144607
51	skin	0.54073572	47.93014336
55	diaphragm	0.74710494	56.93144607
56	seminal_vesicle	0.80907071	60.54281044
57	body_of_erectile_tissue	1.25574398	62.90047836
80	spinal_cord	0.35986477	34.74881363
82	paranasal_sinus	0	1
83	testicle	0.93375176	62.06441498
84	left_kidney	0.85720283	67.50839424
85	left_lung	0.45216662	38.25424575
86	epiglottis	0.49346393	44.55864907
87	oral_cavity	0	1
88	external_ear	0	1
89	salivary_gland	0.80907071	60.54281044
90	middle_ear	0.05478248	7.31782723
91	inner_ear	2.14390564	70.39963913
92	pharynx	0.56548506	43.18475723
94	left_suprarenal_body(gland)	0.80907071	60.54281044

Annexe F

Approche pour l'intégration du rayonnement réel d'antennes dans le code FDTD

La version actuelle du code FDTD nous permet de modéliser la propagation des ondes électromagnétiques en tenant compte de la complexité environnementale, de la présence du corps humain et d'autres sources rayonnantes à l'intérieur de cet environnement. Des résultats précis et un niveau important de performances de calcul sont assurés par ce code.

La propagation électromagnétique en *indoor* est influencée par plusieurs paramètres. L'antenne est l'un de ces paramètres les plus importants par ses caractéristiques (diagramme de rayonnement, polarisation, directivité, gain, position et orientation).

Il est donc nécessaire de chercher à intégrer les caractéristiques réelles d'antenne dans notre code FDTD, afin de tenir compte de leurs effets sur la propagation et de donner plus de réalisme à la modélisation effectuée avec ce code.

Jusque-là, la source d'émission du code FDTD était une source ponctuelle omnidirectionnelle. Cette source devra être remplacée par le rayonnement réel de l'antenne.

Les outils commerciaux CST-MWS et HFSS sont des outils fiables pour la modélisation des antennes. Or le code FDTD calcule les champs électromagnétiques en temporel, nous avons donc besoin d'utiliser CST-MWS pour modéliser l'antenne, puis calculer et extraire les valeurs des champs électromagnétiques en temporel pour quelques points autour de cette antenne, afin de pouvoir les utiliser comme sources de rayonnement dans notre code.

La première étape porte sur la modélisation de l'antenne monopôle ($\lambda/4$), utilisée dans l'étude du bureau universitaire à 2.4 GHz (paragraphe III.2), sous CST-MWS. Une fois la modélisation est effectuée, nous avons défini des sondes autour de l'antenne afin de calculer les champs électromagnétiques, ce qui nous permet d'extraire les valeurs des composantes des champs électriques et magnétiques dans des fichiers d'extension «.txt».

Dans un premier temps, nous avons choisi autour de l'antenne 58 sondes séparées d'une distance de $\lambda / 10$, comme le montre la Figure F.1.

