



Simulation de la propagation des ondes radio en environnement multi-trajets pour l'étude des réseaux sans fil.

Guillaume de La Roche

► To cite this version:

Guillaume de La Roche. Simulation de la propagation des ondes radio en environnement multi-trajets pour l'étude des réseaux sans fil.. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Lyon, 2007. Français. NNT: . tel-00257259

HAL Id: tel-00257259

<https://theses.hal.science/tel-00257259v1>

Submitted on 18 Feb 2008

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.

N° d'ordre: 2007-ISAL-0096

Année 2007

Thèse

**SIMULATION DE LA PROPAGATION
DES ONDES RADIO EN ENVIRONNEMENT
MULTI-TRAJETS POUR L'ÉTUDE
DES RÉSEAUX SANS FIL.**

présentée devant

**L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES
DE LYON**

pour l'obtention du

GRADE DE DOCTEUR

Ecole Doctorale Informatique et Information pour la Société

par

Guillaume DE LA ROCHE

Soutenue le 12 décembre 2007 suivant l'avis de

Rapporteurs	Lionel Pichon	<i>Directeur de Recherche, CNRS</i>
	Rodolphe Vauzelle	<i>Professeur, Université de Poitiers</i>
Examinateurs	Alexandre Caminada	<i>Professeur, UTBM, Belfort</i>
	Yves Lostanlen	<i>Directeur R&D, Siradel</i>
Directeurs	Jean-Marie Gorce	<i>Maître de Conférences, INSA Lyon</i>
	Stéphane Ubéda	<i>Professeur, INSA Lyon</i>

Cette thèse a été préparée au Centre d'Innovation en Télécommunications et Intégration de Services (CITI),
INSA de Lyon - INRIA Rhône-Alpes

Table des matières

1	Introduction.	11
1.1	Contexte	11
1.1.1	Historique.	11
1.1.2	Les réseaux sans fil.	11
1.1.3	La norme 802.11.	12
1.1.4	L'intérêt des outils de simulation.	14
1.2	Généralités sur la propagation des ondes.	15
1.2.1	L'équation de propagation d'une onde en espace libre.	15
1.2.2	Les phénomènes physiques.	16
1.3	Travail proposé.	17
2	Les méthodes de simulation de propagation des ondes en environnement indoor	19
2.1	Les modèles empiriques ou modèles à rayon unique.	20
2.1.1	Modèle de base : "one slope model".	20
2.1.2	Prise en compte des obstacles : "multi wall model"[97].	21
2.1.3	Prise en compte de la dépendance entre l'exposant de l'atténuation et la distance à l'émetteur.	21
2.1.4	Prise en compte de l'angle d'incidence des ondes : "modèle de Cheung"[17].	22
2.1.5	Complexité des méthodes à rayon unique.	22
2.1.6	Prise en compte des phénomènes de diffraction.	22
2.1.7	Conclusion sur les méthodes à rayon unique.	23
2.2	Les modèles géométriques ou modèles multi-trajets.	24
2.2.1	Les méthodes géométriques.	24
2.2.2	L'approche ray tracing/ray launching.	25
2.2.3	Prise en compte de la diffraction.	25
2.2.4	Le problème de la dispersion angulaire[107].	28
2.2.5	La méthode des images.	29
2.2.6	Les modèles géométriques simplifiés.	30
2.2.7	Conclusion sur les méthodes à rayons multiples.	33

2.3	Les modèles numériques	33
2.3.1	Les équations de Maxwell	33
2.3.2	La méthode FDTD	33
2.3.3	La méthode des flux partiels parflow (ou TLM)	34
2.4	Les problématiques des différents modèles	37
2.4.1	La simulation en 3D	37
2.4.2	Complexité/précision : des compromis à faire	37
2.5	Récapitulatif	38
2.5.1	Tableau récapitulatif	38
2.5.2	Quelques résultats	38
2.5.3	Les approches récentes : modèles hybrides	40
2.6	Perspectives pour cette thèse	41
3	La méthode ParFlow dans le domaine fréquentiel MR-FDPF.	43
3.1	Contraintes et objectifs	44
3.2	Théorie de la méthode MR-FDPF	44
3.2.1	Passage dans le domaine fréquentiel : Méthode FDPF	44
3.2.2	L'algorithme FDPF multi-résolution : MR-FDPF	47
3.3	Etude de complexité	56
3.3.1	Complexité de la phase de pré-traitement	56
3.3.2	Complexité de la phase montante de propagation	58
3.3.3	Complexité de la phase descendante de propagation	58
3.3.4	Comparaison avec la méthode ParFlow standard	58
3.4	Méthodes de construction de l'arbre binaire	59
3.4.1	Discrétisation de l'environnement	59
3.4.2	Polarisation et conditions aux limites	60
3.4.3	Découpage adaptif de l'environnement	60
3.5	Implémentation optimale des étapes de calcul	65
3.5.1	Optimisation du pré-traitement	65
3.5.2	L'étape de propagation	69
3.6	Résultats préliminaires	73
3.6.1	Prise en compte des phénomènes physiques	73
3.6.2	Effets de bord	75
3.7	Conclusion	75
4	Simulation de WLAN avec la méthode MR-FDPF.	79
4.1	Réglage du simulateur	80
4.1.1	Choix du pas de discrétisation	80
4.1.2	Choix des fréquences de simulation	82
4.1.3	Approximation 2D-3D	83
4.1.4	Calibration des indices des matériaux	83

4.1.5	Le protocole de mesures.	86
4.2	Simulation de réseau WLAN sur un étage.	89
4.2.1	Les conditions expérimentales.	89
4.2.2	Résultats de calibration.	91
4.2.3	Performances de la méthode.	91
4.2.4	Résultats en WIFI réel.	92
4.3	Extension à une approche multi-étages.	96
4.3.1	Formalisme 2.5D : le multi-étages.	96
4.3.2	L'environnement de test.	98
4.3.3	Comparaison des trois approches.	98
4.3.4	Propagation à tous les étages : méthode MR-FDPF 2.5D.	101
4.4	Prise en compte des diagrammes d'antennes.	102
4.4.1	Résolution du problème.	102
4.4.2	Ajout d'une fonction de lissage.	104
4.4.3	Résultats obtenus.	106
4.5	Conclusion.	107
5	La méthode MR-FDPF 3D.	109
5.1	Introduction.	110
5.2	Formulation de la méthode MR-FDPF en 3D.	111
5.2.1	Adaptation de la méthode ParFlow temporelle.	111
5.2.2	Transposition dans le domaine fréquentiel.	113
5.2.3	MR-node 3D et algorithme multi-résolution.	114
5.3	Implémentation de la méthode.	116
5.3.1	Équivalence par permutation des flux	117
5.3.2	L'ordonnancement des flux	117
5.3.3	Le stockage des flux.	121
5.3.4	Algorithme général	125
5.3.5	Résultats préliminaires.	126
5.4	Réduction de la complexité.	129
5.4.1	Etude de complexité.	129
5.4.2	Réduction des matrices de diffusion	131
5.5	Validation du modèle.	138
5.5.1	Conditions expérimentales.	138
5.5.2	Calibration de la méthode.	141
5.6	Conclusion et perspectives sur cette méthode.	150
6	Extensions à d'autres applications.	151
6.1	Simulation de la propagation en milieu outdoor.	152
6.1.1	Positionnement du problème.	152
6.1.2	L'environnement de test.	152

6.1.3	Résultats.	154
6.1.4	Conclusion.	156
6.2	Caractérisation des évanouissements non sélectifs en environnement indoor.	158
6.2.1	Intérêt d'une telle caractérisation.	158
6.2.2	Caractérisation des évanouissements.	160
6.2.3	Conclusion.	163
6.3	Planification de réseau WiFi.	163
6.3.1	Problématique.	163
6.3.2	Placement automatique de points d'accès.	166
6.3.3	Extension proposée : optimisation de l'allocation des canaux.	169
6.4	Conclusion.	176
7	Conclusion.	177

Remerciements.

Je tiens tout particulièrement à remercier :

Mr Jean-Marie Gorce, mon directeur de thèse, pour son encadrement pendant cette thèse, et pour ses conseils, son écoute, et son aide précieuse.

Mr Stephane Ubéda pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et avoir encadré cette thèse.

Mr Lionel Pichon et Mr Rodolphe Vauzelle pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant d'être mes rapporteurs.

Mr Alexandre Caminada et Mr Yves Lostanlen, examinateurs pour cette thèse, pour avoir accepté d'être membres du jury.

Mr. Jie Zhang pour m'avoir proposé de passer mes derniers mois de thèse dans son équipe à Luton.

Les membres de l'équipe radio du CITI et plus particulièrement Mr Guillaume Villemaud pour son aide et ses connaissances sur les antennes, Mme Katia Jaffres Runser pour ses travaux sur la planification, et Mr Gallon pour les mesures radio.

Les stagiaires de l'entreprise Sygmum ayant travaillé sur le logiciel Wiplan et plus particulièrement Mr Raphael Rebeyrotte pour l'allocation de canaux, Mr Wen Hao Zhang pour la base de donnée des antennes, Mr Tarek Turki et Mr Mathieu Guillemot pour l'interface graphique.

Les autres membres du laboratoire CITI pour la bonne ambiance de travail.

Ma famille et mes amis pour leur soutien tout au long de cette thèse.

Résumé.

Simuler la propagation des ondes radio est un défi important, en particulier pour le développement de logiciels d'aide au déploiement de réseaux sans fil. Dans le cas de la propagation en environnement confiné (Indoor), la complexité des bâtiments engendre de nombreux phénomènes de réflexion et diffraction, d'où la nécessité d'utiliser des modèles déterministes. Ces modèles déterministes cherchent à prendre en compte précisément tous les rayons et peuvent être divisés en deux grandes familles : les modèles géométriques encore appelés modèles à rayons multiples prenant en compte les rayons réfléchis et transmis, et les modèles numériques ou discrets basés sur la résolution des équations de Maxwell. L'approche la plus classique consiste à utiliser les méthodes de type géométrique car moins complexes, et d'améliorer leur précision en utilisant par exemple la théorie uniforme de diffraction.

Dans cette thèse nous suivons la démarche inverse. Nous partons d'une méthode discrète, très précise, et cherchons à réduire sa complexité tout en préservant la qualité de prédiction. La méthode MR-FDPF est construite à partir de la formulation dans le domaine fréquentiel de l'équation initiale des flux partiels (ParFlow). Cette transposition dans le domaine fréquentiel ramène le problème à la résolution d'un système linéaire. Ce système est résolu par une approche multi-résolution grâce à la définition de noeuds multi-résolution (MR-nodes), ensembles rectangulaires élémentaires de noeuds de transmission. Cette structuration de l'espace permet de réduire l'espace des flux aux flux de bords uniquement, ce qui permet de réduire significativement la complexité du calcul de propagation en déportant une grande partie des calculs dans une phase de pré-traitement. Cette phase de prétraitement a le grand intérêt de ne pas dépendre de la position des sources, ce qui peut être exploité efficacement lors du calcul de sources multiples. De plus, l'approche multi-résolution permet d'adapter le ratio complexité/précision en stoppant les calculs lors de la phase descendante, à un niveau de résolution intermédiaire. Contrairement au lancer de rayon, où ce compromis est géré par la sélection du nombre maximal de réflexions à prendre en compte, nous ne faisons ici aucune hypothèse réductrice quant aux conditions de propagation. L'implémentation de la méthode MR-FDPF et certaines optimisations algorithmiques sont présentées : un découpage adaptatif de l'environnement permet de réduire significativement les besoins en ressources mémoire et en temps de calcul. De plus, l'utilisation d'un stockage global des flux permet de réduire la mémoire nécessaire.

La méthode MR-FDPF a alors été adaptée pour la simulation de réseaux Wifi. Pour cela les paramètres de réglage du simulateur (pas de discrétisation, fréquence) sont présentés et judicieusement choisis. La calibration du moteur de propagation est indispensable. Sa mise en place et les résultats de précision sont présentés. L'erreur obtenue entre mesure et simulation est inférieure à 4dB. Les avantages de la méthode MR-FDPF sont vérifiés : prise en compte des phénomènes physiques, majorité de la complexité regroupée dans la phase de prétraitement, et phase de propagation très rapide en particulier grâce à l'utilisation d'un plus grand pas de discrétisation. Initialement développée en 2D, nous étendons la méthode à un pseudo 3D, adapté aux environnements multi-étages. Nous proposons également une approche basée sur les antennes à synthèse d'ouverture pour permettre la simulation d'antennes directives

Pour finir, nous étendons l'algorithme MR-FDPF à un vrai 3D. Pour cela deux nouveaux flux Up et Down correspondant aux directions selon l'axe z sont ajoutés à la méthode MR-FDPF initiale. Les matrices de diffusion et la phase de propagation sont adaptées pour prendre en compte ces nouveaux flux. Le passage de la méthode MR-FDPF en 3D engendre une augmentation importante de la complexité et des besoins en ressource mémoire. Nous nous intéressons alors aux méthodes de réduction d'espace et de projection sur l'espace associé aux plus fortes valeurs singulières pour diminuer la taille des données à stocker, sans changer la résolution.

Enfin, nous présentons quelques perspectives. La première est l'extension de la méthode aux environnements urbains. La deuxième est l'intégration dans les prédictions des évanouissements. Pour finir, nous décrivons comment cet outil de prédiction a pu s'intégrer dans un outil d'optimisation et de planification des réseaux LAN radio de type WiFi.

Chapitre 1

Introduction.

1.1 Contexte.

1.1.1 Historique.

La transmission radio a vu le jour en 1865, lorsque Maxwell prouve l'existence des ondes électromagnétiques. En 1888 Hertz vérifie l'existence de ces ondes par l'expérience, et en 1893 Tesla puis Marconi font les premières démonstrations de communication radio. Depuis la fin du 19ème siècle, et de nos jours encore, les chercheurs n'ont cessé d'améliorer les communications sans fil, que ce soit pour la radio, la télévision, les satellites...

Au cours du 20ème siècle apparaissent les notions de réseaux consistant à relier les terminaux entre eux par des liaisons filaires. C'est l'exemple du téléphone ou des réseaux informatiques. Par soucis de simplicité (suppression des câbles) et de mobilité, les câbles ont finalement disparu au profit des communications par radio : en 1982 est validée la norme GSM pour les téléphones sans fil, puis en 1999 la norme 802.11b pour les réseaux informatiques. C'est alors l'explosion des réseaux sans fil qui deviennent de plus en plus présents dans notre société de tous les jours. Aujourd'hui en ce début de 21ème siècle, les évolutions et les nouvelles applications ne cessent de se développer.

1.1.2 Les réseaux sans fil.

Il existe de nombreuses normes de réseaux sans fil suivant les applications visées, ayant chacunes des propriétés spécifiques. Ces réseaux sont basés sur la propagation d'ondes pour transmettre les données et, suivant les distances à couvrir, différentes fréquences et différents protocoles ont été utilisés. Ainsi, par exemple, les ondes radio sont utilisées pour les réseaux de téléphonie GSM qui sont à l'échelle d'un pays, mais aussi pour les communications BlueTooth servant à faire

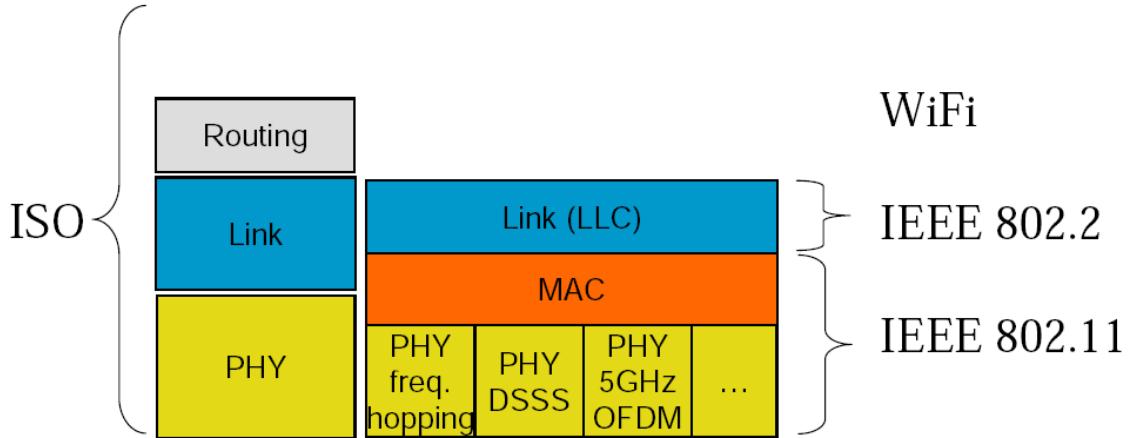


FIG. 1.1 – Les couches réseau du WiFi.

communiquer deux terminaux entre eux sur quelques mètres.

Les réseaux sans fil ont été classé en grandes familles suivant leur taille.

Les WAN (Wide Area Network) s'étendent sur de nombreux kilomètres à l'échelle d'un pays.

Les MAN (Metropolitan Area Network) à l'échelle d'une ville.

Les LAN (Local Area Network) à l'échelle d'un bâtiment ou d'un campus.

Les PAN (Personnal Area Network) sur des distances de quelques mètres à l'échelle d'une pièce.

Nous nous intéresserons dans cette thèse au contexte LAN sans fil, ou WLAN pour Wireless Lan. La norme la plus populaire aujourd'hui est la norme IEEE 802.11, commercialisée sous le nom de WiFi (Wireless Fidelity).

1.1.3 La norme 802.11.

L'organisme américain IEEE propose dans le cadre de ses activités des standards qui sont ensuite repris par l'industrie. Il a défini la norme 802 comme caractérisant les réseaux de type LAN et MAN. Les normes 802 sont regroupées en différentes classes, comme décrit dans la table 1.1.

Dans le cadre de cette thèse nous nous intéressons à la propagation à l'intérieur des bâtiments (réseaux de type WLAN) donc la norme 802.11. Les communications par réseau 802.11 font intervenir les couches fondamentales représentées à la figure 1.1. Du haut en bas nous trouvons la couche de routage, la couche de données, la couche MAC et la couche physique. La couche physique qui nous intéresse se décline en plusieurs versions comme la PHY DSSS (802.11b) ou la

TAB. 1.1 – La norme 802 de l'IEEE.

802.1	Gestion et pontage des LAN et des MAN
802.2	Contrôle de lien logique
802.3	Méthode d'accès CSMA/CD (détection de porteuse avec accès multiple)
802.3u	Fast Ethernet
802.4	Méthode d'accès à passage de jeton sur un bus
802.5	Méthode d'accès Token Ring
802.6	Méthode d'accès DQDB (double bus de file d'attente distribuée) pour les WAN
802.7	LAN à large bande
802.8	LAN et MAN à fibre optique
802.9	Intégration de services (interconnexion de réseaux entre sous-réseaux)
802.10	Sécurité des LAN/MAN
802.11	LAN sans fil (une bande de base IR et deux signaux hyperfréquences)
802.12	LAN à haut débit (signaux à 100 Mbits/s)
802.14	Méthode d'accès de télévision par câble
802.15	Réseau sans fil personnel (WPAN)
802.16	Accès sans fil à large bande
802.17	Norme IEEE de Token Ring amélioré for LAN/MAN/WAN
802.18	Groupe de conseils pour la normalisation des communications radioélectriques
802.19	Groupe de conseils sur la cohabitation avec les autres standards

PHY5GHZ OFDM (802.11a).

La norme 802.11 a été initiée en 1990 et finalisée en 1997. Elle permettait d'avoir des débits théoriques de 2Mbits/s et travaillait soit sur la bande radio à 2.4GHz soit par infrarouge. Des évolutions ont rapidement été proposées pour augmenter le débit.

- 802.11b : C'est la première évolution du 802.11 ayant vu le jour en 1999, elle permet d'atteindre un débit maximal théorique de 11Mbit/s toujours en utilisant la bande ISM 2.4Ghz. C'est encore de nos jours la norme la plus utilisée, même si elle va progressivement tendre à disparaître au profit des plus récentes.
- 802.11b+ : Elle a été développée pour permettre un débit de 22MBits/s mais a été rapidement abandonnée avec l'arrivée de la norme 802.11g
- 802.11a : Cette norme est un évolution du 802.11 travaillant cette fois à la fréquence de 5GHz et qui permet un débit maximal théorique de l'ordre de 54Mbit/s.
- 802.11g : C'est la norme Wifi classique la plus récente qui a pris les avantages de la norme 802.11a pour les porter à la fréquence de 2.4GHz. Elle combine ainsi les avantages de la norme 802.11a (débit) et ceux de 802.11b (portée). Les premiers produits utilisant cette norme sont sortis sur le marché en 2003.
- 802.11 g+ : C'est une évolution de 802.11g portant le débit à 108Mbit/s sur la bande de fréquence 2.4Ghz grâce à de la compression de données et la concaténation des canaux.
- 802.11n : Cette norme a été partiellement ratifiée début 2006 et est basée sur les techniques dites MIMO (Multiple In Multiple Out), c'est à dire l'utilisation de plusieurs antennes pour augmenter les débits.
- 802.11e : Pour l'instant, il n'y avait pas de gestion de la qualité de service dans les normes 802.11. 802.11e corrigera ce manque, en ajoutant une gestion de la priorité d'accès au support des trames selon le type de celles-ci.

1.1.4 L'intérêt des outils de simulation.

Avec le très grand développement des réseaux sans fil ces dernières années, les installateurs ont souvent des difficultés à savoir où placer les stations de base dans les bâtiments et comment les paramétrier. En effet, leur but étant d'avoir la meilleure qualité de service, ils cherchent à assurer la couverture la plus efficace. Les premiers déploiements avaient pour seul objectif de garantir une couverture radio, ce qui se faisait empiriquement à l'aide de quelques tests. Aujourd'hui, les contraintes sont plus fortes : plus de débit, plus de qualité de service, les réseaux sont plus denses et plus grands. Il y a donc de nombreux compromis à optimiser. Ainsi par exemple, si l'on considère le problème des interférences

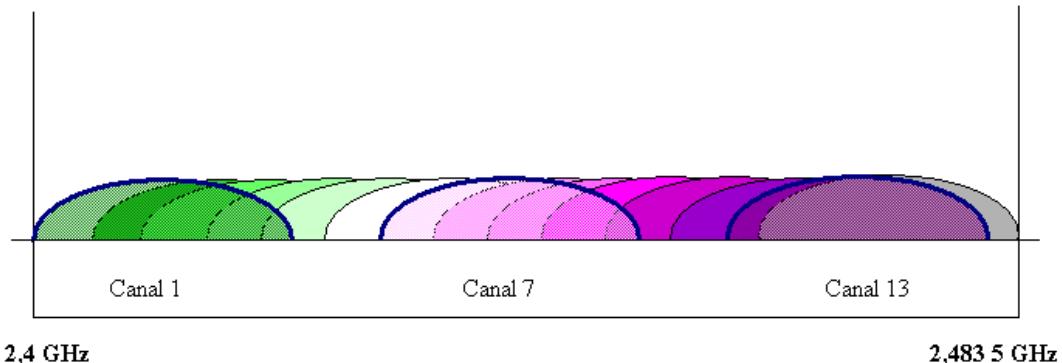


FIG. 1.2 – Les canaux des normes 802.11b/802.11g

pour la norme 802.11b, les installateurs disposent de 13 canaux de fréquences dont les fréquences adjacentes interfèrent très fortement.(fig 1.2). Donc, augmenter le nombre de points d'accès, va améliorer la couverture, mais en contrepartie augmenter les recouvrements, donc les potentielles interférences. Inversement, diminuer le nombre de points d'accès permet de réduire les interférences mais oblige à avoir une puissance du signal reçu moins importante.

Dans le but de développer des outils d'aide au déploiement des réseaux Wifi, il faut connaître le plus précisément possible la manière dont le signal se propage dans les bâtiments pour être capable d'estimer les zones de couverture le plus précisément possible. Mais la prédition intra bâtiment est une problématique complexe. En effet, les obstacles sont nombreux générant de nombreux trajets émetteur-récepteur, chaque trajet subissant des affaiblissements, réflexions et diffractions différents.

C'est pourquoi l'arrivée des réseaux Wifi a engendré la recherche de méthodes précises pour simuler la propagation des ondes en milieu indoor.

1.2 Généralités sur la propagation des ondes.

1.2.1 L'équation de propagation d'une onde en espace libre.

Les ondes radio transmises par une antenne émettant à une puissance P_t sont des ondes sphériques en champ lointain et en espace libre. De fait, la puissance reçue P_r diminue avec la distance d selon la formule de Friis :

$$P_r(d) = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (1.1)$$

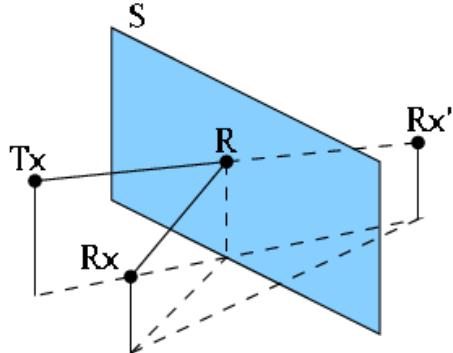


FIG. 1.3 – Réflexion et transmission d'un rayon sur un mur.

avec G_t le gain de l'émetteur, G_r la gain du récepteur, et λ la longueur d'onde de l'onde émise.

Cette équation peut encore s'écrire sous la forme[30] :

$$Pr(d)[dB] = P_r(d_0) - 20 \log \frac{d}{d_0} \quad (1.2)$$

$P_r(d)$ est la puissance reçue à une distance d de l'émetteur. La distance de référence d_0 est utilisée pour normaliser l'atténuation.

1.2.2 Les phénomènes physiques.

1.2.2.1 La réflexion et la transmission.

Une onde se propageant dans un matériau (ou dans le vide) suit les lois de l'optique géométrique de Snells-Descartes quand elle change de milieu (voir figure 1.3). Ainsi une onde qui part d'un point Tx et qui arrive sur un obstacle en R va donner lieu à deux rayons : un rayon reflété ($R-Rx$ sur la figure) et un rayon transmis ($R-Rx'$ sur la figure). D'après les lois de Descartes, le segment $[R-Rx]$ est le symétrique de $[R-Tx]$ par rapport au plan perpendiculaire à l'obstacle et passant par R . De plus le segment $[R-Rx']$ est le symétrique de $[R-Rx]$ par rapport au point R .

1.2.2.2 La diffraction.

On dit qu'il y a diffraction quand, dans un milieu homogène et isotrope (même vitesse de propagation pour tous les rayons radio quelle que soit leur direction) une onde ne se propage pas en ligne droite. Les phénomènes de diffraction ne

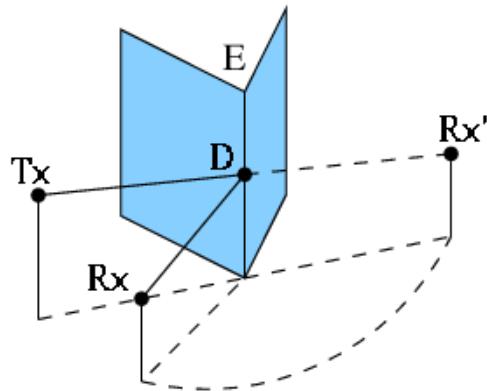


FIG. 1.4 – diffraction d'un rayon sur un coin.

se produisent que lorsque l'onde rencontre des trous ou des obstacles dont les dimensions sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Dans le cas des environnements indoor, les obstacles et les petits éléments sont souvent nombreux (par exemple un angle de mur comme représenté à la figure 1.4), d'où l'assurance fréquente de ces phénomènes.

1.3 Travail proposé.

Cette thèse, débutée dans l'entreprise Sygmum, a pour but de développer un logiciel d'aide au déploiement de réseaux WiFi. En effet, devant la forte croissance du nombre et de la complexité des installations de réseaux WiFi à réaliser (des sites de plusieurs dizaines de points d'accès comme des hôpitaux par exemple), la société Sygmum a décidé de développer un tel outil. Le but de ce logiciel est d'aider les installateurs de réseaux sans fil à placer les points d'accès WiFi dans un bâtiment et à les paramétrier. Pour faire une planification de réseau WLAN, il faut donc tester un grand nombre de paramètres pour chaque point d'accès comme la position, la puissance d'émission, le diagramme d'antennes ou le canal choisi. Notre but est donc de proposer une méthode de calcul de zone de couverture permettant de prendre en compte ces paramètres.

Suivant la fréquence de travail, une onde se propage en environnement indoor plus ou moins facilement à travers les obstacles. Ainsi, en moyenne dans un bâtiment la norme 802.11b à 2.4GHz permet d'atteindre des portées de l'ordre de 20-30m, alors que la norme 802.11a à 5.1GHz plutôt de l'ordre de 10-20m. Dans le cas de notre étude, nous nous appuyons sur des réseaux 802.11b car ce sont ceux installés par l'entreprise partenaire dans le cadre de la thèse CIFRE. Mais notre

étude est aussi valable pour la norme 802.11g, car la fréquence et les canaux sont les mêmes que pour la norme 802.11b (seuls les seuils de débits et les traitements faits aux couches réseaux supérieures changent). En ce qui concerne la norme 802.11a, il faudrait adapter les indices physiques des matériaux des bâtiments pour prendre en compte la différence de fréquence. Les travaux théoriques que nous proposons dans cette thèse sont donc tout à fait adaptables à toutes les normes WiFi, mais pour les étapes de validation par la mesure, nous utiliserons la fréquence de 2.4GHz.

Cette thèse va s'organiser autour de plusieurs axes :

Dans le chapitre 2, nous présentons un aperçu des méthodes utilisées pour le calcul de couverture en milieu indoor. Nous montrerons que les modèles les plus précis dits déterministes se décomposent en deux grandes familles, les modèles géométriques et les modèles discrets.

Dans le chapitre suivant, nous rappelons la méthode de calcul de propagation des ondes sur laquelle se base cette thèse : la méthode MR-FDPF (Multi-Resolution Frequency Domain ParFlow), et nous montrons comment l'implémenter au mieux pour réduire au maximum les temps de calculs et les besoins en ressources.

Le quatrième chapitre montre comment adapter la méthode MR-FDPF à la simulation d'un réseau WIFI. Pour cela, nous présentons et expliquons le paramétrage de cette méthode pour obtenir des simulations correspondant le plus possible à la réalité. Des extensions sont aussi proposées pour mieux prendre en compte les antennes et les différents étages des bâtiments.

Puis, dans un cinquième chapitre, nous présentons l'extension en 3D de la méthode MR-FDPF, montrons ses avantages et inconvénients et proposons des pistes de réduction de la complexité.

Enfin, avant de conclure, nous présentons dans une dernière partie trois applications de la méthode MR-FDPF : l'optimisation des fréquences pour les canaux WIFI, la caractérisation du fading en milieu indoor, et enfin la simulation en milieu urbain.

Chapitre 2

Les méthodes de simulation de propagation des ondes en environnement indoor.

Nous proposons dans ce chapitre un aperçu des principales méthodes utilisées pour simuler la propagation des ondes en environnement indoor.

Les premiers modèles dits empiriques sont des modèles approchés. Il ne nécessitent pas une connaissance exacte de l'environnement(les cloisons et les matériaux qui les ccomposent) et sont basés sur des adaptations de l'équation de propagation d'une onde en espace libre grâce à des paramètres additionnels qui sont calibrés suite à des campagnes de mesures. Ces modèles ont été beaucoup utilisés par les opérateurs de téléphonie mobile. On les appelle aussi modèles à rayon unique car ils ne tiennent compte que de l'atténuation sur un rayon entre l'émetteur et le récepteur, mais ne cherchent pas à calculer tous les rayons réfléchis.

Dans les environnement complexes et donc en particulier indoor, il a ensuite été nécessaire de rechercher des méthodes plus performantes que les méthodes empiriques pas assez adaptatives. Pour cela les méthodes dites déterministes ont été développées. Elles cherchent à prendre en compte précisément tous les rayons. Ces méthodes peuvent être divisées en deux grandes familles : les modèles géométriques encore appelés modèles à rayons multiples prenant en compte les rayons réfléchis et transmis, et les modèles numériques ou discrets basés sur la résolution des équations de Maxwell. Nous présentons ici les principaux modèles empiriques, géométriques puis discrets.

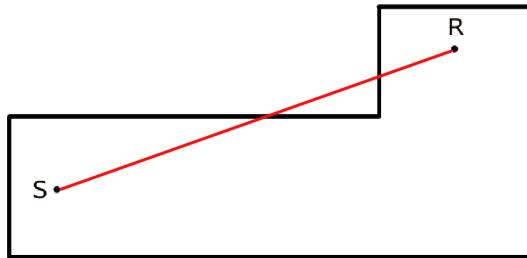


FIG. 2.1 – Chemin unique entre l'émetteur et le récepteur dans un bâtiment.

2.1 Les modèles empiriques ou modèles à rayon unique.

Les modèles empiriques sont basés sur le calcul de l'atténuation du signal le long d'un seul rayon représenté par la droite reliant l'émetteur et le récepteur comme illustré à la figure 2.1

2.1.1 Modèle de base : "one slope model".

Le modèle "one slope" est basé sur l'équation de propagation en espace libre (équation 2.1) :

$$PL(d)[dB] = 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n + A_0 \quad (2.1)$$

Ce modèle utilisé par le COST231 est très grossier, car il ne tient pas compte des obstacles. Il nécessite des mesures préalables permettant de calibrer les paramètres n et A_0 qui dépendent du milieu considéré [30]. Du fait de la non prise en compte des obstacles qui est le facteur déterminant en indoor, il a rapidement fallu faire appel à des améliorations. Des modèles de ce type sont fréquemment utilisés en outdoor voir en urbain [51, 37] dans les cas où la structure exacte des obstacles n'est pas connue. Ils nécessitent une phase de mesures expérimentales pour calibrer les valeurs A_0 et n .

2.1.2 Prise en compte des obstacles : "multi wall model"[97].

Le modèle d'atténuation d'une onde en espace libre 2.1 a été étendu aux environnements avec obstacles.

$$PL(d)[dB] = 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n + \sum_{p=1}^P WAF(p) + \sum_{q=1}^Q FAF(q) + A_0 \quad (2.2)$$

avec P le nombre de murs et Q le nombre d'étages. Les paramètres empiriques n , $WAF(p)$ et $FAF(p)$ représentent respectivement l'exposant de l'affaiblissement, le facteur d'atténuation des murs et le facteur d'atténuation des étages. Ces paramètres sont déterminés expérimentalement par des mesures faites dans le bâtiment considéré. Dans la pratique, on utilise des paramètres prédéfinis qui sont sensés représenter plusieurs types d'environnements. Si ces méthodes sont très simples à mettre en oeuvre, elles ne tiennent pas compte correctement de tous les phénomènes physiques qui interviennent (et qui sont donc nombreux en environnement indoor), elles sont donc approchées. Il a été proposé dans [17] des améliorations pour mieux tenir compte des phénomènes réels.

2.1.3 Prise en compte de la dépendance entre l'exposant de l'atténuation et la distance à l'émetteur : "modèle de Honcharenko"[47].

Dans la réalité, quand la distance entre l'émetteur et le récepteur est faible (inférieur à 10m environ), l'affaiblissement est assez proche de celui dans le vide, car c'est le signal direct qui est prépondérant par rapport aux réflexions et diffractions alors que, lorsque cette distance augmente, ce sont les trajets indirects qui deviennent prépondérants. Honcharenko a montré dans [47] qu'on peut calculer cette distance de coupure d_c . L'équation de propagation prend alors la forme suivante :

$$\begin{aligned} PL(d)[dB] = & 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^{n_1} U(d_c - d) + 10 \left[\log\left(\frac{d_c}{d_0}\right)^{n_1} + \log\left(\frac{d}{d_c}\right)^{n_2} \right] U(d - d_c) \\ & + \sum_{p=1}^P WAF(p) + \sum_{q=1}^Q FAF(q) \end{aligned} \quad (2.3)$$

avec :

$$\begin{aligned} U(d) &= 0 \text{ si } d < 0 \\ U(d) &= 1 \text{ si } d \geq 0. \end{aligned}$$

Les valeurs n_1 et n_2 dépendent toujours 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 .

2.1.4 Prise en compte de l'angle d'incidence des ondes : "modèle de Cheung"[17].

Ce modèle de “path loss” fait une très grosse approximation car il ne considère que le nombre de murs, mais ne tient pas compte des angles d'incidence des ondes. Ainsi en réalité, une onde qui arrive sur un mur de manière perpendiculaire traversera beaucoup plus que si elle est presque parallèle au mur. Cheung a donc adapté la formule pour tenir compte des angles d'incidence. Le nouvel affaiblissement est :

$$\begin{aligned} PL(d)[dB] = & 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^{n_1} U(d_c - d) + 10 \left[\log\left(\frac{d_c}{d_0}\right)^{n_1} + \log\left(\frac{d}{d_c}\right)^{n_2} \right] U(d - d_c) \\ & + \sum_{p=1}^P \frac{WAF(p)}{\cos(\theta_p)} + \sum_{q=1}^Q \frac{FAF(q)}{\cos(\theta_q)} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Dans ce cas, les valeurs de WAF(p) et FAF(p) sont les valeurs d'atténuation à l'incidence normale, et θ_p et θ_q respectivement les angles d'incidences 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 parallèle θ vaut 90°).

2.1.5 Complexité des méthodes à rayon unique.

Si on suppose un environnement de taille $N_x \times N_y$ pixels, et que l'on souhaite calculer une zone de couverture, c'est à dire la puissance en chaque pixel, il faut donc calculer un rayon pour chaque pixel. Si l'on souhaite évaluer la complexité par rapport à une seule dimension de l'environnement et en posant $N_y = k \cdot N_x$ on en déduit que les méthodes à rayon unique ont une complexité qui varie en $O(N_x^2)$.

2.1.6 Prise en compte des phénomènes de diffraction.

Si les modifications apportées précédemment ont permis de tenir compte respectivement des obstacles, des phénomènes dûs à la distance à l'émetteur, puis de l'angle principal d'arrivée du signal, il a encore fallu essayer de simuler les phénomènes de diffraction qui sont prépondérants en environnement indoor. Ainsi par exemple, dans des couloirs en “L” on peut avoir un phénomène de diffraction

qui créera un chemin indirect beaucoup plus puissant que celui qui suit la ligne entre le récepteur et l'émetteur. Cheung a aussi proposé de compter les coins de l'environnement (angle de mur, fenêtre, ...) se trouvant à une distance maximale de l'émetteur. Ces coins sont alors considérés comme de nouvelles sources et le signal total en un point est donc la somme du path loss de la source et des path loss des différentes sources virtuelles que sont les coins. La formule du path loss devient :

$$PL_{diffrac}(d)[dB] = PL(d)[dB] + \sum_{m=1}^M PL_m \text{sources virtuelles} \quad (2.5)$$

avec M le nombre de coins et PL_m le path loss dû à la source virtuelle m . L'utilisation du path loss en prenant en compte la diffraction devient vite complexe dans un environnement réel du fait du calcul des path loss sur tous les coins. Surtout, l'intérêt est assez minime car en faisant une sommation au point du récepteur du chemin direct et des chemins des coins, on tend vers une approche de lancer de rayons qui a pour but de prendre en compte tous les rayons.

2.1.7 Conclusion sur les méthodes à rayon unique.

Le modèle du path loss est très simple à mettre en oeuvre car il ne nécessite pas de calculer de nombreux rayons. Mais il est principalement adapté aux environnements à grande échelle où les phénomènes physiques de réflexions et diffractions ne sont pas trop complexes. Ainsi par exemple, il est utilisé dans des logiciels de simulations de réseaux GSM des opérateurs de téléphonie comme le logiciel Atoll [23]. Ceux-ci définissent des types d'environnements avec des valeurs d'indices n pour différents milieux donnés (milieu rural, urbain, semi-urbain...) En indoor des améliorations ont été proposées dans le but de rendre le modèle plus fiable avec une meilleure prise en compte des phénomènes. Malheureusement il a vite fallu se rendre à l'évidence : une simulation efficace d'un milieu intérieur avec des obstacles et des matériaux nécessite de tenir vraiment compte des nombreux chemins du signal. C'est pourquoi des méthodes de simulation de propagation des ondes plus efficaces ont été développées. Les améliorations des méthodes empiriques visant à prendre en compte par exemple les angles d'incidence ou encore la diffraction ont vite été abandonnées car l'augmentation en complexité (on tend en fait vers des modèles à prise en compte des rayons) rend ces méthodes bien moins intéressantes que les modèles géométriques où tous les rayons sont réellement calculés et les résultats beaucoup plus précis. De nos jours, les modèles empiriques ne sont utilisés en indoor que dans les cas où la faible complexité de calcul est demandée et où la recherche d'une très bonne précision n'est pas indispensable.

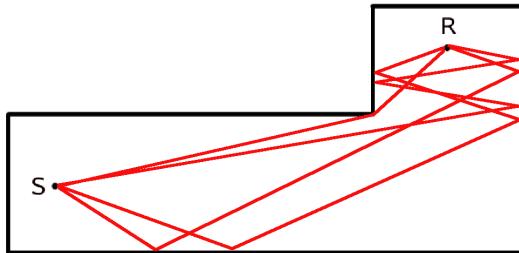


FIG. 2.2 – Multi chemins entre un émetteur et un récepteur dans une pièce.

2.2 Les modèles géométriques ou modèles multi-trajets.

Ces modèles sont appelés géométriques, car basés sur les lois de l'optique géométrique de Descartes : chaque rayon incident qui arrive sur un obstacle donne lieu à un rayon transmis qui traverse l'obstacle et un rayon réfléchi dans le sens opposé. (voir section 1.2).

2.2.1 Les méthodes géométriques.

Le principe de ces méthodes est de calculer tous les rayons réfléchis et transmis par un obstacle. En tout point de l'espace, le signal reçu est égal à la somme des signaux des rayons qui passent par ce point. [79, 34, 52, 117, 60]. Pour chaque direction partant de la source, on calcule la propagation d'un rayon dans l'espace, et chaque fois qu'un obstacle est rencontré, deux nouveaux rayons sont créés en utilisant les coefficients d'absorption et réflexion du matériau considéré. Ainsi, par exemple, la figure 2.2 représente le calcul de rayons entre un émetteur et un récepteur. Dans la pratique, il n'est pas possible de lancer des rayons dans toutes les directions, ni de calculer toutes les réflexions et toutes les transmissions car elles sont infinies. Il y a donc des paramètres à prendre en compte lorsqu'on implémente une méthode géométrique :

- Le nombre de rayons qu'on lance à partir de la source. Il est caractérisé par le pas angulaire α représentant l'angle entre deux rayons successifs (dans la pratique en deux dimensions de l'ordre de 3 degrés) ;
- les nombres limites R et T respectivement de réflexions et de transmissions que l'on calcule avant de considérer le signal comme négligeable.

Remarque : si on choisit $R = 0$ et $T = 1$ on revient à un modèle à rayon unique comme défini dans la section 2.1.

Dans le cas où l'on calcule des zones de couverture (calcul du signal reçu dans tout l'environnement) il faut tenir compte aussi du pas de résolution dans l'espace c'est à dire la taille d'un pixel dans l'environnement. Quand on fera la somme des rayons en un point on prendra la somme des rayons passant par ce pixel.

Il a été montré dans [34] que la complexité des méthodes de lancer de rayons varient en $O(k_r \cdot 2^r)$, avec k_r le nombre de rayons lancés et r le nombre moyen de murs traversés par un rayon.

2.2.2 L'approche ray tracing/ray launching.

Deux approches ont été définies suivant le cas d'utilisation de la méthode géométrique. Dans le cas où l'on souhaite calculer le signal reçu dans tout l'environnement on doit forcément lancer des rayons dans toutes les directions à partir de la source. Par contre, si on souhaite connaître le signal résultant en un nombre limité de récepteurs, il n'est pas forcément utile de calculer tous les rayons à partir de la source mais plutôt de partir du récepteur et calculer tous les rayons qui aboutissent en ce point. C'est pourquoi deux différents termes sont employés :

- Lancer de rayon ou Ray launching : on part de la source pour lancer les rayons dans toutes les directions.
- Tracé de rayon ou Ray tracing : on part du récepteur pour ne calculer que les rayons issus de la source qui passent en ce récepteur.

Une approche originale a été proposée dans [94] pour faire un combiné de lancer et tracé de rayon.

Remarquons que les méthodes de tracé de rayon sont plus précises car elles calculent exactement les rayons qui passent par un point.

2.2.3 Prise en compte de la diffraction.

Avec les méthodes géométriques, on ne peut pas implicitement simuler la diffraction, car un rayon incident engendre toujours un seul rayon réfléchi. Or, si ce n'était pas trop gênant dans les environnements outdoor, les phénomènes de diffraction sont prépondérants en environnement confiné du fait de la faible longueur d'onde devant la taille des obstacles. Plusieurs théories sont donc utilisées pour prendre en compte la diffraction. Pour cela, on fait la liste des petits objets (en pratique les coins des cloisons) et on calcule le signal reçu en chacun de ces points, qui seront alors considérés comme de nouvelles sources à partir desquelles de nouveaux rayons sont lancés dans toutes les directions [57, 120]. Ce procédé est illustré à la figure 2.3 : quand un rayon lancé arrive sur un point diffractant (un angle de mur par exemple) ce point devient lui-même une nouvelle source desquelles de nouveaux rayons sont lancés. Pour tous ces nouveaux rayons lancés un coefficient de diffraction permet de connaître les atténuations à appliquer

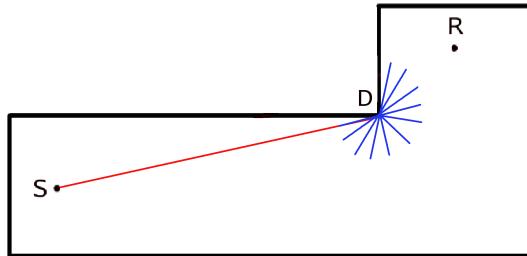


FIG. 2.3 – Exemple de calcul de diffraction sur un coin par la théorie uniforme de la diffraction : le point D est une nouvelle source virtuelle d'où sont relancés les rayons diffractés.

suivant l'angle d'émission. Ces coefficients dépendent du matériau et du type de point d'impact (coin, cône ...). Deux principales théories ont été utilisées pour calculer les coefficients de diffraction. Au niveau de la complexité des calculs, si on appelle C le nombre de points diffractants (souvent : les coins) cela revient à calculer la propagation de $C + 1$ sources. Comme la valeur C est grande, on peut dire que la complexité varie en $O(C \cdot k_r \cdot 2^r)$.

2.2.3.1 La théorie géométrique de la diffraction (GTD).

La théorie géométrique de la diffraction a été définie par Keller[58] et est basée sur trois postulats [22]

- En haute fréquence la diffraction est un phénomène local.
- Les rayons diffractés satisfont le principe de Fermat généralisé.
- Le rayon diffracté satisfait les lois de l'optique géométrique loin de la surface.

Dans le cas d'une onde plane arrivant sur un dièdre, la théorie géométrique de la diffraction fait apparaître trois zones représentées à la figure 2.4.

La région 1 correspond à la zone de réflexion dans laquelle des rayons réfléchis existent, la région 2 correspond à la zone de diffraction et la région 3 est la zone d'ombre.

Keller a fourni l'expression du coefficient de diffraction en polarisation parallèle et perpendiculaire valable dans les trois régions déterminées précédemment :

$$D = \frac{-e^{-jk/4} \sin \frac{\pi}{n}}{n \sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \left[\left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi - \phi_0}{n}} \right) \pm \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi + \phi_0}{n}} \right) \right] \quad (2.6)$$

avec :

$n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi}$ et α est l'angle intérieur du dièdre.

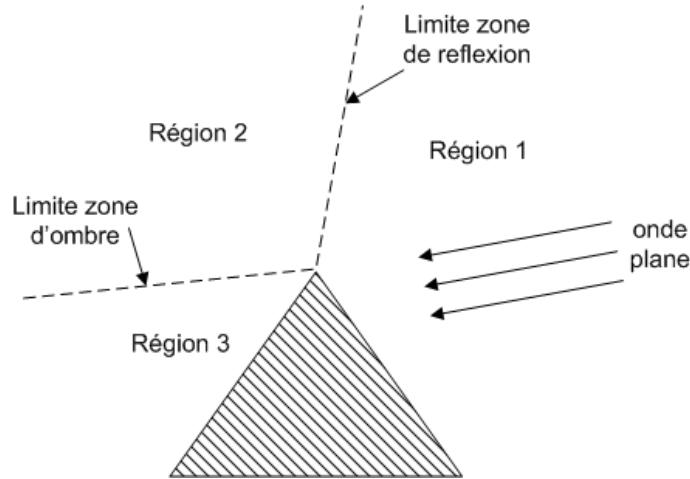


FIG. 2.4 – Zones de diffractions d'une onde plane arrivant sur un trièdre.