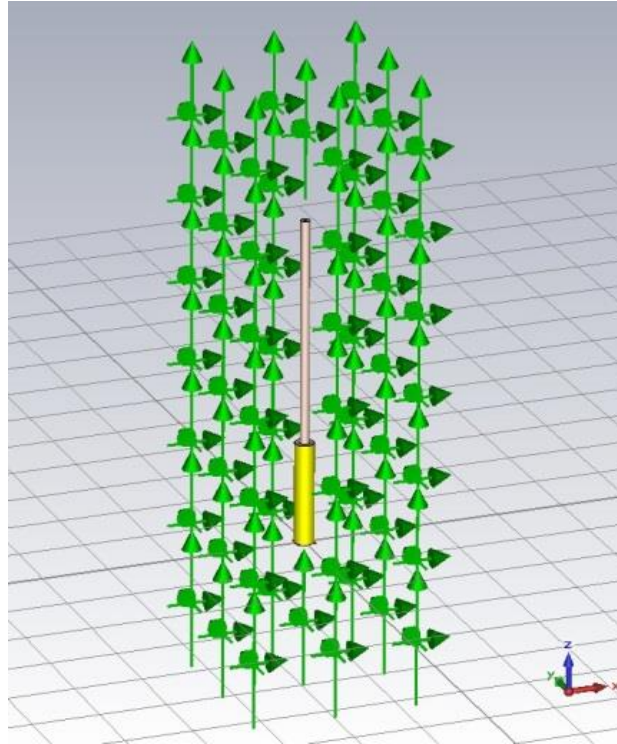


Fig. F.1 – Définition des positions des 58 sondes placées autour de l’antenne monopôle ($\lambda/4$)

Pour chaque sonde, nous pouvons extraire dans des fichiers de format “.txt” les valeurs des composantes des champs électriques et magnétiques, calculées pour le même pas temporel et le même nombre d’itérations que ceux utilisés dans la simulation avec le code FDTD (paragraphe III.3).

Une fois ces paramètres sont définis et cette démarche est bien respectée, on lance le calcul qui nous fournit pour chaque sonde deux fichiers texte. Le premier contient les composantes du champ électrique et le deuxième celles du champ magnétique. Ces composantes seront ensuite regroupées dans un seul fichier texte contenant 6 colonnes qui correspondent à E_x , E_y , E_z , H_x , H_y , et H_z respectivement.

On obtient donc 58 fichiers qui représentent le rayonnement de cette antenne en temporel dans 58 points. Le code a été modifié d’une manière qui nous permet d’utiliser plusieurs sources en émission. Ainsi, il était devenu possible d’utiliser un fichier «.txt» comme source d’émission à la place de la source ponctuelle omnidirectionnelle définie initialement dans le code. Cette modification permettra d’utiliser les 58 fichiers comme 58 sources d’émission.

Cette démarche envisagée devra être validée, afin que cette approche donne des résultats plus précis par modélisation avec le code FDTD.

Publications & communications

Communications internationales

1. Z. SAYEGH, M. LATRACH, F. COSTEN, G. EL ZEIN, G. ZAHARIA, "Electromagnetic Propagation Modeling in Office Environment", *Proceedings of the 3rd IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC '13)*, Torino, Italy, 9-13 September, 2013, DOI: 10.1109/APWC.2013.6624946, pp. 1461-1464.
2. Z. SAYEGH, M. LATRACH, F. COSTEN, G. EL ZEIN, G. ZAHARIA, "Numerical Modeling of Human Effect on Indoor Propagation", *Proceedings of the 13th IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS '13)*, Saida, Lebanon, 2-5 September, 2013, DOI: 10.1109/MMS.2013.6663096, pp.1-4.
3. A. MABROUKI, M. LATRACH, Z. SAYEGH, "Design and Experiment of RF Rectifiers for Wireless Power Transmission", *Proceedings of the 13th IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS '13)*, Saida, Lebanon, 2-5 September, 2013, DOI: 10.1109/MMS.2013.6663079, pp.1-4.
4. Z. SAYEGH, M. LATRACH, F. COSTEN, G. EL ZEIN, G. ZAHARIA, "Impacts of Human Body on Antenna Radiation in Indoor Environments: Numerical Modeling and Experimental Validation", *Proceedings of the 11th IEEE International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS '13)*, 11-12 July, 2013, Iasi, Romania, DOI: 10.1109/ISSCS.2013.6651233, pp. 1-4.
5. Z. SAYEGH, M. LATRACH, F. COSTEN, W. ABDOUNI, G. EL ZEIN, G. ZAHARIA, "Antenna Radiation in Typical Office Environment: Theoretical Modeling and Measurements", *Proceedings of the 6th European Modelling Symposium (EMS '12)*, Malta, 14-16 November, 2012, DOI: 10.1109/EMS.2012.47, pp. 433-438.
6. A. ALAELDINE, M. LATRACH, H. RAGGAD, Z. SAYEGH, A. DAKDOUKI, "Efficiency of GTEM cell for measuring small antennas gain with respect to power losses calculation", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI '11)*, Washington, U.S.A., 3-8 July, 2011, DOI: 10.1109/APS.2011.5996871, pp. 1898-1901.
7. A. ALAELDINE, M. LATRACH, H. RAGGAD, Z. SAYEGH, "Design and optimization of a gsm printed antenna for energy harvesting applications", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI '11)*, Washington, U.S.A., 3-8 July, 2011, DOI: 10.1109/APS.2011.5996840, pp. 1780-1783.