ϕ_0 l'angle d'incidence de l'onde.

ϕ l'angle d'observation.

Keller a aussi donné d'autres expressions du coefficient D pour le cylindre, la sphère ou le cône. L'expression de l'équation 2.6 n'est valable que si le point d'observation est suffisamment éloigné du point d'impact. De plus, cette équation a un problème de divergence quand on se place dans le cas $\phi \pm \phi_0 = \frac{k\pi}{2}$ on obtient une valeur infinie du champ diffracté aux frontières entre les zones définies à la figure 2.4.

2.2.3.2 La théorie uniforme de la diffraction (UTD).

Pour remédier à ce problème de divergence Kouyoumjian et Pathak [64] proposent la théorie uniforme de la diffraction (UTD). Pour cela ils ont utilisé une fonction de transition. Cette fonction de transition est en fait une modification de l'intégrale de Fresnel qui permet d'obtenir la continuité du champ entre les zones de transition.

Dans le cas du dièdre, le coefficient de diffraction s'écrit alors comme la somme de 4 termes prenant en compte les coefficients de réflexion du matériau considéré. La théorie uniforme de la diffraction est très utilisée pour les environnements confinés dans lesquels on ne peut pas se permettre de négliger les phénomènes de diffraction [119, 106].

Si cette méthode peut donner de bons résultats, la complexité de calcul va s'accroître de manière considérable dans les environnements complexes car chaque point de diffraction est considéré comme une nouvelle source (voir figure 2.3). De plus, dans le cas de formes complexes de points de diffraction, les coefficients de

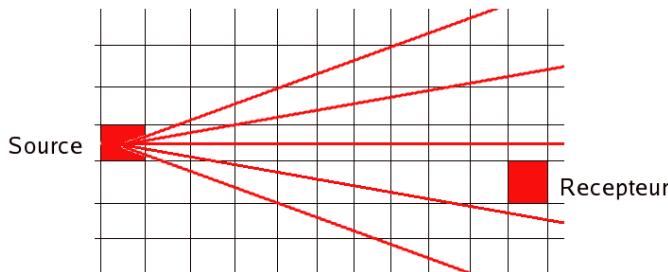


FIG. 2.5 – Illustration du problème de la dispersion angulaire.

diffraction D sont parfois difficiles à calculer.

2.2.4 Le problème de la dispersion angulaire[107].

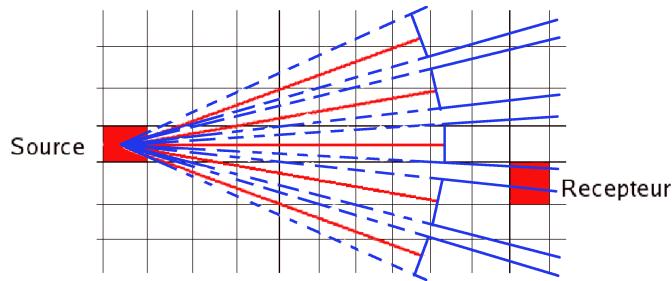
Un problème fréquemment rencontré avec les méthodes géométriques est dû au pas angulaire du lancer des rayons. En effet, lorsque la distance à la source croît, il arrive que la distance entre rayons voisins devienne supérieure au pas de résolution dans l'environnement, ce qui conduit à "oublier" des rayons. Ce problème est illustré à la figure 2.5 : le pixel récepteur n'est parfois traversé par aucun rayon. Plusieurs approches ont donc été proposées pour résoudre ce problème. Notons que ce problème ne se pose pas pour les méthodes de tracé de rayon où l'on ne lance pas des rayons à un certain pas angulaire de résolution, mais où l'on calcule seulement les rayons passant exactement par les points à considérer.

2.2.4.1 La méthode de ray splitting.

La méthode de Ray Splitting est illustrée à la figure 2.6. Le principe consiste à dire que dès qu'un rayon a atteint une longueur L depuis sa dernière réflexion il se subdivise en un nombre n de rayons. Si cette méthode s'est révélée être efficace pour corriger le problème, elle est néanmoins très lourde au niveau complexité car le nombre de rayons à lancer augmente énormément.

2.2.4.2 La méthode de beam tracing.

Fortune [35] a proposé la méthode de beam tracing, le but étant d'éviter la dispersion angulaire, sans lancer un plus grand nombre de rayons. Il propose ainsi de lancer des faisceaux polygonaux sur chaque facette, une facette étant

FIG. 2.6 – Exemple de ray splitting avec $n=3$.

en fait une cloison. Cette approche est un meilleur compromis que celle de ray splitting car elle a la même complexité que le ray tracing, tout en minimisant le problème de dispersion angulaire.

2.2.4.3 Les autres méthodes pour compenser la dispersion angulaire.

D'autres modèles ont été utilisés pour compenser la dispersion angulaire qui est le principal problème des méthodes géométriques. [118] propose d'utiliser une grille triangulaire autour de la source sphérique pour créer des faisceaux triangulaires. La méthode de Frustrum Ray Tracing [101, 100] utilise la notion de frustum : des rayons pyramidaux dont le sommet est la source. [98] propose la méthode de tube tracing en lançant des faisceaux en forme de tube.

2.2.5 La méthode des images.

La méthode des images a été développée pour accélérer les temps de calcul de propagation grâce à une étape de pré traitement[7, 76, 33]. Lors de cette étape, pour une source donnée S et pour chaque obstacle, sont calculées des sources virtuelles primaires S' correspondant aux symétriques de la source réelle, puis des sources secondaires S'' correspondant aux symétriques des sources S' et ainsi de suite jusqu'au nombre de réflexions que l'on souhaite prendre en compte. La figure 2.7 illustre ce procédé pour un nombre de 2 réflexions. Ensuite, lorsqu'on cherchera à connaître le signal reçu en un point R , il suffira de tracer tous les rayons reliant toutes les sources S au récepteur R pour connaître tous les rayons. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de ne calculer que les rayons qui contribuent au signal en R . Si on appelle N le nombre d'obstacles, le nombre de sources virtuelles sera de N si on souhaite prendre en compte une réflexion,

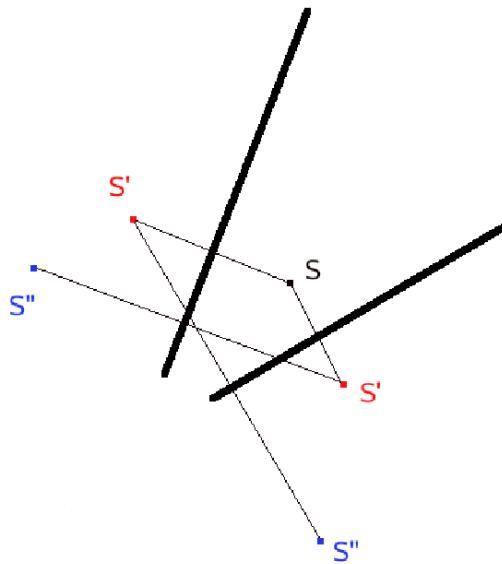


FIG. 2.7 – Calcul des sources virtuelles.

$N(N+1)$ si on se limite à deux réflexions, puis $N(N+1)(N+1)$ et ainsi de suite. Cette méthode est donc très efficace, mais quand on veut prendre en compte un nombre suffisant de réflexions, et surtout quand le nombre d'obstacles est élevé (ce qui est le cas en indoor), le nombre de sources virtuelles à calculer devient très important. Il a aussi été proposé de stocker en mémoire des arbres de visibilité. Pour une source donnée on peut définir pour chaque mur des zones de réflexion et des zones de transmission[6] (voir figure 2.8). Ces zones sont calculées et stockées en mémoire de manière hiérarchique. Cette méthode permet aussi d'éviter de lancer des rayons dans des directions inutiles. L'inconvénient des méthodes de type image est le fait que l'étape de pré-traitement n'est souvent valable que pour une position de source donnée. L'avantage de ces méthodes est la précision, étant donné qu'on ne calcule que les rayons qui passent exactement par le récepteur. Comme le nombre de rayons est connu et dépend du nombre de réflexions R , on peut dire que la complexité de ces méthodes varie en $O(N^R \cdot 2^r)$.

2.2.6 Les modèles géométriques simplifiés.

La complexité des modèles géométriques nécessitant d'avoir des simulations très longues en temps, certaines approches récentes ont été proposées. Leur but est de diminuer les temps de calcul au maximum, c'est à dire de calculer le minimum

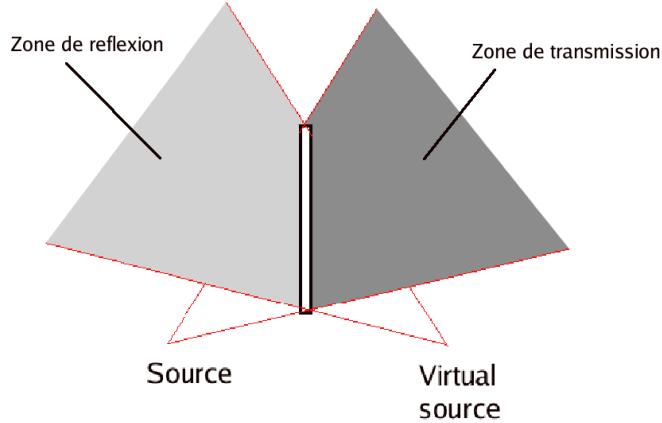


FIG. 2.8 – Les zones de reflexion et de transmission d'un mur.

de rayons, tout en essayant de ne pas trop perdre en précision.

2.2.6.1 La méthode du chemin dominant [49, 115]

L'équipe de AWE-communications travaille actuellement sur la méthode des chemins dominants. [114, 112] ont observé que dans un lancer de rayon classique en indoor de nombreux rayons vont traverser les mêmes pièces et auront donc des propriétés identiques. Ils proposent donc une méthode de moyennage qui recherche des chemins dominants. Les chemins dominants ainsi calculés sont des chemins virtuels qui peuvent être résolus par des réseaux de neurones. Le paramétrage du réseau de neurones nécessite l'étalonnage de paramètres par la mesure. La figure 2.9 montre un exemple de chemin dominant calculé (en bleu) par cette méthode. La méthode des chemins dominants est parfois appelée semi-déterministe car elle ne travaille pas avec les "vrais rayons". Elle est très rapide car le nombre de rayons est très faible [116, 122] (quelques rayons donc complexité du même ordre que les modèles empiriques), alors que contrairement aux modèles empiriques elle prend en compte les phénomènes de multiples chemins.

2.2.6.2 Les méthodes statistiques.

Les approches statistiques ont été développées récemment [43, 83]. Leur but est aussi de minimiser le nombre de rayons à calculer ou plutôt de concentrer les rayons à calculer dans les zones où ils auront le plus d'influence. Certains proposent par exemple des méthodes permettant de calculer en fonction de la

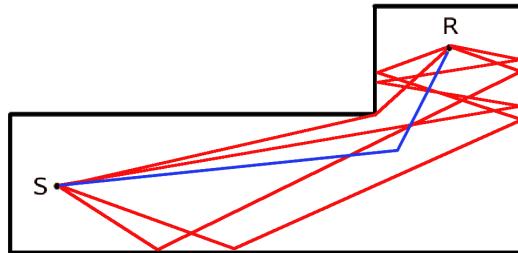


FIG. 2.9 – Méthode Dominant Path : Tracé du chemin dominant (en bleu).

distance entre l'émetteur et le récepteur la largeur de la zone de Fresnel (volume d'espace enfermé par un ellipsoïde) reliant l'émetteur et le récepteur, et dans laquelle les rayons contribuent à la majorité de l'énergie. Ensuite ils proposent d'adapter le pas angulaire de lancer des rayons suivant qu'on est ou non dans la zone de Fresnel. Ainsi les rayons de la zone de Fresnel contribuant plus au signal reçu auront un pas angulaire plus fin que pour les rayons en dehors de cette zone qui ont moins d'influence.

2.2.6.3 La méthode de radiosité [105].

La méthode de radiosité fait appel à des techniques utilisées en traitement d'image pour simuler l'illumination des objets. Elle propose de décomposer l'environnement en facettes caractérisées par une certaine réflectance (qui caractérise l'énergie renvoyée) et calculer un graphe de visibilité assez proche de celui de la méthode des images [62, 78]. Une méthode hiérarchique permet alors de calculer les transferts d'énergie entre les facettes en utilisant l'arbre de visibilité.

2.2.6.4 La méthode MOTIF.

La méthode MOTIF est décrite dans [61]. Cette méthode crée une matrice discrète de l'environnement à un pas de résolution de l'ordre de la longueur d'onde. On fait alors un lancer de rayons classique en partant de la source. Chaque fois qu'un rayon rencontre un mur, l'ensemble des pixels de la matrice d'environnement autour du point d'impact sur l'obstacle constitue un Motif (par exemple dans [82] des motifs de 5×5 pixels). Une base de donnée stocke tous les types de motifs possibles et leur comportement en fonction de l'angle d'arrivée. Ainsi, en chaque point d'impact d'un rayon sur un motif et connaissant l'angle d'arrivée, on déduit un nouveau rayon avec une certaine atténuation et un certain angle. La complexité de cette méthode est faible mais ce n'est pas une méthode réel-

lement déterministe étant donné qu'elle ne calcule pas tous les rayons réfléchis (tout comme la méthode de chemin dominant)

2.2.7 Conclusion sur les méthodes à rayons multiples.

Les méthodes géométriques sont de loin les plus répandues en simulation indoor, nous avons montré les principales familles pour comprendre les problématiques qui se posent. Il n'y a pas de meilleures méthodes que d'autres, tout dépend des objectifs principaux qui sont fixés, il faut toujours forcément faire un compromis entre le nombre de rayons à calculer et la complexité de calcul.

De nombreux articles existent pour essayer d'évaluer la qualité de ces méthodes. [30, 71] ont évalué par la mesure ces méthodes dans différents environnements. Aux niveaux des performances, des résultats sont donnés dans [102]. [32, 31] ont fait des comparaisons entre des modèles empiriques et géométriques pour montrer la supériorité des méthodes géométriques. Malgré tout, pour toute méthode géométrique il faut faire des approximations au niveau du nombre de rayons à lancer ou du nombre de réflexions à calculer. Dans la pratique, les logiciels courants sur le marché travaillent avec deux ou trois réflexions pour avoir des temps de calcul corrects. [16] a proposé une implémentation sur un réseau de machines pour pouvoir faire face à la complexité élevée quand on souhaite calculer plus de rayons. Néanmoins la recherche d'une précision encore plus élevée a amené les chercheurs à développer des méthodes numériques encore plus précises.

2.3 Les modèles numériques.

2.3.1 Les équations de Maxwell.

Les méthodes numériques ou méthodes discrètes cherchent à résoudre les équations de Maxwell. D'après Maxwell une onde dans un matériau diélectrique en un point r et un instant t est régie par l'équation :

$$\delta_t^2 \Psi(\mathbf{r}, t) - \left(\frac{c_0}{n} \right)^2 \cdot \nabla^2 \Psi(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (2.7)$$

où $\Psi(\mathbf{r}, t)$ représente le champ électrique, c_0 la vitesse de la lumière et n l'indice de réfraction du milieu.

2.3.2 La méthode FDTD.

La méthode des Différences Finies dans le domaine temporel (Finite Differences Time Domain) est la méthode numérique la plus répandue pour résoudre

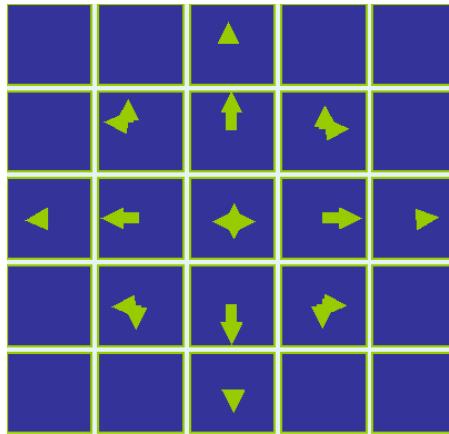


FIG. 2.10 – Méthode FDTD : calcul du champ de proche en proche.

les équations de Maxwell. Elle a été développée pour les environnements complexes (confiné, nombreux petits objets) dans lesquels les méthodes géométriques échouent. Elle permet aussi de simuler des environnements ayant des matériaux avec des propriétés complexes. La méthode FDTD propose de discréteriser l'environnement à un certain pas de résolution spatiale pour résoudre les équations de Maxwell. Dans un soucis de simplicité le problème est souvent réduit au cas bi-dimensionnel : on part du pixel i correspondant à la source à l'instant t et en utilisant l'équation 2.7 on peut en déduire à l'instant $t + dt$ (en bleu) quel est le champ pour les pixels voisins. Il faut alors relancer le procédé pour les pixels voisins (voir figure 2.10) et ainsi de suite jusqu'à atteindre le régime permanent.

L'avantage de cette méthode est sa simplicité de mise en oeuvre. L'inconvénient est la lourdeur des calculs qui nécessitent de très grosses ressources mémoires. Pour pouvoir efficacement utiliser cette méthode, elle a été programmée sur des machines parallèles. Des implémentations sont décrites dans [63, 66]. La méthode FDTD de par la qualité de sa prédiction a été utilisée comme référence dans [96] pour évaluer les performances des modèles géométriques avec modélisation de la diffraction par les approches UTD. Elle est aussi utilisée dans [50] pour simuler des phénomènes complexes comme les perturbations dues à l'effet des humains dans les bâtiments.

2.3.3 La méthode des flux partiels parflow (ou TLM).

La méthode TLM (Transmission Line Matrix) a été proposée par [46] dans le domaine de l'électronique. Elle propose la décomposition du champ selon une grille discrète comme représenté à la figure 2.11 et la résolution des équations de Maxwell par des propagations le long de lignes. Sur cette figure le champ à

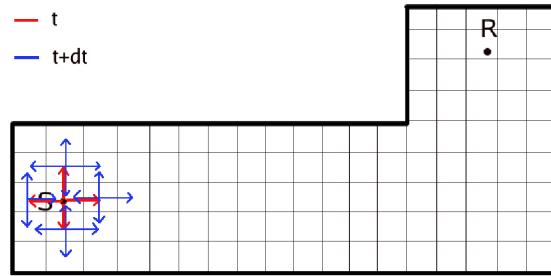


FIG. 2.11 – Méthode TLM : calcul du champ de proche en proche.

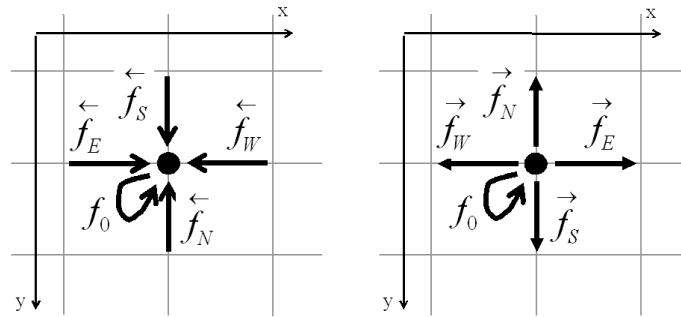


FIG. 2.12 – Les flux partiels sortants (a) et les flux partiels entrants (b) associés à chaque point.

l'instant t est calculé près des pixels voisins (en rouge), puis à l'instant $t + dt$ (en bleu), puis ainsi de suite jusqu'à atteindre le régime permanent. Une autre formulation de TLM a été proposée par [74] dans le domaine de la propagation des ondes. Elle est appelée ParFlow (Méthode des Flux Partiels). La méthode des flux partiels est basée sur une décomposition en chaque point du champ électrique en 5 composantes : 4 composantes représentant le champ dans les 4 directions cardinales, et une composante pour le champ interne. Dans cette approche le champ est supposé scalaire (polarisation verticale seulement). Cette approche a été proposée en 2 dimensions, et dans ce cas le champ électrique est décomposé comme à la figure 2.12 avec des flux entrants \vec{f} et des flux sortants $\overleftarrow{\vec{f}}$ représentant respectivement l'énergie qui entre et celle qui sort du point considéré. Dans le cas d'une grille discrète l'équation 2.7 s'écrit :

$$\frac{\Psi(\mathbf{r}, t - dt) - 2 \cdot \Psi(\mathbf{r}, t) + \Psi(\mathbf{r}, t + dt)}{dt^2} + \left(\frac{c_0}{n_r \cdot \Delta} \right)^2 \cdot \left[-4 \cdot \Psi(\mathbf{r}, t) + \sum_{i \in \{E, W, S, N\}} \Psi(\mathbf{r} + \mathbf{d}\mathbf{r}_i, t) \right] = 0 \quad (2.8)$$

avec dt la variation dans le temps, dr dans l'espace, et $\Psi(\mathbf{r}, t)$ le champ électrique régit par :

$$\Psi(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{n_r^2} \cdot (\vec{f}_E(r, t) + \vec{f}_W(r, t) + \vec{f}_S(r, t) + \vec{f}_N(r, t) + Y_r \cdot \check{f}_0(r, t)) \quad (2.9)$$

avec $Y_r = 4n_r^2 - 4$, l'admittance locale.

Etant donné que les flux sortants d'un pixel en r sont les flux entrants des pixels voisins en $r + dr$ on peut écrire :

$$\overleftarrow{f}_i(r + dr_i, t) = \vec{f}_i(r, t) \quad ; \quad i \in \{E, W, S, N\} \quad (2.10)$$

Les auteurs de ParFlow ont proposé de noter les flux sous la forme vectorielle suivante :

$$\begin{aligned} \overleftarrow{\mathbf{F}}(r, t) &= \left(\overleftarrow{f}_E(r, t) \quad \overleftarrow{f}_W(r, t) \quad \overleftarrow{f}_S(r, t) \quad \overleftarrow{f}_N(r, t) \quad \check{f}_0(r, t) \right)^t \\ \overrightarrow{\mathbf{F}}(r, t) &= \left(\vec{f}_E(r, t) \quad \vec{f}_W(r, t) \quad \vec{f}_S(r, t) \quad \vec{f}_N(r, t) \quad \check{f}_0(r, t) \right)^t \end{aligned} \quad (2.11)$$

Ils ont aussi défini un vecteur de sources $\vec{S}(r, t)$ qui est nul s'il n'y a pas de source en r .

Alors on peut montrer que l'équation 2.10 peut aussi s'écrire :

$$\vec{F}(r, t) = \Sigma(r) \cdot \overleftarrow{\mathbf{F}}(r, t - dt) + \vec{S}(r, t) \quad (2.12)$$

avec $\Sigma(r)$ la matrice de diffusion en r définie par :

$$\Sigma(r) = \frac{1}{2n_r^2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \alpha_r & 1 & 1 & Y_r \\ \alpha_r & 1 & 1 & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & \alpha_r & Y_r \\ 1 & 1 & \alpha_r & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \beta_r \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

et $\alpha_r = 1 - 2n_r^2$; $\beta_r = 2n_r^2 - 4$.

L'équation 2.12 est l'équation de ParFlow et sa résolution est la solution exacte du champ électrique en tout point r . Par contre la résolution de cette équation est très exigeante en ressources. D'autant plus que pour que la résolution soit acceptable il faut prendre un pas de discréétisation dr petit devant la longueur d'onde. La relation entre dr et λ est :

$$dr = c_0 \sqrt{2} \cdot dt \quad (2.14)$$

Chopard [19, 18] a proposé de résoudre l'équation par un automate cellulaire, c'est à dire sur une grille régulière de « cellules » pouvant chacune prendre à un instant donné un « état » parmi un ensemble fini. Le temps est également discret et l'état d'une cellule au temps $t+1$ est fonction de l'état au temps t .

La même équipe a proposé dans [40, 12] une implémentation en C++ de Parflow (appelée Parflow++) basée sur des machines parallèles (pour réduire la complexité 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. Néanmoins, on peut faire une estimation en disant que le nombre d'itérations N_{It} est proportionnel à la dimension de l'environnement N_x . Dans ce cas $N_{It} = k \cdot N_x$ et k est une constante reflétant la qualité de prédiction souhaitée. Avec cette approximation la complexité des méthodes discrètes varie en $O(16 \cdot k \cdot N_x^3)$.

2.4 Les problématiques des différents modèles.

2.4.1 La simulation en 3D.

Toutes les méthodes théoriques présentées précédemment, moyennant une forte augmentation de la complexité de calcul, peuvent être adaptées en trois dimensions. Ainsi, pour les méthodes géométriques, le lancer de rayons en trois dimensions va accroître de façon considérable le nombre de rayons à lancer. Des implémentations de lancer de rayons en 3D sont présentées dans [10, 24, 80, 20] et des adaptations de la méthode des images sont décrites dans [59, 87].

Devant la lourdeur des calculs, certaines méthodes ont été adaptées aux environnements multi-étages en développant des méthodes de type pseudo3D, qui, à partir de couvertures 2D, estimate des couvertures 3D [81, 72].

Des approches combinées ont aussi été proposées. Elles estimate une couverture 3D à partir d'une zone de couverture 2D dans le plan horizontal et une autre dans le plan vertical [73].

Au niveau des méthodes numériques, la taille du système linéaire à résoudre devient énorme si l'on considère les trois dimensions. Les calculs étant trop complexes pour faire simuler des environnements réels en 3D, il a été proposé dans [54] une méthode ParFlow pseudo 3D qui permet, en réglant certains paramètres dans certaines directions, de prendre en compte approximativement les effets des diagrammes d'antennes selon l'axe z .

2.4.2 Complexité/précision : des compromis à faire.

Il est très difficile de réellement dire qu'une méthode est meilleure qu'une autre, et tout dépend du contexte dans lequel on se place, néanmoins on peut noter les deux grands critères à prendre en compte entre lesquels on cherche toujours à faire le meilleur compromis entre la complexité de calcul et la précision.

2.4.2.1 La complexité de calcul.

C'est la complexité de calcul qui permet d'implémenter telle ou telle méthode sur une machine. Si les méthodes de type empiriques ont une complexité très faible (on calcule un nombre de rayons égal aux nombres de pixels de l'environnement) il n'en est pas de même pour les méthodes déterministes. Les critères limitants sont :

- Pour une méthode géométrique à nombre de réflexions donné : le nombre d'obstacles. Plus il y a de murs, plus il y aura de rayons à calculer.
- Pour une méthode discrète : la taille de l'environnement. Plus l'environnement est grand, plus le système à résoudre est de grande dimension donc complexe.

2.4.2.2 La précision.

Le but d'un outil de simulation est d'essayer d'avoir des résultats qui tendent le plus possible vers la réalité. Si les méthodes empiriques ne permettent pas d'avoir une bonne précision car elles ne prennent pas en compte la complexité de l'environnement, les méthodes déterministes permettent d'avoir des résultats très précis. Mais, comme toute méthode numérique, pour pouvoir résoudre le système, on est toujours obligé de transposer le problème dans un domaine fini : la précision des méthodes déterministes dépend donc seulement du critère limitant de la méthode. Les critères limitant sont :

- Pour une méthode géométrique : le pas angulaire inter-rayons pour le lancer de rayons, et le nombre de réflexions à calculer. Un nombre de réflexions qui augmente ou un pas angulaire qui diminuent feront augmenter la précision.
- Pour une méthode discrète : le pas de discréttisation dans l'espace. Plus le pas de discréttisation est faible devant la longueur d'onde, plus la précision est élevée

2.5 Récapitulatif.

2.5.1 Tableau récapitulatif.

Nous présentons à la figure 2.13 un récapitulatif des principales méthodes utilisées actuellement pour la simulation de propagation Indoor.

2.5.2 Quelques résultats.

Dans notre étude nous nous intéressons à la simulation efficace de la propagation en environnement indoor, donc en dehors des contraintes de temps, nous

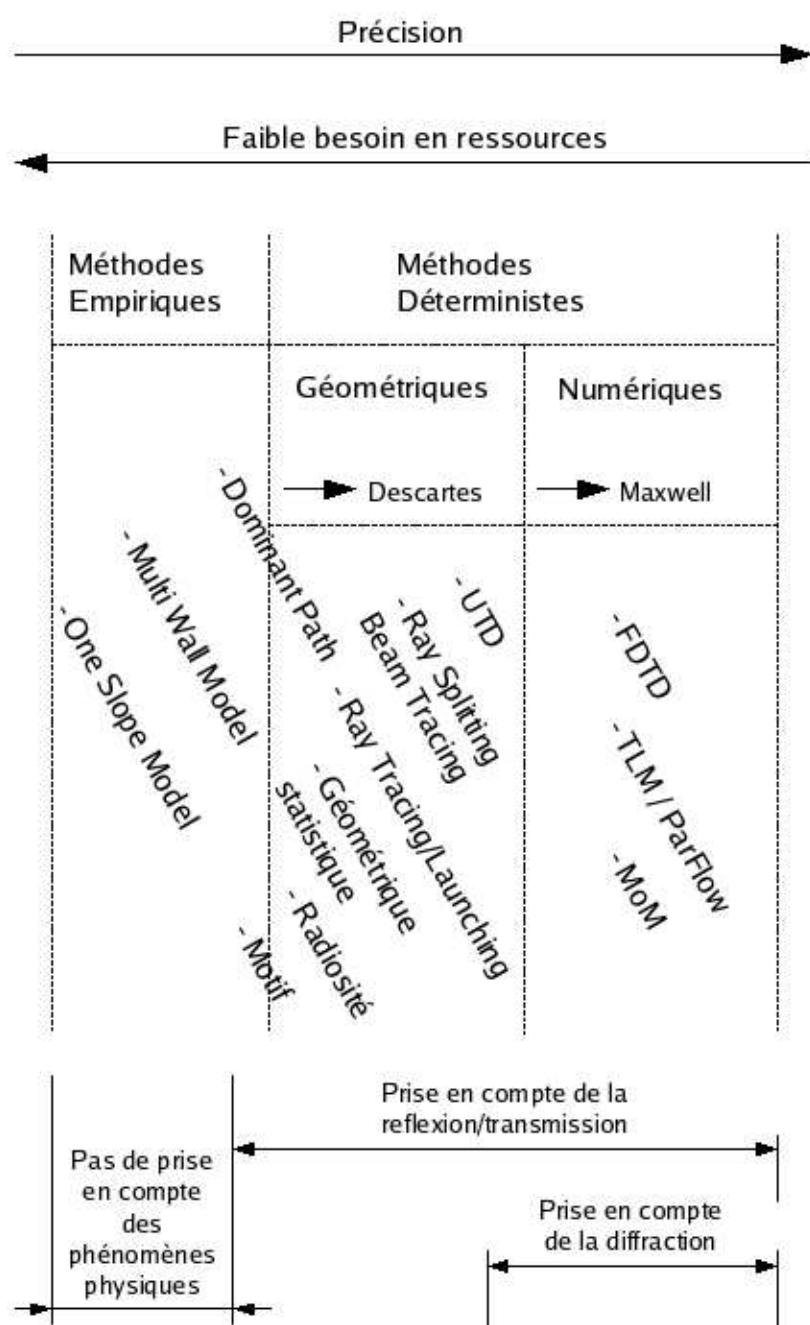


FIG. 2.13 – Les principaux modèles de propagation indoor.

TAB. 2.1 – Logiciels de calcul de couverture WIFI

Logiciel	Société	Méthode de calcul	Précision
Site Planner	Motorola (USA)	MultiWall	5dBm
WinProp	AWE (Allemagne)	Dominant Path	<5dBm
Volcano	Siradel (France)	RayTracing	3dBm

avons souhaité connaître quels étaient les résultats obtenus par ces différentes méthodes. Si la comparaison immédiate d'une méthode avec une autre est assez complexe (programmes, environnements de tests, et paramètres tous différents) il est intéressant de noter ce que sont de bons résultats au niveau temps de calcul et précision, pour pouvoir se placer par rapport à telle ou telle méthode. Dans le tableau 2.1 nous citons quelques résultats de précision des principaux logiciels de calcul de couverture indoor en vente sur le marché. Les temps de calculs dépendant beaucoup de la machine sur laquelle le programme est lancé, il est difficile de les comparer. Notons tout de même que les temps de simulation fournis par les logiciels cités dans le tableau 2.1 sont de l'ordre de la minute.

2.5.3 Les approches récentes : modèles hybrides.

Quels que soient les modèles de propagation, il y a toujours un compromis à faire entre complexité de calcul et précision de la simulation. C'est pourquoi de nombreux modèles hybrides ont été développés ces derniers temps pour faire ces compromis. Nous citons juste quelques approches :

- Méthode de Fourie : La méthode des moments nécessite de discréteriser l'environnement à un certain pas, et, au niveau de la complexité, on est souvent appelé à prendre un pas qui n'est pas faible devant la longueur d'onde. Cela implique une mauvaise prise en compte des phénomènes de diffraction pour les petits obstacles. Fourie a donc proposé dans [36] de combiner la méthode des moments avec une méthode géométrique UTD (méthode SuperNEC). Il a montré qu'en indoor cela améliorait beaucoup les résultats.
- Méthode combinée MultiWall-RayTracing : Une autre approche hybride proposée dans [113] consiste à combiner une méthode Multi-Wall avec une méthode de Ray Tracing pour essayer de faire un compromis entre la rapidité de la méthode Multi-Wall et la précision des méthodes géométriques.
- Méthode de Wang : Wang a proposé dans [111] une autre approche qui combine une méthode de Ray Tracing avec une méthode FDTD. Cette méthode performante utilise le lancer de rayon dans les espaces ouverts dans lesquels il n'y a pas de diffraction et la méthode FDTD dans les zones

- complexes dans lesquelles il faut tenir compte précisément de la diffraction.
- Méthode combinée UTD-FDTD : Cette méthode propose la combinaison d'une méthode UTD avec une méthode FDTD [86, 85]. Pour prendre en compte le plus précisément possible la diffraction, celle-ci est simulée grâce à une approche de ray tracing UTD, mais pour certains obstacles trop complexes (Comme le mobilier par exemple) la méthode calcule, aux endroits considérés, les matrices de diffusion par la méthode FDTD, ce qui permet de déduire les coefficients de diffraction qui sont alors utilisés dans un modèle géométrique UTD classique. Cette méthode permet de prendre en compte la diffraction des objets plus complexes pour laquelle l'approche UTD n'est pas suffisante.

2.6 Perspectives pour cette thèse.

L'objectif étant de développer un logiciel de planification de réseau WiFi, il faut pour cela choisir une méthode déterministe. En effet, en milieu confiné les phénomènes de réflexions et diffractions sont nombreux et il est nécessaire de les simuler le plus précisément possible. De nombreuses approches dans la littérature proposent des modèles géométriques, car moins complexes que les méthodes discrètes. Mais pour prendre en compte la diffraction, l'ajout de la théorie uniforme de la diffraction est nécessaire, d'où une hausse très importante de la complexité.

D'un autre côté les méthodes discrètes sont très précises et prennent bien en compte les phénomènes de diffraction, mais ont peu été utilisées pour le calcul de couverture, car trop exigeantes au niveau de la mémoire et des temps de calcul. Dans cette thèse, nous allons donc partir des méthodes discrètes (la méthode ParFlow décrite précédemment) et chercher à réduire au maximum sa complexité.

Notre objectif est donc d'implémenter une méthode discrète dans un logiciel de planification de réseau WiFi, et de la paramétriser pour simuler de façon précise des cartes de couverture. Cette méthode devra permettre une précision de simulation maximale pour des temps de simulation les plus courts possibles. En effet, le but du logiciel de la société Sygnum étant d'aider les installateurs à déployer des réseaux, il faut que le temps de réalisation d'une simulation soit faible (de l'ordre de quelques minutes). De plus, pour ne pas obliger l'utilisateur à investir dans une station de travail onéreuse, il faut que le logiciel fonctionne sur un PC haut de gamme actuel. Notre configuration cible un processeur à 3GHz et 3Go de mémoire vive

Le logiciel implémenté doit offrir une précision de simulation de l'ordre de quelques décibels et prendre en compte correctement les matériaux. Dans le cas de matériaux spéciaux ou de propriétés non connues, une calibration doit être possible. Le logiciel doit aussi prendre en compte les différents points d'accès en vente dans le

commerce, qui sont caractérisés par des puissances d'émission et des diagrammes d'antennes différents. Enfin, et si nécessaire, la possibilité de simulation en trois dimensions doit être offerte à l'utilisateur.

Chapitre 3

La méthode ParFlow dans le domaine fréquentiel MR-FDPF.

Nous présentons dans ce chapitre l'algorithme MR-FDPF pour la prédiction de couverture 2D. L'approche proposée est construite à partir de la formulation dans le domaine fréquentiel de l'équation initiale des flux partiels (ParFlow) déjà présentée au chapitre précédent. Cette transposition dans le domaine fréquentiel ramène le problème à la résolution d'un système linéaire. Nous résolvons ce système par une approche multi-résolution grâce à la définition de MR-nodes, ensembles rectangulaires élémentaires de noeuds de transmission. Nous montrons qu'au niveau des MR-nodes, seuls les flux de bords sont indispensables pour le calcul de la propagation, ce qui réduit beaucoup la complexité de la phase de propagation ($O(N^2 \cdot \log(N))$) au lieu de $O(N^3)$) et permet de déporter une grande partie des calculs dans une phase de pré-traitement. Cette phase de pré-traitement a le grand intérêt de ne pas dépendre de la position des sources, ce qui peut être exploité efficacement lors du calcul de sources multiples. De plus l'approche multi-résolution permet d'adapter le ratio complexité/précision en stoppant les calculs lors de la phase descendante, à un niveau intermédiaire. Contrairement au lancer de rayon, où ce compromis est réglé par la sélection du nombre maximal de réflexions à prendre en compte, nous ne faisons ici aucune hypothèse réductrice quand aux conditions de propagation.

Nous présentons alors l'implémentation de la méthode MR-FDPF et certaines optimisations algorithmiques. Ce sont les premières contributions de cette thèse : Un découpage adaptatif de l'environnement permet de réduire significativement les besoins en ressources mémoire et en temps de calcul. De plus, l'utilisation d'un stockage global des flux permet de réduire la mémoire nécessaire. Enfin le passage de quelques parties complexes du code en C optimisé (Blas) et leur interface avec JAVA (JNI) permet de réduire encore les temps de calcul.

Pour terminer cette section, quelques exemples préliminaires permettent de vérifier l'atout principal de la méthode MR-FDPF : la prise en compte implicite des phénomènes de réflexion et de diffraction.

3.1 Contraintes et objectifs.

Toutes les méthodes présentées dans la partie précédente ont, chacune, leurs caractéristiques propres au niveau des temps de calcul, de la précision obtenue, et des résultats souhaités. Il est important avant de détailler la méthode MR-FDPF d'en expliquer le but.

Notre objectif initial s'inscrit dans le cadre de la simulation de réseaux sans fil, et plus particulièrement de la planification et de l'optimisation des réseaux WLAN. Ceci implique le calcul de couvertures radios complètes pour un grand nombre de sources potentielles, et pas seulement de calculer le lien radio entre quelques points. Pour résoudre ce problème, les approches classiques sont issues des méthodes empiriques ou géométriques, de type Ray Tracing. Les derniers travaux avaient pour but, soit de réduire la complexité de calcul, soit d'améliorer la précision (en ajoutant par exemple la théorie uniforme de la diffraction). Dans notre approche, nous avons choisi au contraire de partir d'un modèle potentiellement très précis mais très exigeant au niveau des calculs. Nous nous sommes alors concentrés sur la réduction de la complexité. C'est cette démarche qui est détaillée dans ce chapitre. La section 3.2 présente les principes de l'approche MR-FDPF. La section 3.3 évalue la complexité de l'approche proposée. Les sections 3.4 et 3.5 présentent 2 aspects importants pour l'implémentation de la méthode.

3.2 Théorie de la méthode MR-FDPF.

3.2.1 Passage dans le domaine fréquentiel : Méthode FDPF.

La méthode FDPF (Frequency Domain ParFlow) a été proposée par Gorce en 2001 [39]. Elle est basée sur une transposition dans le domaine fréquentiel de l'équation de ParFlow posée par Chopard [19].

Cette transposition se fait en effectuant la transformée de Fourier de l'équation de ParFlow (équation 2.12) ce qui aboutit à :

$$\vec{F}(r, \nu) = \Sigma(r, \nu) \cdot \overleftarrow{F}(r, \nu) + \vec{S}(r, \nu) \quad (3.1)$$

avec $\Sigma(r, \nu) = \Sigma(r) \cdot e^{-j2\pi\nu dt}$, $\vec{F}(r, \nu)$ les flux sortants, et $\overleftarrow{F}(r, \nu)$ les flux entrants. Cette transposition dans le domaine de Fourier conduit, pour une fréquence donnée, à un système linéaire. La réponse en bande étroite autour de la fréquence porteuse ν_0 peut donc être obtenue en résolvant ce système pour cette fréquence. Dans ce cas, on perd deux informations potentiellement intéressantes pour la caractérisation de l'environnement : le délai de propagation et la réponse impulsionale du canal (large bande). Ces paramètres peuvent être obtenus en résolvant ce système pour différentes fréquences autour de la porteuse. A partir de ces simulations la réponse impulsionale du canal peut être obtenue par transformée

de Fourier inverse. Cela représente néanmoins un surcoût de calcul important. Notons qu'aux fréquences de 2.4GHz ou 5.1GHz en environnement Indoor, l'étalement temporel est la plupart du temps petit devant la durée chip des systèmes radios standards (WiFi, Bluetooth, ...), donc nous nous placerons dans ce chapitre dans le cas de l'étude de la réponse bande étroite.

Notons également que dans leurs travaux, Chopard et al.[19] ont choisi également de travailler en régime harmonique, et arrêtent les calculs lorsque le champ permanent est obtenu.

L'équation 3.1 peut également s'exprimer localement, en tout point r . Séparons les flux en flux de bords $F_b(r)$ et en flux internes $\check{F}(r)$ de la façon suivante :

$$\overleftarrow{F}_b(r) = \begin{pmatrix} \overleftarrow{f}_E(r) \\ \overleftarrow{f}_W(r) \\ \overleftarrow{f}_S(r) \\ \overleftarrow{f}_N(r) \end{pmatrix} ; \quad \overrightarrow{F}_b(r) = \begin{pmatrix} \overrightarrow{f}_E(r) \\ \overrightarrow{f}_W(r) \\ \overrightarrow{f}_S(r) \\ \overrightarrow{f}_N(r) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

et

$$\check{F}(r) = \check{f}_0(r) \quad (3.3)$$

L'équation 3.1 s'écrit localement sous la forme :

$$\begin{pmatrix} \overrightarrow{F}_b(r) \\ \check{F}(r) \end{pmatrix} = \Sigma(r) \cdot \begin{pmatrix} \overleftarrow{F}_b(r) \\ \check{F}(r) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \overrightarrow{S}_{ex}(r) \\ \overrightarrow{S}_0(r) \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

avec $\overrightarrow{S}(r)$ les flux sortants de la source et $\Sigma(r)$ la matrice de diffusion locale. Cette matrice peut se décomposer en 4 parties, sous la forme :

$$\Sigma(r) = \begin{pmatrix} \Sigma_{ee}(r) & \Sigma_{ei}(r) \\ \Sigma_{ie}(r) & \Sigma_{ii}(r) \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

où les indices e et i représentent respectivement les flux d'échange et les flux internes. Le détail des 4 blocs, en posant $\sigma_0 = \frac{e^{-j2\pi\nu dt}}{2n_r^2}$, est :

$$\Sigma_{ee}(r) = \sigma_0 \cdot \begin{pmatrix} 1 & \alpha_r & 1 & 1 \\ \alpha_r & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & \alpha_r \\ 1 & 1 & \alpha_r & 1 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\Sigma_{ei}(r) = \sigma_0 \cdot \begin{pmatrix} Y_r \\ Y_r \\ Y_r \\ Y_r \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

$$\Sigma_{ie}(r) = \sigma_0 \cdot (1 1 1 1) \quad (3.8)$$

$$\Sigma_{ii}(r) = \sigma_0 \cdot \beta_r \quad (3.9)$$

Attardons-nous un peu sur l'équation (3.4). On remarque que le flux interne $\check{F}(r)$ intervient à la fois dans le membre gauche et le membre droit de l'équation.

De plus, ce flux n'étant connecté à aucune autre cellule, il ne dépend que de cette équation. On peut alors résoudre ce système relativement au flux interne. Ce qui conduit à :

$$\check{F}(r) = (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot \left(\Sigma_{ie}(r) \cdot \overleftarrow{F}_b(r) + \vec{S}_0(r) \right) \quad (3.10)$$

En réinjectant ce résultat dans (3.4), on obtient l'équation de diffusion locale, sans flux interne :

$$\overrightarrow{F}_b(r) = \Sigma_b(r) \cdot \overleftarrow{F}_b(r) + \vec{S}_b(r) \quad (3.11)$$

où $\Sigma_b(r)$ est la matrice de diffusion locale dans le domaine fréquentiel, qui est égale à :

$$\Sigma_b(r) = \Sigma_{ei}(r) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot \Sigma_{ie}(r) \quad (3.12)$$

et $\vec{S}_b(r)$ est la source équivalente :

$$\vec{S}_b(r) = \vec{S}_{ex}(r) + \Sigma_{ei}(r) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot \vec{S}_0(r) \quad (3.13)$$

Notons qu'à ce stade, une source n'a, à priori, pas de flux interne, et on a donc $\vec{S}_b(r) = \vec{S}_{ex}(r)$.

L'équation 3.11 est l'équation de ParFlow dans le domaine fréquentiel qui ne tient compte que des flux d'échange. Elle s'écrit sous forme globale :

$$\underline{F} = \underline{\Omega}_0 \cdot \underline{F} + \underline{S} \quad (3.14)$$

où $\underline{\Omega}_0$ est la matrice de propagation obtenue par concaténation de toutes les matrices de diffusion locale. Le vecteur \underline{F} est obtenu par concaténation de l'ensemble des flux d'échange de toutes les cellules ParFlow.

Une première approche pour résoudre ce système consiste à passer à gauche les deux termes dépendant de \underline{F} dans 3.14 :

$$(Id - \underline{\Omega}_0) \cdot \underline{F} = \underline{S} \quad (3.15)$$

L'objectif est donc d'inverser la matrice $(Id - \underline{\Omega}_0)$ qui est de très grande dimension. Par exemple, pour un système de $100m \times 100m$ avec un pas de discréétisation de $10cm$ il faudrait inverser une matrice de $(4 \cdot 10^6)^2$ éléments ce qui est trop coûteux en pratique.

Ce système peut également s'écrire sous la forme d'une suite géométrique :

$$\underline{F} = \sum_{k=0}^{\infty} (\underline{\Omega}_0)^k \cdot \underline{S} = \underline{S} + \underline{\Omega}_0 \cdot \underline{S} + (\underline{\Omega}_0)^2 \cdot \underline{S} + \dots \quad (3.16)$$

ce qui permet une résolution itérative, où la solution à l'itération (k) est donnée par :

$$\overrightarrow{F}(r) = \sum_{k=0}^{k=\infty} \overrightarrow{F}_k(r) \quad (3.17)$$

en posant :

$$\vec{F}_k(r) = \Sigma_0(r) \cdot \overleftarrow{F}_{k-1}(r) + \vec{S}(r) \quad (3.18)$$

L'algorithme dans le domaine fréquentiel, implanté grâce aux matrices de diffusion locale, est alors assez similaire à l'algorithme temporel :

```

Initialisation
   $\forall d \in \{E, W, S, N\}, \vec{f}_b^s = s_0$ 
   $\forall m \neq s, \text{set } \vec{F}_e(m) = 0$ 
   $\forall m, \vec{F}_e(m) = \vec{F}_e(m)$ 
FAIRE
  Mise à jour des flux entrants :
     $\forall m, \overleftarrow{F}_n(m) = N(\vec{F}_n(m))$ 
  Calcul des flux sortants
     $\forall m, \vec{F}_n(m) = \Sigma_e(m) \cdot \overleftarrow{F}_n(m)$ 
  Accumulation
     $\forall m, \vec{F}_e(m) = \vec{F}_e(m) + \vec{F}_n(m)$ 
JUSQU'A CONVERGENCE :  $(\forall m, \vec{F}_n(m) \ll \vec{F}_e(m))$ 
```

On notera que ce n'est plus tout à fait un automate cellulaire. A chaque itération, les variables locales accumulent les composantes déjà propagées, jusqu'à convergence.

Le fait d'avoir transposé l'équation de ParFlow dans le domaine fréquentiel ne présente pas pour l'instant d'avantage majeur en terme de complexité de calcul par rapport à la méthode ParFlow standard. D'autant plus que le passage en fréquentiel nous a fait perdre toutes les informations de temps. Par contre, le principe de suppression des flux internes, possible en fréquentiel seulement et qui permet de ne travailler qu'avec les flux de bord, est le principe élémentaire qui va permettre de construire l'approche multi-résolution.

3.2.2 L'algorithme FDPF multi-résolution : MR-FDPF.

3.2.2.1 Définition des MR-nodes.

Un MR-node est défini comme un ensemble rectangulaire de pixels et est caractérisé par sa taille et sa position dans l'environnement global. Un MR-node et ses flux sont représentés à la figure 3.1.

En regroupant toutes les équations ParFlow (équation 3.4) des noeuds élémentaires appartenant à un MR-node, on peut écrire l'équation de propagation qui

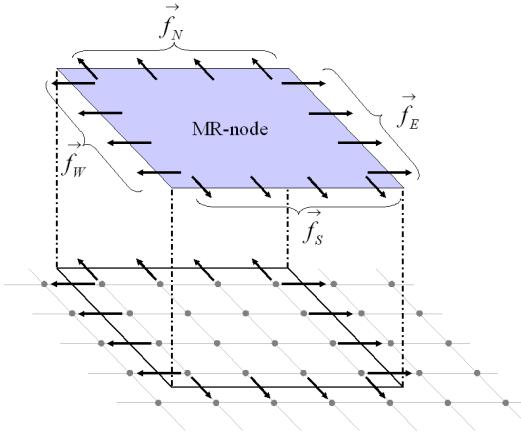


FIG. 3.1 – Le MR-node : regroupement des pixels de la méthode ParFlow.

lui est associée, en séparant les flux internes et les flux de bord (représentés figure 3.1) :

$$\begin{pmatrix} \vec{F}_b(k) \\ \vec{F}(k) \end{pmatrix} = \Sigma(k) \cdot \begin{pmatrix} \vec{F}_b(k) \\ \vec{F}(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \vec{S}_b(k) \\ e\vec{S}(k) \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

où $\vec{F}_b(k)$ et $\vec{F}(k)$ représentent les flux de bord du MR-node, respectivement entrants et sortants :

$$\vec{F}_b(b_k) = \begin{pmatrix} \vec{f}_E(b_k) \\ \vec{f}_W(b_k) \\ \vec{f}_S(b_k) \\ \vec{f}_N(b_k) \end{pmatrix}; \vec{F}_b(b_k) = \begin{pmatrix} \vec{f}_E(b_k) \\ \vec{f}_W(b_k) \\ \vec{f}_S(b_k) \\ \vec{f}_N(b_k) \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

et $\vec{F}(k)$ les flux d'échanges internes, c'est à dire ceux qui relient des pixels du même bloc.

L'intérêt de ce regroupement en ensemble de pixels est de travailler avec les flux de bord seulement. On retrouve en effet la structure d'équation obtenue en 3.4. On peut alors résoudre l'équation 3.19 relativement aux flux internes qui n'interviennent pas dans les autres MR-nodes.

3.2.2.2 Organisation hiérarchique des MR-nodes.

Considérons deux MR-nodes adjacents i et j , que l'on regroupe pour former un MR-node père, k , comme illustré à la figure 3.2. L'équation de diffusion locale

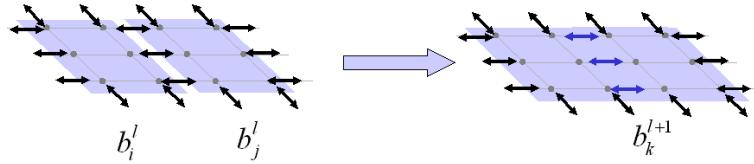


FIG. 3.2 – Le MR-node père est obtenu à partir de deux MR-nodes fils.

associée au noeud père est obtenue par concaténation des équations des 2 noeuds fils, conduisant à :

$$\begin{pmatrix} \vec{F}_b(i) \\ \vec{F}_b(j) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Sigma(i) & 0 \\ 0 & \Sigma(j) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overleftarrow{F}_b(i) \\ \overleftarrow{F}_b(j) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \vec{S}_b(i) \\ \vec{S}_b(j) \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

Pour résoudre cette équation, il suffit de réorganiser ces flux en 2 groupes : les flux externes, et les flux internes. Les flux internes sont les flux qui connectent entre eux les 2 noeuds i et j . Cette équation peut encore ici se résoudre partiellement en considérant les flux internes au noeud k , c'est à dire les flux qui relient les blocs i et j . Détailons le cas d'un regroupement horizontal comme illustré à la figure 3.2.

Dans ce cas les flux internes du bloc k sont égaux à :

$$\check{F}(k) = \begin{pmatrix} \overleftarrow{f}_w(i) \\ \overleftarrow{f}_e(j) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{f}_w(j) \\ \vec{f}_e(i) \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

Et les flux externes du bloc père sont, pour les flux entrants :

$$\begin{aligned} \overleftarrow{f}_e(k) &= \overleftarrow{f}_e(i); & \overleftarrow{f}_w(k) &= \overleftarrow{f}_w(j) \\ \overleftarrow{f}_s(k) &= \begin{pmatrix} \overleftarrow{f}_s(i) \\ \overleftarrow{f}_s(j) \end{pmatrix}; & \overleftarrow{f}_n(k) &= \begin{pmatrix} \overleftarrow{f}_n(i) \\ \overleftarrow{f}_n(j) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

et pour les flux sortants :

$$\begin{aligned} \vec{f}_e(k) &= \vec{f}_e(j); & \vec{f}_w(k) &= \vec{f}_w(i) \\ \vec{f}_s(k) &= \begin{pmatrix} \vec{f}_s(i) \\ \vec{f}_s(j) \end{pmatrix}; & \vec{f}_n(k) &= \begin{pmatrix} \vec{f}_n(i) \\ \vec{f}_n(j) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.2.2.3 L'approche multi-résolution.

L'algorithme multi-résolution est basé sur la généralisation récursive de ce principe de regroupement. Il va permettre de résoudre exactement l'équation ParFlow (3.15), donc les équations de Maxwell, en déportant l'inversion de matrice globale à une succession d'inversions, réalisées au niveau des MR-nodes. Cela va permettre de travailler sur des matrices de plus petites dimensions donc plus facilement inversibles.

Pour cela la première étape est de construire un arbre binaire de MR-nodes. Cet arbre est construit en partant du MR-node de tout l'environnement (appelé HeadNode) et découpé récursivement en MR-nodes fils jusqu'à atteindre des MR-nodes de la taille d'un pixel.

Une fois cet arbre construit, la phase de propagation d'une source se décompose en deux étapes :

- une phase montante démarrant du noeud élémentaire où se situe la source et calculant les flux du bloc père, considéré à son tour comme une source. Ce calcul est effectué récursivement jusqu'à atteindre le sommet de la pyramide.
- une phase descendante démarrant des flux internes du head-node, et qui récursivement redescend l'arbre binaire vers toutes les branches pour calculer les flux entrants au niveau de chaque MR-node fils jusqu'à atteindre le bas de l'arbre (les MR-nodes de la taille d'un pixel), ou toute autre résolution souhaitée.

Ces trois étapes sont détaillées ci-dessous. Les calculs associés sont obtenus par la résolution de (3.21). Commençons par la ré-écrire sous la forme :

$$\begin{pmatrix} \vec{F}_e(k) \\ \check{F}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Sigma_{ee}(k) & \Sigma_{ei}(k) \\ \Sigma_{ie}(k) & \Sigma_{ii}(k) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overleftarrow{F}_e(k) \\ \check{F}(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \vec{S}_{ex}(k) \\ \vec{S}_0(k) \end{pmatrix}, \quad (3.25)$$

La résolution par rapport aux flux internes donne :

$$\check{F}(k) = (Id - \Sigma_{ii}(k))^{-1} \cdot \left(\Sigma_{ie}(k) \cdot \overleftarrow{F}_e(k) + \vec{S}_0(k) \right). \quad (3.26)$$

Les flux sortants sont alors donnés par :

$$\vec{F}_e(k) = \Sigma_e(k) \cdot \overleftarrow{F}_e(k) + \vec{S}_e(k), \quad (3.27)$$

avec

$$\Sigma_e(k) = \Sigma_{ei}(k) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(k))^{-1} \cdot \Sigma_{ie}(k), \quad (3.28)$$

et

$$\vec{S}_e(k) = \vec{S}_{ex}(k) + \Sigma_{ei}(k) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(k))^{-1} \cdot \vec{S}_0(k). \quad (3.29)$$

Nous illustrons le calcul des matrices uniquement dans le cas du regroupement de deux MR-nodes i et j , dans le sens horizontal. La matrice de diffusion associée à un bloc k quelconque peut s'écrire de façon générale, sous la forme :

$$\Sigma_e(k) = \begin{pmatrix} \sigma_{EE} & \sigma_{EW} & \sigma_{ES} & \sigma_{EN} \\ \sigma_{WE} & \sigma_{WW} & \sigma_{WS} & \sigma_{WN} \\ \sigma_{SE} & \sigma_{SW} & \sigma_{SS} & \sigma_{SN} \\ \sigma_{NE} & \sigma_{NW} & \sigma_{NS} & \sigma_{NN} \\ \sigma_{OE} & \sigma_{OW} & \sigma_{OS} & \sigma_{ON} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

où la sous-matrice $\sigma_{NW}(k)$ par exemple, représente la propagation dans le bloc k , d'un flux ouest (W) entrant vers un flux nord (N) sortant. Nous avons omis l'indice k dans l'équation par soucis de lisibilité. Calculer cette matrice pour le bloc k se fait à partir de la connaissance de ces matrices pour les blocs fils i et j .

Lors du regroupement horizontal l'utilisation de ces définitions, permet d'écrire :

$$\Sigma_{ee}(k) = \begin{pmatrix} [0] & \sigma_{EW}(j) & [0] & \sigma_{ES}(j) & [0] & \sigma_{EN}(j) \\ \sigma_{WE}(i) & [0] & \sigma_{WS}(i) & [0] & \sigma_{WN}(i) & [0] \\ \sigma_{SE}(i) & [0] & \sigma_{SS}(i) & [0] & \sigma_{SN}(i) & [0] \\ [0] & \sigma_{SW}(j) & [0] & \sigma_{SS}(j) & [0] & \sigma_{SN}(j) \\ \sigma_{NE}(i) & [0] & \sigma_{NS}(i) & [0] & \sigma_{NN}(i) & [0] \\ [0] & \sigma_{NW}(j) & [0] & \sigma_{NS}(j) & [0] & \sigma_{NN}(j) \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

$$\Sigma_{ei}(k) = \begin{pmatrix} [0] & \sigma_{EE}(j) \\ \sigma_{WW}(i) & [0] \\ \sigma_{SW}(i) & [0] \\ [0] & \sigma_{SE}(j) \\ \sigma_{NW}(i) & [0] \\ [0] & \sigma_{NE}(j) \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

$$\Sigma_{ie}(k) = \begin{pmatrix} [0] & \sigma_{WW}(j) & [0] & \sigma_{WS}(j) & [0] \sigma_{WN}(j) \\ \sigma_{EE}(i) & [0] & \sigma_{ES}(i) & [0] & \sigma_{EN}(i) \\ [0] & \sigma_{EW}(j) & [0] & \sigma_{NS}(j) & [0] \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

$$\Sigma_{ii}(k) = \begin{pmatrix} [0] & \sigma_{WE}(j) \\ \sigma_{EW}(i) & [0] \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

Ces expressions permettent d'évaluer facilement les calculs à faire pour obtenir la matrice de diffusion associée au bloc k conformément à l'équation (3.28), comme nous allons le détailler maintenant.

La phase de pré-traitement La phase de pré-traitement consiste à calculer, pour chaque MR-node, la matrice de diffusion réduite associée. Cette phase correspond à la résolution de l'équation (3.28), à partir des matrices des noeuds fils. Ce calcul repose sur l'inversion de

$$I(k) = (Id - \Sigma_{ii}(k))^{-1} \quad (3.35)$$

Cette matrice $I(k)$ est appelée matrice interne du bloc, car elle sert au calcul du régime permanent du bloc. Dans le cas du regroupement horizontal, l'équation 3.34 montre que ce calcul d'inversion repose sur le calcul de $(Id - \sigma_{WE}(j)\sigma_{EW}(i))^{-1}$. La taille de cette matrice est $N_y \times N_y$ où N_y est la longueur du bord commun

entre les deux noeuds fils. Cette inversion ne pose pas de difficulté algorithmique, et se révèle très stable. Cela est lié à la structure des matrices de diffusion, et à la valeur des coefficients de diffusion. Les valeurs propres des matrices de diffusion sont strictement inférieures à 1 (sauf cas très particulier, où l'on peut avoir une valeur de 1). Ceci garantit que l'inversion est possible. Une fois cette inversion calculée, il reste à finaliser le calcul de la matrice de diffusion donné par (3.28), en exploitant les expressions données dans (3.31) à (3.33).

En terme de stockage, il faut mettre en mémoire la matrice de diffusion qui va être utilisée aux niveaux supérieurs, et la matrice interne, indispensable au calcul du régime permanent.

Un point intéressant de la méthode MR-FDPF, mis à part le fait de diminuer la complexité de calcul en travaillant sur des matrices plus petites, est aussi l'unicité de la phase de pré-traitement. En effet, quand on a construit l'arbre binaire des MR-nodes, on peut calculer les matrices $\Sigma(k)$ qui ne dépendent que des matériaux qui composent les MR-nodes, indépendamment des sources à propager. La phase de pré-traitement, qui est de loin la plus lourde en calculs (multiplications et inversions de matrices de tailles conséquentes), n'a besoin d'être effectuée qu'une fois pour un environnement donné. Les matrices de propagation pourront être stockées en mémoire et utilisées dans la phase de propagation.

Une fois ce pré-traitement effectué, on peut choisir l'emplacement d'un noeud source et en calculer la propagation lors des deux phases de propagation.

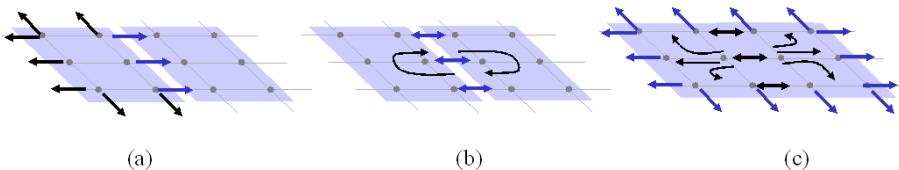


FIG. 3.3 – Illustration de la phase montante. Calcul de la source équivalente.

La phase montante : propagation de la source vers le haut de la pyramide Supposons que le MR-node i soit un noeud source. Il est associé avec son MR-node frère j . Lors de la phase montante, il s'agit de calculer la valeur des flux sortants du MR-node père k , qui sera à son tour considéré comme un MR-node source.

Ce calcul s'effectue en deux étapes. On calcule tout d'abord les flux internes du MR-node k comme représenté à la figure 3.3b. Ce calcul revient à calculer la valeur des flux d'échange entre les MR-nodes i et j , en régime permanent, lorsque le MR-node k est isolé du reste, c'est à dire lorsque les flux entrants sont nuls.

On utilise (3.26), dans laquelle les flux entrants sont mis à 0. On obtient :

$$\breve{F}(k) = I(k) \cdot \vec{S}_0(k) \quad (3.36)$$

Une fois ce régime permanent calculé, il reste à calculer les flux sortants du MR-node k , c'est à dire les flux sources du bloc père (Figure 3.3 c). On utilise pour cela (3.29), en y intégrant le résultat ci-dessus :

$$\vec{S}_e(k) = \vec{S}_{ex}(k) + U(k) \cdot \breve{F}(k) \quad (3.37)$$

où $U(k)$, la matrice montante (Upward) de k , est définie par :

$$U(k) = \Sigma_{ei}(k) \quad (3.38)$$

C'est donc grâce à cette équation que l'on peut calculer, à partir des flux des MR-nodes fils, quelle est la source équivalente au niveau supérieur de l'arbre binaire, ou, autrement dit, quels sont les flux sortants du bloc père. Lors de la phase montante de propagation, on peut donc partir du pixel correspondant à la source, calculer itérativement les sources équivalentes imbriquées, jusqu'à atteindre le haut de la pyramide, c'est à dire le Headnode. Ce procédé de phase montante est illustré à la figure 3.4.

Deux points importants sont à noter : On utilise pour le calcul du régime permanent, la matrice interne calculée dans la phase de pré-traitement, et une matrice appelée matrice montante, et notée $U(k)$. Cette matrice montante $U(k)$ est égale à $\Sigma_{ei}(k)$, qui est détaillé pour le regroupement horizontal, dans (3.32). On remarque que cette matrice dépend directement des matrices de diffusion des blocs fils. On n'a donc pas besoin de stocker de matrice supplémentaire, puisque cette matrice est déjà stockée au niveau des blocs fils.

La phase descendante : propagation des flux vers le bas de la pyramide

La phase descendante consiste à calculer les flux entrants dans les MR-nodes fils i et j en régime permanent, à partir de la connaissance des flux entrants dans le MR-node père k comme représenté à la figure 3.5.

Seuls les flux internes à k , i.e. les flux d'échange entre i et j sont à déterminer. On utilise encore (3.26). Dans le membre de droite $\vec{S}_0(k)$ est nul si le MR-node k n'est pas un noeud source. Si k est un noeud source, sa contribution a déjà été calculée et stockée lors de la phase montante. Il reste dans les deux cas à calculer la contribution des flux entrants, donnée par :

$$\breve{F}(k) = I(k) \cdot D(k) \cdot \overleftarrow{F}_b(k) \quad (3.39)$$

où $D(k)$ est la matrice descendante de k (Downward) définie par :

$$D(k) = \Sigma_{ie}(k) \quad (3.40)$$

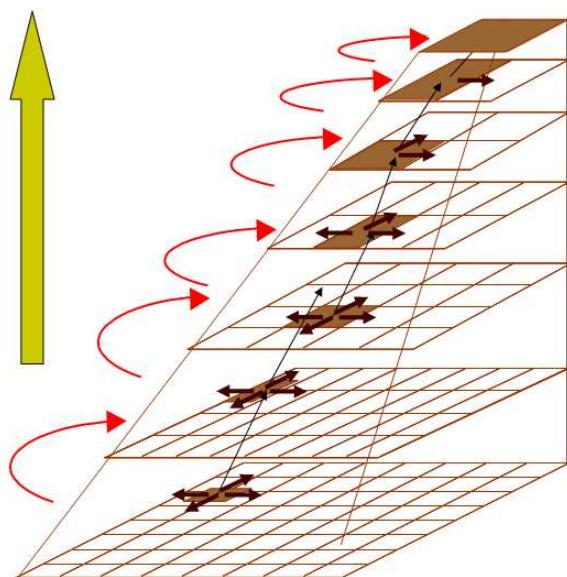


FIG. 3.4 – Illustration du parcours de la pyramide lors de la phase montante.

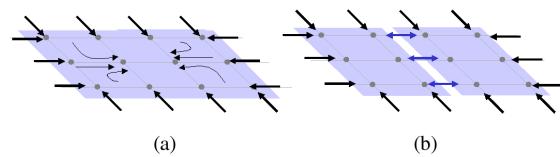


FIG. 3.5 – Illustration de la phase descendante. Calcul des flux entrants aux niveau des MR-nodes fils.

Cette équation permet de calculer l'énergie entrant dans les MR-nodes fils, connaissant les flux d'un MR-node père. Il faut noter que dans cette phase descendante, les flux entrants sur chaque bord de chaque MR-node contiennent leurs valeurs exactes, résultat du problème initial à résoudre. Ils ne sont plus modifiés par la suite. Lors de la descente, les flux de bords calculés sont projetés sur les flux internes, jusqu'à avoir calculé l'ensemble des flux, et ce récursivement à partir du Headnode comme représenté à la figure 3.6 jusqu'à atteindre la résolution souhaitée. Encore une fois, le calcul repose sur deux matrices, toujours la matrice

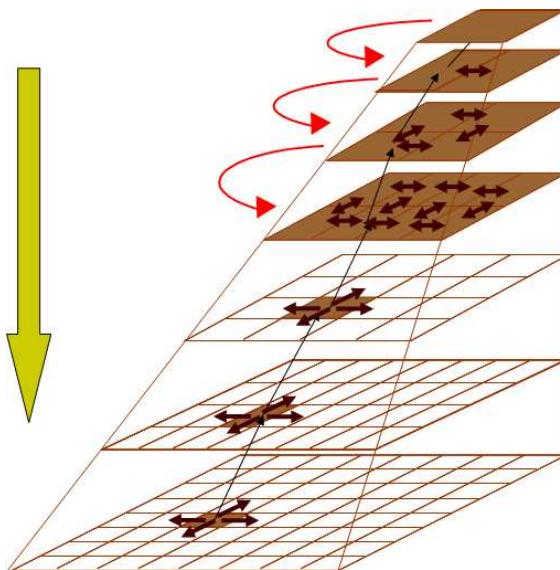


FIG. 3.6 – Illustration du parcours de la pyramide lors de la phase descendante.

interne déjà décrite, et une matrice appelée descendante, qui elle aussi est une combinaison directe des sous-matrices de diffusion des blocs fils. On montre bien que pour chaque bloc, ne doivent être sauvegardés en mémoire, que la matrice interne, et la matrice de diffusion.

3.2.2.4 Calcul de zone de couverture.

Ces trois étapes permettent de calculer le champ rayonné par une source ponctuelle, solution exacte de l'équation fréquentielle de ParFlow. L'algorithme MR-FDPF se résume à :

Initialisation du prétraitement :

| *Construire l'arbre binaire des MR-nodes (arbre à L niveau)*

Prétraitement :

| *Pour $\ell = 1$ à $L - 1$:*

$\forall k$ calculer les matrices $\Sigma(b_k^\ell)$, $I(b_k^\ell)$, $U(b_k^\ell)$, $D(b_k^\ell)$

Initialisation de la propagation :

$$\forall \ell; \forall k; \check{F}(b_k^\ell) = 0$$

Propagation phase montante :

Pour $\ell = 1$ à $L - 1$:

Mettre à jour les flux : $S_e(b_s^{\ell-1}) \Rightarrow S_0(b_s^\ell); S_{ex}(b_s^\ell)$

Calculer les flux internes : $\check{F}(b_s^\ell) = I(b_s^\ell) \cdot S_0(b_s^\ell)$

Calculer la source équivalente : $S_e(b_s^\ell) = S_{ex}(b_s^\ell) + U(b_s^\ell) \cdot \check{F}(b_s^\ell)$

Propagation phase descendante :

Pour $\ell = L - 1$ à 0 ,

Pour $k = 0$ à $K_\ell - 1$:

Calculer : $\check{F}(b_k^\ell) = \check{F}(b_k^\ell) + I(b_k^\ell) \cdot D(b_k^\ell) \cdot \overleftarrow{F}_e(b_k^\ell)$

Mettre à jour les flux entrants des MR-nodes fils : $\overleftarrow{F}(b_k^\ell) \Rightarrow \overleftarrow{F}_e(b_i^{\ell-1}); \overleftarrow{F}_e(b_j^{\ell-1})$

Comme dit précédemment, l'étape de pré-traitement n'a pas besoin d'être relancée plusieurs fois et l'arbre binaire et les matrices peuvent être stockées en mémoire quand on souhaite lancer plusieurs calculs de propagation.

Un intérêt de la méthode MR-FDPF est que, dans la phase de propagation descendante, on peut arrêter le calcul à une résolution intermédiaire. Dans ce cas, les flux entrants associés à chaque MR-node terminal sont les solutions exactes de l'équation ParFlow, incluant tous les phénomènes de réflexion et diffraction. On estime alors la valeur moyenne de la puissance reçue en chaque MR-node de l'environnement de taille $N_x \times N_y$ par la formule :

$$P(b_i) = \frac{\|\overleftarrow{F}(b_i)\|^2}{2 \cdot (N_x + N_y)} \quad (3.41)$$

3.3 Etude de complexité.

3.3.1 Complexité de la phase de pré-traitement.

Pour simplifier l'analyse, on considère ici un environnement carré ($N_x = N_y = 2^m$). De même, l'arbre binaire est construit en coupant les MR-nodes en 2 MR-nodes fils de mêmes dimensions. Ainsi, le nombre de niveaux dans la pyramide est : $L = 2 \cdot \log_2(N_x)$.

Le calcul principal effectué lors du pré-traitement correspond au calcul de la matrice des flux internes (équation 3.35) puis à l'estimation de la matrice de diffusion. Le calcul de la complexité repose sur le calcul du nombre de multiplications de sous matrices à effectuer pour calculer la matrice de diffusion du bloc k , à partir des équations (3.34). On exploite également les propriétés de symétrie des sous-matrices, qui sont liées à la propriété de réciprocité de la propagation et des

matrices élémentaires ParFlow. Cette symétrie permet d'écrire : $\sigma_{XY} = \sigma_{\bar{Y}\bar{X}}^t$, où \bar{X} représente la direction opposée à la direction X , par exemple $\bar{W} = E$. Remarquons que les sous-matrices de retour de flux (celles qui permettent le calcul d'un flux sortant par le côté où il est entré) n'ont pas de sous-matrice correspondante. La propriété ennoncée ci-dessus indique qu'elles sont symétriques : $\sigma_{EW} = \sigma_{E\bar{W}}^t$. La complexité de calcul à chaque niveau l , en fonction de la parité de l est donnée par :

$$C(l) = O(19 \cdot N_x^2 \cdot 2^q) \text{ si } l = 2 \cdot q$$

$$C(l) = O(27 \cdot N_x^2 \cdot 2^{q-1}) \text{ si } l = 2 \cdot q + 1$$

Le coût de calcul associé aux matrices de l'arbre binaire complet est donc donné par :

$$C(\text{prep}) = O(52 \cdot N_x^3) \quad (3.42)$$

En ce qui concerne la ressource mémoire, le stockage des matrices de diffusion d'un MR-node b_k^l (matrice de diffusion + matrice interne) est égale à :

$$M(b_k^l) = 13 \cdot 2^l \cdot m \quad (3.43)$$

où m est l'unité mémoire nécessaire au stockage d'une variable complexe. La mémoire à chaque niveau de la pyramide est donc :

$$M(l) = 13 \cdot N_x^2 \cdot m \quad (3.44)$$

D'où une mémoire totale de :

$$M(\text{prep}) = 26 \cdot \log_2(N_x) \cdot N_x^2 \cdot m \quad (3.45)$$

Il est possible de réduire significativement ces besoins en ressources mémoire. En effet, dans le calcul précédent, on a considéré que chaque MR-node possédait ses propres matrices. En réalité, lorsque 2 MR-nodes sont identiques, ils ont les mêmes matrices. Ainsi, dans le cas d'un espace complètement homogène et découpé régulièrement selon les hypothèses faites en début de section, un seul type de MR-node est défini par niveau dans la pyramide : les ressources mémoire nécessaires au niveau $l - 1$ sont égales à la moitié des ressources nécessaires au niveau l . On obtient $M_{\min}(\text{prep}) = O(26N_x^2)$. On peut donc écrire :

$$26 \cdot N_x^2 \cdot m < M(\text{prep}) < 26 \cdot \log_2(N_x) \cdot N_x^2 \cdot m \quad (3.46)$$

Notons que cette optimisation par réutilisation des matrices de diffusion peut réduire significativement les besoins en mémoire, mais affecte assez peu la charge de calcul. En effet, ce sont les étages les plus élevés qui coûtent le plus cher en temps de calcul. Le nombre de MR-nodes est réduit par 2 à chaque niveau, mais la complexité de calcul par MR-node augmente d'un facteur 4. En réalité, le premier MR-node (HeadNode), à lui seul, monopolise près de la moitié de la charge

de calcul du prétraitement. Concernant la mémoire, chaque niveau nécessite les mêmes ressources. Mais la ré-utilisation des matrices permet de réduire les besoins des niveaux les plus bas. Dans le cas homogène et avec une réutilisation optimale, les premiers niveaux consommant plus que les derniers.

On imagine bien alors que toute optimisation de calcul et de stockage des MR-nodes de grande taille aura un impact significatif sur les performances de la méthode.

3.3.2 Complexité de la phase montante de propagation.

La complexité de la phase montante n'est pas très élevée, car contrairement au pré-traitement et à la phase descendante, seul un MR-node par niveau est concerné. Le coût de calcul correspondant est :

$$C(up) = O(3 \cdot N_x^2) \quad (3.47)$$

Encore une fois, la moitié de la charge de calcul est consacrée au calcul de la dernière source équivalente.

3.3.3 Complexité de la phase descendante de propagation.

Au niveau de la phase descendante, la complexité associée à un MR-node est de $4 \cdot 2^l$ si $l = 2 \cdot q + 1$ ou $6 \cdot 2^l$ si $l = 2 \cdot q$ donc la complexité à chaque niveau de la pyramide est constante et donnée par :

$$C(l) = O(6 \cdot N_x^2) \text{ si } l = 2 \cdot q$$

$$C(l) = O(4 \cdot N_x^2) \text{ si } l = 2 \cdot q + 1$$

On peut donc déduire la complexité pour toute la pyramide :

$$C(down) = O(10 \cdot \log_2(N_x) \cdot N_x^2) \quad (3.48)$$

3.3.4 Comparaison avec la méthode ParFlow standard.

La complexité de la méthode ParFlow, dans le domaine temporel et sans optimisation, est facilement calculée. En effet, l'implémentation par automate cellulaire conduit à 16 multiplications pour chaque noeud et pour chaque itération. Sachant que la propagation du front d'onde jusqu'à une distance de n pixels nécessite au minimum $\sqrt{(2).n}$ itérations, la propagation d'une source à travers l'ensemble de l'environnement avec prise en compte des réflexions multiples, nécessite un nombre d'itérations supérieur à $k \cdot N$. La valeur de k est difficile à déterminer et dépend de la précision recherchée. Il est au moins égal à quelques unités. Ainsi, le coût de calcul complet est donné par :

$$C(ParFlow) = O(16 \cdot k \cdot N_x^3) \quad (3.49)$$

La phase de pré-traitement de la méthode MR-FDPF a une complexité équivalente. Par contre, la phase de propagation représente une charge de calcul essentiellement consacrée à la phase descendante qui est en $O(N^2 \cdot \log(N))$.

Ces résultats montrent un grand intérêt de la méthode MR-FDPF : En ayant déporté une grande partie des calculs dans la phase de pré-traitement, la complexité de propagation d'une source devient équivalente à quelques itérations seulement de la méthode temporelle. De plus, la solution obtenue est la solution exacte des équations ParFlow.

3.4 Méthodes de construction de l'arbre binaire.

3.4.1 Discrétisation de l'environnement.

L'étape de discrétisation de l'environnement est une étape importante quelle que soit la méthode étudiée. Pour les approches géométriques, l'environnement est en général décrit par une liste d'objets vectoriels (murs, meubles, ...). Chaque objet agit avec les rayons lancés à partir de la source.

Au contraire, dans l'approche MR-FDPF, comme dans toute approche à éléments finis, l'espace doit être discrétisé selon un maillage précis. La méthode que nous avons développée repose sur un maillage régulier. Mais, pour faciliter la manipulations de différentes résolutions, nous avons choisi de décrire l'environnement sous une forme vectorielle de même type que celle utilisée pour le lancer de rayon (nous avons défini un format XML compatible avec le format DXF utilisé dans la plupart des logiciels de conception et d'architecture).

A partir de cette description vectorielle, avant même le calcul de pré-traitement, une matrice discrète de l'environnement doit être construite. Chaque objet vectoriel est donc projeté dans l'espace de travail. Quelques précautions doivent être prises, par exemple pour gérer les murs de faible épaisseur. L'épaisseur minimale des murs pour leur projection est égale au pas de discrétisation dr et l'algorithme de Bresenham [11] est utilisé pour les tracer sans discontinuité.

L'algorithme de pré-traitement est donc :

pour chaque mur :

si $epaisseur > dr$ tous les points de l'environnement intérieur au mur sont mis à la valeur de l'indice du matériau

si $epaisseur \leq dr$ tracer une ligne de Bresenham d'épaisseur 1 pixel ayant pour valeur l'indice du matériau et reliant les extrémités du mur.

Nous avons généralisé cette approche aux différentes formes (cercles, murs courbes et autres formes géométriques).

3.4.2 Polarisation et conditions aux limites.

La méthode ParFlow considère un champ magnétique scalaire. Cette approximation pourrait paraître importante, mais, comme la simulation est considérée en deux dimensions, on peut considérer que la méthode simule une onde avec une polarisation verticale. La polarisation ne pose donc pas de problème en 2D, ce qui ne sera pas le cas en 3D.

Un autre problème important pour les approches de type TLM concerne les conditions de bord. En effet, les équations ParFlow imposent une continuité de la composante transverse (implicitement celle que l'on considère en 2D) aux interfaces, et en particulier aux limites. Or, sans gestion particulière des bords, les conditions de continuité implicites sur les bords conduisent à la génération d'ondes réfléchies. Nous avons donc introduit des absorbants sur les bords, suivant le principe d'une chambre anéchoïde. Il s'agit en fait d'un matériau de même indice que l'air, mais avec un coefficient d'absorption légèrement inférieur à 1. De cette façon, une partie de l'énergie de l'onde incidente est atténuée à travers cette couche, avant d'atteindre les bords physiques de l'environnement discret. L'onde réfléchie est alors d'amplitude plus faible et également affaiblie par la traversée de l'absorbant.

La figure 3.7.a illustre la création d'une matrice d'environnement : dans cet exemple l'environnement de taille $5m \times 5m$ est discréteisé à un pas $dr = 50cm$, avec un mur en béton (gris) de 120cm d'épaisseur et un mur en plâtre (jaune) de 20cm d'épaisseur. La matrice d'environnement correspondante est représentée à droite.

3.4.3 Découpage adaptif de l'environnement.

Pour construire l'arbre binaire (encore appelé pyramide), la matrice d'environnement créée préalablement va être récursivement découpée en deux MR-nodes en redescendant jusqu'aux MR-nodes de 1×1 pixel. Pendant cette phase, à chaque MR-node est associé son MR-node père et ses 2 MR-nodes fils. Nous avons montré qu'il existe plusieurs types de découpages possibles et avons cherché à optimiser ce procédé, car, suivant l'objectif fixé, il n'est pas forcément judicieux de couper chaque fois les MR-nodes par le milieu [92, 91]. Nous avons retenu 2 principes de découpage :

- l'approche régulière : Chaque MR-node est découpé en son centre dans le sens de la plus grande longueur. Cela correspond à un arbre régulier, et favorise la minimisation de charge de calcul de pré-traitement.
- L'approche irrégulière pure : Chaque MR-node est découpé selon une ligne de discontinuité principale, c'est à dire le long d'un mur. Ce découpage favorise l'obtention rapide de blocs homogènes (ne contenant qu'un seul

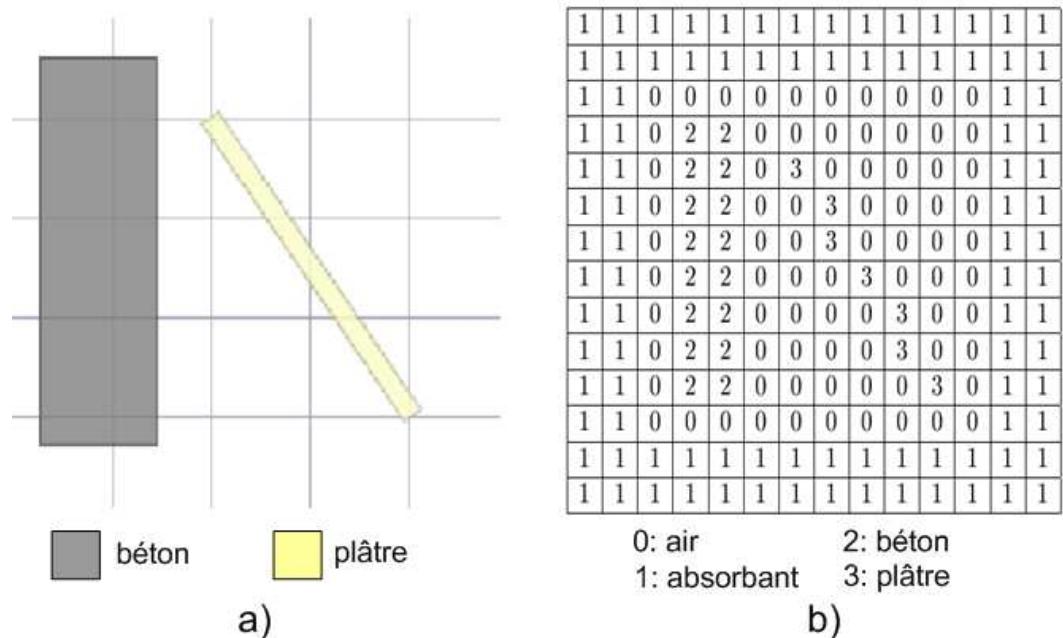


FIG. 3.7 – Exemple d'un petit environnement de 5m X 5m composé de deux cloisons (a) et matrice discrète correspondante obtenue(b).

matériau).

Pour rechercher la discontinuité principale, la méthode employée consiste à parcourir le MR-node suivant sa plus grande dimension pour chaque indice i et à compter le nombre de pixels différents entre les colonnes d'indice i et $i + 1$. On appelle $D(i)$ le nombre de discontinuités. Ce procédé est illustré à la figure 3.8.

La recherche des blocs homogènes n'a pas pour seul but la réduction de la charge de calcul ou de mémoire. L'obtention de zones homogènes permet d'effectuer une segmentation très simple de l'environnement, par zones homogènes. Cela permet ensuite de calculer, pour chaque bloc, une puissance moyenne, et d'éviter de calculer le champ rayonné jusqu'à la résolution la plus fine. De plus, la récupération de la liste des blocs homogènes d'une certaine taille, permet d'obtenir une liste de positions de référence pour le positionnement de points d'accès par exemple. Ce principe a été utilisé avec succès par Jaffrès-Runser dans sa thèse [95]. Un de nos objectifs est donc de minimiser le nombre de blocs homogènes ou tout au moins d'en favoriser l'émergence.

Les deux approches de découpage (régulier et irrégulier pur) ont chacune des avantages et des inconvénients : un découpage régulier a tendance à converger plus vite vers des petits MR-nodes, qui auront donc des plus petites matrices de diffusions à calculer et donc des temps de calcul plus faibles, mais par contre

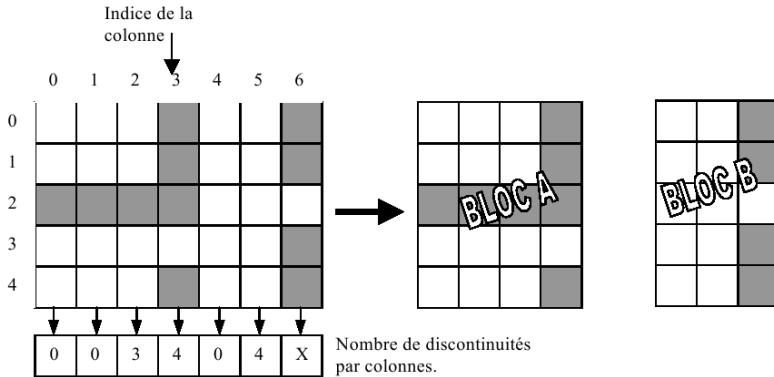


FIG. 3.8 – Méthode de recherche des nombres de discontinuités $D(i)$.

ce type de découpage ne favorise pas les blocs homogènes ni la ré-utilisation de blocs. Au contraire un découpage irrégulier favorise les blocs homogènes mais augmente les temps de calcul, en particulier pour les plus gros MR-nodes, car la taille moyenne des blocs réduit plus lentement.

Nous avons donc cherché un compromis c'est à dire un critère qui partage les blocs selon des lignes de discontinuités en favorisant celles qui sont le plus proche du centre des blocs. Une première approche est de définir une zone de tolérance de recherche des discontinuités autour du centre du MR-node(voir figure 3.9). Si une discontinuité se trouve dans la zone de découpage, on découpe selon celle-ci, sinon on découpe au centre. L'indice est défini par :

$$ToleranceM = \frac{N}{2} - indice \times c \text{ et } ToleranceP = \frac{N}{2} + indice \times c$$

avec N la longueur du MR-node.

La figure 3.10 montre, pour un environnement de test de 233X233 pixels composé de différentes cloisons, et pour les différents types de découpage, les temps de calculs, la mémoire nécessaire (taille de la pyramide) et le nombre de BlocTypes obtenus. Un indice de 0 équivaut à un découpage régulier et un indice de 100 à un découpage irrégulier pur. Pour formuler autrement cette notion d'indice nous avons proposé un nouveau critère de découpage : Pour chaque i compris entre 0 et $N - 1$ avec N la longueur du MR-node, le découpage s'effectue à l'indice i_m défini par :

$$i_m = argmax(D_i.C_i) \quad (3.50)$$

avec $C(i)$ défini par :

$$C(i) = 1 - \left| \frac{i - c}{c} \right|^p \quad (3.51)$$

et p tel que :

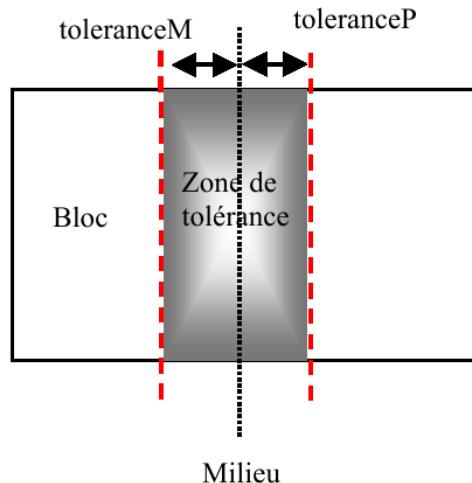


FIG. 3.9 – La zone de tolérance de découpage.

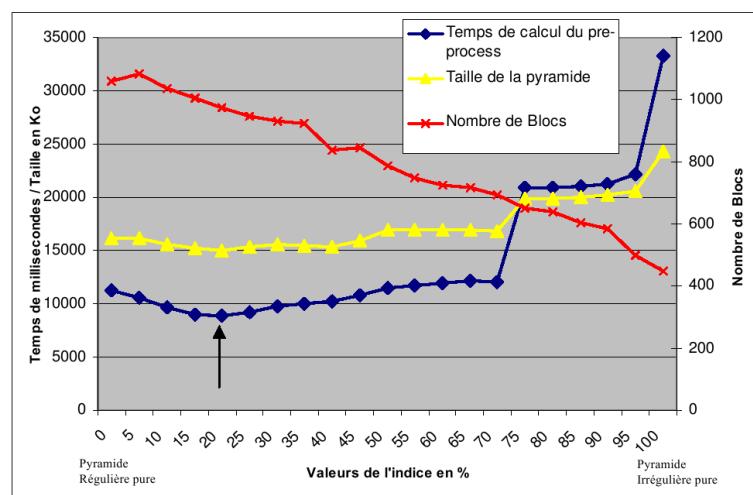


FIG. 3.10 – Performance suivant le type de découpage.

$$\begin{aligned} p &= 0 \text{ si } N < L \\ p &= K \text{ si } N \geq L \end{aligned}$$

Le critère ainsi défini signifie que pour les MR-nodes de longueur inférieure à L le découpage est effectué selon la ligne de discontinuité maximale. En effet, les petits blocs ne coutent pas très cher en temps de calcul. Pour les blocs de taille supérieure, on favorise le découpage par le centre, en limitant la recherche de discontinuité à une certaine zone de tolérance.

L et K sont des paramètres de réglage. Il ont été réglés expérimentalement de manière à optimiser le nombre et la taille des blocs homogènes pour l'environnement de test de 233×233 pixels. Les valeurs trouvées expérimentalement sont $L = 4$ et $K = 6$ [95]

Nous avons ensuite validé ces résultats sur l'environnement du laboratoire CITI (environnement d'environ $20m \times 70m$). Les tableaux suivants représentent les résultats obtenus respectivement pour les découpages irrégulier pur (le long des murs), régulier (au centre des MR-nodes), et optimisé (avec notre critère)

TAB. 3.1 – Mémoire et temps de calculs nécessaires pour un découpage Régulier.

dr	taille pyramide	pré-traitement	propag homogène	propag max
50cm	2.4 Mo	0.5 s	0.060 s	0.064 s
20cm	14.2 Mo	1.9 s	0.146 s	0.486 s
10cm	57.8 Mo	9.1 s	0.375 s	1.680 s
5cm	231.4 Mo	46 s	1.5 s	6.457 s
2cm	1500 Mo	1863 s	28.3 s	114.7 s

Ces résultats permettent de vérifier plusieurs points. Tout d'abord nous voyons bien que, au niveau du pré-traitement, le découpage irrégulier travaillant sur de grosses matrices, la taille de l'arbre binaire, et donc le temps de calcul est élevé. Au contraire, avec le découpage régulier, comme on tend plus vite vers des petits MR-nodes, la taille de la pyramide et le temps de pré-traitement sont les plus faibles. Le compromis que nous proposons se situe entre les approches irrégulières et régulières au niveau du pré-traitement. Par contre au niveau du temps de propagation notre approche est la plus rapide. Comme notre objectif est de faire de la planification, donc d'avoir des grands blocs homogènes, et un temps de calcul de propagation le plus court possible, nous pouvons donc affirmer que notre approche est optimale.

TAB. 3.2 – Mémoire et temps de calculs nécessaires pour un découpage Irrégulier pur.

dr	taille pyramide	pré-traitement	propag homogène	propag max
50cm	3.5 Mo	0.5 s	0.044 s	0.068 s
20cm	21.1 Mo	4.6 s	0.108 s	0.507 s
10cm	86.9 Mo	25.9 s	0.298 s	1.7 s
5cm	365.4 Mo	155 s	1.1 s	7.0 s
2cm	2000 Mo	5836 s	25.2 s	99.5 s

TAB. 3.3 – Mémoire et temps de calculs nécessaires pour un découpage avec critère $L = 4$ et $K = 6$.

dr	taille pyramide	pré-traitement	propag homogène	propag max
50cm	3.6 Mo	0.6 s	0.034 s	0.067 s
20cm	17.5 Mo	2.1 s	0.084 s	0.476 s
10cm	63.4 Mo	8.1 s	0.234 s	1.65 s
5cm	258 Mo	53 s	0.80 s	6.5 s
2cm	1600 Mo	2787 s	5.7 s	53.9 s

3.5 Implémentation optimale des étapes de calcul.

3.5.1 Optimisation du pré-traitement.

3.5.1.1 Stockage des matrices de diffusion.

Une fois l’arbre binaire de MR-nodes construit, il faut calculer les matrices de diffusion pour chaque MR-node et les stocker. C’est cet arbre binaire qui sera stocké en mémoire et qui sera utilisé lors des deux phases de la propagation des sources. Il est donc primordial d’essayer de minimiser la taille mémoire de l’arbre binaire, donc des matrices de diffusion. Pour cela, deux notions ont été employées dans notre logiciel, la première pour minimiser le nombre de matrices à stocker, et la deuxième pour minimiser la taille mémoire des matrices.