Communications nationales

1. Z. SAYEGH, M. LATRACH, F. COSTEN, G. EL ZEIN, G. ZAHARIA, "Modélisation de la propagation électromagnétique dans un environnement de type bureau à 2.4 GHz", *18^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM '13)*, Paris, 14-17 Mai, 2013, Session Poster, J1-AP-P12, pp. 1-4.
2. A. ALAELDINE, M. LATRACH, W. ABDOUNI, H. RAGGAD, Z. SAYEGH, "Conception d'une antenne dipôle imprimée pour la récupération de l'énergie RF à 915 MHz", *17^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM '11)*, Brest, 17-20 Mai, 2011, Session Poster, J1-1F-P371, pp. 1-4.

Bibliographie

- [1] IEEE 802-11, “Telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements”. Tech. Rep., Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 12 Jun. 2007.
- [2] J. D. Parsons. “The Mobile Radio Propagation Channel”. Wiley, 2000.
- [3] J. B. Keller. “Geometrical theory of diffraction”. Journal of Optical Society of America, vol. 52, no. 2, pages 116-130, 1962.
- [4] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak. “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface”. Proceedings of the IEEE, vol. 62, no. 11, pages 1448-1461, Nov. 1974.
- [5] P.A. Bello. “Characterization of Randomly Time Variant Linear Channels”. IEEE Transactions on Communication and Systems, vol. CS-11, no. 12, pages 360–393, Dec. 1963.
- [6] J. Guillet. “Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO”. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Jul. 2004.
- [7] D. Parsons. “The Mobile Radio Propagation Channel”. Pentech press, 1992.
- [8] T.K. Sarkar, Z. Ji, K. Kim, A. Medouri et M. Salazar-Palma. “A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communication”. IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 3, pages 51–82, Jun. 2003.
- [9] J.B. Andersen, T.S. Rappaport et S. Youshida. “Propagtion Measurement and Models for Wireless Communications Channels”. IEEE Communications Magazine, vol. 33, no. 1, pages 42–49, Jan. 1995.
- [10] T.S. Rappaport. “Wireless Communication: Principles and Practice”. Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall PTR, 1996.
- [11] B. Sklar. “Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems - Part I: Characterization”. IEEE Communications Magazine, pages 90–100, Jul. 1997.
- [12] R. Janaswamy. “Path loss predictions in the presence of buildings on flat terrain: a 3-D vector parabolic equation approach”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 8, pages 1716-1728, Aug. 2003.