La notion de BlocType : Étant donné que dans l’arbre binaire un grand nombre de MR-nodes sont identiques, et en particulier les MR-nodes de petites dimensions, il est dommage de calculer et stocker plusieurs fois les matrices qui

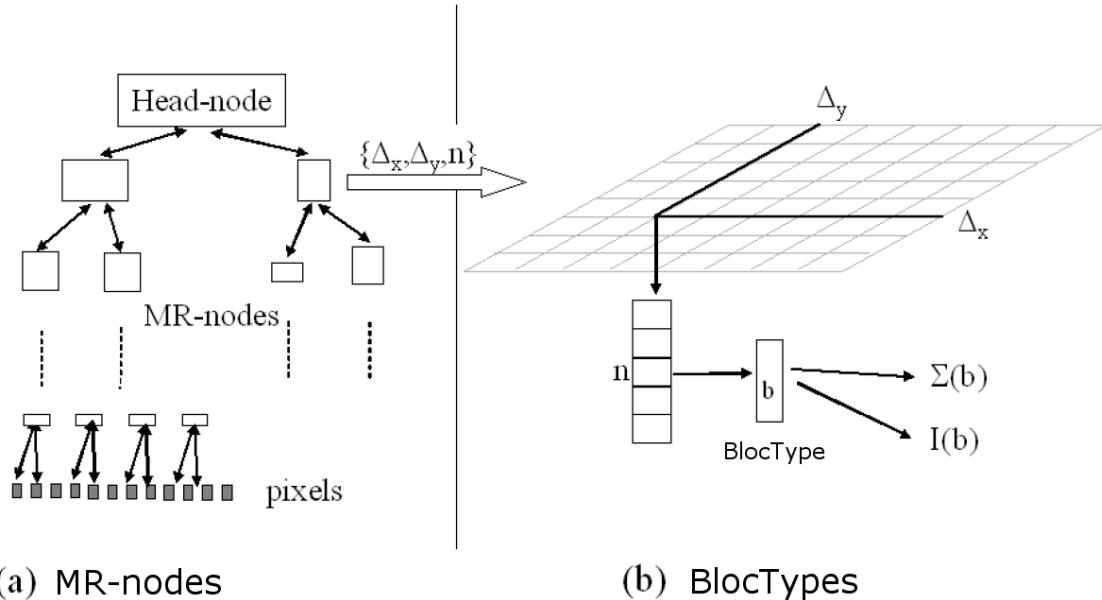


FIG. 3.11 – Les deux structures pyramidales : l’arbre des MR-nodes (a) et l’arbre des BlocTypes (b).

correspondraient à un même type de bloc. Pour cela, nous avons défini la notion de BlocType : un Bloctype représente un type de MR-node défini par ses matériaux et ses dimensions : Chaque MR-node pointe sur un BlocType, qui lui-même contient les matrices de diffusion associées. Ainsi, tous les MR-nodes identiques pointent sur un unique Bloctype. Cela équivaut en réalité à maintenir 2 structures en parallèle : l’arbre des MR-nodes qui contient tous les MR-nodes de l’environnement (Fig 3.11.a) et celui des Bloctypes (Fig 3.11.b) qui contient l’ensemble des types de MR-nodes et qui stocke les matrices de diffusion.

L’utilisation de la bibliothèque COLT du CERN : Pour favoriser la gestion des matrices, nous avons utilisé la bibliothèque java COLT du Cern [2]. Cette bibliothèque utilise des techniques de stockage en mémoire des matrices intéressantes, avec en particulier la possibilité de définir plusieurs interfaces sur les mêmes données (par exemple pour récupérer des sous-matrices). Les coefficients d’une matrice sont stockés en bloc en mémoire, et un certain nombre de variables permettent de définir des offsets de lignes et de colonnes pour lire la matrice complète ou seulement une partie. Ainsi par exemple, pour faire une transposée de matrice il suffit de changer une variable "transpose" et, lors des calculs, les données seront lues dans le bon sens. Cette bibliothèque est à l’origine basée sur

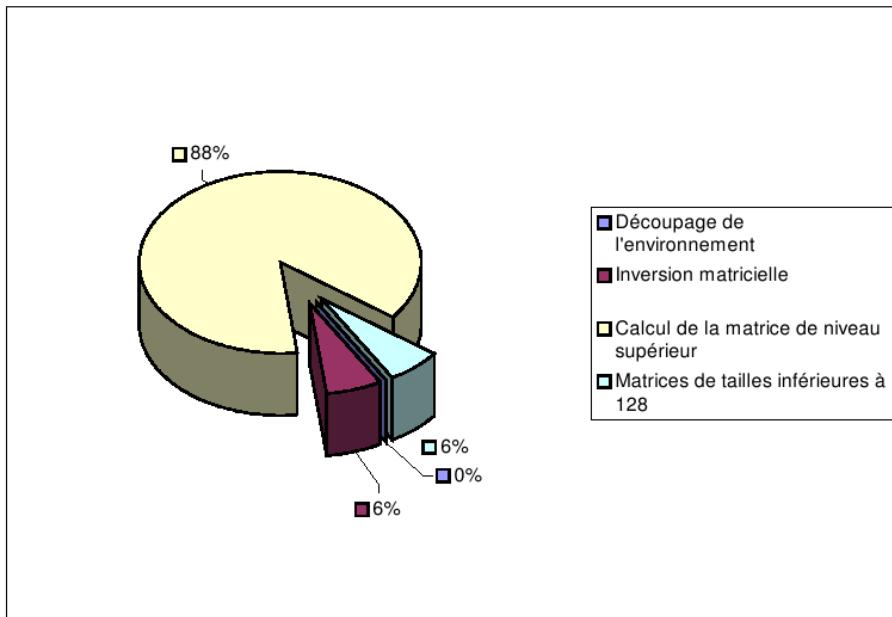


FIG. 3.12 – Répartition des temps de prétraitement pour un environnement de 1081×537 pixels.

des objets de type DOUBLE (8 octets en mémoire). Nous avons donc développé une nouvelle bibliothèque héritant de la COLT originale, mais travaillant avec des objets de type COMPLEX et FLOAT (32 bits en mémoire). Cette optimisation nous a permis de réduire de moitié la taille des matrices, donc la taille de l’arbre à stocker en mémoire. Dans notre cas, le type FLOAT est suffisant, car les matrices de diffusion sont assez bien normalisées : une décomposition en valeurs singulières montre que la plus grande valeur singulière est toujours inférieure ou égale à 1. Tous les tests que nous avons faits ont montré que la précision flottante permettait de préserver la dynamique de 100dB environ, nécessaire aux simulations radio.

3.5.1.2 Calcul des matrices de diffusion.

Pour les calculs des matrices, nous avons d’abord utilisé les fonctions proposées par la bibliothèque COLT. Mais les temps de calculs étaient élevés, en particulier pour les grosses matrices. Nous avons donc évalué quels étaient les types de traitements matriciels qui nécessitaient le plus de temps. La figure 3.12 représente la répartition en temps de types de calculs pour un environnement de 1081×537 pixels. Dans cette répartition l’inversion a été mise à part pour montrer sa faible importance (6%) par rapports au reste du prétraitement (88%). Lors du

calcul des matrices de diffusion la majorité du temps correspond au calcul des matrices de diffusion du HeadNode. Dans ce cas, il y a 31 appels à la fonction de multiplication de matrices complexes. Or, comme une multiplication de matrice complexe fait appel à 4 multiplications de matrices réelles, on a, dans ce cas, 124 appels à la fonction de multiplication de la bibliothèque Colt.

Nous avons donc orienté notre choix vers les librairies de calcul intensif pour optimiser les calculs de type $C = \alpha \cdot A \cdot B + \beta \cdot C$. Notre logiciel est développé en Java, et ce langage n'a pas la réputation d'être performant au niveau calculs intensifs. En effet, contrairement au langage C où les programmes peuvent être compilés de manière optimale en tenant compte directement des instructions suivant le type de processeur, en Java il y a toujours la machine virtuelle qui fait l'intermédiaire entre le processeur et le code compilé, l'optimisation à la compilation est donc très faible. C'est pourquoi les versions récentes de Java ont proposé les Java Native Interfaces (JNI). Celles-ci permettent de déclarer des méthodes natives dans le code Java qui vont faire appel en réalité à des méthodes développées en C. Nous avons donc utilisé les JNI pour faire appel à une librairie optimisée de calcul matriciel. Nous avons choisi de travailler avec les librairies Blas, compilées par le logiciel ATLAS [1]. Ce logiciel permet de tirer pleinement profit des propriétés de la machine pour obtenir un code compilé optimisé par rapport aux ressources système. Pour nos applications matricielles, la compilation adapte le code en fonction du type de processeur, de la mémoire cache et du système d'exploitation. En contrepartie de cette optimisation, nous avons perdu en portabilité du code bien évidemment. Cependant, nous avons généré le code compilé pour une grande majorité des configurations possibles, sous forme de dll, et il suffit de choisir la bonne dll à l'installation.

Sur la figure 3.13 nous avons tracé les temps nécessaires au calcul de $C = \alpha \cdot A \cdot B + \beta \cdot C$ suivant la taille des matrices dans les 3 cas à savoir : notre configuration de base avec la librairie COLT, la configuration optimale avec le code Fortran compilé par Atlas avec une interface C, et enfin l'utilisation de ce code C optimisé appelé de Java avec les JNI. Nous voyons que, sur les grosses matrices, nous avons gagné un temps de calcul considérable.

Par la suite nous avons réalisé la même optimisation pour le deuxième type de traitement le plus lourd, à savoir l'inversion des matrices.

Ces optimisations des calculs de matrices sont surtout intéressantes lorsque la taille des matrices est importante. Par exemple, pour l'environnement du laboratoire CITI qui sera présenté plus loin, le gain de calcul est proche d'un facteur 10 pour les matrices d'environ 500 éléments, et seulement 2,8 fois pour des matrices de tailles comprise entre 100 et 300 éléments.

Toutes les optimisations proposées ont permis de gagner en mémoire et en temps par rapport à la version initiale du logiciel. Nous avons ensuite focalisé nos travaux sur les améliorations de la phase de propagation.

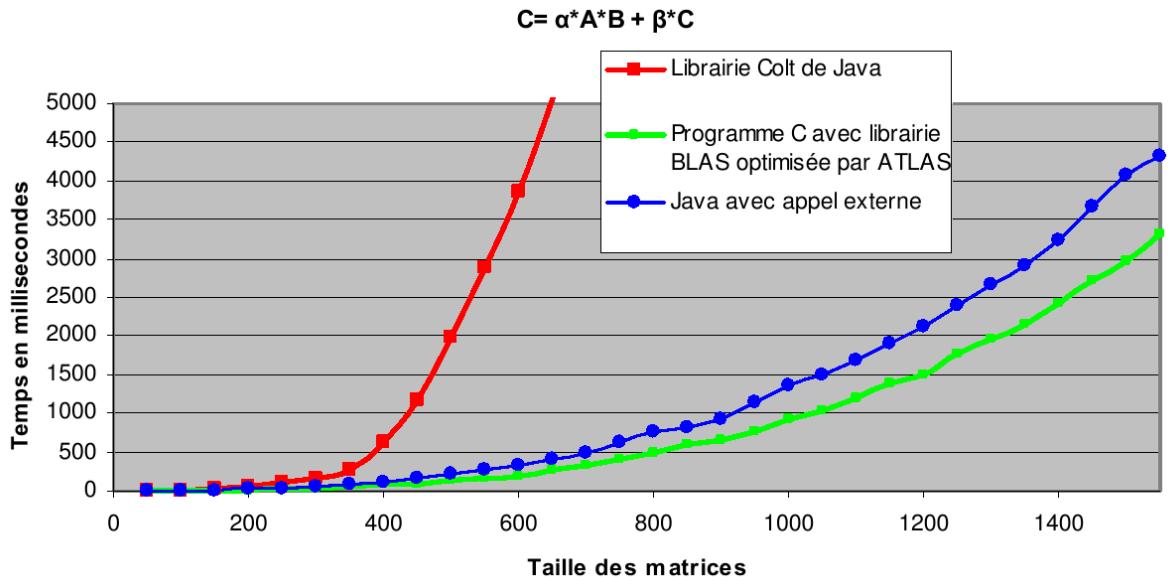


FIG. 3.13 – Comparaison des temps de calculs pour les multiplications de matrices en fonction du nombre d’éléments de ces matrices.

3.5.2 L’étape de propagation.

3.5.2.1 Le stockage des flux.

Si la phase de propagation est rapide en temps par rapport à la phase de pré-traitement, nous allons voir qu’elle peut se révéler assez coûteuse en place mémoire.

Pour un environnement de N_y lignes et N_x colonnes, on montre facilement que, quelquesoït le mode de découpage, le nombre de MR-nodes est donné par :

$$N_b = 2 \cdot N_x \cdot N_y - 1 \quad (3.52)$$

Ce résultat se démontre simplement par récurrence. La propriété est vraie pour un environnement de taille 1×1 . Soit 2 environnements, E_A et E_B , vérifiant la propriété. Soit l’environnement E_C obtenu par regroupement des deux environnement E_A et E_B . Le nombre de MR-nodes de E_C est égal à la somme des MR-nodes de E_A et E_B , plus lui-même. Ce qui démontre la propriété énoncée ci-dessus.

Malgré tout, pour simplifier la suite de l’étude, nous prenons comme référence un environnement dont les dimensions sont égales à $N_x = N_y = 2^l$. L’arbre binaire est construit par découpage régulier, en $2 \cdot l$ niveaux. Chaque niveau contient $N_x \cdot N_y \cdot 2^{1-l}$ MR-nodes.

TAB. 3.4 – Les attributs de chaque MR-node dans la version initiale.

nom	type	signification
<i>posX</i>	int	abscisse du MR-node dans la matrice d'environnement
<i>posY</i>	int	ordonnées du MR-node dans la matrice d'environnement
<i>length</i>	int	dimension du MR-node selon l'axe X
<i>width</i>	int	dimension du MR-node selon l'axe Y
<i>BlocType</i>	pointeur	pointeur sur le BlocType
<i>ChildA</i>	pointeur	pointeur sur le 1er fils
<i>ChildB</i>	pointeur	pointeur sur le 2ème fils
<i>Parent</i>	pointeur	pointeur sur le père
<i>flow_{out}</i>	ComplexArray1D[]	tableau contenant les 4 vecteurs de flux sortants
<i>flow_{in}</i>	ComplexArray1D[]	tableau contenant les 4 vecteurs de flux entrants
<i>flow₀</i>	ComplexArray1D[]	tableau contenant les 2 vecteurs de flux internes

La première solution qui a été envisagée consiste à stocker les flux au niveau de chaque MR-node. La structure d'un MR-node est donnée dans le tableau 3.4.

Les trois tableaux de flux f_{out} , f_{in} et f_0 contiennent respectivement les flux sortants, les flux entrants et les flux internes. Les 2 premiers contiennent chacun 4 vecteurs de flux, et le 3ième, 2 vecteurs. Avec la librairie COLT adaptée, chaque vecteur de flux est stocké par un ComplexArray2D, lui-même composé de deux FloatMatrix1D correspondant à la partie imaginaire et la partie réelle. La taille mémoire d'un FloatMatrix1D dépend du nombre d'éléments. Donc pour les MR-nodes de grande taille, c'est la taille mémoire des flux qui prédomine largement sur les autres variables, mais ce n'est pas le cas pour ceux de petite taille.

On remarquera que les premiers niveaux sont ceux qui occupent le plus de mémoire. En effet, le premier niveau qui contient $N \cdot M$ blocs de taille élémentaire, utilise la moitié des ressources totales. Ainsi, si l'on arrête le calcul à un niveau intermédiaire (comme dans le cas où on effectue un calcul de propagation jusqu'aux blocs homogènes), le fait de stocker les flux au niveau des MR-nodes peut être intéressant.

Par contre, si on veut effectuer le calcul jusqu'en bas de la pyramide, c'est à dire jusqu'à calculer les flux entrants dans tous les noeuds élémentaires, cette approche est très sous-optimale. On peut remarquer qu'en stockant les flux au niveau de chaque MR-node, on stocke certaines informations de manière redondante. En effet, comme nous l'avons vu dans la section précédente, l'ensemble des flux du bloc père b_k (externes et internes), sont identiques aux flux externes des blocs fils b_i et b_j , comme illustré à la figure 3.14 : si on regarde de plus près les flux au ni-

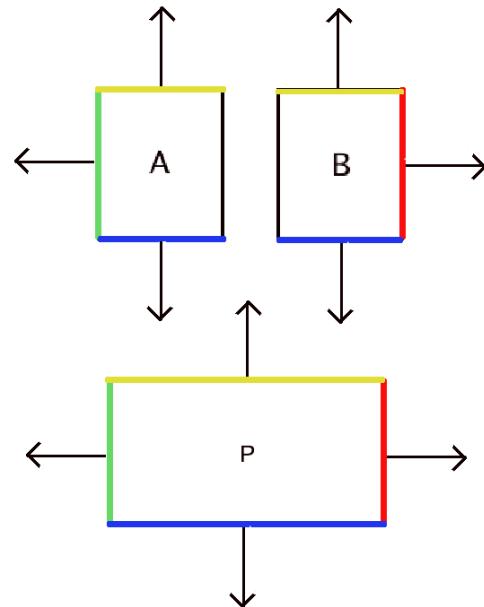


FIG. 3.14 – Les flux similaires entre père et fils.

veau des MR-nodes, on remarque que, par exemple, pour un découpage selon une ligne verticale les flux Est du père correspondent aux flux Est de B (en rouge), les flux Ouest du père correspondent aux flux Ouest de A (en vert), les flux Nord du père correspondent à la concaténation des flux Nord des fils, et le flux Sud du père correspondent à la concaténation des flux Sud des fils. Les flux à l'interface entre les deux fils correspondent aux flux internes du bloc père. Nous proposons alors de stocker les flux dans des matrices globales : 4 matrices correspondant aux 4 directions cardinales, chacune de taille $N \cdot M$, qui contiennent tous les flux. Ensuite, au niveau de chaque MR-node les flux sont obtenus en pointant sur la bonne zone mémoire dans les matrices globales de flux. Cela a pu être réalisé grâce à la notion d'interface dans la bibliothèque COLT qui permet assez facilement d'aller faire pointer des données sur une zone de données. Le principe est schématisé à la figure 3.15 : Connaissant les dimensions d'un MR-node et sa position dans l'environnement, nous avons réalisé la méthode qui renvoie les zones de flux correspondant au MR-node.

Cette structure a également l'avantage de faire pointer les flux entrants et sortants sur la même zone mémoire. On divise donc par 2 les variables à stocker, et on évite toutes les phases de recopie de flux entre noeuds voisins. Le gain est donc important et les variables stockées au niveau de chaque flux se résument à

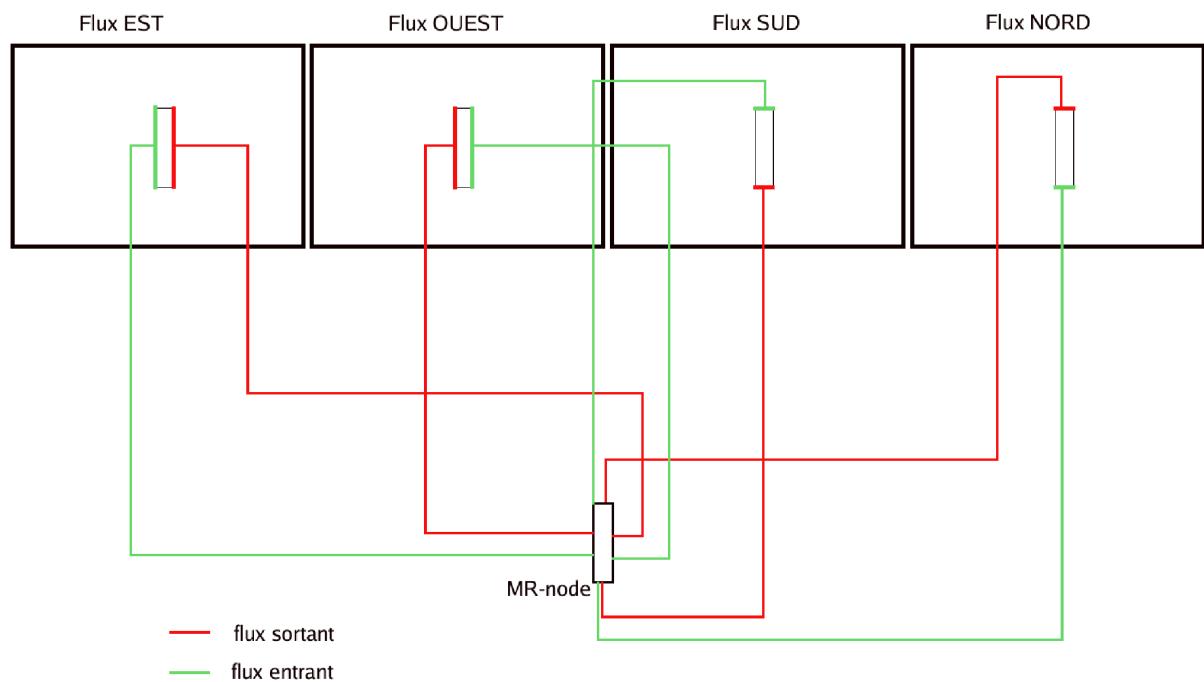


FIG. 3.15 – Les 4 matrices de flux globaux.

TAB. 3.5 – Les attributs de chaque MR-node dans la version optimisée.

nom	type	signification
<i>posX</i>	int	abscisse du MR-node dans la matrice d'environnement
<i>posY</i>	int	ordonnées du MR-node dans la matrice d'environnement
<i>length</i>	int	dimension du MR-node selon l'axe X
<i>width</i>	int	dimension du MR-node selon l'axe Y
<i>BlocType</i>	pointeur	pointeur sur le BlocType
<i>ChildA</i>	pointeur	pointeur sur le 1er fils
<i>ChildB</i>	pointeur	pointeur sur le 2ème fils
<i>Parent</i>	pointeur	pointeur sur le père

celle du tableau 3.5

Avec cette structure, la première partie mémoire est inchangée et représente toujours $M1 = 64 \cdot N \cdot M$ octets. Par contre, le stockage des flux ne nécessite plus que les 4 matrices, soit $M2 = 32 \cdot N \cdot M$ octets. Dans cette nouvelle méthode, la taille mémoire des flux devient comparable à la taille nécessaire au stockage des MR-nodes, contrairement à l'ancienne méthode où la mémoire de stockage des flux était dominante à cause du problème de redondance de stockage des flux au niveau des MR-nodes.

3.6 Résultats préliminaires.

3.6.1 Prise en compte des phénomènes physiques.

Nous avons tout d'abord vérifié les propriétés générales de la méthode ParFlow sur un environnement très simple : un espace vide de 20×20 mètres. La figure 3.16 représente le tracé de la phase du champ calculé (échelle de couleur de $-\pi$ en bleu à $+\pi$ en rouge). Nous vérifions bien que malgré l'utilisation d'un maillage carré, le fait de travailler à un pas de discréttisation de $\lambda/6$ nous permet de simuler une propagation d'onde circulaire.

Sur la figure 3.17 nous avons ajouté un mur de béton d'épaisseur 20cm et nous avons tracé la puissance en chaque pixel. Nous observons que les phénomènes de réflexions sont bien pris en compte.

Enfin, à la figure 3.18, nous avons ajouté une ouverture dans le mur pour vérifier que les phénomènes de diffraction sont également bien simulés. Ces illustrations permettent de vérifier pratiquement que la méthode MR-FDPF prend en compte

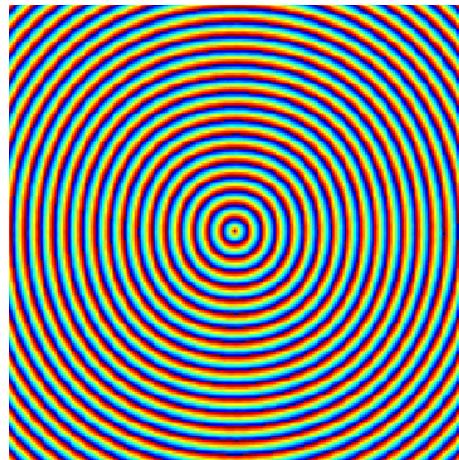


FIG. 3.16 – Phase d'une source dans le vide. Echelle de couleur de $-\pi$ (bleu) à $+\pi$ (rouge).

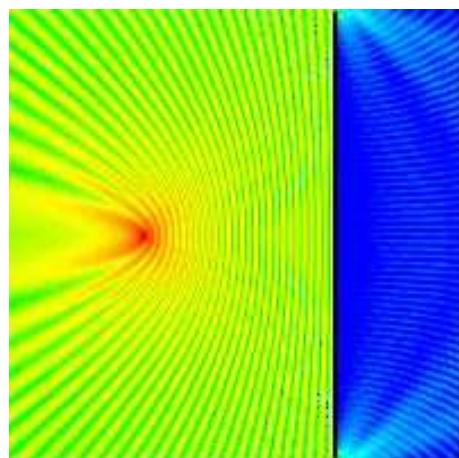


FIG. 3.17 – Réflexion d'une source sur un mur. Echelle de couleur de $-80dBm$ (bleu) à $-30dBm$ (rouge).

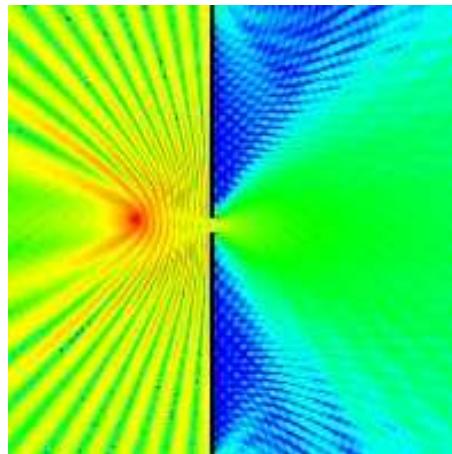


FIG. 3.18 – Réflexion et diffraction d'une source sur un mur avec ouverture. Echelle de couleur de $-80dBm$ (bleu) à $-30dBm$ (rouge).

les phénomènes physiques.

3.6.2 Effets de bord.

Nous avons expliqué précédemment que la méthode ParFlow a vocation à simuler la propagation dans un espace infini tout en travaillant dans un espace fini. Nous avons donc testé la propagation d'une onde dans un espace libre de 20×20 mètres, avec une épaisseur d'absorbant sur les bords de $1m$, puis sans absorbant. La figure 3.19 représente le champ électrique correspondant sur tout l'espace, et la figure 3.20 une section passant par la source.

Ces résultats montrent que, sans absorbant, il y a un phénomène de retour des flux sur les bords de l'environnement générant des interférences constructives et destructives visibles sur le champ résultant. Le matériau absorbant choisi doit donc posséder un coefficient α inférieur à 1 (ici 0.996) et une épaisseur suffisante (ici 10 pixels). Il permet d'atténuer de proche en proche les flux de retour.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie de la méthode MR-FDPF, une méthode de résolution discrète des équations de Maxwell. Un intérêt de cette méthode est de réduire la complexité de la méthode ParFlow standard, en proposant une approche multi-résolution qui ne considère que les flux sur les bords des MR-nodes. De plus, nous avons montré que la majorité de la complexité est réalisée lors d'une phase de pré-traitement, ce qui permet d'avoir une phase

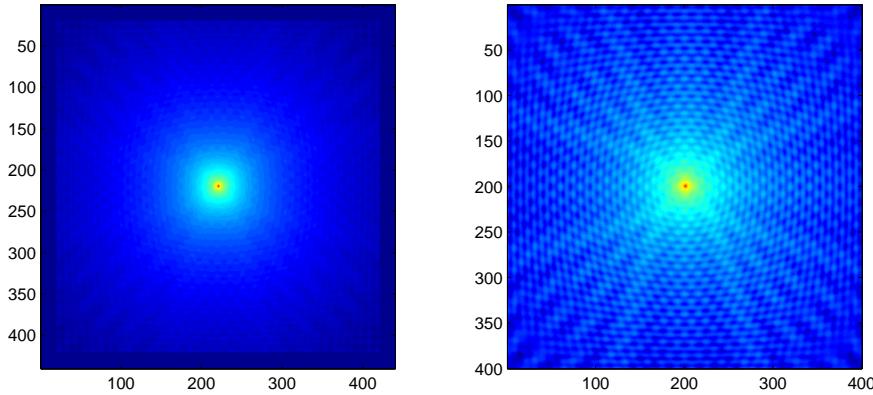


FIG. 3.19 – Propagation d'une source dans un environnement de 20×20 mètres, avec à gauche : 1m d'absorbant sur les bords, à droite : sans absorbant. Echelle de couleur de $-80dBm$ (bleu) à $-30dBm$ (rouge)

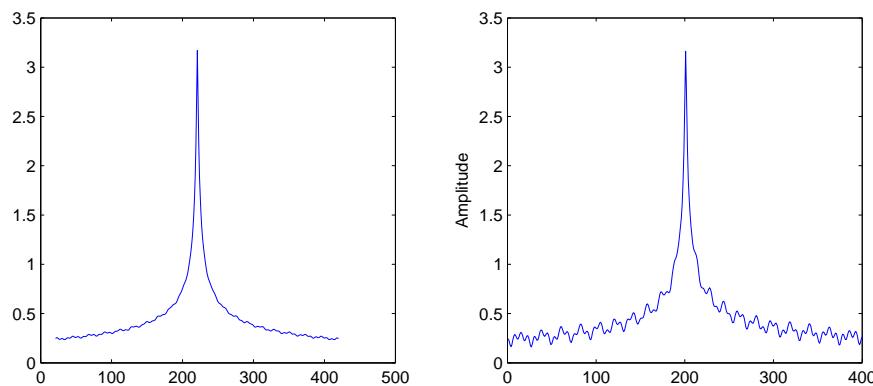


FIG. 3.20 – Profil de l'amplitude du signal selon l'axe horizontal passant par la source, avec à gauche : 1m d'absorbant sur les bords, à droite : sans absorbant.

de propagation très rapide. Les principales nouvelles contributions qui ont été présentées dans ce chapitre de thèse sont :

- un découpage adaptif de l'environnement qui permet de faire le meilleur compromis de découpage des MR-nodes pour réduire la mémoire nécessaire [92].
- l'utilisation de bibliothèques de calcul intensif C et leur interface avec JAVA [91] pour accélérer les temps de calcul.
- une approche de stockage des flux [91] dans des matrices globales de flux qui permet de réduire la mémoire requise pour la phase de propagation.

Enfin, l'approche multi-résolution qui permet de réduire la complexité de la phase de propagation a été présentée. Elle permet de stopper les calculs lors de la phase descendante, à un niveau intermédiaire et de moyenner localement les simulations, par exemple pour s'affranchir des problèmes de fading.

Nous avons montré comment optimiser l'implémentation de la méthode MR-FDPF. Le chapitre suivant va montrer comment adapter cette méthode à la simulation de la propagation des ondes dans le contexte des réseaux WiFi.

Chapitre 4

Simulation de WLAN avec la méthode MR-FDPF.

Dans ce chapitre nous montrons comment adapter la méthode MR-FDPF pour simuler un réseau WiFi. Pour cela, les paramètres de réglage du simulateur (pas de discréétisation, fréquence) sont présentés et judicieusement choisis. Ensuite nous montrons qu'une calibration est indispensable, et comment nous la mettons en oeuvre. Une calibration nécessite des mesures précises. Nous présentons donc le protocole de mesures adapté. Deux types de mesures sont réalisées : des mesures harmoniques et des mesures WiFi.

La méthode MR-FDPF est tout d'abord validée sur un étage et nous obtenons une erreur quadratique moyenne (RMSE) inférieure à 4dB. Les avantages de la méthode Parflow sont vérifiés : prise en compte des phénomènes physiques, majorité de la complexité regroupée dans la phase de pré-traitement, et phase de propagation très rapide, en particulier grâce à l'utilisation d'un plus grand pas de discréétisation. Ensuite, nous montrons comment prendre en compte les autres étages d'un bâtiment grâce à la méthode 2.5D MR-FDPF. L'erreur obtenue est inférieure à 5dB pour les étages voisins. Cette méthode permet de simuler un grand nombre de bâtiments. Enfin, comme la méthode Parflow ne simule que des sources omnidirectionnelles, un nouveau procédé permettant de bien prendre en compte les diagrammes d'antennes des points d'accès est décrit. Pour cela, des combinaisons de sources sont effectuées en leur appliquant à chacune un certain poids. Les résultats donnent un RMSE inférieur à 4dB.

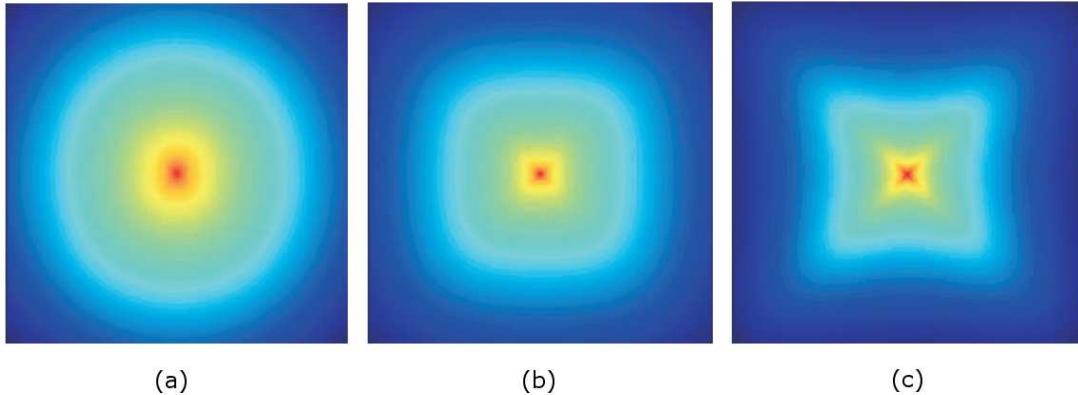


FIG. 4.1 – Zone de couverture d’une source dans l’air avec la méthode MR-FDPF avec $dr = \lambda/10$ (a), $dr = \lambda/6$ (b) et $dr = \lambda/4$ (c).

4.1 Réglage du simulateur.

4.1.1 Choix du pas de discréétisation.

Comme ParFlow est une méthode discrète, les auteurs de cette méthode ont montré dans [53] que, pour que l’effet de la grille de discréétisation soit négligeable, il fallait un pas dr très faible devant la longueur d’onde. Néanmoins, comme la complexité de la méthode dépend de cette valeur (voir chapitre précédent), il est intéressant d’essayer de trouver la plus grande valeur donnant de bons résultats. Les auteurs de Parflow préconisent de choisir une valeur de dr au moins 6 fois inférieure à la longueur d’onde pour que les effets du maillage soient négligeables. [53]. Sur la figure 4.1 nous avons tracé la zone de couverture d’une source pour trois valeurs de dr ($dr = \lambda/10$ (a), $dr = \lambda/6$ (b) et $dr = \lambda/4$ (c)). On remarque donc bien un effet d’anisotropie lorsque la valeur du pas de discréétisation spatiale est trop élevée. Pour voir l’influence de ce maillage carré nous avons tracé aux figures 4.2, 4.3 et 4.4 le champ électrique instantané et l’atténuation correspondante en fonction de la distance à la source, selon deux directions : l’axe X et une diagonale.

Pour une valeur de dr inférieure à $\lambda/6$ on observe une bonne correspondance de l’amplitude de la propagation selon les deux axes, bien que des phénomènes de distorsion de phase apparaissent quand la distance augmente. Néanmoins, nous considérons que pour la valeur limite de $\lambda/6$, l’effet de cette distorsion est négligeable car il engendre une faible différence d’affaiblissement résultant entre les deux axes de propagation.

Comme par la suite un de nos objectifs est de minimiser la complexité, nous

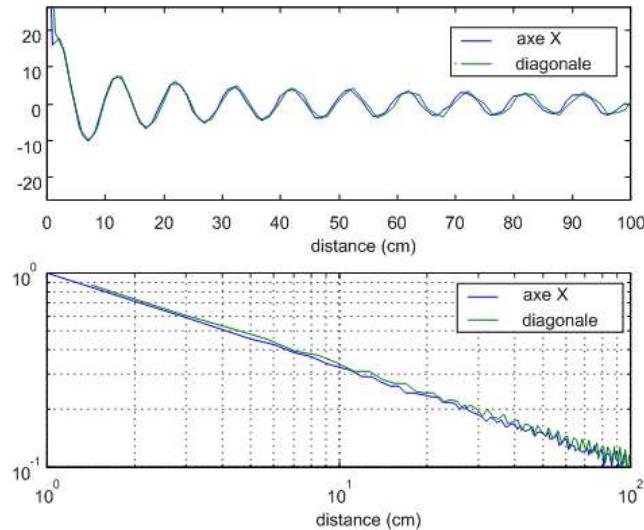


FIG. 4.2 – Champ électrique instantané (haut) et affaiblissement de l'amplitude (bas) en fonction de la distance à la source, selon directions (horizontale et diagonale), pour $dr = \lambda/10$.

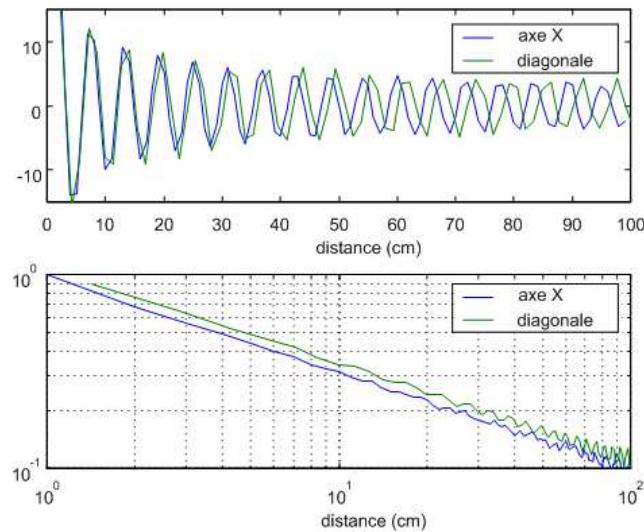


FIG. 4.3 – Champ électrique instantané (haut) et affaiblissement de l'amplitude (bas en fonction de la distance à la source, selon deux axes de découpage, pour $dr = \lambda/6$).

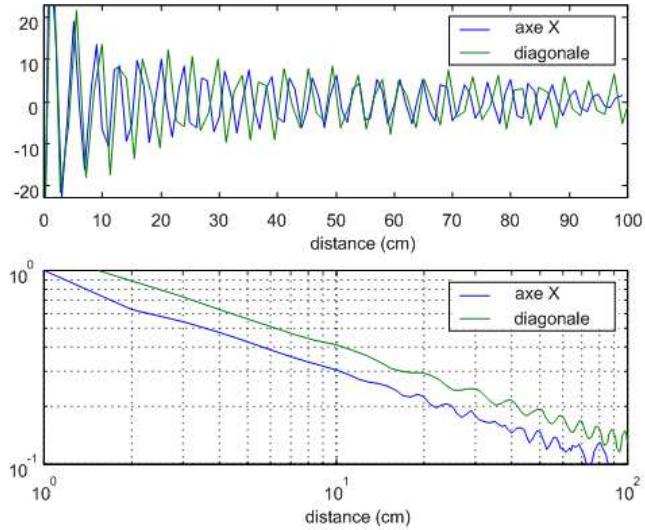


FIG. 4.4 – Champ électrique instantané (haut) et affaiblissement de l'amplitude (bas en fonction de la distance à la source, selon deux axes de découpage, pour $dr = \lambda/4$).

nous placerons donc toujours à la condition limite proposée par les auteurs de ParFlow et dr sera donc choisi tel que :

$$dr = \lambda/6 \quad (4.1)$$

4.1.2 Choix des fréquences de simulation.

Notre but étant de faire des simulations de réseau 802.11b, la fréquence de 2.4GHz nous impose de choisir un pas de discrétisation de 2cm. Néanmoins, dans certains cas où la minimisation de la complexité est primordiale, nous ferons le choix d'utiliser un pas de discrétisation plus grand. Le fait d'utiliser un plus grand pas de discrétisation impose donc de diminuer la fréquence de simulation (pour respecter la condition de l'équation 4.1). Cette approximation engendre différents effets qui peuvent être plus ou moins bien compensés. Tout d'abord l'atténuation en espace libre va différer de la réalité, mais cela pourra être corrigé par une constante de calibration. Ensuite, les coefficients des réflexions et transmissions sur les murs dépendent de la fréquence. Une phase de calibration des matériaux, sera donc nécessaire. Cette phase sera décrite dans le paragraphe suivant.

Par contre les effets d'évanouissements dus aux combinaisons de phases lors des réflexions et des diffractions ne peuvent pas être facilement compensés, lors de

TAB. 4.1 – Fréquences utilisées en fonction du pas de discrétisation.

dr	fréquence de simulation
2cm	2.4 GHz
5cm	960 MHz
10cm	480 MHz
20cm	240 MHz
50cm	120 MHz

simulation à fréquence artificielle. Un moyen, quand l'approximation devient trop grande, pourra être de faire un moyennage de ces évanouissements en travaillant sur des MR-nodes plus grands. Nous aborderons cette méthode dans la dernière partie pour simuler de grandes surfaces.

Les différentes valeurs de fréquences implémentées dans le simulateur en fonction de dr sont résumées dans le tableau 4.1.

4.1.3 Approximation 2D-3D.

La méthode Parflow a été présentée en 2D alors qu'en réalité dans un bâtiment les reflexions ont lieu dans les trois directions de l'espace. Dans le cas de l'espace libre le modèle d'atténuation varie en fonction de la distance r , alors qu'en 3D il varie en fonction de r^2 . Pour compenser cette différence en indoor, un coefficient d'absorption α de l'air différent inférieur à 1 est choisi, de sorte que le Path Loss varie selon :

$$PL(r) = re^{\alpha r} \quad (4.2)$$

On peut remarquer sur la courbe de la figure 4.5 qu'en traçant cette atténuation en fonction de la distance, pour une distance inférieure à une décade, ce modèle approche celui en 3D avec une erreur inférieure à $2dB$, ce qui est satisfaisant.

4.1.4 Calibration des indices des matériaux.

La calibration des matériaux est indispensable dans le cas de simulations à fréquences artificielles comme nous l'avons dit précédemment. Etant donné le nombre importants de matériaux, et, dans la majorité des cas, la non connaissance de leurs propriétés physiques exactes, la calibration est souvent nécessaire lors des simulations à fréquence réelle. Ainsi, par exemple, il existe de nombreuses sortes de plâtres ayant des coefficients physiques différents. De plus, lors de la réalisation de simulations, les épaisseurs exactes des cloisons et leur structures

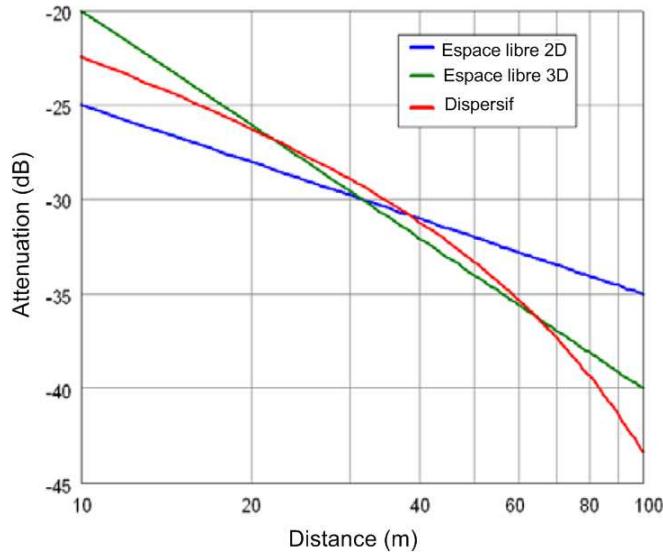


FIG. 4.5 – 3 modèles d’atténuation : 2D et 3D en espace libre, et le modèle dispersif choisi.

intérieures ne sont pas toujours parfaitement connues.

Une calibration est donc indispensable pour corriger les erreurs et arriver à faire correspondre les mesures et les simulations.

4.1.4.1 L’offset de calibration.

La méthode ParFlow est une méthode numérique et il existe donc une constante de décalage C_Ψ entre les vraies valeurs de champ Ψ_{pred} et celles de la simulation Ψ_s selon l’équation :

$$\Psi_{pred}(dBm) = \Psi_s(dB) + C_\Psi(dBm) \quad (4.3)$$

4.1.4.2 Le critère RMSE (Root Mean Square Error).

La calibration a pour but de faire coincider les mesures et les simulations. Le procédé nécessite donc en entrée un échantillon de mesures réelles. L’offset de calibration est alors calculé de manière à minimiser l’erreur quadratique moyenne entre les M valeurs expérimentales $\Psi_{mes}(i)$, $i \in [1..M]$ et les valeurs simulées correspondantes :

$$\Psi_{pred}(i) = \Psi_s(i) + C_\Psi, \quad i \in [1..M] \quad (4.4)$$

Ce qui conduit à :

$$\tilde{C}_\Psi = \arg \min_{C_\Psi \in \Re} (\langle e^2(i) \rangle) \quad (4.5)$$

avec

$$e(i) = \Psi_{mes}(i) - \Psi_{pred}(i) = \Psi_{mes}(i) - \Psi_s(i) - C_\Psi \quad (4.6)$$

La valeur choisie d'offset est alors

$$\tilde{C}_\Psi = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\Psi_{mes}(i) - \Psi_s(i)) \quad (4.7)$$

L'erreur moyenne résultante est donc nulle :

$$\langle \tilde{e}(i) \rangle = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\Psi_{mes}(i) - \Psi_{pred}(i)) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\Psi_{mes}(i) - \Psi_s(i)) - \tilde{C}_\Psi = 0 \quad (4.8)$$

Et la qualité du modèle de prédiction peut être évaluée grâce au critère RMSE final :

$$\langle \tilde{e}(i)^2 \rangle = \sigma_e^2 \quad (4.9)$$

où σ_e est la déviation standard de l'erreur.

Un moyen plus performant d'évaluer la qualité est en réalité de minimiser le critère RMSE à partir d'un échantillon de points de mesures, puis de vérifier la stabilité en appliquant l'offset ainsi calculé à un autre ensemble de points de mesures. C'est la notion de stabilité qui a été définie dans [95].

4.1.4.3 Les indices des matériaux.

Les résultats de prédiction avec ParFlow dépendent essentiellement des indices des matériaux utilisés pour calculer les matrices élémentaires de diffusion. Pour améliorer les prédictions, nous intégrons donc le choix de ces paramètres dans la phase de calibration.

L'objectif va donc être de rechercher les couples de paramètres (n, α) de chaque matériau permettant de minimiser le critère RMSE. La fonction de coût définie par Runser dans [95] avec un ensemble de paramètres $\omega \in \Omega$ et l'offset C_Ψ est :

$$f^2(\omega, C_\Psi) = \langle e^2(i/\omega, C_\Psi) \rangle = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \| \Psi_{mes}(i) - \Psi_{pred}(i/\omega, C_\Psi) \|^2 \quad (4.10)$$

Les paramètres optimaux $\{\tilde{\omega}, \tilde{C}_\Psi\}$ étant obtenus grâce à :

$$\{\tilde{\omega}, \tilde{C}_\Psi\} = \arg \min_{\substack{C_\Psi \in \Re \\ \omega \in \Omega}} (\langle e^2(i/\omega, C_\Psi) \rangle) \quad (4.11)$$

ce qui conduit à minimiser :

$$\begin{aligned} f^2(\omega) &= f^2(\omega, \tilde{C}_\Psi(\omega)) = \langle e^2(i/\omega, \tilde{C}_\Psi(\omega)) \rangle = \\ \sigma_e^2 &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \| \Psi_{mes}(i) - \Psi_s(i/\omega) \|^2 - \tilde{C}_\Psi^2(\omega) \end{aligned} \quad (4.12)$$

et finalement l'ensemble optimal est :

$$\tilde{\omega} = \arg \min_{\omega \in \Omega} \left(\langle e^2(i/\omega, \tilde{C}_\Psi(\omega)) \rangle - \tilde{C}_\Psi^2(\omega) \right) \quad (4.13)$$

4.1.4.4 L'algorithme de minimisation.

La fonction à minimiser est non convexe et possède donc de nombreux minima locaux. De plus, l'espace de recherche est à n dimensions, c'est pourquoi le problème à résoudre est complexe. Enfin, comme on agit sur les indices des matériaux, il faut relancer chaque fois l'étape de pré-traitement, qui est la plus lourde en calculs.

Les travaux détaillés dans [95] montrent qu'un bon choix pour résoudre ce problème est d'utiliser la méthode DIRECT. Cette méthode [95] regroupe une recherche globale puis une recherche locale et permet de tester un grand nombre de solutions. L'algorithme s'arrête dès qu'on a atteint une valeur seuil de fonction de coût fixée. DIRECT a été proposé initialement par Jones et Al[56] pour l'optimisation à variables multiples. L'espace de recherche est récursivement divisé en hyper-rectangles, chaque hyper-rectangle représentant une solution. L'intérêt de cette méthode est qu'elle redécoupe finement les hyper-rectangles ayant une bonne fonction de coût. He et Al montrent la bonne convergence de cet algorithme [44].

En pratique, quand on a un grand environnement et qu'on cherche à optimiser un grand nombre de matériaux, la phase de calibration des indices est très longue (plusieurs heures) à cause du temps de pré-traitement, c'est pour cela qu'on a montré qu'il est plus intéressant, dans le cas de bâtiments assez homogènes au niveau des matériaux, de travailler sur une petite zone de l'environnement pour faire la calibration des matériaux.