- [13] M. Franceschetti, J. Bruck, and L. J. Schulman. "A random walk model of wave propagation". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 5, pages 1304-1317, May 2004.
- [14] D. M. J. Devasirvatham. "A comparison of time delay spread and signal level measurements within two similar office buildings". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 35, no. 3, pages 319-324, 1987.
- [15] G. Zaharia, G. El Zein, J. Citerne. "Wideband measurements and analysis of propagation losses within a building". Digest of the IEEE-APS International Symposium, Chicago, pages 1380-1383, 18-25 Jul. 1992.
- [16] G. Zaharia, G. El Zein, J. Citerne. "Power loss measurements and analysis of the indoor radio channel". Proceedings of the 10th NRSC, Cairo, pages F4-1/F4-8, 16-18 Feb. 1993.
- [17] International Telecommunication Union. "Propagation data and prediction models for the planning of indoor communication systems and local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz". ITU-R Recommendation, (P-1238-1), 1997.
- [18] J.M. Keenan and A.J. Motley. "Radio coverage in buildings". British Telecom technology journal, vol. 8, no. 1, 19-24 Jan. 1990.
- [19] A.G.M. Lima and L.F. Menezes. "Motley-Keenan model adjusted to the thickness of the wall". SBMO/IEEE MTT-S International Conference on Micro-wave and Optoelectronics, 25-28 Jul. 2005.
- [20] E. Damosso ed. COST 231: Digital Mobile Radio towards Future Generation Systems. Final Report, EUR 18957, 1999.
- [21] L. M. Correia ed. COST 259: Wireless Flexible Personalized Communications. Wiley, 2001.
- [22] M. Lott and I. Forkel. "A multi-wall-and-floor model for indoor radio propagation". Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS, vol. 1, no.6, pages 464-468, May 2001.
- [23] W. Honcharenko, H.L. Bertoni, L. Dailing, J. Qian, and H.D. Yee. "Mechanisms governing uhf propagation on single floors in modern office buildings". IEEE transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, no. 6, pages 787-790, 1993.
- [24] W.J.R. Hofer. "The transmission line matrix method - theory and applications". IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 3, 1985.
- [25] P. O. Luthi. "Lattice Wave Automata: from radiowave to fracture propagation". PhD thesis, University of Geneva, Geneva, Switzerland, Mar. 1998.
- [26] F. Guidec, P. Kuonen, and P. Calacgari. "Parflow++ : a c++ parallel application". In 20th SPEEDUP meeting, Geneva, Suisse, Sep. 1996.

- [27] R.F. Harrington. "Field Computation by Moment Method". Krieger Publishing Co., 1982.
- [28] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, R. Gharpurey, J. Lin, P. Fontaine, J.M. Ho, S. Lee, M. Frechette, S. March, H. Yamaguchi, J. Foerster, and A.F. Molisch. "Multi-band ofdm physical layer proposal for iee 802.15 task group 3a". Tech. Rep. IEEE P802.15-03/268r3, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Mar. 2004.
- [29] R. Hoppe, P. Wertz, G. Wolfle, and F.M. Landstorfer. "Fast and enhanced ray optical propagation modeling for radio network planning in urban and indoor scenarios". In MPRG Wireless Personal Communications Symposium, Virginia, Jun. 2000.
- [30] G. Wolfle, R. Wahl, P. Wertz, P. Wildbolz, and F. Landstorfer. "Dominant path prediction model for indoor scenarios". In German Microwave Conference (GeMIC), Ulm, Germany, Apr. 2005.
- [31] G. Wolfle and F.M. Landstorfer. "Dominant path for the fld strength prediction". In IEEE Vehicular Technology Conference VTC, pages 552-556, Ottawa, Ontario, May 1998.
- [32] G. Wolfle, R. Wahl, P. Wildbolz, and P. Wertz. "Dominant path prediction model for indoor and urban scenarios". In 11th COST 273, Germany, Sep. 2004.
- [33] D. Zimmermann, J. Baumann, M. Layh, F. Landstorfer, R. Hoppe, and G. Wolfle. "Database correlation for positioning of mobile terminals in cellular networks using wave propagation models". In 60th VTC2004, California, Oct. 2004.
- [34] K.S. Yee. "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 14, pages 302-307, 1966.
- [35] A. Taflove. "Computational Electrodynamics, The Finite Difference Time Domain Method". Artech House, 1995.
- [36] C. Guiffaut. "Contribution à la Méthode FDTD pour l'Etude d'Antennes et de la Diffraction d'Objets Enfouis". thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 2000.
- [37] R. Holland and L. Simpson. "A Free Field EMP Coupling and Scattering Code". IEEE Transaction on Nuclear Sciences, vol. 6, pages 2416-2421, 1977.
- [38] J-P. Bérenger. "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves". Computational Physics, vol. 114, pages 185-200, Jan. 1994.
- [39] J-P. Bérenger. "A Perfectly Matched Layer for the FDTD Solution of Wave-Structure Interaction Problems". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, pages 1-8, Jan. 1996.