Si la calibration de la méthode est indispensable pour avoir un simulateur qui reflète le plus possible la réalité, il est donc indispensable de faire des mesures de qualité. Nous décrivons dans le paragraphe suivant les mesures que nous avons effectuées.

4.1.5 Le protocole de mesures.

Deux types de mesures ont été réalisées pour la calibration et la validation du simulateur : des mesures harmoniques et des mesures WiFi.

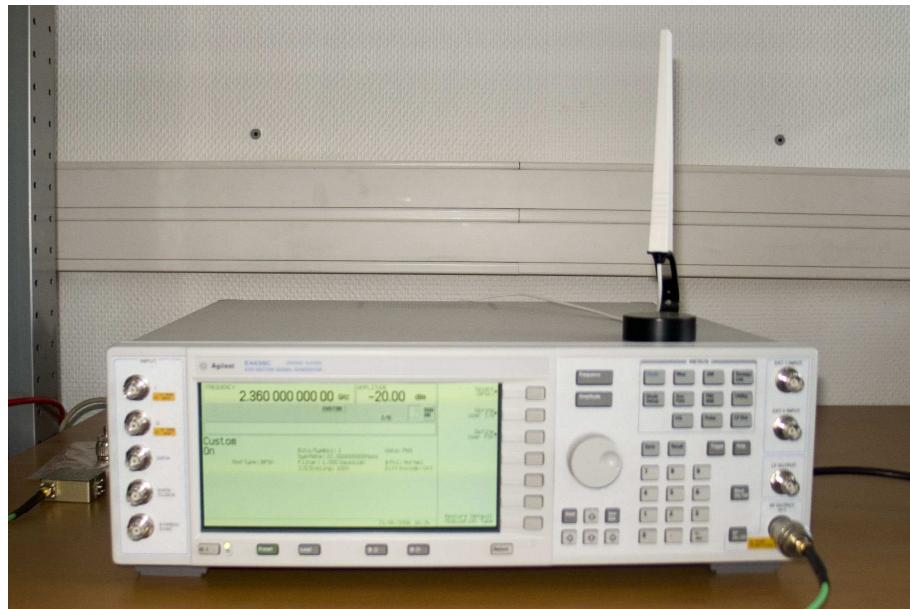


FIG. 4.6 – L'émetteur : Générateur de signaux Agilent.

4.1.5.1 Mesures harmoniques.

Comme la méthode ParFlow simule un champ bande étroite, nous étudions tout d'abord la qualité des prédictions en mode harmonique. Pour cela nous avons utilisé une plate-forme de mesure constituée d'un générateur de signaux arbitraires (Agilent Technologies ESG4438C©) présenté à la figure 4.6 et un analyseur vectoriel de signaux (Agilent Technologies VSA89641©) présenté à la figure 4.7 chacun équipé d'une d'antenne omnidirectionnelle 2.4GHz, 4dBi. Cette plate-forme de mesures présentant un niveau de bruit dans la bande d'analyse de $-120dBm$ nous avons pu faire des mesures de puissance de réception comprises entre $-40dBm$ et $-110dBm$.

Un signal sinusoïdal de fréquence 2.38GHz a été choisi à l'émission pour éviter les interférences avec les réseaux à 2.4Ghz existants dans l'environnement. La puissance d'émission est de 17dBm correspondant à une valeur moyenne de puissance d'émission de points d'accès. Pendant la mesure l'antenne réceptrice est bougée lentement sur une surface d'environ $1m^2$ pour éviter les effets de fading. La valeur de puissance mesurée a alors été choisie comme la moyenne des mesures. Nous avons pu vérifier qu'à partir de 60s, la valeur moyenne de réception se stabilise, c'est donc la durée de mesure choisie pour la suite.

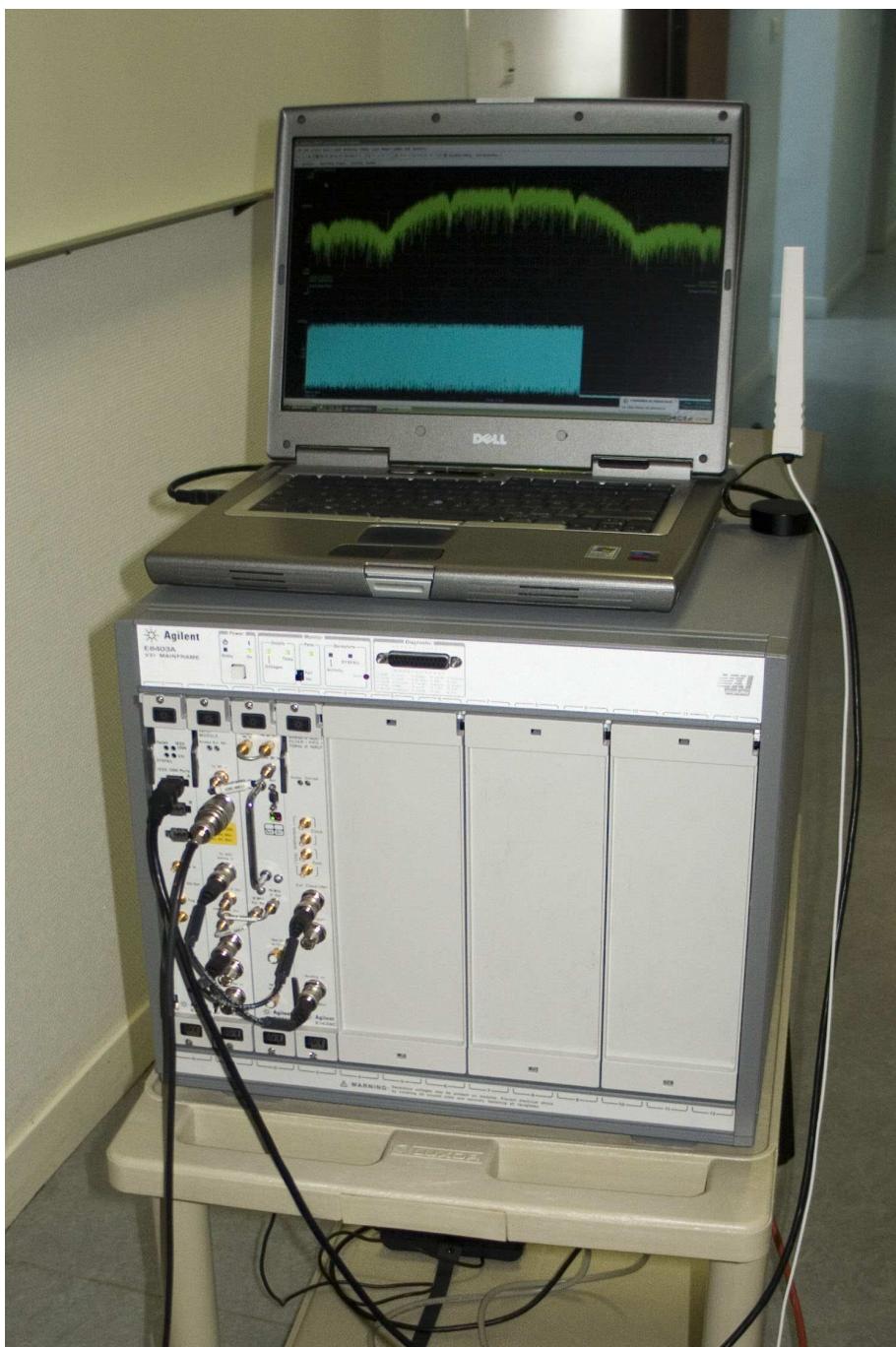


FIG. 4.7 – Le récepteur : Analyseur de signaux vectoriel.

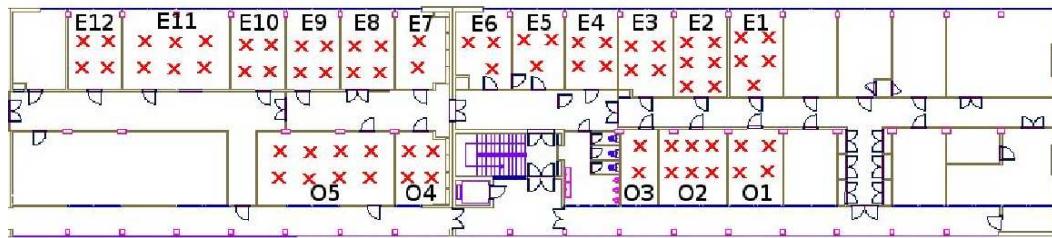


FIG. 4.8 – Environnement de test. La source se situe dans la pièce *E7*. Les croix représentent les points de mesures.

4.1.5.2 Mesures WiFi.

Les mesures WiFi permettent de mesurer réellement quelle puissance de signal l'utilisateur obtiendra sur son portable. Pour ce faire, elles sont réalisées directement avec un ordinateur portable équipé d'une carte WiFi PCMCIA Orinoco[©]. Le logiciel Client Manager d'Orinoco[©] permet de mesurer la puissance reçue au niveau de la carte. Les mesures WiFi permettent d'avoir une plage de mesure de $-40dBm$ jusqu'à $-90dBm$. Le même mouvement protocolé de mesure qu'en mode harmonique a été utilisé (déplacements, durée d'analyse).

4.2 Simulation de réseau WLAN sur un étage.

Ces travaux ont été réalisés en collaboration avec Katia Jaffrèes Runser [95].

4.2.1 Les conditions expérimentales.

Le bâtiment de test est l'immeuble dans lequel se trouve le laboratoire CITI, les points de mesures étant représentés à la figure 4.8 par des croix rouges. En chaque point environ 200 mesures ont été effectuées durant 60s. La répartition des points de mesures est assez proche de gaussiennes comme représenté aux figures 4.9 et 4.10 pour des valeurs moyennes de signal mesuré respectivement de $-94dBm$ et $-60dBm$.

Nous avons effectué 80 mesures à l'étage du CITI (niveau 2). La source se trouvait dans la pièce E7. La taille du bâtiment est d'environ 80×20 mètres.

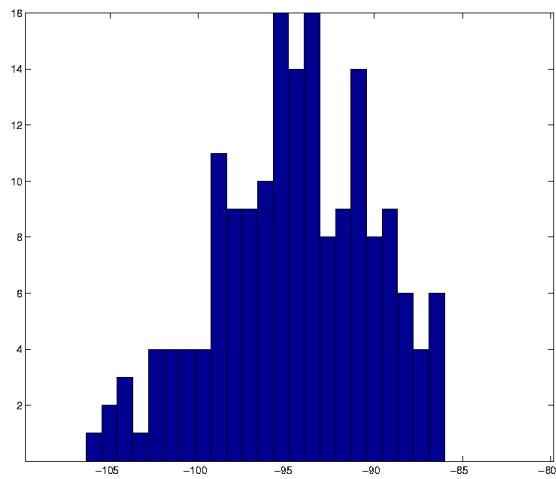


FIG. 4.9 – Répartition des points de mesure pour une moyenne de -94dBm.

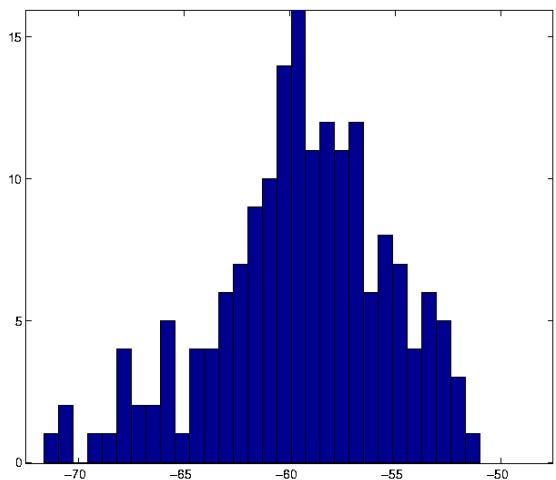


FIG. 4.10 – Répartition des points de mesure pour une moyenne de -60dBm.

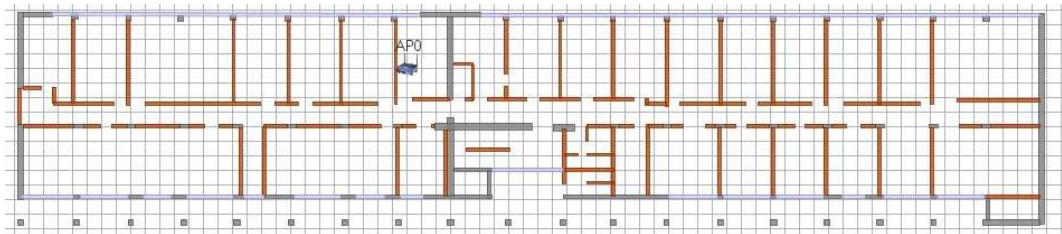


FIG. 4.11 – La matrice discrète d'environnement (Headnode) composée de 3 types de cloisons.

TAB. 4.2 – Résultats de la calibration.

n béton	n plâtre	n parois vitrées	σ_e^2	\tilde{C}_Ψ
5.4	2.4	1.5	5.3dB	-65dB

4.2.2 Résultats de calibration.

Chaque étage a été représenté par 3 matériaux représentés à la figure 4.11 :

- Les murs porteurs en béton en gris.
- Les cloisons de plâtre en jaune.
- Les parois vitrées en bleu.

Les 3 couples (n, α) ont alors été optimisés durant la phase de calibration des matériaux pour 4 valeurs de pas de discréttisation ($2cm$, $5cm$, $10cm$ and $20cm$) ce qui correspondait aux fréquences de simulation de : $2.4GHz$, $960MHz$, $480MHz$ et $240MHz$. Après environ 20 minutes de calibration, les résultats ont montré que les coefficients d'atténuation α des murs ont peu d'impact sur les simulations. Nous avons expliqué cela par la faible épaisseur des murs devant la longueur d'onde. Les valeurs minimales de RMSE ont été obtenues avec les paramètres n présentés dans le tableau suivant. Nous avons été réconforté par le fait que ces valeurs sont assez proches de celles fournies dans la littérature [99].

4.2.3 Performances de la méthode.

Après calibration nous avons pu évaluer la méthode au niveau des temps de pré-traitement, temps de propagation au niveau des blocs homogènes (valeur moyenne de puissance de réception dans les pièces), et au niveau des temps de propagation à la résolution maximale (valeur exacte de puissance en chaque pixel). Ces résultats sont résumés dans le tableau 4.3.

TAB. 4.3 – Performances de la méthode sur un Pentium IV, 2.4GHz, 3Gb RAM.

dr	prétraitement	propag homogène	propagmaximale	RMSE
2cm	46 min	5.7 s	53.9 s	3.90 dB
5cm	53 s	0.8 s	6.5 s	3.88dB
10cm	8 s	0.2 s	1.6 s	4.07dB
20cm	2 s	0.08 s	0.4 s	4.06dB

Nous avons donc obtenu des résultats intéressants au niveau de la précision. Nous remarquons qu'à 2cm le temps de prétraitement est très supérieur à nos exigences. Par contre, ces temps deviennent très faibles lorsqu'on travaille à fréquence artificielle. Ainsi, à un pas de 5cm, nous avons une RMSE inférieure à 4dB pour un temps de propagation de quelques secondes et un temps de pré-traitement inférieur à une minute, ce qui correspond à de bons résultats par rapport aux recherches actuelles, et nous permet de vérifier que l'approximation de travailler à une fausse fréquence est exploitable.

La figure 4.12 représente la zone de couverture calculée pour un pas de 2cm, à différentes résolutions avec de haut en bas des résolutions de 1×1 pixels, 3×3 pixels, 10×10 pixels, et blocs homogènes.

4.2.4 Résultats en WIFI réel.

En complément de la validation en mode harmonique nous avons souhaité valider le simulateur par des mesures faites avec des équipements WiFi. Pour cela 199 points de mesures WIFI ont été effectués dans le même environnement. Les points de mesures sont représentés à la figure 4.13. Six points d'accès ont été placés dans le bâtiment permettant d'avoir 6 jeux de mesures. Pour chaque point 300 mesures ont été effectuées pendant 60 secondes en utilisant plusieurs points d'accès. Nous avons utilisé le même principe de déplacement lent pendant la mesure pour estomper les effets de fading. Les mêmes matériaux à savoir le plâtre, le béton et les parois vitrées ont été utilisés. Après calibration de la méthode nous avons retrouvé des valeurs d'indices des matériaux identiques à celles trouvées en mode harmonique.

Les indices précédemment calculés ont alors été utilisés pour valider le moteur grâce à d'autres jeux de mesures.

4.2.4.1 Unicité de la calibration suivant la position des points d'accès.

Nous avons utilisé un autre jeu de 15 mesures représentés à la figure 4.14. Les valeurs précédentes d'indices ont été utilisées et nous avons obtenu une RMSE

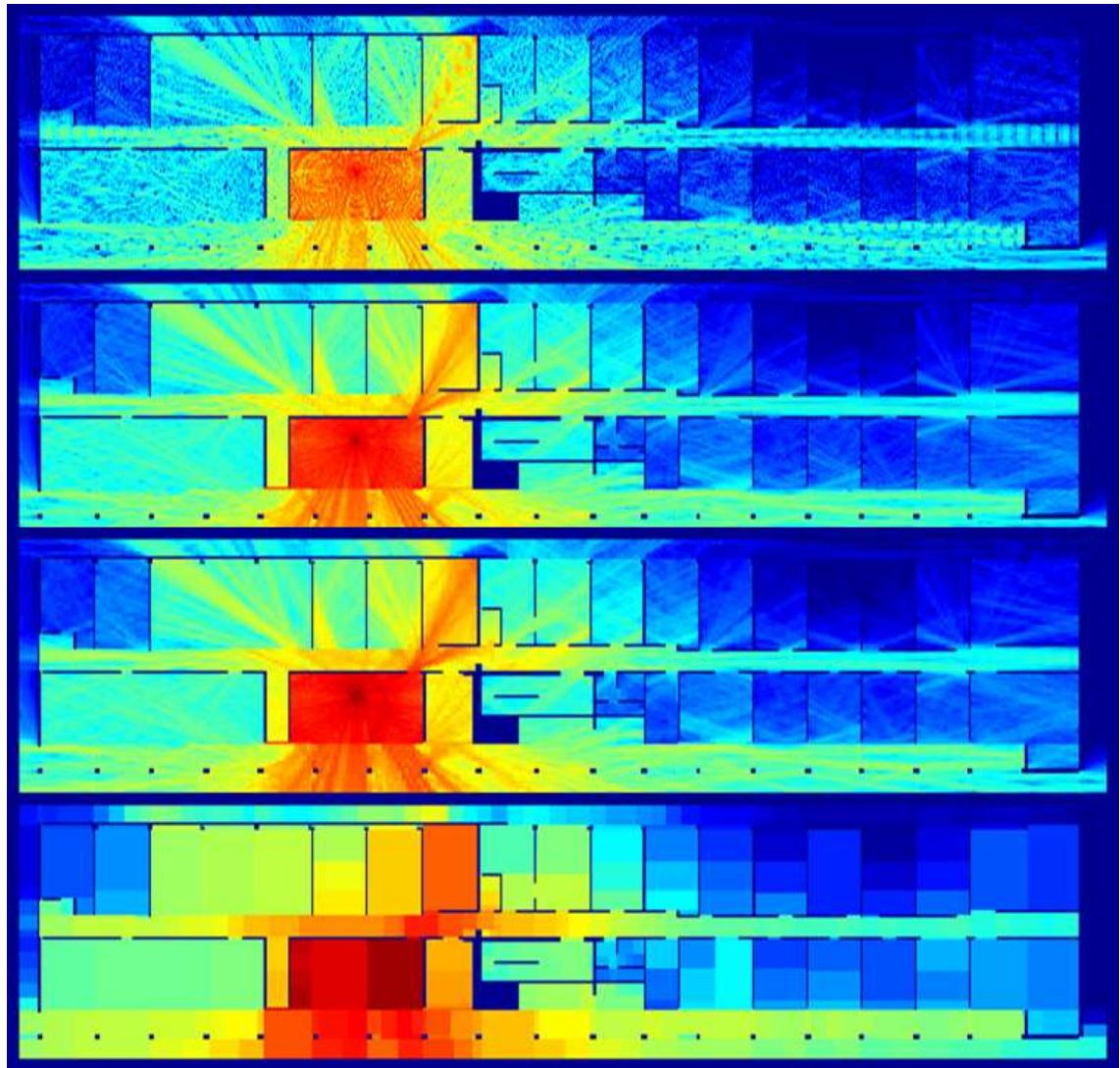


FIG. 4.12 – tracé de la zone de couverture en dB avec un pas de discréétisation de 2cm et différents niveaux de la pyramide.(de haut en bas : 1 × 1, 3 × 3, 10 × 10, homogène). Echelle de couleur de $-80dBm$ (bleu), à $-40dBm$ (rouge).

de 5.1dB. Nous avons ainsi pu vérifier que les résultats de calibration sont valides pour toute position des points d'accès.

4.2.4.2 Unicité de la calibration suivant le bâtiment

Enfin, une campagne de mesure de 15 points a été effectuée dans l'étage d'une clinique (Clinique de Goussonville près de Paris) comme représentée à la figure

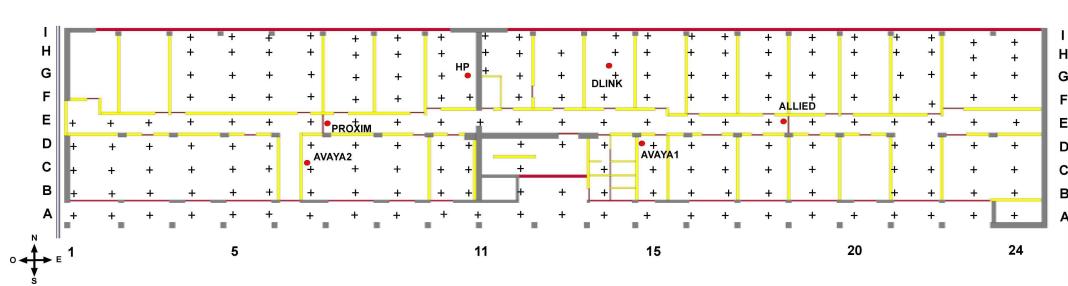


FIG. 4.13 – Campagne de mesure au CITI pour calibrer la méthode en WIFI réel.

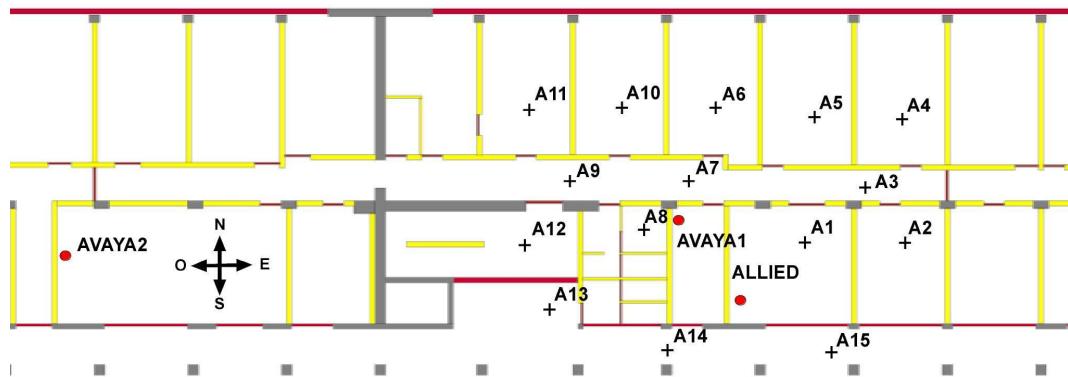


FIG. 4.14 – Campagne de mesure effectuée au CITI pour vérifier l'unicité de la calibration.

4.15. Ce bâtiment étant un bâtiment moderne classique du même type que le

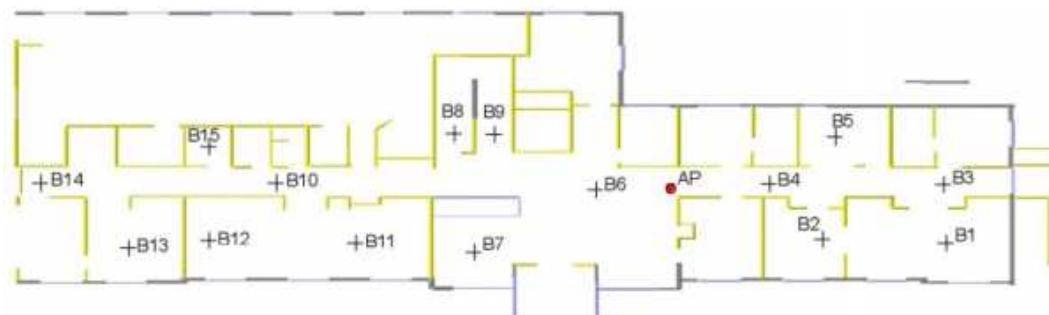


FIG. 4.15 – Campagne de mesure effectuée à la clinique de Goussonville.

laboratoire CITI, nous retrouvons les mêmes types de matériaux (murs porteurs en béton, cloisons en plâtre et baies vitrées.) Nous avons obtenu une RMSE de

5.0dB, ce qui a permis de valider les résultats de calibration sur un autre site. Bien entendu pour un bâtiment dont les matériaux auraient été différents il aurait fallu refaire une calibration.

La figure 4.16 représente une comparaison le long d'un chemin dans le laboratoire entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées. Les points représentent la valeur moyenne et les barres verticales la déviation correspondante. La simulation est représentée par la ligne continue. Nous avons pu expliquer les erreurs dues aux

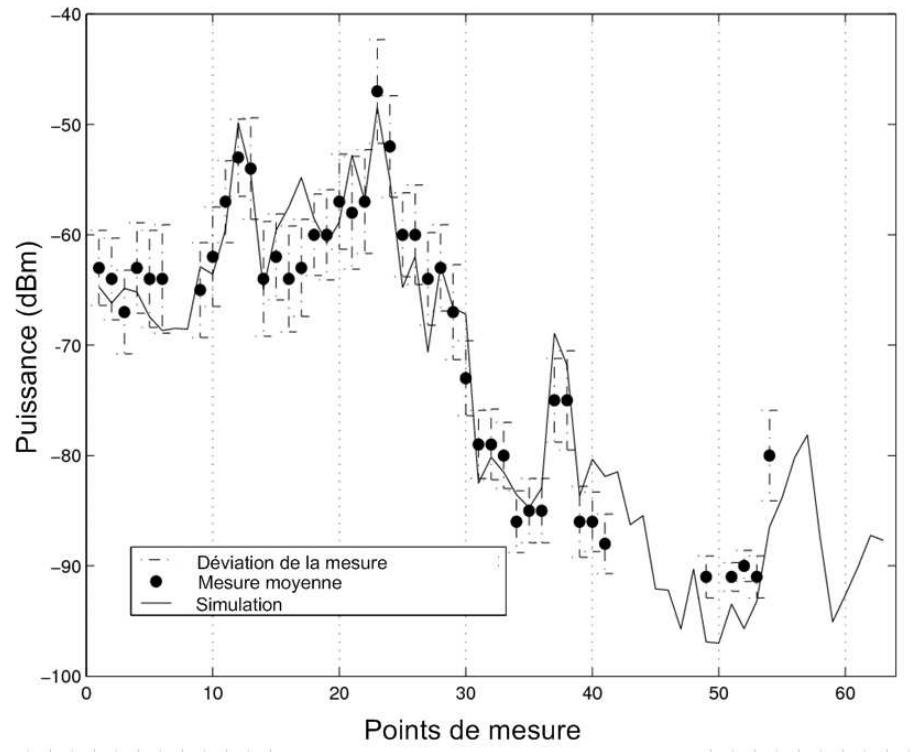


FIG. 4.16 – Comparaison entre les simulations et les mesures sur un parcours.

points de faible puissance par le fait que la plage de mesures en WiFi que nous pouvons effectuer grâce au logiciel de *Orinoco* ne descend pas en dessous de $-90dBm$.

Nous avons donc validé la méthode ParFlow sur un étage en obtenant :

- En mesures harmoniques : $RMSE\ 4dB$
- En mesures WiFi : $RMSE\ 5dB$

Mais il faut bien noter que dans la réalité, une grande partie des installations WiFi se font dans des bâtiments à plusieurs étages. Comme un point d'accès rayonne aux étages supérieurs et inférieurs, il est nécessaire de simuler la couverture d'un point d'accès aux étages voisins.

4.3 Extension à une approche multi-étages.

4.3.1 Formalisme 2.5D : le multi-étages.

4.3.1.1 Intérêt.

Devant la complexité des approches en 3D réel des approches dites 2.5D ou Quasi 3D ont été développées[65]. Le but de ces méthodes est d'essayer d'estimer des cartes de couvertures 3D à partir de celles en 2D. Des approches pour les méthodes géométriques sont proposées dans [121, 55]. Une approche de 2.5D pour la méthode ParFlow a été proposée dans [54].

Nous avons donc souhaité développer une méthode 2.5D adaptée à la méthode MR-FDPF permettant d'estimer les zones de couverture des autres étages d'un bâtiment sans pour autant faire appel à un vrai 3D. Cette méthode s'applique aux bâtiments que nous appellerons bâtiments multi-étages standards. Le bâtiment doit respecter un certain nombre de contraintes pour que les approximations ne soient pas fausses :

- conditions de dimensions : les dimensions des étages dans le plan horizontal doivent être grandes devant la hauteur de chaque niveau. En effet, il faut que les rayons dans le plan X-Y contribuent à la majorité du signal reçu total en chaque point de l'étage pour que les rayons verticaux que l'on néglige dans l'approche 2.5D aient une contribution faible.
- condition d'homogénéité des étages : les différents étages du bâtiment doivent avoir des propriétés physiques proches. En effet, pour faire des projections de couvertures comme nous le verrons plus tard les indices des matériaux doivent être identiques pour que le modèle ait réellement un sens physique.

Notons que dans la réalité, une grande majorité des constructions sont de ce type à savoir des immeubles avec étages de même taille et de mêmes matériaux, la seule différence entre les étages étant la disposition des cloisons. C'est pour cela qu'on trouve dans la littérature un très grand nombre de méthodes de modélisation de canal propres aux bâtiments multi-étages.

4.3.1.2 L'atténuation entre étages.

Les méthodes 2.5D ou quasi 3D ([13, 104, 14] sont basées sur des combinaisons des zones de couvertures 2D. Elles supposent de connaître les propriétés physiques du matériau séparant les étages (le plafond, ou le sol) et simulent leur effet par l'application d'une valeur d'atténuation A_p qui représente l'atténuation moyenne en décibels entre niveaux. Dans la pratique il est très difficile de simuler précisément cette valeur (on ne connaît pas toujours la composition exacte du plafond, souvent ceux-ci sont composés de multiples matériaux, auxquels on ajoute le parquet, les doubles plafonds...). C'est pourquoi la recherche de A_p nécessite

une phase expérimentale. Une estimation simple de cette valeur peut être faite en plaçant un émetteur à l'étage n et en mesurant expérimentalement le signal reçu juste à coté de l'émetteur puis à l'étage supérieur au dessus du point d'accès. Dans le cas de la méthode MR-FDPF, nous avons vu précédemment qu' étant une méthode numérique il existe une constante de décalage ψ entre la simulation et la mesure et qu'une phase de calibration est nécessaire pour calculer cette valeur. Donc, dans le cas 2.5D, lors de la calibration des autres étages, la calibration de Att est contenue dans ψ et nous calibrerons en fait une nouvelle valeur $\psi_{2.5D}$ telle que :

$$\psi_{2.5D} = \psi + A_p \quad (4.14)$$

4.3.1.3 Méthodes de projections aux étages supérieurs et inférieurs.

Nous avons testé trois méthodes différentes permettant d'estimer les zones de couvertures aux différents niveaux des bâtiments standards multi-étages[28]. Pour présenter ces méthodes nous essayons d'estimer la zone de couverture à l'étage $n + 1$ d'un point d'accès placé à l'étage n .

Dans les environnements réels et les cas réels d'installation de réseaux WiFi avec du matériel standard dans des bâtiments multi-étages, si nous appelons n l'étage dans lequel se trouve le point d'accès le signal "passe" en général au niveau de l'étage supérieur et rarement à l'étage $n + 2$. Dans le cas des installations de la société Sygmum il n'a jamais été rencontré d'autres cas c'est pourquoi nous avons implémenté des méthodes dans notre logiciel pour les étages compris entre $n - 2$ et $n + 2$. Bien entendu ces méthodes peuvent s'étendre théoriquement à d'autres niveaux du bâtiment.

La méthode de projection de champ : C'est la méthode la plus rapide à mettre en place. Elle consiste à calculer la zone de couverture à l'étage n et projeter le champ ainsi calculé à l'étage $n + 1$ en appliquant l'atténuation A_p . En chaque pixel x de l'environnement, si on appelle $f_n(x)$ le champ 2D en x de l'étage n , le champs total résultant $f_{n+1}(x)$ en un étage considéré est défini par :

$$f_{n+1}(x)_{dB} = f_n(x)_{dB} - A_p \quad (4.15)$$

La méthode de projection de source : Une autre approche simple pour essayer de mieux tenir compte des cloisons de l'étage supérieur est de projeter la source S_n à l'étage $n + 1$, puis, après lui avoir appliqué une atténuation, faire la propagation à l'étage $n + 1$ de la nouvelle source virtuelle S_{n+1} obtenue. Ainsi, si on appelle S_n l'amplitude de la source à l'étage n on a :

$$S_{n+1} = S_n - A_p \quad (4.16)$$

avec A_p la valeur d'atténuation en dB entre la source à l'étage n et celle à l'étage $n + 1$.

La méthode combinée source-champs : Comme les deux méthodes précédentes ne tiennent pas compte des obstacles de tous les étages, une approche combinée peut être intéressante. La méthode que nous avons proposée est la suivante : tout d'abord la propagation à l'étage de la source est effectuée, mais au lieu de calculer la puissance moyenne dans l'environnement, les flux en chaque points sont sauvegardés et projetés puis utilisés comme flux sources à l'étage $n+1$. Toutes ces sources virtuelles sont alors propagées à l'étage $n+1$.

On pourrait penser que cette méthode augmente beaucoup la complexité. Pour éviter cet inconvénient, on peut faire une implémentation qui prend en compte l'arbre multi-résolution de l'algorithme MR-FDPF. Au lieu de calculer la phase montante de la propagation pour chaque pixel il est possible de regrouper les sources deux à deux itérativement pendant la phase montante. Dans ce cas, l'équation de la phase montante est remplacée par une phase montante plus générale suivant la forme :

$$\begin{aligned}\vec{F}(b_k) &= U_{k,i} \cdot \vec{F}(b_i) + U_{k,j} \cdot \vec{F}(b_j) \\ \vec{F}_0(b_k) &= I_{k,i} \cdot \vec{F}(b_i) + I_{k,j} \cdot \vec{F}(b_j)\end{aligned}\tag{4.17}$$

Tous les pixels sont des sources élémentaires et chaque MR-node a deux MR-nodes fils. La complexité de la phase montante devient égale à celle de la phase descendante. Comme la phase descendante était de complexité largement supérieure, dans la version classique, la complexité résultante est ici simplement multipliée par deux.

4.3.2 L'environnement de test.

Nous avons évalué les trois méthodes décrites dans la section 4.3.1.3 par des mesures dans le bâtiment dans lequel se trouve notre laboratoire (Le laboratoire CITI est à l'étage 2). Pour cela, nous avons fait respectivement 15 et 20 points de mesures aux étages 1 et 3 du bâtiment. Les points de mesures sont représentés à la figure Fig.4.17. Nous avons suivi exactement le même protocole de mesure que lors des mesures harmoniques détaillées précédemment.

4.3.3 Comparaison des trois approches.

La figure 4.18 représente les zones de couvertures correspondant aux trois méthodes préalablement décrites.



FIG. 4.17 – Les différents niveaux de l'environnement. Le point d'accès est situé près du point E7 au second étage. Les croix représentent les points de mesures.

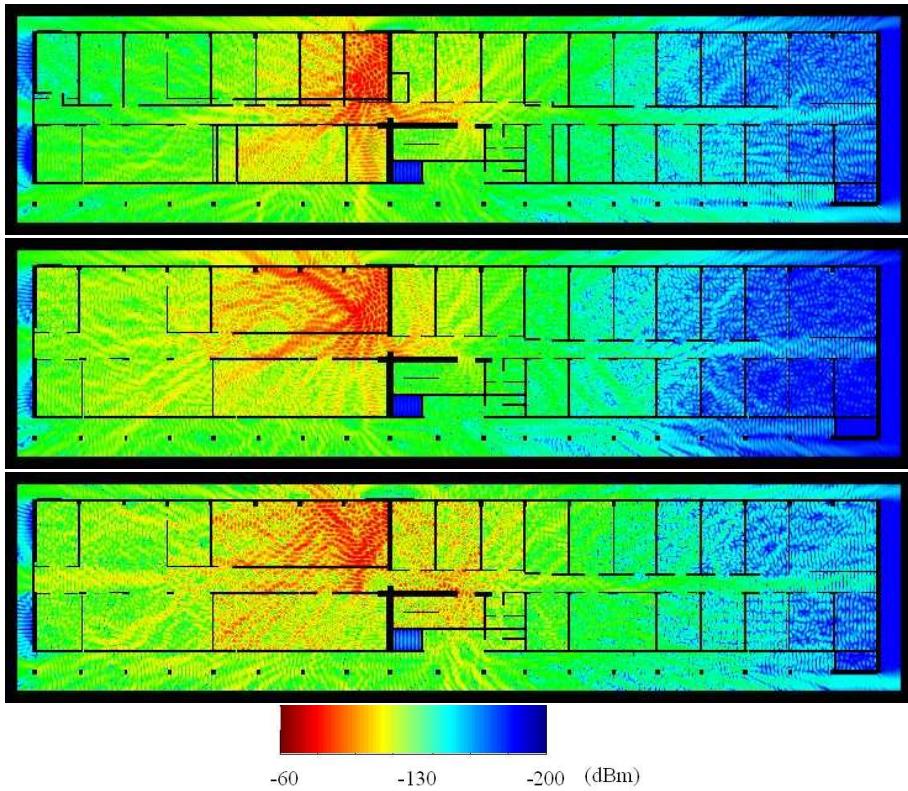


FIG. 4.18 – Zones de couvertures obtenues à l'étage 3 avec une source à l'étage 2, avec (a) la méthode de projection de champ, (b) la méthode de projection de source, et (c) la méthode combinée source champ.

Les simulations aux étages 1 et 3 ont été comparées aux mesures. Les résultats sont présentés dans le tableau 4.4

TAB. 4.4 – RMSE des 3 méthodes.

X	projection de champs	projection de source	approche combinée
RMSE	8.2 dB	6.1 dB	4.4 dB

Nous voyons clairement que l'approche combinée donne de meilleurs résultats. Les conclusions suivantes peuvent être affirmées :

- projection de champ : même complexité que la méthode MR-FDPF standard mais n'est pas efficace quand les positions des cloisons sont trop différentes entre les différents niveaux.

- projection de source : même complexité que la méthode MF-FDPF standard, prend mieux en compte les cloisons des autres niveaux, mais lorsque l'on s'éloigne de la source des chemins ne sont pas pris en compte à l'étage de la source. Ainsi les chemins le long du couloir à l'étage de la source sont négligés aux autres étages.
- approche combinée : deux fois plus de complexité que la méthode standard mais prend en compte aussi bien les obstacles à l'étage de la source qu'aux autres étages. Même si les vrais chemins 3D ne sont pas pris en compte c'est la méthode qui prend le mieux en compte la géométrie du bâtiment entre les étages.

4.3.4 Propagation à tous les étages : méthode MR-FDPF 2.5D.

Pour calculer les zones de couvertures de tous les niveaux du bâtiment, l'approche combinée est utilisée. Il suffit alors d'appliquer de manière récursive la méthode pour tous les autres étages. Par exemple dans le cas du bâtiment de test de 3 étages considéré on fait successivement :

- calcul des pré-traitement de tous les étages.
- calcul de couverture à l'étage de l'émetteur (Etage2) avec la méthode MR-FDPF 2D.
- de manière récursive, pour chaque étage, calcul de couverture avec la méthode combinée des autres étages.

En réalité, pour le bâtiment du CITI qui a des dalles de séparations entre niveaux assez absorbantes, il suffit de n'appliquer qu'une seule fois l'étape récursive, car à partir de la deuxième itération nous obtenons les mêmes zones de couvertures. En d'autres mots, en considérant le problème de manière géométrique, pour l'environnement de test considéré, un rayon qui passe à l'étage supérieur (ou inférieur), ne revient qu'une seule fois à l'étage courant.

Par la suite nous appellerons 2.5D-MR-FDPF cette méthode combinée itérative à tous les étages. La figure 4.19 nous représente les zones de couverture calculées grâce à la méthode 2.5D-MR-FDPF pour les 3 étages du bâtiment pour un pas de discréttisation de 5cm.

La figure 4.20 représente le tracé des valeurs mesurées en fonction des données simulées dans tout le bâtiment. Nous voyons que la grande majorité des points se situe entre les deux lignes pointillées parallèles représentant une erreur de 5dB. Nous remarquons que les points rouges (étage supérieur) sont compris entre -80 et -117 dBm alors que les verts (étage inférieur) sont entre -72 et -112. Nous expliquons ce décalage des plages de valeurs par la présence d'un double plafond dans notre laboratoire qui atténue le signal à l'étage 3 alors qu'il n'y en a pas à l'étage 1, d'où des puissances de réception supérieures.

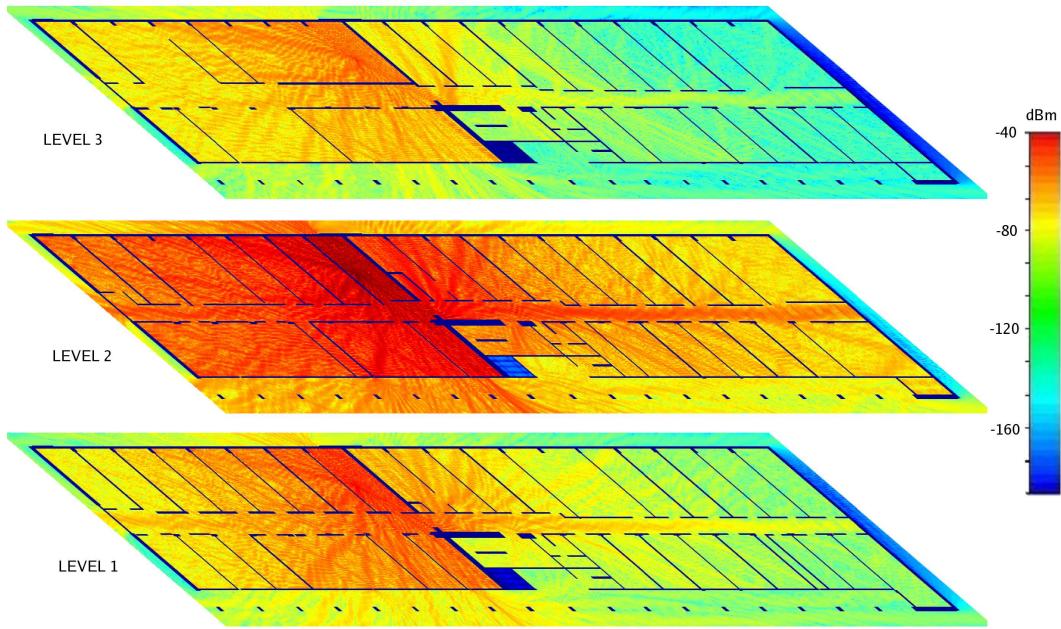


FIG. 4.19 – Zones de couvertures aux trois étages calculées grâce à la méthode 2.5D-MR-FDPF.

Cette méthode 2.5D MR-FDPF nous permet donc de simuler efficacement les points d'accès en estimant de manière précise le signal qui passe aux autres étages. Mais pour mieux prendre en compte ces points d'accès il faut aussi être capable de simuler la forme de leur diagrammes de rayonnements.

4.4 Prise en compte des diagrammes d'antennes.

4.4.1 Résolution du problème.

Pour simuler correctement des réseaux WiFi, il faut être capable de simuler comment se comportent de vrais points d'accès dans l'environnement. Or, dans la réalité, les points d'accès ne sont pas forcément omnidirectionnels. Il est donc indispensable d'être capable de prendre en compte les diagrammes d'antenne. Si pour les méthodes de type géométrique cette prise en compte est immédiate (il suffit d'appliquer des gains sur les rayons lancés dans les directions correspondant aux lobes du diagramme), la méthode ParFlow ne permet pas de faire cela simplement. En effet dans l'équation locale de ParFlow on ne considère que des sources qui rayonnent la même énergie dans toutes les directions. Comme l'équation de ParFlow ne considère que 4 directions de flux il n'est pas possible de modifier ces flux pour créer des diagrammes complexes.

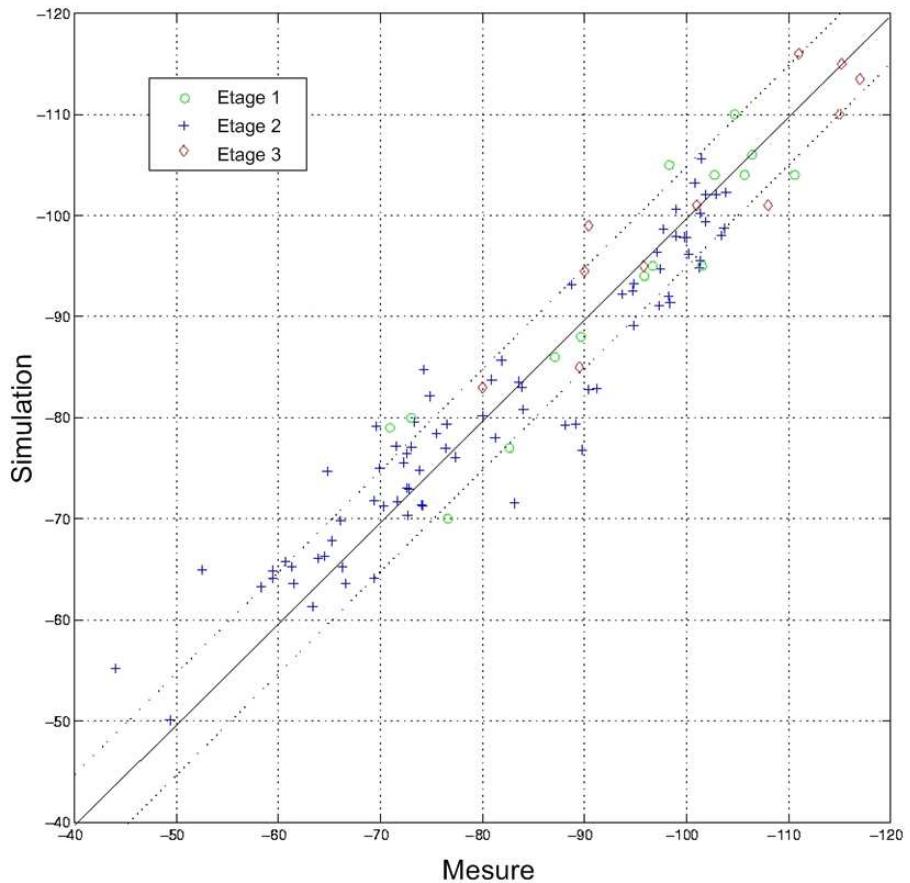


FIG. 4.20 – Comparaison entre les prédictions et les mesures.

L'approche proposée consiste donc à utiliser les techniques de traitement d'antennes et de synthèse de diagrammes. Le diagramme en champ lointain d'un réseau de $N \times M$ sources espacées d'une distance d est donné par :

$$z(\theta) = \sum_{n=0}^{N \times M} a_n e^{-j\beta n d \cos(\theta)} \quad (4.18)$$

Le problème est donc de trouver les poids a_n (valeurs complexes) à appliquer à chaque source pour arriver à obtenir le diagramme souhaité.

Si on appelle a le vecteur des poids de chaque source, alors on peut écrire :

$$z = H \cdot a \quad (4.19)$$

avec H une matrice de dimensions $M \times N$. Le problème posé est donc un problème inverse qui peut être résolu sous la forme de l'inverse généralisée :

$$a = H^* \cdot (H^* H)^{-1} \cdot z \quad (4.20)$$

4.4.2 Ajout d'une fonction de lissage.

La figure 4.21 nous montre le diagramme obtenu pour un réseau de 3×3 capteurs. Le diagramme théorique choisi est une fonction sinus entre 0 et 180° et nulle entre 180 et 360° . En effet cette fonction est une approximation classique d'une antenne à large ouverture. On remarque un problème d'oscillations quand

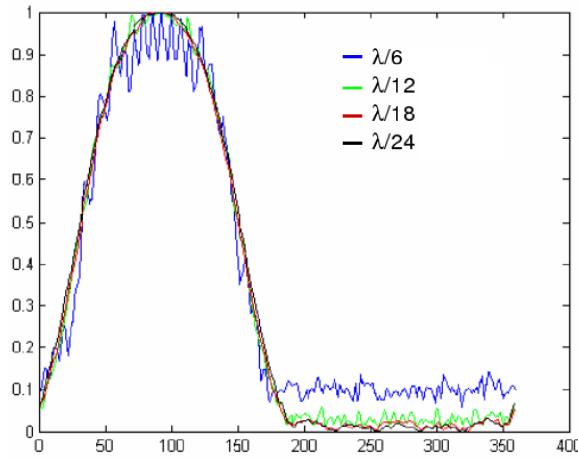


FIG. 4.21 – Diagrammes d'antennes simulés (angles en degrés) en fonction de l'écart entre les sources (réseau de 3×3 sources).

le pas de discrétisation spatial n'est pas assez faible devant la longueur d'onde. Le problème inverse est alors mal posé. La régularisation d'un problème mal posé consiste à introduire des contraintes complémentaires à la solution recherchée. On propose donc d'introduire deux contraintes :

- Une contrainte d'ordre 1 qui tend à minimiser l'énergie des sources.
- Une contrainte de lissage qui tend à minimiser les variations.

Le système devient alors :

$$a = \frac{H^*}{H^*H + \mu_0 D^T D + \mu_1 I} z \quad (4.21)$$

avec

$$D = \begin{pmatrix} \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ \ddots & -1 & 1 & 0 & 0 \\ \ddots & 0 & -1 & 1 & 0 & \ddots \\ \ddots & 0 & 0 & -1 & 1 & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \ddots \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

et I la matrice identité et μ_0 et μ_1 des paramètres de réglage.

Le figure 4.22 représente les résultats obtenus pour un pas $dr = \lambda/6$. Les effets

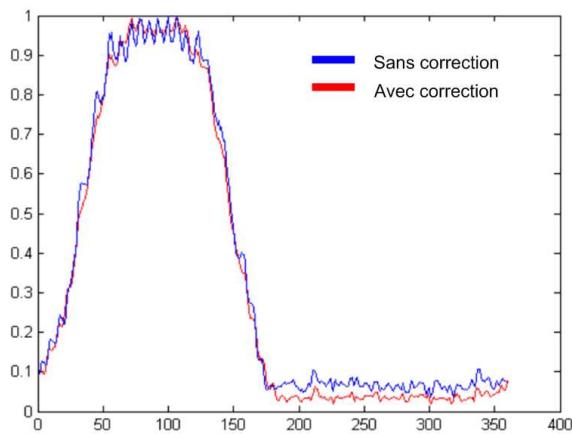


FIG. 4.22 – Diagrammes d'antennes simulés (angles en degrés) avec et sans facteur de lissage (réseau de 3×3 sources).

d'oscillations ont été lissés, ce qui permet de pouvoir simuler fidèlement des diagrammes d'antenne. La figure 4.23 illustre la différence entre le diagramme théorique et le diagramme réellement obtenu. On voit ici que même avec un faible nombre de sources, on obtient un niveau de rayonnement arrière faible (rapport avant/arrière supérieur à $30dB$). Ce travail a été publié dans [109, 108] et a fait l'objet du travail de master de Regis Lecoge [67].

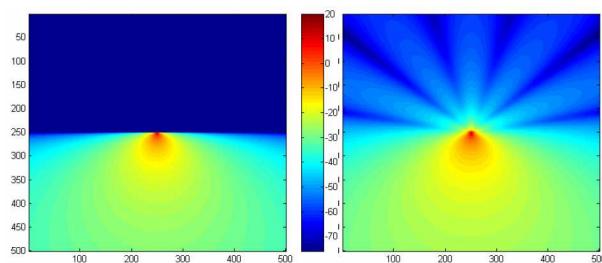


FIG. 4.23 – Zones de couvertures correspondantes en dBm. A gauche diagramme théorique tracé avec Matlab. A droite diagramme obtenu par un réseau de 3×3 sources.

4.4.3 Résultats obtenus.

Pour valider l'intérêt de cette méthode nous avons utilisé un point d'accès d'angle d'ouverture de 180 degrés et acquis 100 points de références dans le laboratoire. Nous avons calculé, après calibration, l'erreur quadratique moyenne entre mesure et simulation, dans deux cas :

- En simulant le point d'accès avec une antenne omnidirectionnelle (méthode ParFlow standard)
- En simulant le point d'accès avec une antenne directionnelle de 180 degrés.

Les résultats sont résumés dans la table 4.5. Nous avons donc pu vérifier que la

TAB. 4.5 – Comparaison de l'erreur obtenue avec la méthode omnidirectionnelle et la méthode directionnelle.

méthode	RMSE
standard	5.8 dB
directionnel	4.4 dB

bonne prise en compte des diagrammes d'antennes permet d'améliorer significativement les résultats. La figure 4.24 représente les zones de couverture correspondant aux deux méthodes analysées.

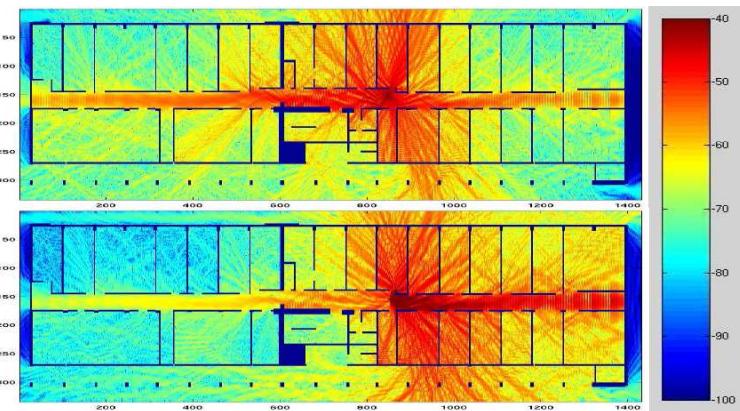


FIG. 4.24 – Zones de couverture en dBm de points d'accès, en haut : omnidirectionnel, en bas : directionnel d'angle d'ouverture de 180 degrés orienté vers la droite.

4.5 Conclusion.

Dans cette partie nous avons pu montrer comment adapter la méthode MR-FDPF à la simulation d'un réseau WIFI. Nous avons évalué l'impact de réaliser des simulations en 2D pour simuler la propagation des ondes dans les bâtiments, et avons proposé l'utilisation d'une fréquence artificielle. Pour compenser ces approximations, nous avons introduit une phase de calibration jouant sur les paramètres des matériaux. Nous avons alors évalué l'approche à partir de simulations réalistes. Enfin nous avons étendu cette approche au 2.5D, et avons proposé une méthode à base de synthèse d'ouverture pour simuler des antennes directionnelles. La prochaine étape consiste à développer une vraie méthode en trois dimensions, car si l'approche 2.5DMR-FDPF nous donne de bons résultats dans les bâtiments multi-étages, il faut aussi être capable de simuler d'autres types d'environnements. La méthode 3DMR-FDPF va donc être présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre 5

La méthode MR-FDPF 3D.

Ce chapitre décrit l'extension au 3D de la méthode MR-FDPF. Pour cela, l'espace tridimensionnel est discrétré en voxels. A chaque voxel sont associés 6 flux, les 4 flux précédents et 2 nouveaux flux 'Up' et 'Down' correspondant à la propagation selon l'axe vertical. Les matrices de diffusion ont donc été adaptées pour prendre en compte ces nouveaux flux. Le passage de la méthode MR-FDPF en 3D engendre une augmentation importante de la complexité car les MR-nodes sont maintenant des cubes. Les flux d'échange localisés sur les bords, qui en 2D étaient des vecteurs monodimensionnels, deviennent en 3D, bidimensionnels. L'implémentation doit alors faire face à deux types de problèmes : une augmentation conséquente de la taille des matrices de diffusion et une gestion des flux plus complexe. Pour préserver un stockage des flux global et unique, nous sommes amenés à imposer un découpage régulier de l'environnement.

Enfin, nous étudions la possibilité de réduire la taille des matrices de diffusion en les projetant dans un sous-espace réduit, après décomposition en valeurs singulières. Malheureusement, toutes les matrices de diffusion ne peuvent être décomposées de cette façon.

Nous effectuons quelques simulations et évaluons la précision de calcul. La complexité résultante de l'approche 3D ne nous a pas permis de travailler à une résolution inférieure à 50cm. Les résultats obtenus sont satisfaisants car l'erreur de prédiction est de l'ordre de 5dB. Dans le cas du bâtiment testé, on observe un gain par rapport à l'approche 2,5D à une même résolution, mais les meilleures performances restent celles obtenues à une résolution plus fine en 2D.

5.1 Introduction.

Dans les chapitres précédents, nous avons montré que la méthode MR-FDPF 2D était efficace pour simuler la propagation des ondes dans des bâtiments classiques où la hauteur de plafond est constante. Nous avons étendu l'approche à des bâtiments à plusieurs étages avec une approche $2,5D$. à plusieurs étapes. Dans ces différents environnements, l'approche 2D modélise assez bien les phénomènes 3D car le mode de propagation dans le plan horizontal est prépondérant. Il existe cependant des cas où une telle hypothèse n'est pas possible. On pense en particulier aux environnements plus ouverts, de type hall de gare, où l'on a de grands espaces ouverts qui traversent différents étages. Dans ce cas, le développement de modèles de propagation déterministes en 3D est nécessaire. C'est un défi plus difficile à aborder à cause de la complexité importante des calculs. De nombreuses publications présentent des modèles géométriques en 3D [20, 25, 15]. Ces modèles nécessitent des temps de calcul élevés quand le nombre de murs devient trop important, car le nombre de rayons et d'interactions avec les murs devient très important. Concernant les méthodes discrètes, nous avons vu en 2D que la complexité dépend essentiellement de la taille de l'environnement à traiter. Il existe beaucoup de méthodes de type éléments finis, différences finies ou même TLM, qui ont été implantées en 3D. Cependant ces méthodes sont en général destinées à la conception de circuits sur des environnements de taille très petite, ou encore pour le design d'antennes. Même dans ces applications, il est souvent fait recours à des machines parallèles pour réduire les temps de calcul. L'utilisation de ce type d'approche pour calculer des zones de couverture radio à grande échelle n'a quasiment pas été abordé ou alors simplement à l'intérieur d'une pièce [103, 68, 123]. Le méthode parflow n'a jamais été à notre connaissance implémentée en 3D, la seule publication sur ce sujet est proposée par l'équipe des auteurs de parflow [54]. Elle propose une approche pseudo 3D mais ne fait pas de propagation 3D réelle à cause de la trop grande complexité des calculs.

L'implémentation de l'approche MR-FDPF en 3D est donc assez ambitieuse, d'autant que nous souhaitons rester dans le contexte des méthodes rapides, qui a guidé nos recherches depuis le départ.

Nous commençons par étendre l'approche 2D en pointant progressivement toutes les modifications à prendre en compte, relativement au 2D. La première étape est de rajouter aux noeuds élémentaires, deux flux complémentaires, chaque voxel étant connecté à 6 voisins. Il en est de même au niveau des MR-nodes qui ont alors 6 faces (figure 5.1). Une première problématique apparaît à ce niveau, car les faces des MR-nodes étant bidimensionnelles, nous allons voir que le sens de parcours des flux joue un rôle important pour l'implantation, qui remet en cause l'utilisation d'un découpage irrégulier de l'environnement.

Nous effectuons un calcul de complexité et évaluons la surcharge en temps de

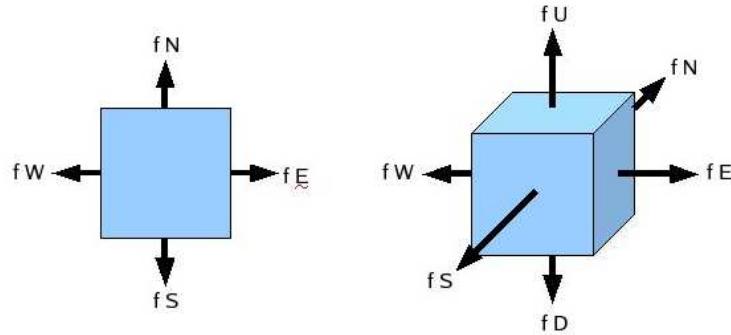


FIG. 5.1 – Flux d'un MR-node : passage du 2D au 3D.

calcul et en ressources mémoires, pour les différentes phases de calcul. Toute la problématique se concentre sur les matrices de diffusion associées aux MR-nodes, qu'il faut tenter de réduire. Nous étudions une technique de projection dans un sous espace après décomposition en valeurs singulières. C'est pourquoi il faut optimiser au maximum les ressources disponibles car sans cela l'augmentation importante de la taille des matrices en jeu ne permet pas de calculer des zones de couvertures de tailles importantes.

5.2 Formulation de la méthode MR-FDPF en 3D.

5.2.1 Adaptation de la méthode ParFlow temporelle.

En théorie, le champ électrique est un champ vectoriel. D'ailleurs, la polarisation du champ électrique joue un rôle important en radiocommunications. Notons d'ailleurs que la théorie associée aux approches TLM, établie en 3D directement, fournit tous les éléments pour décrire les matrices de diffusions associées aux noeuds 3D [46, 84]. Cependant, la prise en compte de la polarisation induirait une très forte augmentation de la complexité de calcul dans la méthode ParFlow. Nous avons donc fait le choix de développer notre approche, comme en 2D, sur la base d'une modélisation scalaire du champ électrique. Dans ce cas, l'équation de Maxwell adaptée est :

$$\delta_t^2 \Psi(\mathbf{r}, t) - \left(\frac{c_0}{n} \right)^2 \cdot \nabla^2 \Psi(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (5.1)$$

où $\Psi(\mathbf{r}, t)$ représente le champ électrique, c_0 la vitesse de la lumière et n l'indice de réfraction du milieu.

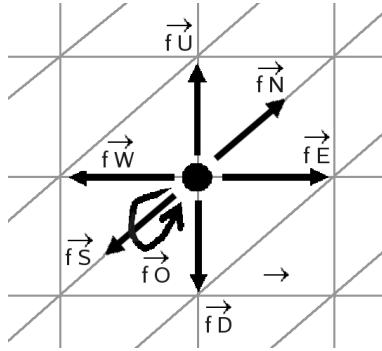


FIG. 5.2 – Les flux sortants d'un pixel.

L'espace est représenté par un maillage régulier 3D, ce qui conduit à l'existence de 6 flux d'échange pour chaque voxel, comme illustré à la figure 5.2.

La discréétisation de l'équation 5.1 en 3D s'écrit alors :

$$\frac{\Psi(\mathbf{r}, t - dt) - 2 \cdot \Psi(\mathbf{r}, t) + \Psi(\mathbf{r}, t + dt)}{dt^2} - \left(\frac{c}{dr} \right)^2 \cdot \left[-6 \cdot \Psi(\mathbf{r}, t) + \sum_{i \in \{E, W, S, N, D, U\}} \Psi(\mathbf{r} + \mathbf{d}\mathbf{r}_i, t) \right] = 0 \quad (5.2)$$

Luthi montre dans [74] que la solution de l'équation précédente dans un milieu diélectrique impose entre l'espace et le temps, la relation suivante :

$$dr = c_0 \sqrt{3} \cdot dt \quad (5.3)$$

L'équation 5.2 devient alors :

$$\Psi(\mathbf{r}, t - dt) - 2 \cdot \Psi(\mathbf{r}, t) + \Psi(\mathbf{r}, t + dt) = \frac{c^2}{3c_0^2} \cdot \left[-6 \cdot \Psi(\mathbf{r}, t) + \sum_{i \in \{E, W, S, N, D, U\}} \Psi(\mathbf{r} + \mathbf{d}\mathbf{r}_i, t) \right] \quad (5.4)$$

Ce qui peut encore s'écrire sous la forme :

$$\Psi(\mathbf{r}, t - dt) + \Psi(\mathbf{r}, t + dt) - 2 \left(1 - \frac{1}{n^2} \right) \Psi(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{3n^2} \cdot \sum_{i \in \{E, W, S, N, D, U\}} \Psi(\mathbf{r} + \mathbf{d}\mathbf{r}_i, t) \quad (5.5)$$

Le champ électrique est donné par la somme des flux :

$$\Psi(\mathbf{r}, t) = (\vec{f}_E(r, t) + \vec{f}_W(r, t) + \vec{f}_S(r, t) + \vec{f}_N(r, t) + \vec{f}_D(r, t) + \vec{f}_U(r, t) + \psi_0 \cdot \check{f}_0(r, t)) \quad (5.6)$$

Pour que le champ électrique vérifie l'équation 5.5, il faut imposer les relations suivantes entre les flux [74] :

$$\vec{F}(r, t) = \Sigma(r, t) \cdot \overleftarrow{F}(r, t - dt) + \vec{S}(r, t) \quad (5.7)$$

avec la matrice de transition $\Sigma(r, t)$ définie par :

$$\Sigma(r) = \frac{1}{3n_r^2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \alpha_r & 1 & 1 & 1 & 1 & Y_r \\ \alpha_r & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & \alpha_r & 1 & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & \alpha_r & 1 & 1 & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & \alpha_r & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \alpha_r & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & \beta_r \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

où Y_r l'admittance locale est définie en 3D par :

$$Y_r = 6n_r^2 - 6 \quad (5.9)$$

et les coefficients α_r et β_r définis par :

$$\begin{aligned} \alpha_r &= 1 - 3n_r^2 \\ \beta_r &= 3n_r^2 - 6 \end{aligned} \quad (5.10)$$

5.2.2 Transposition dans le domaine fréquentiel.

La transposition de l'équation 5.11 dans le domaine fréquentiel est toujours valable en 3D et le système peut s'écrire sous la forme :

$$\overleftarrow{F}(r, \nu) = (Id - \Sigma_f(r, \nu))^{-1} \cdot \vec{S}(r, \nu) \quad (5.11)$$

avec :

$$\Sigma_f(r, \nu) = \Sigma(r, \nu) \cdot e^{-j2\pi\nu dt} \quad (5.12)$$

Comme en 2D, on distingue flux interne et flux externes :

$$\overleftarrow{F}_e(r) = \begin{pmatrix} \overleftarrow{f}_E(r) \\ \overleftarrow{f}_W(r) \\ \overleftarrow{f}_S(r) \\ \overleftarrow{f}_N(r) \\ \overleftarrow{f}_D(r) \\ \overleftarrow{f}_U(r) \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

et dans ce cas le système global s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \vec{F}_e(r) \\ \check{f}_0(r) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Sigma_{ee}(r) & \Sigma_{ei}(r) \\ \Sigma_{ie}(r) & \Sigma_{ii}(r) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overleftarrow{F}_e(r) \\ \check{f}_0(r) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \vec{S}(r) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

avec, en posant $\sigma_0 = \frac{e^{-j2\pi\nu dt}}{3n_r^2}$:

$$\Sigma_{ee}(r) = \sigma_0 \cdot \begin{pmatrix} 1 & \alpha_r & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \alpha_r & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & \alpha_r & 1 & 1 \\ 1 & 1 & \alpha_r & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & \alpha_r \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \alpha_r & 1 \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

$$\Sigma_{ei}(r) = \sigma_0 \cdot \begin{pmatrix} Y_r \\ Y_r \\ Y_r \\ Y_r \\ Y_r \\ Y_r \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

$$\Sigma_{ie}(r) = \sigma_0 \cdot (1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1) \quad (5.17)$$

$$\Sigma_{ii}(r) = \sigma_0 \cdot \beta_r \quad (5.18)$$

La résolution par rapport au flux interne conduit au même jeu d'équations qu'en 2D, rappelé ici :

$$\check{f}_0(r) = (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot (\Sigma_{ie}(r) \cdot \overleftarrow{F}_e(r)) \quad (5.19)$$

et

$$\overrightarrow{F}_e(r) = \Sigma_e(r) \cdot \overleftarrow{F}_e(r) + \overrightarrow{S}(r) \quad (5.20)$$

avec :

$$\Sigma_e(r) = \Sigma_{ee}(r) + \Sigma_{ei}(r) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot \Sigma_{ie}(r) \quad (5.21)$$

LA résolution de 5.21 permet d'obtenir la matrice de diffusion élémentaire des noeuds 3D en régime fréquentiel :

$$\Sigma_e(r) = \sigma_0 \cdot \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 \\ \sigma_2 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 \\ \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_2 & \sigma_1 & \sigma_1 \\ \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_2 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 \\ \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_2 \\ \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_1 & \sigma_2 & \sigma_1 \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

avec $\sigma_1 = 1 + Y_r \cdot \frac{\sigma_0}{1 - \sigma_0 \cdot \beta_r}$ et $\sigma_2 = \alpha_m + Y_r \cdot \frac{\sigma_0}{1 - \sigma_0 \cdot \beta_r}$

5.2.3 MR-node 3D et algorithme multi-résolution.

Le principe de regroupement récursif en MR-nodes de plus en plus gros, défini en 2D, est bien entendu extensible au 3D. Un MR-node, représenté à la figure 5.3, est un ensemble cubique de voxels. Comme en 2D, il est possible de définir une équation de diffusion mettant en jeu uniquement les flux d'échanges, associés aux faces du MR-node. D'un point de vue théorique, les algorithmes décrits au chapitre 3, dans la section 3.2.2.3 sont toujours valables. En phase de propagation, les deux étapes sont les suivantes :

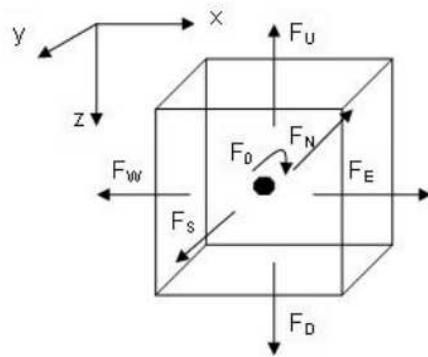


FIG. 5.3 – Les flux sortants d'un MR-node 3D.

Phase montante La fusion de deux blocs permet d'exprimer la source équivalente de niveau supérieur (voir figure 5.4) grâce à l'équation :

$$\vec{S}_e(k) = \vec{S}_{ex}(k) + U(k) \cdot \check{f}_0(k) \quad (5.23)$$

avec la matrice montante $U(k)$ définie par :

$$U(k) = \Sigma_{ee}(k) \quad (5.24)$$

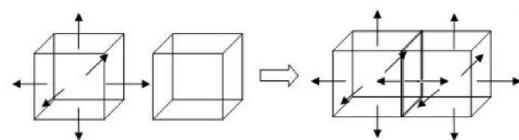


FIG. 5.4 – Phase montante de la propagation : calcul de la source équivalente formée lors de la fusion de 2 MR-nodes.

Phase descendante Inversement, la connaissance des flux entrants du MR-node père, constitué de 2 MR-nodes (figure 5.5) permet de calculer les flux des noeuds i et j situés sur leur face commune grâce à la relation :

$$\check{F}(k) = I(k) \cdot D(k) \cdot \overleftarrow{F}_b(k) \quad (5.25)$$

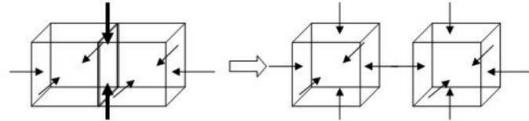


FIG. 5.5 – Phase descendante de propagation : calcul des flux entrants dans les deux blocs fils.

avec $I(k)$ la matrice interne du MR-node k définie par :

$$I(k) = (Id - \Sigma_{ee}(k))^{-1} \quad (5.26)$$

et $D(k)$ la matrice descendante du MR-node k définie par :

$$D(k) = \Sigma_{ie}(k) \quad (5.27)$$

5.3 Implémentation de la méthode.

A ce stade, aucune différence significative n'apparaît entre le 2D et le 3D. Cependant, nous allons voir que le développement en 3D implique de sérieux changement dans l'organisation algorithmique. Le premier problème est lié à la gestion des flux associés aux faces des MR-nodes 3D. Alors qu'en 2D, les flux de bord sont des vecteurs mono-dimensionnels, on a en 3D des flux bi-dimensionnels. Pour exprimer les sous-matrices de diffusion associées aux blocs, il faut choisir un ordre de numérotation des flux associés à chaque face de façon à éviter au maximum des permutations successives en mémoire.

Le deuxième problème est lié à la taille des matrices. En 2D, les matrices de diffusion mettent en relation des vecteurs de taille N sur chaque bord du MR-node. Au contraire, en 3D, les matrices mettent en relation des vecteurs de taille N^2 , associés aux faces du MR-node. Ainsi, en 2D, les matrices de diffusion associées au headnode sont de taille N^2 , où N est la plus petite dimension de l'environnement. (remarquons que la taille de ces matrices est du même ordre de grandeur que l'environnement). En 3D, les matrices de diffusion associées au headnode sont de taille N^4 , et sont donc N fois plus grandes que l'environnement lui-même. C'est bien là que réside tout le problème du 3D. Nous détaillons maintenant ces deux aspects et proposons quelques solutions pour les gérer au mieux.

5.3.1 Equivalence par permutation des flux

Pour simplifier l'étude, on remarque que suivant le type de découpage (selon l'axe x , y ou z) il existe une similitude par permutation de variables. Soit deux blocs i et j , regroupés selon l'axe X. Nous allons étudier les matrices et les algorithmes de calcul. Chaque bloc est défini par sa position (x, y, z) et ses dimensions (s_X, s_Y, s_Z) .

Pour décrire ce qui se passe lors du regroupement dans les deux autres directions, on utilise une rotation de l'axe du repère, c'est à dire en faisant une permutation des variables de positions, dimensions, et directions. Ce principe n'est pas seulement utile pour simplifier la description de nos algorithmes, il est également utilisé en pratique, dans le code. On utilise effectivement des variables intermédiaires, et les mêmes fonctions peuvent être utilisées, quel que soit le sens de regroupement. On appelle (X, Y, Z) , (S_X, S_Y, S_Z) et (N, S, E, W, D, U) les variables globales, il suffit de les remplacer selon les permutations du tableau 5.1 pour traiter le découpage dans les trois directions.

TAB. 5.1 – Permutations des variables d'espace selon les directions.

variable	découpage selon X	découpage selon Y	découpage selon Z
E	est	sud	down
W	ouest	nord	up
S	sud	down	est
N	nord	up	ouest
D	down	est	sud
U	up	ouest	nord
X	x	y	z
Y	y	z	x
Z	z	x	y
S_X	s_X	s_Y	s_Z
S_Y	s_Y	s_Z	s_X
S_Z	s_Z	s_X	s_Y

Nous allons dans la suite décrire le problème de stockage des flux, et les algorithmes de traitement, uniquement dans le cas du regroupement horizontal.

5.3.2 L'ordonnancement des flux

L'ordonnancement des flux associés à chaque face est un problème bien particulier, et spécifique au 3D. Parce que ces flux interviennent ensuite dans les

calculs matriciels de diffusion, il faut convenir d'un ordre de parcours des flux associés à une face, ce qu'on appelle l'ordonnancement des flux, pour construire le vecteur de flux associé à chaque face. Parce que les mêmes flux sont utilisés par différents blocs, imbriqués les uns dans les autres, il est important de respecter une numérotation homogène pour tous les flux. C'est important si on veut pouvoir utiliser la technique de stockage des flux dans des matrices globales, comme nous l'avons fait en 2D.

Approche 1 : Ré-ordonnancement de l'ordre des flux La première idée consiste à utiliser toujours le même sens de parcours des flux, choisi par défaut, comme représenté à la figure 5.6. Il existe donc trois types de parcours, correspondants aux différentes faces : Le parcours des faces Nord et Sud, le parcours des faces Est et Ouest, et le parcours des faces Up et Down. Sur la figure 5.6, le 0 indique de point de départ et la flèche la direction de parcours.

Ensuite, lors du regroupement de MR-nodes, il faut ré-ordonner l'ordre des flux.

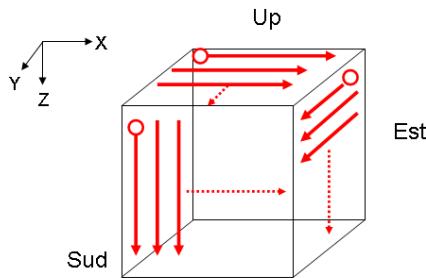


FIG. 5.6 – Sens de parcours par défaut des flux sur un MR-nodes.

En effet, si l'on prend le cas par défaut du regroupement selon l'axe X, la fusion de MR-nodes va engendrer 3 types de flux pour les fils et le père, comme représentés à la figure 5.7 :

- Sur les faces Est et Ouest : Ceux-ci sont identiques.
- Sur les faces Sud et Nord : Pour parcourir les flux du MR-node père on parcourt ceux du MR-node A, puis ceux du MR-node B, donc on peut faire une fusion des deux vecteurs.
- Sur les faces Up et Down : Pour parcourir les flux du MR-node père on ne peut pas faire une simple fusion des vecteurs car lors du parcours des flux de A puis ceux de B, on ne fait pas le même parcours que pour le père.

Dans le troisième cas décrit précédemment, l'ordre des données doit être ré-organisé. Plusieurs pistes sont possibles pour cette organisation de données. La plus simple peut être faite lors de la phase de propagation où il faut ré-ordonner

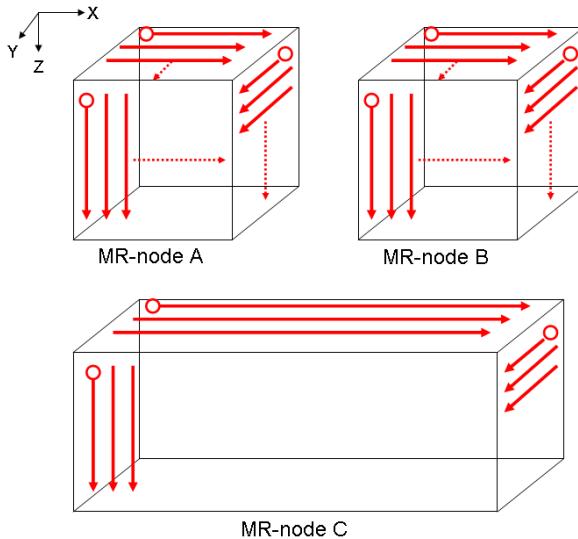


FIG. 5.7 – Sens de parcours des flux lors du regroupement de deux MR-nodes.

les vecteurs des flux Up et Down lors de leur premier appel, mais cette approche n'est pas intéressante car elle augmente les temps de calcul de la phase de propagation. L'autre possibilité est d'agir sur les matrices de propagation dès le pré-traitement en tenant compte de cette organisation. Cette deuxième approche est la plus intéressante car elle n'engendre pas de temps de calcul de propagation supplémentaire contrairement à la première option. Pour cela, lors de la phase de calcul des matrices, il faut traiter 'spécialement' celles faisant intervenir les faces *Up* et *Down* en faisant des permutations des données selon les deux cas suivants :

- Si c'est une matrice de diffusion de flux venant des faces *Up* et *Down* il faut permutez les colonnes de la matrice.
- Si c'est une matrice de diffusion de flux allant vers faces *Up* et *Down* il faut permutez les lignes de la matrice.

Cependant, cette approche présente deux inconvénients majeurs : tout d'abord, comme les flux ne sont pas stockés dans le même ordre pour les flux des blocs père et fils, ils ne peuvent pas pointer sur la même zone mémoire, et il faut dupliquer les flux. On peut contourner ce problème en ne stockant pas tous les flux associés à une même face de façon contiguë. Mais la gestion de la mémoire en phase de calcul de propagation en serait alourdie. Le deuxième problème, est qu'une telle approche nécessiterait de revoir le stockage des matrices montantes *U* et descendantes *D* utilisées dans la phase de propagation. Nous avons vu lors de la description de l'approche 2D, que ces matrices étaient directement liées aux matrices de diffusion des blocs fils. Avec les problèmes de permutation, il faudrait

stocker de nouvelles matrices, ce qui représente une surcharge trop importante.

Approche 2 : Ordonnancement à la volée La deuxième idée consiste à ne pas faire de permutation. L'ordonnancement des flux pour un bloc dépend donc de la façon dont il a été découpé. On parcourt systématiquement les flux en commençant par le bloc de gauche, suivi du bloc de droite. Cette approche est intéressante, car elle permet de développer les algorithmes de propagation de façon optimale.

L'inconvénient majeur de cette approche est qu'elle impose un découpage régulier de l'environnement. Pour expliquer cela, illustrons nos propos sur le cas de deux MR-nodes découpés respectivement en deux MR-nodes *A* et *B* pour le premier, et *C* et *D* pour le second, tel que représenté à la figure 5.8. Sur cette figure, on voit que dans le cas du découpage régulier (à gauche), les flux sortant Up du bloc *C* sont les flux entrants Up du bloc *A*, et les flux sortant Up du bloc *D* sont les flux entrants Up du bloc *B*, quel que soit le sens de parcours des flux. Par contre, si un découpage irrégulier était utilisé (à droite), un ré-ordonnancement de l'information des flux serait nécessaire pour les flux Up sortants du MR-node *D*.

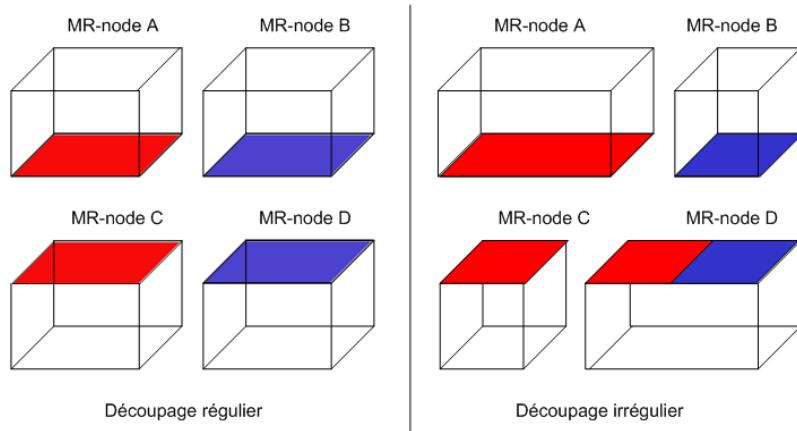


FIG. 5.8 – Correspondance des flux Up et Down selon les deux types de découpages.

Choix de la méthode Les problèmes de réordonnancement engendrent un surplus de calcul lors de la phase de propagation. L'approche d'un ordonnancement 'à la volée' est plus intéressante, même si elle impose une pyramide régulière. Remarquons que, si le fait d'utiliser une pyramide régulière est plus intéressant

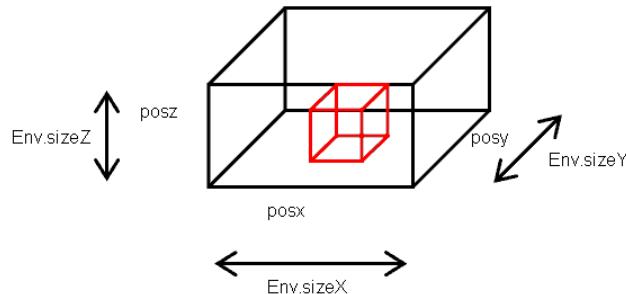


FIG. 5.9 – Exemple d'un MR-node 3D situé dans le Headnode.

au niveau des flux, cela est aussi plus performant au niveau du temps de calcul des matrices lors du pré-traitement, car cette approche permet de plus vite tendre vers des petits MR-nodes, donc des petites matrices de diffusion. On perd l'avantage de la recherche de blocs homogènes, avec optimisation de l'utilisation des blocs types, comme nous l'avions mis en place en 2D. Cependant, nous allons voir un peu plus loin, par l'étude de complexité, que les besoins en mémoire et temps de calcul sont essentiellement concentrés sur les plus gros blocs qui ne bénéficient pas de ces avantages.

5.3.3 Le stockage des flux.

Comme en 2D, le stockage des flux doit être réalisé de manière globale, pour éviter la redondance d'informations lors du stockage des flux au niveau de chaque MR-node.

Pour éviter une utilisation de matrices globales des flux en 3D, qui aurait augmenté la complexité de la phase de propagation, les flux sont stockés dans des matrices 2D dont les dimensions ont été adaptées, et des variables d'index permettant de déduire, par rapport au MR-node père, où se situer dans cette matrice globale.

Considérons le cas d'un MR-node de dimensions $bloc.sX \times bloc.sY \times bloc.sZ$ et de position $(posX, posY, posZ)$, dans un environnement de dimensions $Env.sX \times Env.sY \times Env.sZ$ comme représenté à la figure 5.9

Les relations entre les flux de directions opposées sont toujours valables à savoir :

- $\overleftarrow{f_E}(r) = \overrightarrow{f_W}(r)$
- $\overleftarrow{f_W}(r) = \overrightarrow{f_E}(r)$
- $\overleftarrow{f_S}(r) = \overrightarrow{f_N}(r)$
- $\overrightarrow{f_N}(r) = \overleftarrow{f_S}(r)$

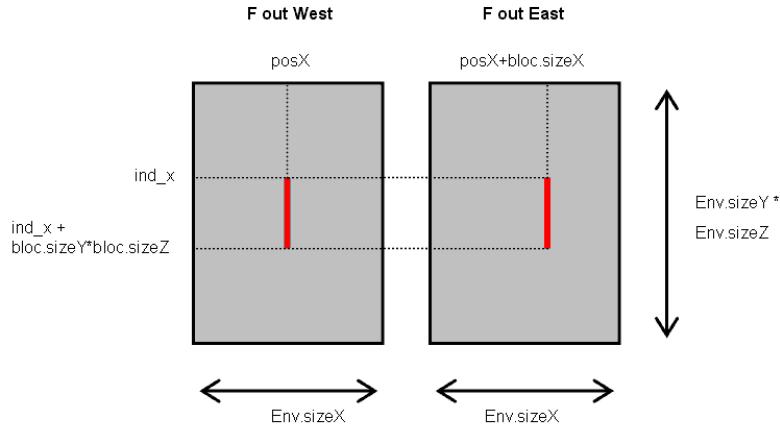


FIG. 5.10 – Positionnement des vecteurs de flux sortants E et W d'un MR-node dans les matrices de flux globaux.

$$\begin{aligned} - \quad & \overleftarrow{\underline{f}_D}(r) = \overrightarrow{\underline{f}_U}(r) \\ - \quad & \overleftarrow{\underline{f}_U}(r) = \overrightarrow{\underline{f}_D}(r) \end{aligned}$$

Les flux sortants d'un MR-nodes pointant dans les matrices globales de flux sont représentés en rouge à la figure 5.10 pour les flux E et W, à la figure 5.11 pour les flux S et N, et enfin à la figure 5.12 pour les flux D et U.

Les colonnes dans les matrices globales de flux correspondent à la position de la face des flux, et les lignes sont calculées par rapport aux variables d'index de position ind_x , ind_y et ind_z . Ces variables d'index sont calculées par rapport au variables d'index du MR-node père. Ainsi par exemple, la figure 5.13 représente les flux sortants sud d'un bloc père, et de deux blocs fils A et B lors d'un regroupement horizontal. Grâce à la méthode choisie les flux sortants des blocs fils pointent bien sur le même zone mémoire que ceux du père. Les variables d'indices dans ce cas sont :

$$\begin{aligned} i_y(blocA) &= i_y(pere) \\ i_y(blocB) &= i_y(pere) + blocA.sX \times blocA.sZ \end{aligned} \tag{5.28}$$

Elles sont initialisées lors de la phase de construction de la pyramide.

Pour un environnement donné de dimensions ($sX \times sY \times sZ$) la taille totale de stockage des flux est donc la somme des tailles de matrices de flux à savoir :

$$Tailleflux = 6 \cdot N_x \cdot N_y \cdot N_z \tag{5.29}$$

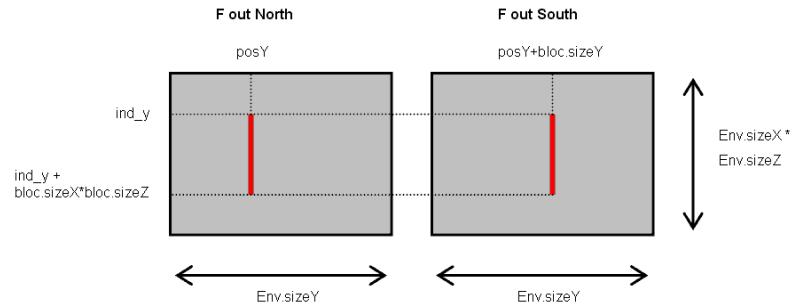


FIG. 5.11 – Positionnement des vecteurs de flux sortants S et N d'un MR-node dans les matrices de flux globaux.

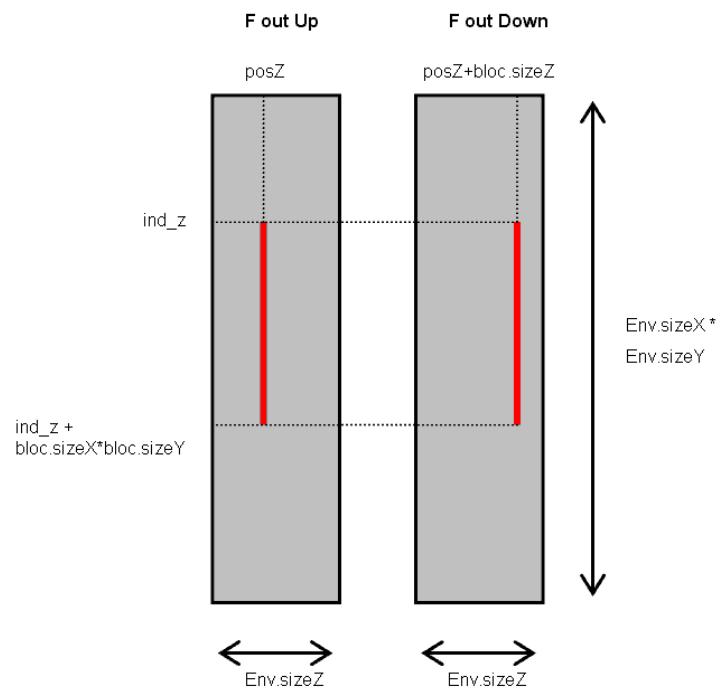


FIG. 5.12 – Positionnement des vecteurs de flux sortants U et D d'un MR-node dans les matrices de flux globaux.

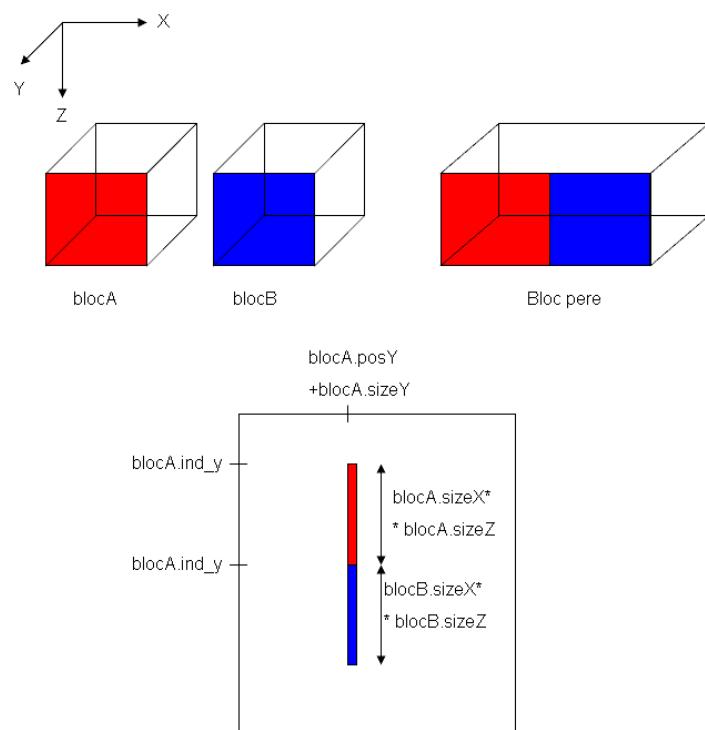


FIG. 5.13 – Les flux sortants S d'un MR-node et leurs positions dans la matrice des flux sud.

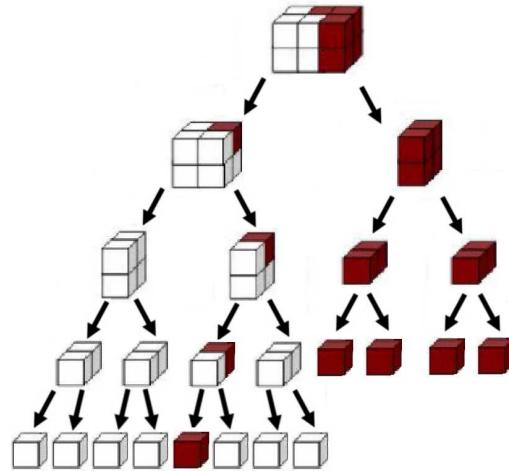


FIG. 5.14 – Exemple de construction d’arbre binaire des MR-nodes pour un environnement de $3 \times 2 \times 2$ pixels composé de 2 matériaux.

5.3.4 Algorithme général

Grâce à la gestion des flux dont nous avons discuté ci-dessus, l’adaptation de la méthode MR-FDPF en 3D devient assez naturelle.

5.3.4.1 La phase de pré-traitement.

La construction de la pyramide en 3D nécessite de prendre en compte un découpage selon les 3 directions. Le Headblocnode est une matrice en trois dimensions qui doit être découpée récursivement en MR-nodes jusqu’à atteindre la résolution de simulation souhaitée. La figure 5.14 représente un exemple de découpage pour un environnement de $3 \times 2 \times 2$ pixels composé de deux matériaux.

On rappelle que nous avons choisi pour le 3D un découpage régulier. Le nombre N_b de MR-nodes dans la pyramide pour un environnement de taille (N_x, N_y, N_z) , quellesoient le type de découpage, est constant et égal à :

$$N_b = 2 \cdot N_x \cdot N_y \cdot N_z - 1 \quad (5.30)$$

La notion de bloc-type a été réutilisée malgré tout. Sur l’exemple simple de la figure 5.14, le nombre de MR-nodes est de 23 alors qu’on ne compte que 10 types de MR-nodes différents donc de matrices différentes. Chaque MR-node pointe sur un bloc-type dont les matrices sont calculées une seule fois, ce qui revient à construire un nouvel arbre de BlocTypes qui n’est pas binaire car un père, au lieu de pointer toujours sur deux nouveaux fils, peut pointer sur les fils ayant leurs

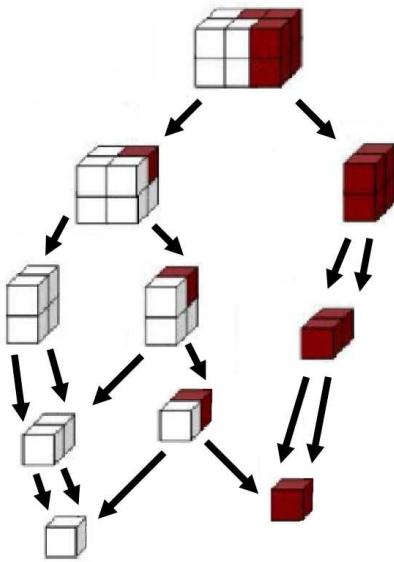


FIG. 5.15 – Exemple de ré-utilisation par les BlocTypes : les matrices d'un type de MR-node ne sont calculées que la première fois que celui ci apparaît.

matrices déjà calculées. Un exemple d'arbre des BlocTypes en 3D est représenté à la figure 5.15.

5.3.4.2 Phase de propagation.

Une fois l'arbre binaire créé et les matrices de diffusion calculées et stockées, la propagation peut être faite. On retrouve les deux étapes de la méthode standard : la phase montante et la phase descendante schématisées à la figure 5.16.

Tout comme en 2D on peut choisir lors de la phase descendante de s'arrêter à une résolution intermédiaire, ce qui permet d'avoir la valeur moyenne du signal, la seule contrainte étant d'atteindre un bloc homogène. Comme nous utilisons un découpage régulier, l'obtention de blocs homogènes peut être plus lente.