- [40] W. Zhang. "A wide-band propagation model based on utd for cellular mobile radio communications". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 11, pages 1669-1678, Nov. 1997.
- [41] N. Tsingos, T. Funkhouser, A. Ngan, and I. Carlbom. "Modeling acoustics in virtual environments using the uniform theory of diffraction". Bell laboratories report, Princeton University, pages 545-553, 2001.
- [42] A. Fourie and D. Nitch. "Super nec: Antenna and indoor-propagation simulation program". IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 42, no. 3, Jun. 2000.
- [43] G. Wolfle, R. Hoppe, and F. Landstorfer. "A fast and enhanced ray optical propagation model for indoor and urban scenarios, based on an intelligent preprocessing of the database". In 10th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Japan, Sep. 1999.
- [44] Y. Wang, S. Safavi-Naeini, and S. K. Chaudhuri. "A hybrid technique based on combining ray tracing and fdtd methods for site-specific modeling of indoor radio wave propagation". IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 48, no. 5, pages 743-754, May 2000.
- [45] Z. Zhang, R.K. Sorensen, Z. Yun, and al. "A Ray-Tracing Approach for Indoor / Outdoor Propagation Through Window Structures". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, no. 5, pages 742-748, May 2002.
- [46] S. Reynaud, A. Reineix, C. Guiffaut, and R. Vauzelle. "On the validity domain of a hybrid fdtd/utd method for indoor channel modeling". In European Conference on Wireless Technology, September, Manchester, UK, 2006.
- [47] S. Reynaud, A. Reineix, C. Guiffaut, and R. Vauzelle. "Modeling indoor propagation using an indirect hybrid method combining the utd and the fdtd methods". In 7th European Conference on Wireless Technology, Amsterdam, Oct. 2004.
- [48] C.-F. Yang and B.-C. Wu. "Array-tracing/PMM hybrid approach for determining wave propagation through periodic structures". IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 50, no. 3, pp. 791-795, 2001.
- [49] G. de la Roche, P. Flipo, Z. Lai, G. Villemaud, J. Zhang, and J-M. Gorce. "Implementation and Validation of a New Combined Model for Outdoor to Indoor Radio Coverage Predictions". EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking Volume 2010 (2010), Article ID 215352, 9 pages doi:10.1155/2010/215352.
- [50] Ph. De Doncker, M. Helier, and W. Tabbara. "Statistical indoor propagation analysis for broadband personal area networks". URSI (International Union of Radio Science), (17-24), Aug. 2002.