5.3.5 Résultats préliminaires.

Le modèle a été évalué théoriquement sur un environnement cubique de $60 \times 60 \times 60$ pixels avec une source placée en son centre. Le pas de discréétisation est de 20 cm donc la taille de l'environnement est de $12 \times 12 \times 12$ mètres. La source émet à une puissance de 17 dBm et à la fréquence de 240MHz. Les résultats que nous montrons sont les coupes de la zone de couverture 3D, passant par la source, et selon les trois directions.

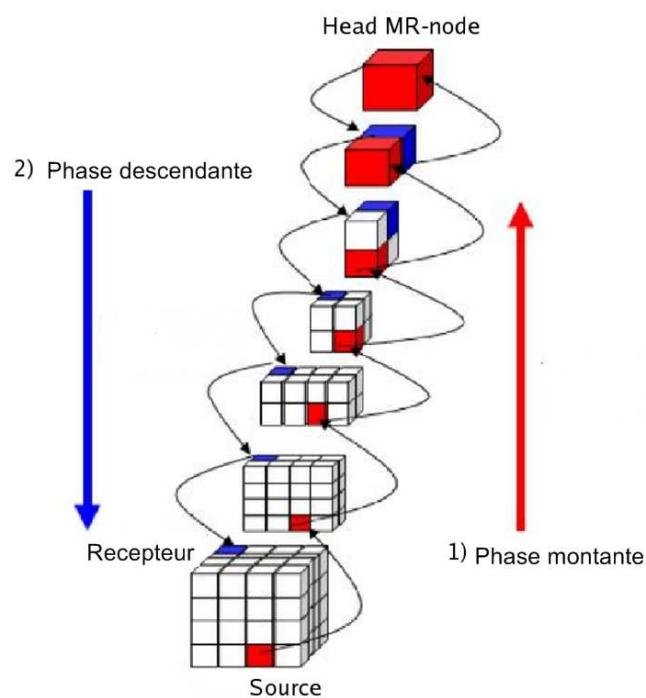


FIG. 5.16 – Les deux phases de propagation, montante : de la source jusqu'au HeadNode, et descendante : du HeadNode jusqu'aux récepteurs.

La figure 5.17 représente la propagation dans le vide et nous vérifions bien qu'elle est identique selon les trois axes.

Dans l'environnement de la figure 5.18 un mur de béton de 1 pixel d'épaisseur (donc 20 cm) est ajouté, montrant les phénomènes de réflexion.

Enfin, à la figure 5.19 on vérifie que la diffraction est aussi prise en compte grâce à l'ajout d'une ouverture de 3×3 pixels dans le mur de béton.

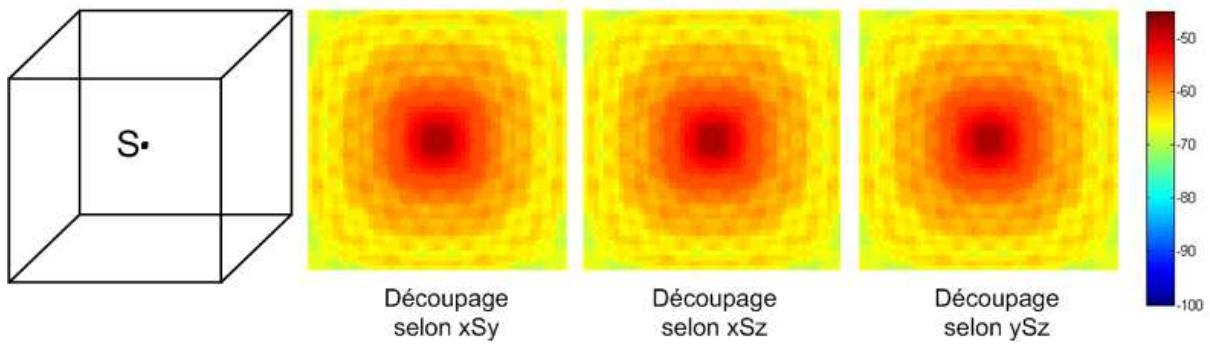


FIG. 5.17 – Coupes (selon les trois plans, passant par la source) de la carte de couverture d'une source dans un environnement vide de $12 \times 12 \times 12$ m.

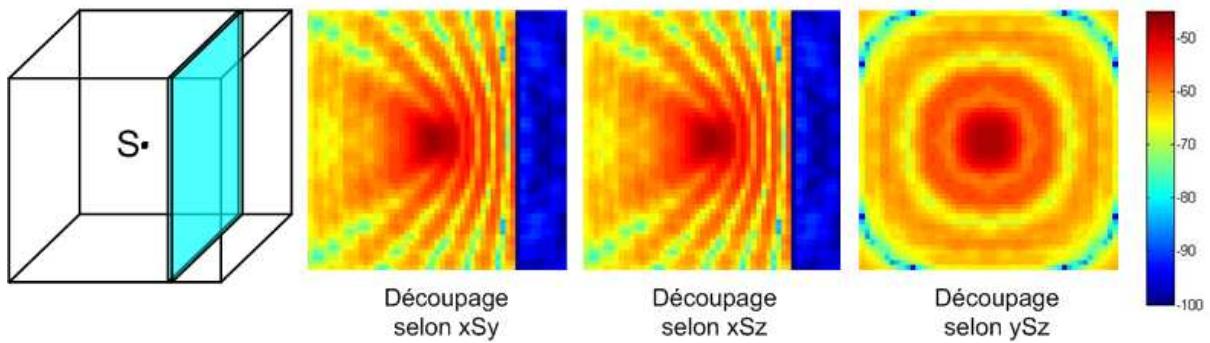


FIG. 5.18 – Coupes (selon les trois plans, passant par la source) de la carte de couverture d'une source dans un environnement de $12 \times 12 \times 12$ m composé d'un mur de béton.

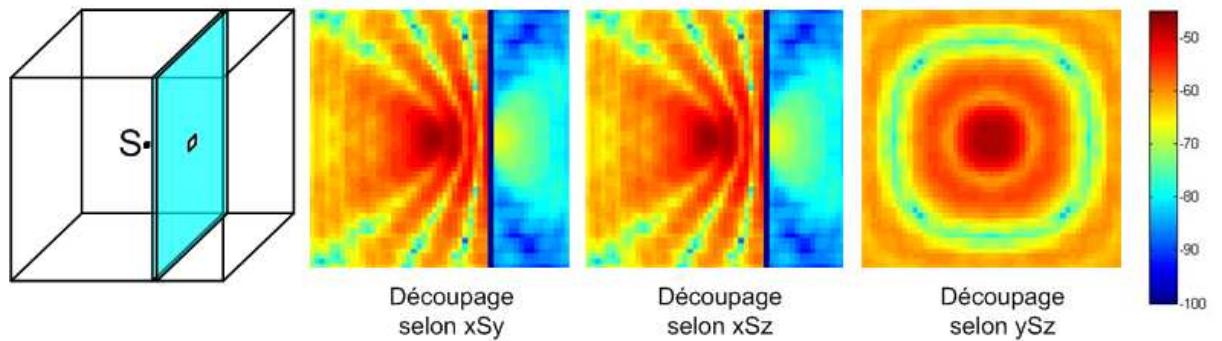


FIG. 5.19 – Coupes (selon les trois plans, passant par la source) de la carte de couverture d'une source dans un environnement de $12 \times 12 \times 12$ m composé d'un mur de béton avec ouverture.

5.4 Réduction de la complexité.

5.4.1 Etude de complexité.

Complexité de la phase de pré-traitement Dans le cas général, on considère un environnement cubique ($N_x = N_y = N_z$). De même, l'arbre binaire est construit en coupant les MR-nodes en 2 MR-nodes fils de mêmes dimensions. Ainsi, le nombre de niveaux dans la pyramide est : $L = 3 \cdot \log_2(N_x)$. Pour un MR-node de niveau l dans la pyramide la principale complexité est le calcul de la matrice des flux internes et des matrices de diffusion. Elle dépend du niveau l dans la pyramide, sachant que pour le premier bloc la taille des flux de chaque face est N_x^2 . Le calcul de complexité est basé, comme en 2D sur le calcul du nombre de multiplications de matrices nécessaires pour calculer les matrices de diffusion. On obtient les résultats suivants. Tout d'abord, la complexité associée à chaque niveau, en tenant compte du nombre de blocs et de leur taille est égale à :

$$\begin{aligned} C(l) &= O(22 \cdot N_x^3 \cdot 8^q) && \text{si } l = 3 \cdot q \\ C(l) &= O(4,5 \cdot N_x^3 \cdot 8^{q-1}) && \text{si } l = 3 \cdot q + 1 \\ C(l) &= O(1,2 \cdot N_x^3 \cdot 8^{q-2}) && \text{si } l = 3 \cdot q + 2 \end{aligned}$$

Par exemple, la complexité pour un bloc de taille N_x^3 est en $O(22 \cdot N_x^6)$. On obtient au total, une complexité d'environ $O(32N_x^6)$. Cependant, dans cette complexité, les deux tiers sont dus au dernier niveau et au calcul de la matrice de propagation associé au headnode. En pratique, on ne calcule pas explicitement les matrices de diffusion associée aux faces du cube tournées vers l'extérieur. Dès lors la complexité du dernier niveau n'est pas en $22N_x^6$, mais simplement en N_x^6 , car seule la

matrice interne est à calculer. Ce résultat met en évidence que la complexité augmente beaucoup plus vite lorsqu'on monte dans la pyramide, que dans l'approche 2D (8^q au lieu de 2^q). Dès lors le poids, dans les calculs, des derniers niveaux est encore plus important. Cela justifie encore une fois le fait de se concentrer sur la réduction de la charge de calcul matriciel, plutôt que de jouer sur l'organisation des MR-nodes. Le coût de calcul associé aux matrices de l'arbre binaire complet est donc donné par :

$$C(\text{prep}) = O(3 \cdot N_x^6) \quad (5.31)$$

En ce qui concerne les ressources mémoire, il y a la matrice interne à stocker et 21 sous-matrices pour la matrice de diffusion. On trouve les résultats suivants :

$$\begin{aligned} M(l) &= O(22 \cdot N_x^3 \cdot 2^q) && \text{si } l = 3 \cdot q \\ M(l) &= O(9 \cdot N_x^3 \cdot 2^{q-1}) && \text{si } l = 3 \cdot q + 1 \\ M(l) &= O(3,5 \cdot N_x^3 \cdot 2^{q-2}) && \text{si } l = 3 \cdot q + 2 \end{aligned}$$

Contrairement au 2D, le besoin de ressources mémoires n'est pas identique pour chaque niveau, mais augmente linéairement. Encore une fois, jouer sur la réutilisation des matrices, qui est efficace surtout pour les niveaux bas, est donc moins efficace globalement, pour le 3D.

$$m < M(\text{prep}) = 72 \cdot N_x^4 \cdot m \quad (5.32)$$

Complexité de la phase montante de propagation : Comme en 2D, la phase montante n'est trop consommatrice, car elle n'est effectuée que pour un bloc à chaque niveau. Le coût de calcul correspondant est :

$$C(\text{up}) = O(2 \cdot N_x^4) \quad (5.33)$$

Encore une fois, la moitié de la charge de calcul est consacrée au calcul de la dernière source équivalente, c'est à dire au produit de la matrice interne du head-blocnode par un flux source.

Complexité de la phase descendante de propagation : Au niveau de la phase descendante, la complexité associée à un MR-node est de $4 \cdot 2^l$ si $l = 2 \cdot q + 1$ ou $6 \cdot 2^l$ si $l = 2 \cdot q$ donc la complexité à chaque niveau de la pyramide est constante et donnée par :

$$\begin{aligned} C(l) &= O(15 \cdot N_x^3 \cdot 2^q) && \text{si } l = 3 \cdot q \\ C(l) &= O(12 \cdot N_x^3 \cdot 2^q) && \text{si } l = 3 \cdot q + 1 \\ C(l) &= O(9 \cdot N_x^3 \cdot 2^q) && \text{si } l = 3 \cdot q + 2 \end{aligned}$$

Le temps de calcul global est donc en N_x^4

$$C(\text{down}) = O(70 \cdot N_x^4) \quad (5.34)$$

Le résultat final est donc en $O(N_x^4)$, c'est à dire de la même complexité que l'approche temporelle en 3D. La première conclusion n'est pas très positive concernant le 3D, car le gain relativement à une approche temporelle est beaucoup moins évident qu'en 2D. Cependant, il reste le fait que la solution obtenue dans le domaine fréquentiel conduit à la solution exacte, et qu'on n'a pas de soucis de temps de convergence de l'algorithme. On peut également conclure que la méthode étant de complexité comparable à l'approche temporelle, il devient pertinent de chercher à réduire sa complexité.

Cas particulier $N_Z \ll N_X$ L'étude faite ci-dessus concerne le cas particulier d'un environnement cubique. Il est assez intéressant de développer le même calcul dans le cas d'un bâtiment présentant une dimension plus petite que les deux autres (par exemple la hauteur h), pour le calcul 3D à l'intérieur d'un étage, par exemple. Concernant le pré-traitement la complexité devient donc dans ce cas :

$$C(\text{prep}) = O(h^3 \cdot N_x^3) \quad (5.35)$$

Au niveau de la mémoire nécessaire, en considérant les tailles des matrices, on a dans les niveaux supérieurs, des besoins constants en fonction du niveau :

$$M(l) = O(N_x^2 \cdot h^2 \cdot m) \quad (5.36)$$

Durant la phase de propagation, au niveau de la phase montante on a juste :

$$C(\text{up}) = O(h \cdot N_x)^2 \quad (5.37)$$

Et pour la phase descendante :

$$C(\text{down}) = O(70 \cdot h^2 \cdot N_x^2) \quad (5.38)$$

Remarquons que dans le cas où $h = 1\text{pixel}$ on retrouve une variation par rapport à N_x similaire à la méthode 2D.

5.4.2 Réduction des matrices de diffusion

Nous avons montré que le principal problème de l'approche 3D résidait dans la charge de calcul associée aux matrices de diffusion et aux matrices internes. Nous proposons dans cette section d'évaluer la faisabilité de réduire la taille des matrices en projetant les applications associées dans des sous-espaces.

5.4.2.1 Décomposition en valeurs singulières.

Les valeurs singulières d'une matrice A sont les racines carrées des valeurs propres de la matrice $A^T A$. Une telle décomposition peut donc s'appliquer pour des matrices non carrées, contrairement à la décomposition en valeurs propres. Le nombre de valeurs singulières non nulles détermine le rang de la matrice A . On appelle décomposition en valeurs singulières (SVD), la décomposition d'une matrice A de dimensions $M \times N$ sous la forme :

$$A = U \times S \times V^\perp \quad (5.39)$$

où S est une matrice diagonale contenant les valeurs singulières, U une matrice de dimension $M \times M$ et V une matrice de dimension $N \times N$. Ces deux matrices sont des matrices de changement de base, orthonormées.

Dans le cas d'une matrice dont le rang est faible ($R = \text{rang}(A) < \min(M, N)$), le nombre de valeurs singulières nulles est élevé. On peut alors écrire :

$$A = \begin{pmatrix} U_1 & U_2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} S_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (5.40)$$

qui peut aussi s'écrire :

$$A = U_1 \times S_1 \times V_1^\perp \quad (5.41)$$

La matrice U_1 étant de dimensions $M \times R$, la matrice S_1 de dimensions $R \times R$ et la matrice V_1 de dimensions $R \times N$.

La SVD permet d'économiser à la fois des ressources mémoires et du temps de calcul. Supposons que l'on veuille calculer $A \cdot X$, où X est un vecteur de taille N . Sous cette forme le stockage de A nécessite $M \times N$ éléments de mémoire, et le calcul du produit ci-dessus demande également $M \times N$ opérations. La SVD, après suppression du sous-espace associé aux valeurs singulières nulles (ou simplement faibles) peut s'écrire $A = U'_1 \cdot V_1^\perp$, avec $U'_1 = U_1 \times S_1$. Le stockage de ces deux matrices nécessite $M \times R + N \times R$ éléments de mémoire, et le calcul du produit vectoriel également $M \times R + N \times R$. Pour que l'approche soit intéressante, il faut vérifier $R < \min(M, N)/2$.

Notons que cette représentation est également intéressante dans le cas où l'on multiplie la matrice A par une autre matrice B , de taille $N \times N$, par exemple. Dans ce cas la charge de calcul initiale est de $M \times N^2$, alors que, après SVD et réduction d'espace, la charge de calcul est de $R \times N \times (M + N)$ en effectuant le calcul $U'_1 \cdot (V_1^\perp \cdot B)$. Bien entendu, ce gain en complexité doit être relativisé par le temps de calcul nécessaire au calcul des valeurs singulières. Nous utilisons une approche de décomposition qui calcule progressivement les valeurs singulières en partant de la plus élevée. La complexité est proportionnelle au nombre de valeurs singulières que l'on souhaite calculer. Le critère d'arrêt sur les valeurs singulières

peut être la valeur absolue, la valeur relative par rapport à la valeur maximale ou simplement un pourcentage de valeurs singulières que l'on souhaite garder.

Comme en 3D les matrices de diffusion sont de très grandes dimensions il est intéressant de rechercher celles qui sont de rang faible pour diminuer la quantité d'information à stocker en mémoire sans perdre d'information. La SVD peut donc présenter un moyen intéressant de réduire la mémoire pour les matrices de rang faible.

Si il n'y a aucune raison pour que les matrices de diffusion soient réellement de rang faible, on peut penser néanmoins qu'il existe des modes de propagation privilégiés d'une face à l'autre d'un MR-node. L'idée est donc de ne garder dans les simulations que ces modes privilégiés.

5.4.2.2 Application de la SVD aux matrices de diffusion

Nous étudions la décomposition en valeurs singulières pour les matrices internes et pour les matrices de diffusion associées aux MR-nodes. La matrice de diffusion est composée de 36 composantes, par exemple W_{E-W} , W_{S-S} , ... Nous avons dans la section 3.3 que certaines de ces matrices sont liées 2 à 2 par la réciprocité, imposant aux matrices les relations suivantes : $W_{X-Y} = W_{\bar{Y}\bar{X}}^t$. On notera le cas particulier des matrices caractérisant les retours de flux, c'est à dire celles qui relient un flux entrant et un flux sortant par la même face. Ces matrices ne sont pas associées à une autre matrice, mais la relation de réciprocité les rend symétriques. Il s'agit des matrices W_{E-W} , W_{W-E} , W_{S-N} , W_{N-S} , W_{D-U} et, W_{U-D} . Nous allons voir que ces matrices ont des propriétés très particulières en terme de décomposition en valeurs singulières. Notons également que ces matrices sont celles qui interviennent dans le calcul de la matrice interne. Ainsi, lors du regroupement selon l'axe X, par exemple, le calcul de la matrice interne donné par (5.26) repose sur le calcul suivant $\left(I_d - W_{E-W}^{(i)} \cdot W_{W-E}^{(j)}\right)^{-1}$ (voir détails section 3.2.2.3). Les caractéristiques de la matrice interne sont donc liées aux caractéristiques des matrices de retour de flux. Notre étude s'est portée sur les matrices de diffusion, mais les résultats concernant les matrices de retour de flux peuvent s'extraire aux matrices internes. Pour présenter nos résultats nous avons choisi d'étudier ici deux matrices : Une matrice W_{E-E} et une matrice W_{E-W} . Les matrices étudiées sont de dimensions 192×192 . La figure 5.20 représente l'image de ces matrices, et le tracé des valeurs singulières correspondantes pour un environnement sans obstacle.

Alors que les coefficients de la matrice W_{E-E} sont assez uniformes (la matrice n'est pas creuse), la SVD est intéressante car le nombre de valeurs singulières non nulles est faible. On obtient pour cette matrice environ 30 valeurs singulières supérieures à 0.01. Notons que les matrices de diffusion élémentaires ont une norme inférieure à 1. Cette propriété découle de celle des matrices de diffusion

élémentaires, dont la norme est inférieure ou égale à 1 pour vérifier le principe de conservation de l'énergie. Elle est unitaire lorsque $\alpha = 1$, et de norme inférieure, lorsqu'on utilise un coefficient $\alpha < 1$. Cette propriété est intéressante ici, car les valeurs singulières sont alors normalisées ($\max(\lambda) = 1$), et le module d'une valeur singulière représente l'affaiblissement du mode de propagation correspondant, lors de la traversée du MR-node. La décomposition en valeurs singulières apparaît alors très intéressante pour ces matrices.

Par contre, pour la matrice de retour de flux (matrice W_{E-W}) le résultat est très différent. Notons tout d'abord que les coefficients de valeurs élevées sont concentrés autour de la diagonale, et la SVD révèle une matrice de rang plein (notons que les matrices de retour de flux sont carrées et symétriques, la SVD est alors égale à la décomposition en valeurs propres). Toutes les valeurs singulières sont supérieures à 0.1 et tous les modes semblent significatifs. Les matrices de retour de flux jouent en effet un rôle très particulier dans l'approche TLM. Pour le noeud élémentaire TLM, on a toujours un retour de flux (même en espace libre). C'est ce retour de flux qui permet de simuler correctement une propagation isotrope. On trouve une étude très complète sur les propriétés de TLM dans [84]. Pour finir, notons que les matrices internes ont à peu près les mêmes propriétés que ces matrices de retour de flux. Ainsi, toutes ces matrices ne peuvent se réduire par SVD.

Les mêmes matrices ont alors été étudiées pour le même environnement, auquel des cloisons ont été ajoutées. Les résultats sont illustrés à la figure 5.21.

La comparaison des résultats pour les matrices W_{E-E} est représentée au tableau 5.2. Nous avons vérifié dans plusieurs situations que des résultats similaires sont

TAB. 5.2 – nombres de valeurs singulières importantes suivant les deux types d'environnements.

environnement	n val propres > 0.01	%val propres > 0.01
vide	20	10%
avec murs	30	15%

obtenus pour les autres matrices de non retour de flux. Notons sur cette exemple que pour un environnement avec murs, le nombre de valeurs singulières significative est un peu plus élevé. L'augmentation de la complexité de l'environnement peut donc engendrer une augmentation du nombre de modes de propagation associés à MR-node. Cependant, le nombre de modes peut augmenter dans une direction (ici $E - E$) et diminuer dans une autre (par exemple $E - S$). Concernant la matrice de retour de flux, on observe une diminution de quelques valeurs singulières, avec la présence de murs, mais qui n'est suffisante pour permettre de

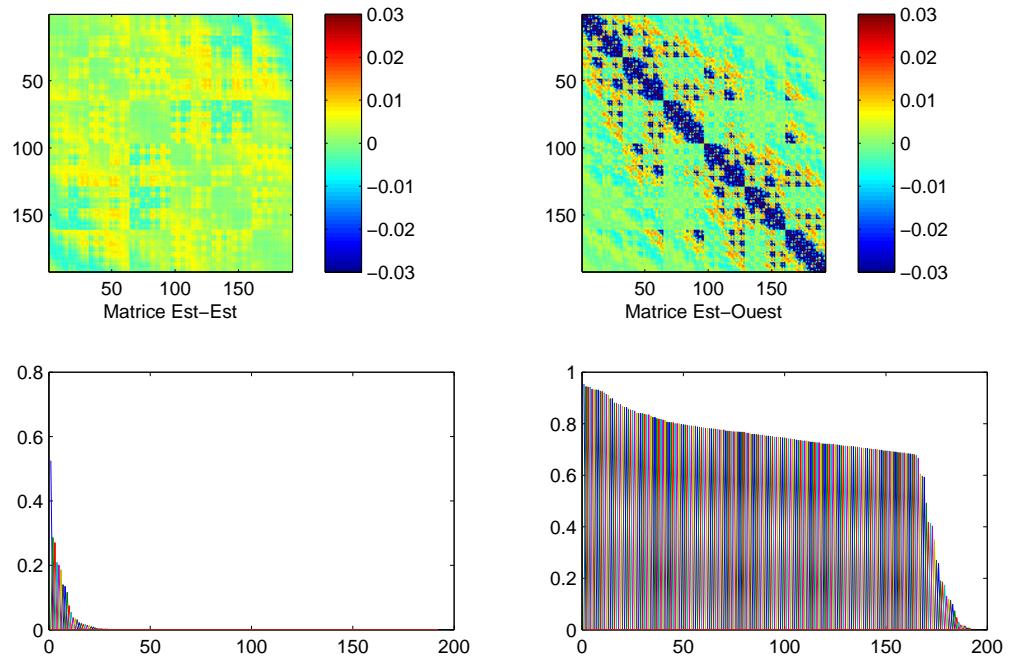


FIG. 5.20 – Images de matrices de diffusion (à gauche : Est-Est, à droite, Est-Ouest), et tracé des valeurs singulières correspondantes, en espace libre.

réduire l'espace de travail associé.

5.4.2.3 Conséquences sur l'approche MR-FDPF

Nous n'avons pas eu le temps de développer une étude théorique permettant de chiffrer exactement l'impact de la SVD sur les performances de l'approche MR-FDPF. Une telle étude est difficile à mener, car elle dépend énormément de l'environnement lui-même.

Nous illustrons le gain de performances à partir d'un exemple. Nous prenons comme environnement de test, l'étage du laboratoire CITI discrétilisé à un pas de résolution de 50cm . Nous aurions idéalement souhaité travailler à une résolution de 20cm , puisque les résultats en 2D ont montré que cette résolution permettait d'atteindre les meilleures performances. Malheureusement, la complexité devient très élevée à une telle résolution. Il est possible de faire tourner les prédictions, mais le temps de pré-traitement très élevé ne permet pas d'effectuer correctement la phase de calibration. Nous avons vu avec l'étude de complexité que la phase de

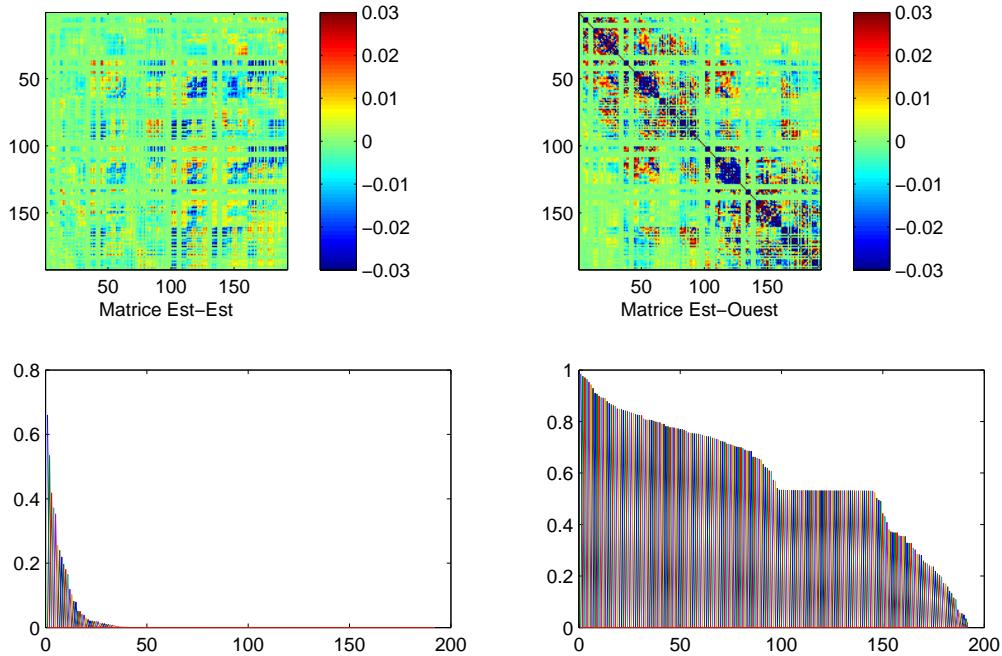


FIG. 5.21 – Images de matrices de diffusion (à gauche : Est-Est, à droite, Est-Ouest), et tracé des valeurs singulières correspondantes, pour un environnement avec murs.

pré-traitement est en N^6 , ce qui veut dire que passer de 50cm à 20cm conduit à une augmentation de temps de calcul d'un facteur $F = 244$. Le stockage des matrices et la phase de propagation sont en N^4 , soit une augmentation d'un facteur $F = 39$.

Après discrétisation, le stockage de toutes les matrices de diffusion (ne comprend pas les matrices internes) représente 246Mo (on a 10Go à la résolution 20cm). Parmi ces matrices, nous nous intéressons uniquement aux plus grosses matrices. Nous avons vu en effet dans l'étude de complexité que les plus grosses matrices représentaient une part très importante des ressources. Nous avons choisi de considérer toutes les matrices des MR-nodes ayant un volume supérieur à 5000 voxels ce qui correspond aux matrices ayant une taille mémoire supérieure à 1Mo. Ces matrices (164 au total en comptant les matrices de retour de flux) représentent sur le disque un espace de 223Mo.

Pour cet environnement, la taille totale des matrices simplifiables est de 165Mo.

Dans cette étude nous avons choisi de prendre un seuil fixe pour les valeurs singulières, fixé à 15%. Le stockage des matrices sous la forme décomposée permet une réduction de 30% de la charge mémoire ($165Mo$), ce qui globalement, permet de ramener la mémoire totale à $130.5Mo$ au lieu de $265Mo$. Le facteur de gain final est intéressant, mais limité par le fait que les matrices de retour de flux et les matrices internes ne peuvent être réduites de cette façon. La conséquence est qu'à la fin près de 75% de la mémoire est utilisée pour les matrices de retour de flux et matrices internes.

Cette approche permet également de réduire la charge de calcul. En effet, le calcul des matrices de diffusion que nous avons détaillé pour l'approche 2D, nécessite tout d'abord le calcul de la matrice interne (la SVD n'apporte rien sur cette partie). Par contre la deuxième phase consiste à multiplier les matrices de diffusion des MR-nodes fils par la matrice interne (voir (3.27)). La SVD permet donc de réduire la complexité de ces multiplications. Comme on ne réduit pas le calcul de la matrice interne, la complexité reste en $O(N^6)$, pour des très grosses matrices, la complexité devient presque exclusivement liée au calcul de la matrice interne.

Concernant la phase de propagation, nous nous intéressons essentiellement à la phase descendante. Elle comprend la multiplication d'un flux de bord par la matrice descendante, puis par la matrice interne. Considérons un exemple, toujours de regroupement selon l'axe X, et considérons la projection sur les flux internes d'un flux entrant par la face Est du bloc i . De l'équation (5.25) on peut déduire le calcul à effectuer qui est :

$$F_i^{(k)} = I(k) \cdot W_{E-E}^{(i)} \cdot F_E^{(k)} \quad (5.42)$$

La matrice $W_{E-E}^{(i)}$ peut alors être décomposée par SVD, puis réduite, sous la forme $W_{E-E}^{(i)} = U_{E-E}^{(i)} \cdot V_{E-E}^{(i)\perp}$. On a alors intérêt à stocker la matrice descendante sous cette forme, et on peut même intégrer la matrice interne.

5.4.2.4 Simplification des matrices de retour de flux.

Nous avons vu sur les figures précédentes que pour les matrices de retour de flux la décomposition en valeurs singulières n'est pas intéressante. En effet ces matrices sont creuses. Pour le vérifier nous avons tracé à la figure 5.22 les valeurs de la matrice W_{EW} précédente supérieures à 0.02 (Les valeurs ayant une influence de plus de 2% sur le signal résultant. On remarque que pour un environnement vide la matrice résultante est parfaitement diagonale, et que pour l'environnement avec murs elle est la somme d'une matrice diagonale et d'autres valeurs correspondants aux effets des murs.

Pour vérifier l'intérêt de cette approche nous avons réalisé la simulation sans approximation, puis l'avons comparé à des simulations en utilisant différents seuils

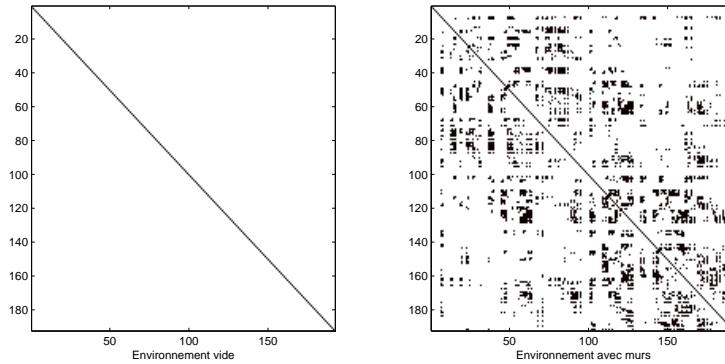


FIG. 5.22 – Images de matrices de diffusion Est-Ouest, avec tracé des valeurs supérieures à 0.02 seulement (à gauche : environnement vide, à droite : environnement avec cloisons).

(0.01, 0.001 et 0.0001) en dessous desquels les valeurs des matrices sont considérées comme nulles. Pour les comparaisons nous avons tracé à la figure 5.23 les points pour lesquels la différence est supérieure à 5dB, ce que nous avons considéré comme le maximum admissible.

Ces résultats nous montrent que cette approche, si elle permet de réduire les matrices, engendre certaines erreurs non négligeables. Pour n'avoir presque aucune erreur (figure 5.23 en bas) il faut utiliser un seuil de 0.0001, ce qui revient à garder environ 50% des valeurs de la matrice. Cette simplification de matrices engendre donc des erreurs et son gain n'est pas assez élevé. De plus le nombre de matrices de retour de flux ne représente qu'un sixième de toutes les matrices. Cette optimisation est donc moins intéressante que celle des autres matrices, car elle engendre des erreurs, mais dans le cas où la réduction de la complexité est primordiale, elle peut être utile. Dans ce cas il est donc intéressant de prendre en compte la propriété des SparseFloatMatrix de la bibliothèque COLT, qui permet d'optimiser la taille mémoire de ce type de matrices en ne stockant que les valeurs supérieures à un seuil.

5.5 Validation du modèle.

5.5.1 Conditions expérimentales.

Le même environnement de test que pour la méthode 2D a été choisi. Le bâtiment est modélisé avec les mêmes matériaux que pour les modèles 2D et 2.5D. La hauteur d'un étage étant de 3m, la matrice d'environnement construite

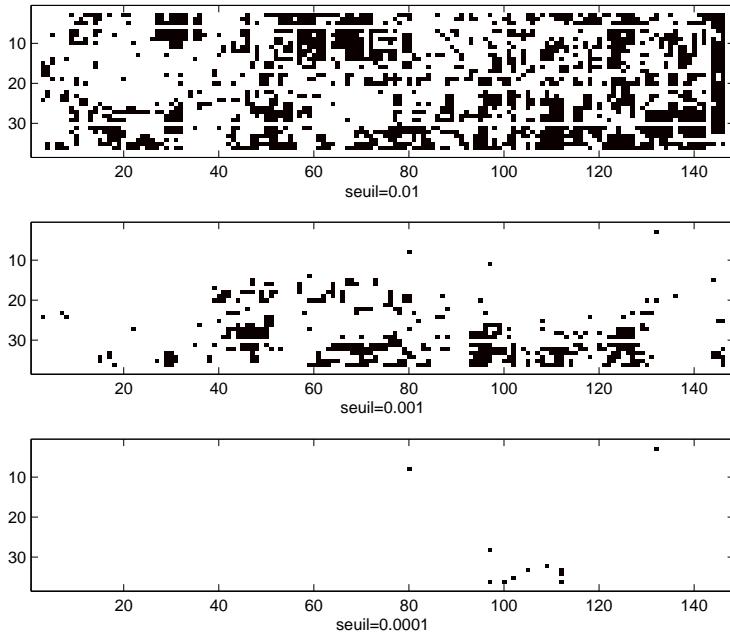


FIG. 5.23 – Tracé des points pour lesquels l'erreur est supérieure à 5dB entre les simulation avec et sans approximations, pour différents seuils de valeurs singulières.

lors de la phase de discréétisation est une matrice 3D (superposition de celles obtenues en 2D). Pour simuler le sol et le plafond une dalle de béton de 40cm est ajoutée en haut et en bas de l'environnement.

Pour simuler la propagation à l'intérieur du laboratoire CITI un pas de résolution de 50cm est choisi. La figure 5.24 représente les blocs homogènes (plus gros blocs de contenant que de l'air) de l'étage du CITI seulement, et la figure 5.25 les blocs homogènes de tout l'environnement obtenus lors de la phase de discréétisation, visualisés grâce à Java3D.

Le temps de pré-traitement est de 279 secondes, et le temps de calcul de propagation d'une source est de 45 secondes.

La figure 5.26 représente la zone de couverture d'un point d'accès à l'étage du CITI.

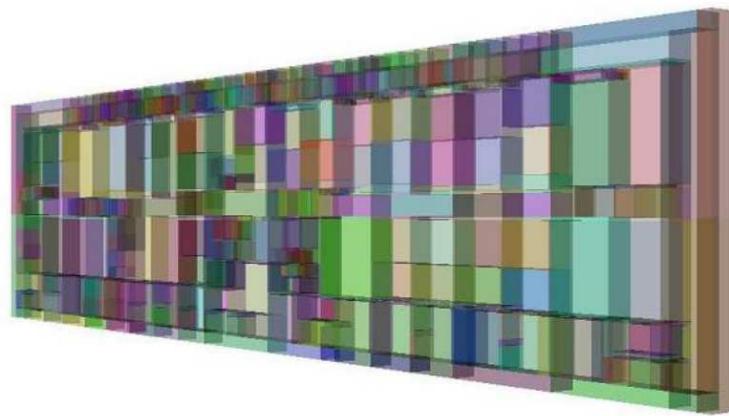


FIG. 5.24 – Affichage des blocs homogènes après le pré-traitement pour l'étage du laboratoire CITI.

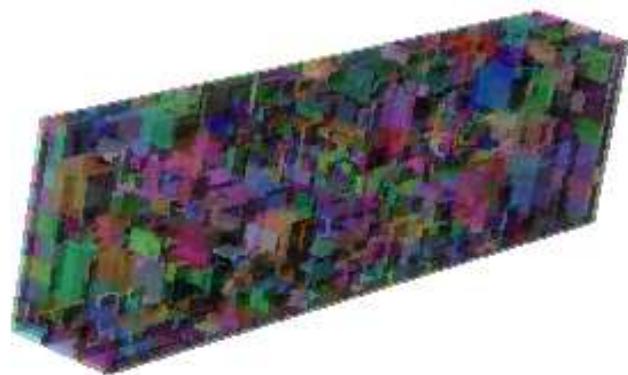


FIG. 5.25 – Affichage des blocs homogènes après le pré-traitement pour les 3 étages.

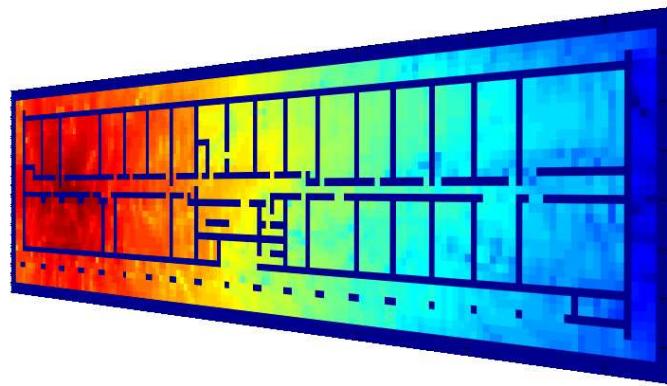


FIG. 5.26 – Zone de couverture obtenue après propagation.

5.5.2 Calibration de la méthode.

L'étape de calibration est similaire à celle des méthodes $2D$ et $2.5D$. Les mesures réalisées précédemment peuvent donc être utilisées. Le point d'accès était situé à la hauteur de $2m$, les mesures (WiFi et harmonique) à hauteur de taille humaine soit environ $1m$. Pour la calibration nous utilisons donc une source à $2m$ de hauteur à l'étage 2, et pour la comparaison avec les mesures nous prenons une coupe de la couverture $3D$ dans le plan (xOy) à la hauteur $z = 1m$ à chaque étage. La figure 5.27 représente les 3 coupes dans le plan de la source, de la zone de couverture obtenue.

La figure 5.28 représente les coupes horizontales à la hauteur de $1m$ à chaque niveau.

Le pas de résolution ($50cm$) a été choisi de façon à maintenir une complexité raisonnable pour la calibration. Cela implique donc de travailler à la fausse fréquence de $100MHz$.

Nous avons tout d'abord testé à l'étage courant les valeurs d'indices de matériaux obtenues par la calibration avec les méthodes $2D$ dans le paragraphe précédent, en utilisant le béton pour le sol et le plafond. Ces valeurs d'indices donnent une erreur quadratique moyenne de $8.1dB$ entre la mesure et la simulation. La comparaison Mesure-Simulation est représentée à la figure 5.29. La comparaison de ces mesures permet de voir que la couverture obtenue avec la méthode $3D$ est sous évaluée par rapport aux mesures, en particulier pour les points éloignés de la source. Une calibration a donc été lancée en prenant comme zone de couverture la coupe pour $z = 2m$. Les résultats sont représentés dans le tableau 5.3

La calibration a donc été faite en prenant en compte de nouveaux matériaux :

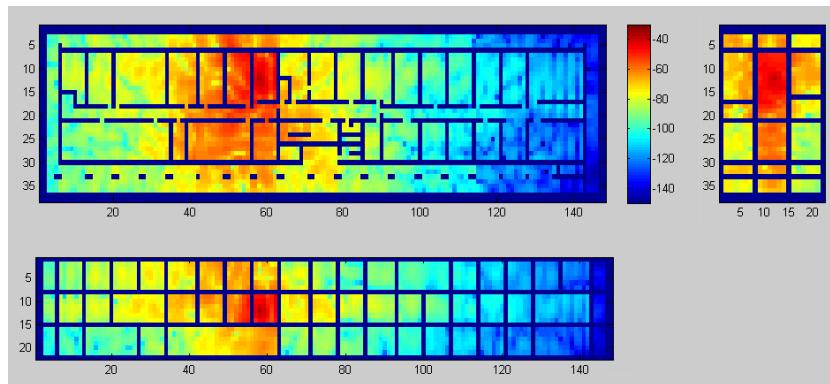


FIG. 5.27 – Coupes de la zone de couverture obtenue passant par la source.

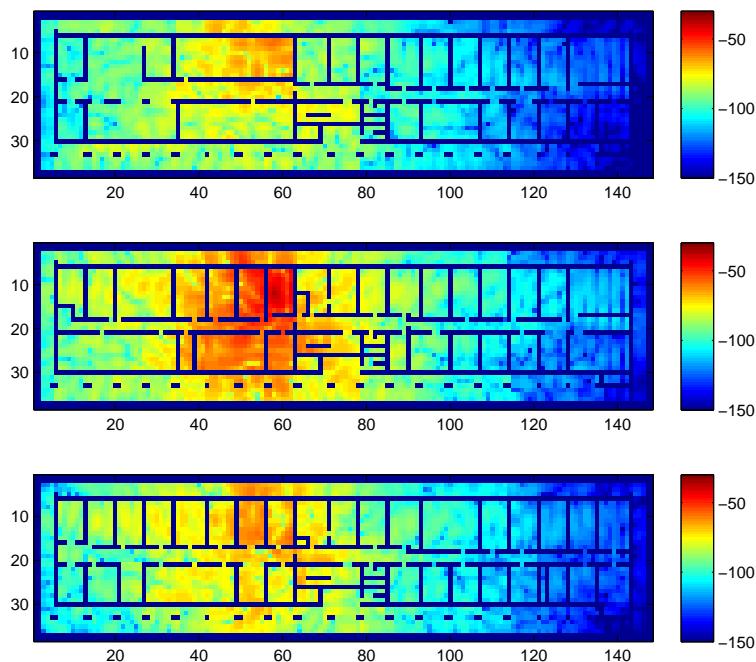


FIG. 5.28 – Coupes de la zone de couverture dans le plan horizontal à 1m du sol à chacun des étages.

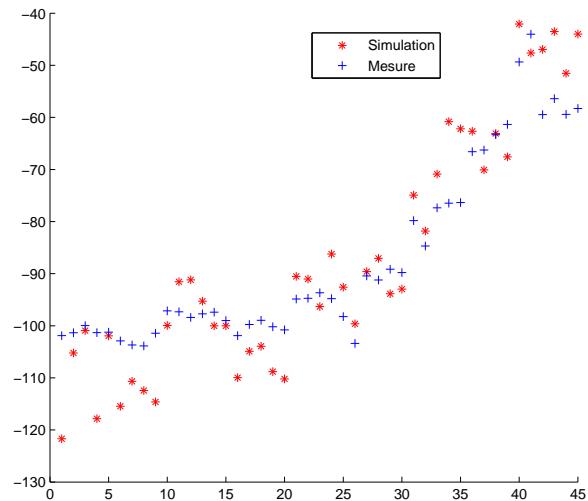


FIG. 5.29 – Comparaison des valeurs mesurées et simulées en dBm à l'étage de la source en utilisant les valeurs d'indices de matériaux par défaut.

TAB. 5.3 – Résultats de calibration des indices n des cloisons.

cas	n_{air}	n_{bton}	n_{platre}	n_{verre}	RMSE
indices 2D	1	5.4	2.4	1.5	7.1dB
résultat calibration	1	4.25	1.5	1.1	4.2dB

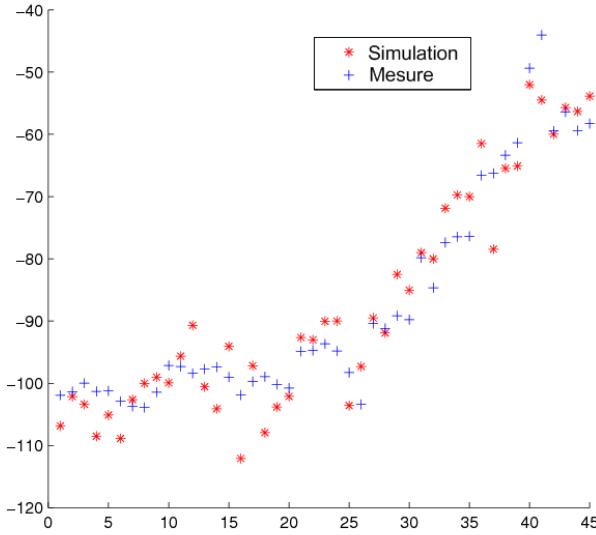


FIG. 5.30 – Comparaison des valeurs mesurées et simulées en dBm à l'étage de la source en utilisant les valeurs optimisées.

- un matériau *sol* pour le sol de l'étage 1 et le plafond de l'étage 3.
- un matériau *dalle1* pour la dalle entre l'étage 1 et l'étage 2.
- un matériau *dalle2* pour la dalle entre l'étage 2 et l'étage 3.

5.5.2.1 Calibration à l'étage de la source.

La comparaison entre la mesure et la simulation à l'étage de la source avec les indices calibrés est représentée à la figure 5.30.

Notons que comme nous l'avions obtenu en 2D les indices α des matériaux des cloisons ne sont pas optimisés et fixés à 1. Nous avons pu vérifier qu'en faisant varier ces paramètres on n'obtient pas de meilleur résultat pour la phase de calibration. Ce point est très intéressant car α étant égal à 1, cela signifie que l'influence de l'épaisseur des murs est négligeable devant les phénomènes de réflexions qui sont prépondérants. Bien entendu, pour simuler des obstacles d'épaisseur élevée par rapport à la longueur d'onde, il faudrait prendre en compte ce paramètre dans la calibration. Enfin, le fait de négliger l'influence de α nous permet de minimiser l'approximation faite d'un pas de discrétisation de 50cm : L'épaisseur des murs est simulée à 50cm, mais l'effet est le même que sur des murs fins. L'approximation principale est donc plus la diminution de la taille des pièces, donc une petite dimension des volumes d'airs dans lesquels les réflexions

ont lieu.

Nous remarquons que les indices n obtenus en $3D$ pour les cloisons sont inférieurs à ceux obtenus en $2D$. En effet en $2D$ ne sont considérées que les réflexions dans le plan horizontal, donc pour obtenir le même résultat de zone de couverture il faut considérer des matériaux plus réfléchissants que ceux en $3D$ où toutes les réflexions sont bien prises en compte.

Enfin le résultat obtenu de $4.2dBm$ entre mesure et simulation est intéressant, mais comparé à celui obtenu avec des simulations en $2D$ avec des résolutions plus fines, il n'est pas meilleur. En effet la méthode $2D$ nous permettait d'avoir des RMSE entre $3.88dB$ pour un pas de $2cm$ et $4.1dB$ pour un pas de $20cm$. Par contre à $50cm$ en $2D$ on avait une erreur d'environ $5dB$ d'où une amélioration entre le $2D$ et le $3D$ quand on travaille à la même résolution. Nous en déduisons que dans certains cas, il peut s'avérer plus intéressant d'utiliser les ressources de calcul pour réduire la résolution en restant en $2D$ plutôt que de passer en $3D$ avec une résolution faible. Il aurait été intéressant de tester le simulateur dans un environnement plus spécifiquement $3D$, comme un hall, mais nous n'avons pas pu acquérir de données correspondantes.