- [51] S. Collonge. “Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l’intérieur des bâtiments”. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Dec. 2003.
- [52] S. Allio. “Méthodes avancées pour une ingénierie WLAN multi-standards”. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Jan. 2007.
- [53] G. Zaharia. “Caractérisation de la propagation radioélectrique à l’intérieur des bâtiments - Implications sur la qualité d’une transmission numérique CT2”. Thèse de doctorat de l’INSA de Rennes, feb. 1997.
- [54] A. Affandi. “Caractérisation et modélisation de la propagation à l’intérieur des bâtiments dans les bandes de 450 – 900 – 1800 – 2400 – 5800 MHz”. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, May 2000.
- [55] L. Subrt, P. Pechac. “The Influence of Dynamic Changes of Indoor Scenarios on Electromagnetic Wave Propagation”. Antennas and Propagation (EuCAP) 2010, Barcelona, Spain, 12-16 Apr. 2010.
- [56] G. Tesserault. “Modélisation multi-fréquences du canal de propagation”. Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, Dec. 2008.
- [57] <https://www.cst.com/products/cstmws>.
- [58] J. B. Schneider. “A selective survey of the finite difference time-domain literature”, IEEE Antennas Propagation Magazine, vol. 37, no. 4, pages 39-57, Aug. 1995.
- [59] H. Kdouh. “Application of Wireless Technologies to Alarm and Monitoring System on Board Ships”. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Dec. 2012.
- [60] Brittany Ferries, <http://www.brittany-ferries.fr>.
- [61] H. Farhat, R. Cosquer, G. Grunfelder, L. Le Coq, and G. El Zein. “A dual band MIMO channel sounder at 2.2 GHz and 3.5”. Proc. of IEEE Int. Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC), Victoria, Vancouver Island, Canada, pages 1980–1985, May 2008.
- [62] M.S. Bartlett. “An introduction to stochastic process”. Cambridge University Press, New York, USA, 1956.
- [63] B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. Pederson. “Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm”. IEEE J. Sel. Areas, Commun., 17, pages 434–450, 1999.
- [64] [https:// www.siradel.com](https://www.siradel.com).

- [65] Z. Sayegh, M. Latrach, F. Costen, G. El Zein, G. Zaharia. “Modélisation de la Propagation Electromagnétique dans un Environnement de Type Bureau à 2.4 GHz”. 18èmes Journées Nationales Microondes (JNM '13), Paris, France, Session Poster, J1-AP-P12, pages 1-4, 14-17 May 2013.
- [66] K.A. Remley, A. Weisshaar, and H.R. Anderson. “A comparative study of ray tracing and FDTD for indoor propagation modeling”. Vehicular Technology Conference, VTC 98. 48th IEEE, May 1998.
- [67] P. Neeakanta, T. Kishkan, R. Chaterjee. “Antennas for Information Super Skyways: An Exposition on Outdoor and Indoor Wireless Antennas”. Research Studies Press Ltd, page 223, 1st edition (Dec. 1, 2002).
- [68] Z. Sayegh, M. Latrach, F. Costen, W. Abdouni, G. El Zein, G. Zaharia. “Antenna Radiation in Typical Office Environment: Theoretical Modeling and Measurements”. Proceedings of the 6th European Modelling Symposium (EMS '12), Malta, DOI: 10.1109/EMS.2012.47, pages 433-438, 14-16 Nov. 2012.
- [69] [https:// www.remcom.com/wireless-insite](https://www.remcom.com/wireless-insite).
- [70] Z. Sayegh, M. Latrach, F. Costen, G. El Zein, G. Zaharia. “Electromagnetic Propagation Modeling in Office Environment”. Proceedings of the 3rd IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC '13), Torino, Italy, DOI: 10.1109/APWC.2013.6624946, pages 1461-1464, 9-13 Sep. 2013.
- [71] Fumie COSTEN, «fumie.costen@manchester.ac.uk».
- [72] Z. Sayegh, M. Latrach, F. Costen, G. El Zein, G. Zaharia. “Impacts of Human Body on Antenna Radiation in Indoor Environments: Numerical Modeling and Experimental Validation”. Proceedings of the 11th IEEE International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS '13), Iasi, Romania, DOI: 10.1109/ISSCS.2013.6651233, pages 1-4, 11-12 Jul. 2013.
- [73] Z. Sayegh, M. Latrach, F. Costen, G. El Zein, G. Zaharia. “Numerical Modeling of Human Effect on Indoor Propagation”. Proceedings of the 13th IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS '13), Saida, Lebanon, DOI: 10.1109/MMS.2013.6663096, pages1-4, 2-5 Sep. 2013.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Contribution à l'étude du canal de propagation à l'intérieur des bâtiments par simulations et mesures

Nom Prénom de l'auteur : SAYEGH ZAHER

Membres du jury :

- Monsieur POUSSET Yannis
- Monsieur EL ZEIN Ghais
- Monsieur ZAHARIA Gheorghe
- Monsieur KHENCHAF Ali
- Madame OUSLIMANI Habiba
- Monsieur LATRACH Mohamed

Président du jury : **Ali KHENCHAF**

Date de la soutenance : 06 Juillet 2017


Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état

~~Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées~~

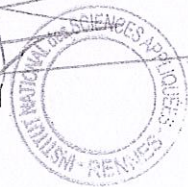
Fait à Rennes, le 06 Juillet 2017

Signature du président de jury



Le Directeur,

M'hamed DRISSI



Résumé

L'évolution continue des systèmes de communications sans fil en indoor rend nécessaire le développement des outils de caractérisation et de modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques; afin de répondre aux problématiques et besoins d'ingénieur et de garantir une meilleure planification et un fonctionnement optimal des systèmes communicants.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse portent sur la modélisation du rayonnement des antennes en tenant compte de la complexité environnementale. La méthode de modélisation basée sur la FDTD, détaillée au cours de ce manuscrit, permet d'obtenir d'une manière efficace et précise les niveaux de champs, en tenant compte des phénomènes de propagation et d'interaction des ondes radioélectriques dans un environnement quelconque. Des améliorations ayant deux objectifs essentiels, ont été apportées à ce code. Le premier s'est consacré à améliorer ses performances, et le deuxième s'est intéressé à l'intégration d'un modèle de corps humain et d'autres sources d'émission, dans le but d'assurer plus de réalisme à la modélisation effectuée avec ce code.

La validation du code FDTD a été menée par des études comparatives réalisées dans trois environnements différents. La première étude a porté sur une communication sans fil à travers des portes étanches métalliques à bord d'un navire. Une bonne précision du code FDTD a été relevée en comparant les résultats obtenus par ce code avec ceux obtenus par des mesures. La deuxième a porté sur la caractérisation du rayonnement d'antennes dans un bureau universitaire. Les résultats obtenus par des mesures effectuées dans cet environnement ont été confrontés aux ceux obtenus par le code FDTD et par d'autres outils de simulation (HFSS et un outil de tracé de rayons "Wireless Insite"). Ils ont permis de montrer la capacité du code FDTD à fournir les résultats les plus proches des mesures avec un temps de calcul acceptable et sans avoir besoin de grandes ressources informatiques. La dernière étude a porté sur l'effet de la présence humaine dans une chambre en acier. Une comparaison entre les résultats fournis par le code FDTD et ceux obtenus expérimentalement a été réalisée et un bon accord a été observé.

Abstract

The continuous evolution of wireless communication systems in indoor environments requires the development of characterization and modeling tools for electromagnetic waves propagation, in order to answer the engineer's issues and needs and to ensure the best planning and an optimal operation of the communicating systems.

The work carried out during this thesis concerns antenna radiation modeling, taking into account the environment complexity. The modeling method based on FDTD, detailed in this manuscript, provides efficiently and accurately the fields' strengths, taking account of propagation and radio waves interactions phenomena in any environment. Two main objectives of improvement were brought to this code. The first focused on improving its performance, and the second concerned the emission of multi-sources and the integration of a human body model in order to ensure more realism to modeling realized with this code.

The validation of the FDTD code was done by comparative studies in three different environments. The first study concerned a wireless communication through metallic watertight doors on ship board. Good accuracy of the FDTD code was noticed by comparing the code's and measurements' results. The second study concerned the antenna radiation within a typical office environment. The results obtained by measurements were compared to those obtained by the FDTD code and other simulation tools (HFSS and the raytracing tool "Wireless Insite"). They have shown that the FDTD code provides the most accurate results with an acceptable computational time and without big computer resources. The last study examined the human presence effect in a steel room. Measurements' and FDTD code's results were compared and a good agreement was obtained.