5.5.2.2 Calibration des autres étages.

Dans l'approche que nous avons implémentée, nous n'avons pas eu le temps d'intégrer la gestion de diagramme d'antennes $3D$ par extension de ce que nous avons proposé en $2D$. De fait, nos résultats correspondent à une antenne isotrope. En réalité, l'antenne utilisée (Antenne Trendnet TEW-IA040 Omni) à l'émission est une antenne omni-directionnelle seulement dans le plan (xOy), elle ne rayonne donc pas autant d'énergie aux étages supérieurs, que ce que nous pouvons simuler. Son diagramme de rayonnement est représenté à la figure 5.31.

Nous avons introduit deux matériaux spécifiques correspondant aux dalles de séparation entre les niveaux.

Une première solution pour compenser le surplus d'énergie rayonnée aux autres étages est d'utiliser un indice n de dalle sur-évalué. Cela signifie alors qu'il y a beaucoup plus de réflexions qu'en réalité et nous obtenons à l'étage de la source la zone de couverture de la figure 5.33. Au contraire, un indice trop faible réduit les réflexions (figure 5.32) mais l'énergie rayonnée aux autres étages est alors trop importante. Lors de la calibration de l'étage courant, nous avons obtenu un indice n de dalle de 2.1 (Couverture à la figure 5.34). La dalle est donc simulée par un matériau assez peu réfléchissant qui laisse beaucoup passer de signal aux autres étages. Pour compenser cette erreur les indices α des dalles ont dû être optimisés.

Pour calibrer les autres étages, si avec la méthode $2.5D$ il est facile d'utiliser un offset de constante de décalage entre la simulation et la mesure, cela ne peut pas

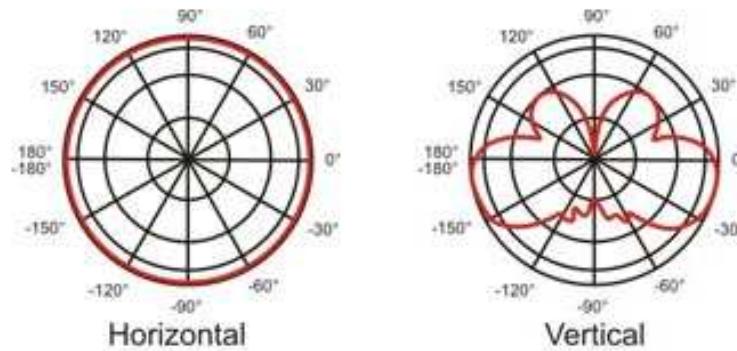
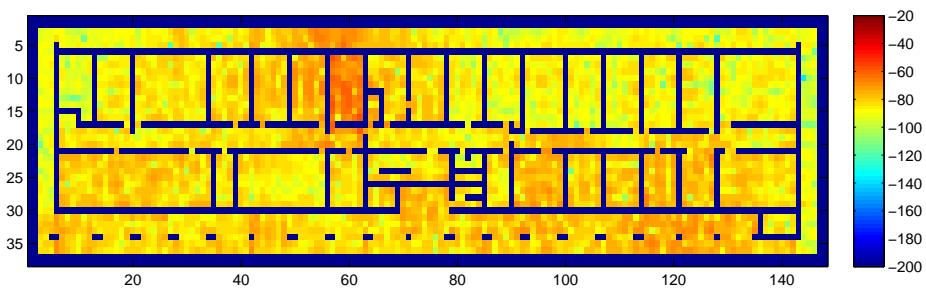
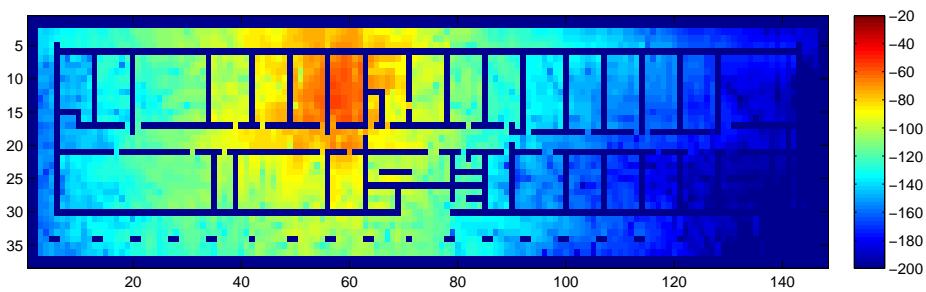
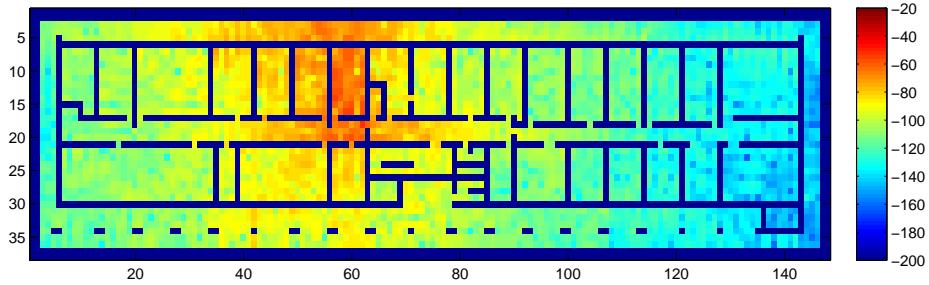


FIG. 5.31 – Diagrammes de rayonnements de l'antenne Trendnet TEW-IA040 Omni.



FIG. 5.34 – Couverture à l'étage 2 avec un indice $n=2.1$.TAB. 5.4 – Résultats de calibration des indices n et α des dalles de séparation des étages.

dalle1	dalle2
$n = 2.1, \alpha = 0.89$	$n = 2.1, \alpha = 0.82$

être appliqué au 3D où il n'y a qu'une unique constante de décalage globale. Les valeurs des indices de dalles sont résumées dans le tableau 5.4. . Après cette calibration l'erreur quadratique moyenne obtenue à l'étage 1 est de 5.1dB et celle de l'étage 2 est de 5.8dB ce qui donne une erreur quadratique moyenne pour l'ensemble des points des étages 1 et 3 de 5.4dB. La comparaison simulation-mesures est tracée à la figure 5.35.

En prenant en compte les points de tous les étages nous obtenons un RMSE de 4.8dB. La comparaison entre les mesures et les simulations de tous les points est représentée à figure 5.36.

Les résultats permettent de vérifier que la puissance de signal est plus élevée à l'étage 1, qu'à l'étage 3. C'est pourquoi la valeur du coefficient α de la dalle 1 est plus élevée que celle de la dalle 2, ce qui revient à dire que la dalle 2 absorbe plus que la dalle 1. Nous avons interprété ces résultats par le fait que le plafond de l'étage 2 est un double plafond (présence de plaques d'isolation), contrairement à celui de l'étage 1.

De plus un autre facteur peut être la forme du diagramme d'antenne (voir figure 5.31) : en effet les lobes dans le plan vertical semblent rayonner plus d'énergie vers le bas que vers le haut. On remarque que pour le bâtiment considéré la méthode MR-FDFP3D ne donne pas un meilleur résultat que la méthode 2.5D. Les points donnant le plus d'erreurs sont ceux des autres étages quand la source

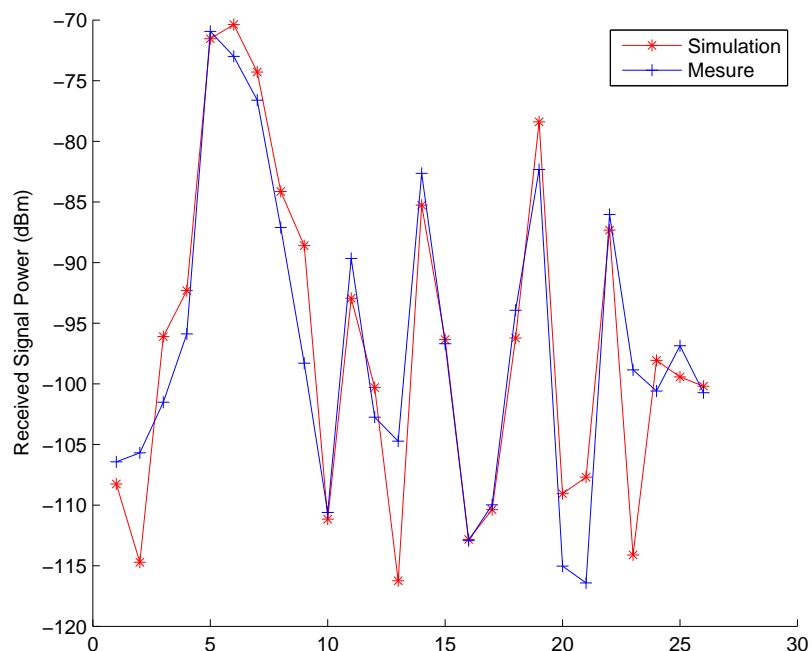


FIG. 5.35 – Comparaison entre les mesures et les simulations des points des étages 1 et 3.

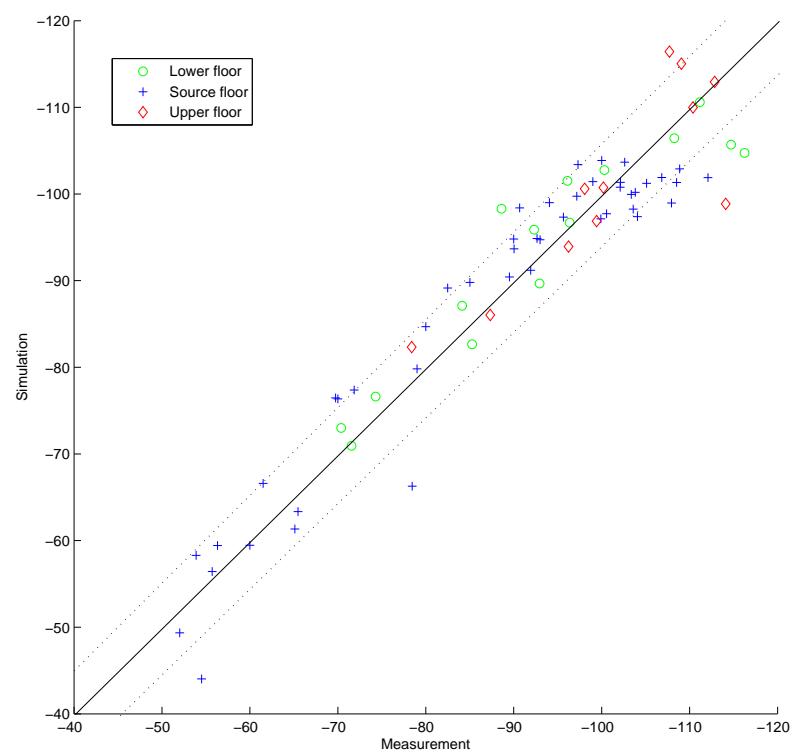


FIG. 5.36 – Comparaison entre les mesures et les simulations des 3 étages.

est loin ce qui nous fait penser que cette erreur est dûe à la non prise en compte du diagramme d'antenne, et l'approximation due au pas de résolution de $50cm$.

5.6 Conclusion et perspectives sur cette méthode.

La contribution de ce chapitre de thèse est l'extension en $3D$ de la méthode MR-FDPF[89]. Nous avons vu que la méthode MR-FDPF $2D$ s'étend assez naturellement en $3D$ en ajoutant deux nouveaux flux selon l'axe vertical. La différence majeure réside dans l'augmentation importante de la mémoire nécessaire au stockage des matrices, la taille des flux de bords devenant importante. Les optimisations proposées nous ont permis de réaliser des simulations au pas de discréttisation de $50cm$ sur l'immeuble du CITI. Les résultats sont intéressants et du même ordre de précision que la méthode $2.5D$. On peut donc en déduire que pour la configuration proposée (un bâtiment multi-étages et une antenne rayonnant principalement dans le plan horizontal) la méthode $2.5D$ est probablement suffisante.

Il n'est sera pas de même pour les bâtiments d'autres types, c'est pourquoi, pour évaluer plus précisément la méthode MR-FDPF $3D$ d'autres campagnes de mesures devraient être réalisées dans des bâtiments avec beaucoup d'espace libre selon l'axe vertical.

De plus, un modèle pour simuler des diagrammes d'antennes en $3D$ pourrait être introduit pour mieux prendre en compte la réalité des antennes. Cette méthode laisse entrevoir selon nous de grandes perspectives en terme de simulation en $3D$ d'environnements très complexes, car le temps de calculs et la mémoire requise ne dépendent pas du contenu de l'environnement (donc du nombre de murs par exemple). Il faudra à l'avenir se concentrer sur la réduction des matrices de retour de flux et des matrices internes, en terme de stockage comme en terme de calcul. C'est le dernier point dur qu'il reste à résoudre, pour obtenir une méthode $3D$ performante. Une fois ce problème résolu, on pourra alors s'intéresser à la polarisation.

Chapitre 6

Extensions à d'autres applications.

Au cours de cette thèse nous avons montré comment implémenter la méthode MR-FDPF pour la simulation de la propagation des ondes WiFi. Nous avons souhaité, dans cette dernière partie, montrer d'autres applications intéressantes pouvant être abordées grâce à cette méthode. Trois applications sont présentées dans ce dernier chapitre.

La première application présentée est en réalité plus une extension du modèle. Lors de cette thèse nous montrons souvent qu'une possibilité pour réduire la complexité des calculs est d'utiliser un pas de discréttisation spatial plus grand, ce qui nécessite une calibration. Nous avons souhaité chercher jusqu'où il était possible d'augmenter ce pas pour réduire la complexité, sans faire une approximation trop importante, et nous avons montré qu'il était possible, en prenant un pas de 1m de traiter des zones urbaines. Nous avons pu obtenir une erreur quadratique moyenne de 8dB entre la simulation et des mesures effectuées en GSM sur la ville de Munich (scenario du COST231) ce qui laisse entrevoir de bonnes perspectives pour l'utilisation de cette méthode en milieu outdoor.

La deuxième application concerne l'analyse des évanouissements non sélectifs en milieu indoor. En effet, la possibilité de réaliser des simulations à un pas de résolution spatial de quelques centimètres, en prenant bien en compte la diffraction et les multiples chemins, permet de faire des études de la distribution des puissances de réception. Pour cela des petites images de la zone de couverture sont analysées, et les paramètres k de la loi de Rice sont extraits à partir des distributions. Nous avons montré par la mesure que les paramètres obtenus correspondaient bien à la réalité.

La dernière application concerne l'optimisation d'un réseau WiFi, par la résolution du problème d'allocation des canaux pour une configuration de réseau WiFi donnée. En effet, le nombre de canaux WiFi est limité, et les canaux voisins interfèrent entre eux. Un algorithme Tabou avec une fonction de coût prenant réellement en compte les zones de couverture de la méthode MF-FDPF a été proposé. Cette approche permet d'obtenir des résultats bien plus intéressants que les approches usuelles de résolution par graphe de voisinage.

6.1 Simulation de la propagation en milieu outdoor.

6.1.1 Positionnement du problème.

Les méthodes de type lancer de rayon sont fréquemment utilisées pour la simulation de la propagation en milieu urbain [25]. Quand le nombre de bâtiments devient élevé le nombre de facettes à considérer est tel que la complexité augmente beaucoup. Par contre un avantage de la méthode MR-FDPF est que sa complexité ne dépend pas du nombre de facettes, mais seulement de la taille de la matrice d'environnement initiale. Ainsi, contrairement aux méthodes géométriques, le temps de calcul d'un environnement prend exactement le même temps, qu'il soit vide, ou composé de nombreux bâtiments.

Nous avons souhaité tirer profit de cet avantage et adapter la méthode MR-FDPF à la simulation en milieu urbain. Etant donné les ressources nécessaires pour effectuer des simulations en outdoor (environnements de plusieurs kilomètres) nous nous limiterons au cas de la simulation en deux dimensions.

La question principale qui se pose et que nous avons souhaité aborder est donc de savoir jusqu'où pouvons nous aller dans l'approximation faite de travailler à une fréquence artificielle de simulation pour réduire la taille de l'environnement.

6.1.2 L'environnement de test.

Notre objectif est de simuler des environnements urbains de l'ordre de quelques kilomètres. Nous avons souhaité utiliser la méthode MR-FDPF pour calculer des zones de couvertures pour un environnement de référence qui a été utilisé pour évaluer les modèles de propagation par un projet européen. Cet environnement de test est utilisé comme référence dans les publications [15, 48]. Ce projet européen, appelé COST231 [3], a réalisé différentes mesures dans la ville de Munich. L'environnement mesure 2.4×3.4 kilomètres. Pour cet environnement de test les positions et dimensions des immeubles ainsi que leurs hauteurs ont été importées dans notre logiciel. Trois différents parcours de mesures ont été effectués. Nous nous sommes intéressés dans cet exemple à la route 0 (fichier route0) qui a été représentée à la figure 6.1. L'émetteur se situe à 13 mètres de hauteur, les mesures réalisées ont été faites à la norme GSM à 900MHz

L'environnement a été caractérisé grâce à trois matériaux :

- un absorbant sur les bords de l'environnement pour éviter les phénomènes de retour.
- un matériau correspondant à l'air pour simuler l'espace libre



FIG. 6.1 – Modélisation de l'environnement et tracé de la route du fichier route0 du COST 231.

- un matériau correspondant aux cloisons pour représenter les murs des immeubles.

6.1.3 Résultats.

6.1.3.1 Complexité.

Pour respecter la condition de Chopard ($dr = \lambda/6$) et travailler à la fréquence réelle de $900MHz$ le pas spatial de discréétisation devrait être de $5.5cm$, il en résulterait un HeadNode d'environ 62000×44000 pixels ce qui est beaucoup trop élevé. A un facteur d'échelle près, nous retrouvons donc le même compromis à faire qu'en Indoor. Nous avons choisi de faire des simulations aux pas de 3 mètres et de 1 mètre. Si ces pas semblent assez petits à l'échelle d'une ville entière (les logiciels de Ray Tracing ont généralement une résolution spatiale plus grande), il en résulte en réalité une grande approximation par rapport aux $5.5cm$ requis. Les temps de calcul et la mémoire nécessaire sont résumés dans le tableau 6.1.

Pour respecter les conditions initiales de faible temps de simulation nous voyons

TAB. 6.1 – Mémoire et temps de calculs nécessaires suivant le pas de discréétisation.

dr	taille environnement	t prétraitement	t propagation	taille de la pyramide
3m	1134 X 800 pixels	3min	3s	600Mo
1m	3400 X 2400 pixels	30min	12s	3.5Go

qu'il n'est pas raisonnable de travailler avec un pas de discréétisation plus fin. De plus les besoins en mémoire deviendraient trop importants pour pouvoir effectuer les calculs sur une machine standard.

Il est intéressant d'utiliser la propriété des blocs homogènes qui permettent d'obtenir un moyennage de la puissance dans des plus grandes zones. En effet, comme on travaille à fréquence artificielle, le fait de faire un moyennage sur des plus grandes zone permet de réduire l'approximation.

La figure 6.2 représente la zone de couverture obtenue à la résolution homogène pour l'environnement de test au pas spatial de $1m$.

6.1.3.2 Calibration.

La calibration des matériaux a été appliquée sur les simulations au niveau des blocs homogènes [93]. Les indices de matériaux obtenus sont illustrés dans la table 6.2.

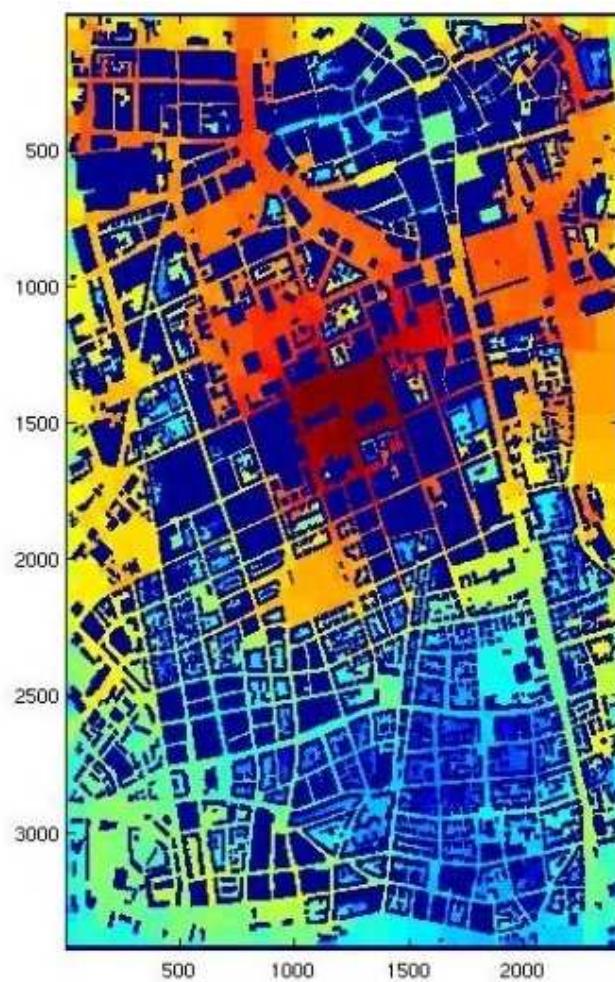


FIG. 6.2 – Couverture obtenue à la résolution des blocs homogènes pour un pas de discrétisation, du bleu(-200dBm) au rouge (-60dBm) $dr = 1m$.

Les résultats obtenus entre mesure et simulation nous donnent une RMSE de

TAB. 6.2 – Paramètres des matériaux après calibration

X	α_{air}	n_{air}	α_{wall}	n_{wall}
RMSE	0.9965	1	1	5.6

10.5dB pour $dr = 3m$ et une RMSE de 8dB pour $dr = 1m$. Les comparaisons correspondantes sont représentées aux figures 6.3 ($dr = 3m$) et 6.4 ($dr = 1m$). Les résultats obtenus confirment que lorsque l'approximation de fausse fréquence

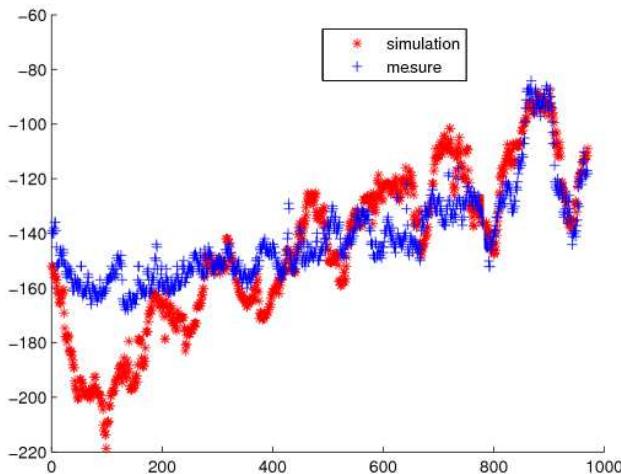


FIG. 6.3 – Tracé en dBm des mesures et des simulations le long de la route pour un pas de discréétisation $dr = 3m$.

devient trop grande, l'erreur devient trop importante. En particulier on remarque que pour les points de mesures éloignés de l'émetteur l'erreur est trop importante quand le pas de discréétisation est de 3m. Par contre au pas de discréétisation de 1m une erreur quadratique moyenne de 8dB est un résultat qui semble convenable compte tenu du temps de calcul. En effet, une fois le pré-traitement effectué, la propagation ne dure que quelques secondes, ce qui pourrait être intéressant pour faire de la planification par exemple.

6.1.4 Conclusion.

La méthode MR-FDPF peut tout à fait s'adapter à des environnements outdoor, mais nécessite de faire une approximation pour diminuer la taille de la

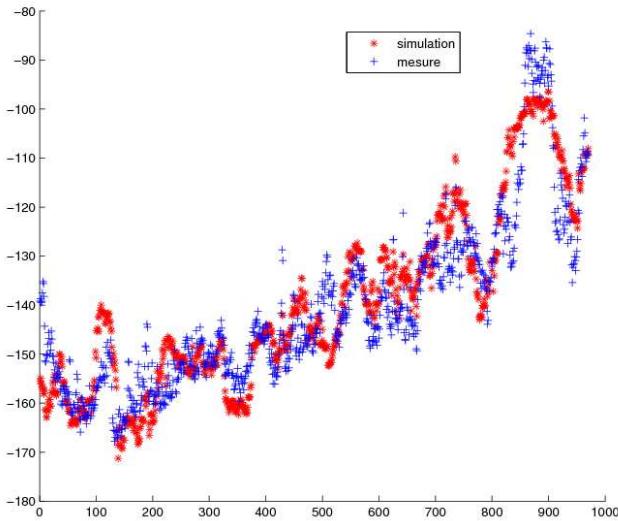


FIG. 6.4 – Tracé en dBm des mesures et des simulations le long de la route pour un pas de discréttisation $dr = 1m$.

matrice d'environnement. Cette approximation atteint probablement ses limites quand on utilise un pas de l'ordre du mètre, et pour améliorer la précision des simulations, il faudrait faire appel à des machines plus puissantes pour pouvoir travailler à une résolution plus fine.

Par contre, comme cette complexité ne dépend pas de la quantité d'obstacles, cette approche semble intéressante pour les zones urbaines denses [93]. Ainsi, une perspective intéressante serait probablement le développement de modèles hybrides : MR-FDPF dans les zones très denses (urbain), et tracé de rayon dans les zones plus vastes constituées surtout d'espace libre (rural).

Dans cette section nous avons souhaité augmenter le pas de discréttisation au maximum. Dans la section suivante, nous utilisons la fréquence réelle et un pas très fin de simulation, afin d'étudier la distribution des puissances.

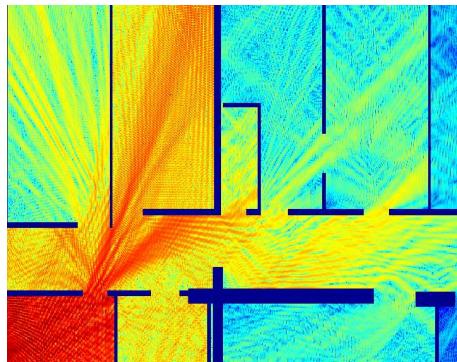


FIG. 6.5 – Agrandissement sur une partie de carte de couverture du CITI.

6.2 Caractérisation des évanouissements non sélectifs en environnement indoor.

6.2.1 Intérêt d'une telle caractérisation.

6.2.1.1 Avantage de la méthode MR-FDPF.

Un grand avantage de la méthode MR-FDPF est de pouvoir, lorsque le problème est considéré en deux dimensions, réaliser des simulations à un pas de résolution spatiale très fin. Dans le cas de bâtiments multi-étages comme le laboratoire *CITI*, nous avons montré que les phénomènes physiques de réflexion dans le plan horizontal sont prépondérants. Donc, le fait de pouvoir simuler à fréquence réelle, nous permet d'avoir une cartographie fine (tous les 2cm en WiFi). De plus, contrairement aux méthodes géométriques, toutes les réflexions sont bien prises en compte, ce qui réduit les approximations. Nous allons donc nous intéresser ici à l'analyse du champ complexe simulé. Par exemple la figure 6.5 nous montre un agrandissement d'une partie de carte de couverture à 2cm du laboratoire CITI.

6.2.1.2 Les causes des évanouissements.

Les évanouissements (ou encore fading) sont des phénomènes qui affectent un canal radio en présence de multiples chemins. Ils sont donc particulièrement présents dans les environnements complexes comme l'Indoor. Ils sont dûs au fait que le signal résultant en un point de l'environnement est la somme des échos qui passent par ce point, et ces échos peuvent avoir des perturbations.

Ces dernières années, avec les recherches effectuées sur les systèmes multi-antennes de types MIMO, de nombreux modèles ont été développés pour essayer de modéliser les effets des évanouissements [9]. En effet les performances de ces systèmes

et les traitements à effectuer dépendent beaucoup du type d'évanouissements de l'environnement. Des modèles ont été développés, citons notamment les modèles de l'ITU, ETSI ou 3GPP [45], ou encore ceux des groupes de recherche européen COST259 [77, 26] et COST273 [4].

Deux types d'évanouissements peuvent être distingués :

- L'effet de masque (encore appelé shadowing), qui a lieu quand un gros obstacle vient se placer devant l'émetteur, d'où des échos principaux fortement affaiblis, ce qui provoque un fort affaiblissement du signal.
- L'évanouissement non sélectif qui provoque des affaiblissements : en effet à cause des échos qui subissent différents déphasages les sommes de ces champs sont parfois constructives ou destructives d'où un canal radio qui varie.

Pour les réseaux WiFi et parce que l'environnement est complexe les phénomènes d'évanouissements non sélectifs sont prépondérants. Ainsi, à cause des déphasages, en un point donné un signal complexe varie toujours autour de sa valeur principale. La fonction de distribution de l'amplitude du signal caractérise le type d'évanouissement.

Les évanouissements peuvent affecter de manière importante la qualité des communications. C'est pourquoi des techniques de traitement d'antennes sont utilisées (récepteur multi-voies) pour compenser leurs effets. Mais, pour être efficaces, ces méthodes nécessitent une connaissance précise du type d'évanouissement [123].

6.2.1.3 Différents types d'évanouissements.

Plusieurs types de fonction de distributions permettent de déterminer le type d'évanouissement [70, 8]. Nous ne les détaillerons pas toutes ici mais notons que la fonction de Rice permet, par son paramètre k , de déterminer le type d'évanouissement. La fonction de Rice caractérise une distribution des puissances pour lesquelles des faibles composantes de signal viennent se superposer à la composante principale d'amplitude s . L'amplitude r de la composante résultante varie donc selon la loi de probabilité de Rice :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(\frac{-r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{r \cdot s}{\sigma^2}\right) \quad (6.1)$$

avec I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0.

Le paramètre k de la fonction de Rice est défini par :

$$k = \frac{s^2}{2 \cdot \sigma^2} \quad (6.2)$$

Dans le cas où la composante principale s est nulle on a alors $k = 0$ et la fonction de Rice devient une fonction de Rayleigh définie par :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6.3)$$

Le fait de déterminer la paramètre k permet donc de caractériser le canal pour savoir s'il est plutôt de type Rayleigh (k proche de 0) ou de type Rice (k plus important).

6.2.2 Caractérisation des évanouissements.

Il a été montré dans [5] que le paramètre k peut être estimé à partir d'échantillons de mesures grâce à la formule :

$$k = \frac{\sqrt{1 - \frac{\sigma^2}{\omega^2}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{\sigma^2}{\omega^2}}} \quad (6.4)$$

avec $\omega = E(r^2)$.

6.2.2.1 Simulation des évanouissements.

Pour tracer les distributions obtenues par la simulation, des petites images des zones de couvertures sont extraites, et l'histogramme des amplitudes est tracé. Les zones à analyser sont choisies parmi les blocs homogènes de l'environnement car elles correspondent à des zones d'espace libre comme des pièces, donc des zones où le type d'évanouissement devrait être assez homogène. Dans ces blocs homogènes, des zones de 31×31 pixels de la couverture à la résolution maximale sont extraites. La résolution de la simulation étant de $2cm$, ces zones extraites correspondent donc à des échantillons de la zone de couverture d'environ $60 \times 60cm$. La figure 6.6 représente la carte de couverture globale étudiée, et la figure 6.7 les images extraites pour les points A et B tracées en dB. Ces travaux sont publiés dans [29].

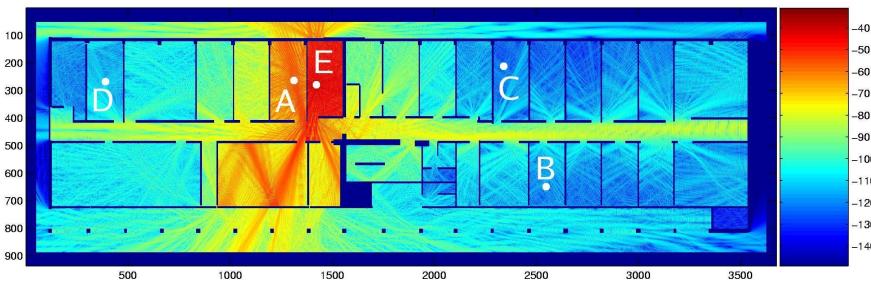


FIG. 6.6 – Carte de couverture étudiée, position de l'émetteur (E), et emplacements des points de tests (A,B,C,D).

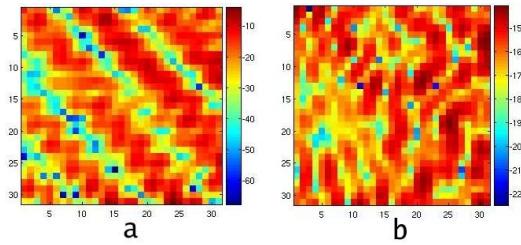


FIG. 6.7 – Images des puissances simulées en dBm centrées autour du point A (a) et du point B (b).

Les distributions des points A et B ont été tracées à la figure 6.8, ainsi que les fonctions mathématiques de distributions s'en approchant le plus (points A : Rice, Point B : Rayleigh). Ces distributions théoriques correspondantes ont été obtenues grâce à l'outil "distributive fitting tool" du logiciel Matlab.

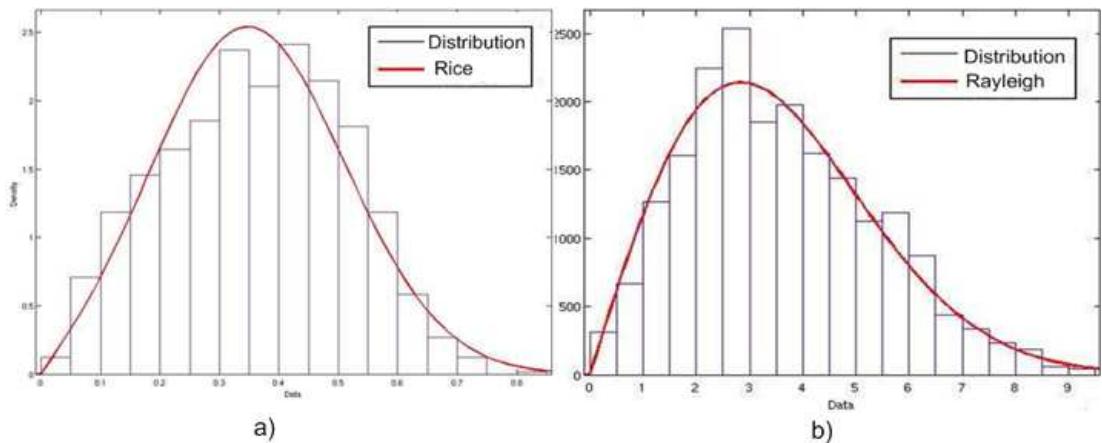


FIG. 6.8 – Distributions des amplitudes simulées. (a) :distribution au point A, et courbe de Rice Approximée, (b) :distribution au point B, et courbe de Rayleigh Approximée.

6.2.2.2 Mesure des évanouissements.

Les mesures réalisées par la plateforme radio en mode harmonique pour l'adaptation de la méthode à la simulation des WLAN nous ont permis d'avoir environ 200 échantillons de mesures par point. Pour la réalisation de ces mesures un déplacement lent et circulaire de l'antenne a été réalisé pendant une minute le

long d'un cercle d'environ 60cm de diamètre. Ceci permet d'avoir un ensemble de points correspondant aux zones étudiées par la simulation, et ainsi faire un moyennage des phénomènes physiques.

Les histogrammes de ces mesures ont donc été tracés pour les mesures correspondant aux deux points précédemment simulés. La figure 6.9 nous montre les résultats obtenus.

Ainsi, autant par la simulation que par la mesure, on observe au point A une distribution de Rice, et au point B une distribution de Rayleigh.

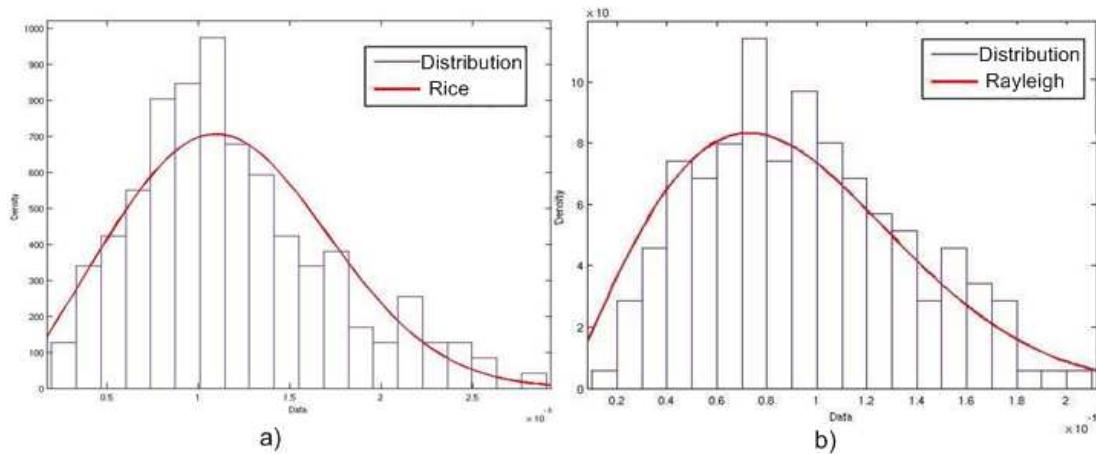


FIG. 6.9 – Distributions des amplitudes mesurées. (a) :distribution au point A, et courbe de Rice Approximée, (b) :distribution au point B, et courbe de Rayleigh Approximée.

Nous avons alors, grâce à la formule 6.4, estimé les valeurs de k pour les points de simulation et les mesures ; les résultats sont présentés dans le tableau 6.3 pour les 4 points d'analyse. On vérifie bien les résultats précédents à savoir que le

point	A	B	C	D
mesure	1.697	0.624	0.396	1.55
simulation	1.689	0.482	0.533	0.356

TAB. 6.3 – Paramètres k estimés pour les 4 points de test.

point B suit une loi de Rayleigh (car k est proche de 0) alors qu'en A une petite composante principale est observée.

Les valeurs obtenues de k semblent du même ordre de mesure sauf pour le point D où la différence est importante. Pour tester l'influence de la variation du paramètre k sur la courbe de distribution globale, nous avons tracé sur les mêmes courbes

les distributions théoriques de Rice correspondant aux deux valeurs de k (mesure et simulation). Ces courbes sont représentées à la figure 6.2.2.2 pour les points A,B,C et D.

Ces résultats nous montrent que, pour les points A, B, C les distributions mesurées et théoriques sont similaires. Notons que ces résultats sont intéressant étant donné la grande part de phénomènes aléatoires dans ces évanouissements. Pour le point D la différence est significative. Nous expliquons cet écart par le fait que l'image extraite en D (voir figure 6.6) se trouve au milieu entre un rayon diffractant venant de la porte et les réflexions dans la porte, d'où probablement des évanouissements de types différents suivant les zones de l'image.

6.2.3 Conclusion.

Nous avons pu vérifier qu'en travaillant à fréquence réelle la méthode MR-FDPF permettait de caractériser le type d'évanouissement non sélectif, et que les résultats obtenus peuvent être vérifiés par la mesure. Cette caractérisation peut être très utile, en particulier dans le but de vouloir utiliser des algorithmes de traitement d'antennes sur des récepteurs MIMO.

Si nous avons vu que travailler à un pas de résolution fin permettait de caractériser précisément le canal, il n'en est probablement pas de même lorsque pour des simulations à un pas de résolution trop élevé par rapport à la longueur d'onde réelle. Malgré tout, travailler à un plus grand pas nous a permis d'avoir des résultats de précision de la puissance du signal simulée de l'ordre de quelques décibels, car travailler à un pas plus élevé revient à faire un moyennage des évanouissements.

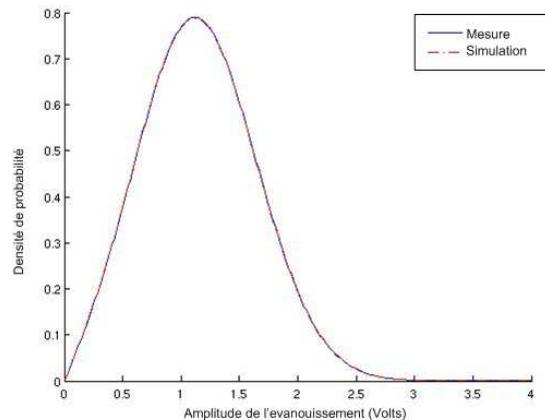
Dans la partie suivante, nous allons présenter le logiciel de planification WiFi développé par l'entreprise Sygmum et les optimisations implémentées pour planifier un réseau WiFi.

6.3 Planification de réseau WiFi.

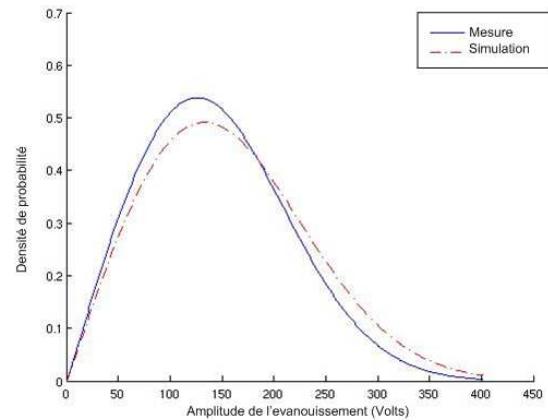
6.3.1 Problématique.

Le but d'un logiciel de planification WiFi est d'aider un installateur à déployer de façon optimale son réseau. Donc, ce type de logiciel doit permettre à l'utilisateur d'atteindre ses deux buts principaux : gagner du temps lors des installations, et minimiser le nombre de points d'accès.

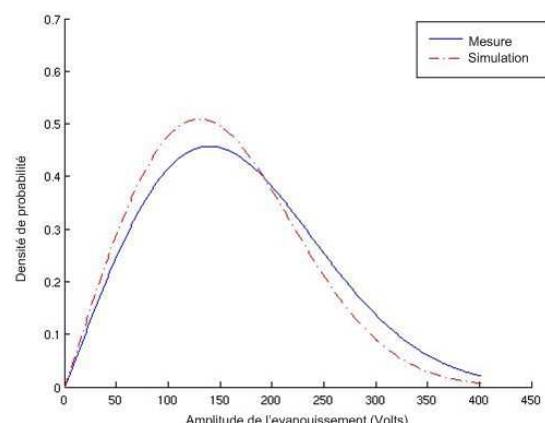
Pour une personne ne disposant pas d'outil d'aide au déploiement de réseau, l'installation d'un réseau est une tâche assez lourde, surtout quand les zones à couvrir sont importantes. En effet une approche fréquente pour les installateurs consiste



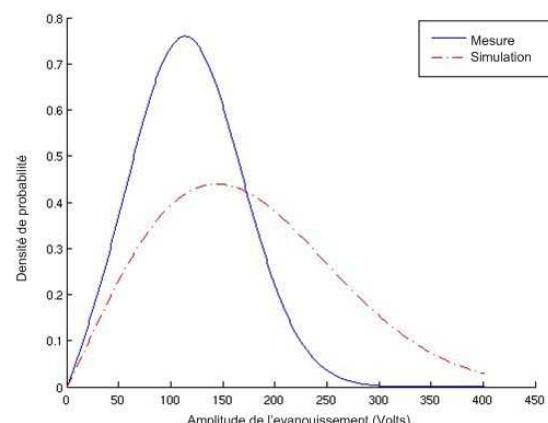
(a) point A.



(b) point B.



(c) point C.



(d) point D.

FIG. 6.10 – Distributions théoriques de Rice correspondant aux valeurs de k mesurées et simulées pour les 4 points de test.

à placer des points d'accès et chercher à l'aide de leurs ordinateurs équipés de cartes WiFi la limite de zone de couverture, pour savoir où placer les points d'accès suivants. Cette démarche n'est pas optimale car :

- soit elle tend à utiliser un nombre trop élevé de points d'accès en créant des recouvrements importants des zones de services entre eux, ce qui engendrera des difficultés lors de la phase d'allocation des canaux pour chaque point d'accès, d'où la création d'interférence.
- soit elle tend à ne pas couvrir certaines zones pour lesquelles l'installateur n'a pas fait de mesure de signal.

De plus, le temps de réalisation de campagnes de mesures précises peut être très long.

Enfin, pour une société le but est de minimiser le nombre de points d'accès pour réduire le coût d'installation.

Le contexte de cette thèse CIFRE dans la société Sygnum étant de développer un logiciel de planification de réseau WiFi, nous avons souhaité implémenter des méthodes d'optimisation prenant en compte les zones de couverture calculées et testant un grand nombre de paramètres des points d'accès automatiquement, pour en déduire une configuration optimale.

La méthode MR-FDPF est bien adaptée pour cette tâche, car comme nous l'avons vu dans les parties précédentes, elle permet d'obtenir des cartes de couverture précises, et le temps de calcul de la phase de propagation est très court. Quelques méthodes proposées dans la littérature proposent d'optimiser les positions des émetteurs dans un environnement indoore. La seule à notre connaissance, utilisant une méthode discrète, est celle développée par [27]. Dans cet article un modèle TLM est utilisé pour optimiser la position des émetteurs.

Devant la complexité et le nombre de paramètres à prendre en compte pour optimiser un réseau WiFi, nous avons souhaité effectuer une planification de réseau en deux temps :

- La première optimisation est basée sur les travaux de thèse de Jaffrès-Runser [95] et consiste à optimiser la position des points d'accès en prenant en compte plusieurs fonctions de coût d'où une approche multi-objectifs. Nous allons brièvement résumer ses travaux de thèse.
- La deuxième optimisation est une extension que nous proposons dans cette thèse et qui permet de faire une allocation automatique des canaux des points d'accès. [90]

Ces deux approches de planification vont être présentées dans les deux paragraphes qui suivent.

6.3.2 Placement automatique de points d'accès.

6.3.2.1 Les paramètres des points d'accès.

Dans cette approche, on considère l'utilisation d'un seul modèle de point d'accès, et on cherche à minimiser le nombre de ces points d'accès N , tout en optimisant pour chacun d'eux les 3 paramètres suivants :

- la position.
- la puissance d'émission.
- la direction d'émission si l'antenne est directionnelle.

L'approche choisie est combinatoire, c'est à dire que chacun des paramètres à optimiser peut prendre un nombre fini de valeurs.

Pour choisir les positions candidates des points d'accès, la méthode consiste à utiliser les centres des plus gros MR-nodes homogènes inférieurs à une certaine dimension. En effet, il a été montré que, tester une position de point d'accès par pièce (ou éventuellement plus dans les très grandes pièces) était suffisant pour faire une planification efficace.

Les valeurs de puissance d'émission candidates en dBm sont prises dans l'espace $\{13, 14, 15, 16, 17\}$ pour les points d'accès à puissance réglable, car ces valeurs correspondent à des réglages usuels. Pour les points d'accès à puissance fixe le paramètre de puissance n'est bien entendu pas optimisé.

Enfin, pour les points d'accès non omnidirectionnels, la direction de l'antenne est aussi optimisée mais son espace a été réduit aux 4 directions cardinales de l'espace $\{E, W, S, N\}$, pour ne pas trop accroître la complexité.

6.3.2.2 Les fonctions à optimiser.

Le problème de planification est NP complet, il faut donc faire appel à des méthodes heuristiques pour minimiser une fonction de coût traduisant les pénalités de l'état du système. Ainsi, une solution parfaite aurait une fonction de pénalité après optimisation de 0. La méthode Tabou a été choisie et implémentée [95]. Plusieurs fonctions de coût ont été définies :

La fonction de coût de couverture : Cette fonction a pour but d'assurer une puissance de réception supérieure à un certain seuil. Si on appelle F^{BS} la valeur moyenne de la puissance du bloc homogène de puissance la plus élevée (Best Server), S_{min} le seuil de puissance permettant d'avoir le débit minimum, et S_{max} celui permettant d'avoir le débit maximal, la fonction de coût $f_{couverture}$ est définie par :

$$f_{couverture} = \begin{cases} 0 & \text{si } F^{BS} > S_{max} \\ |S_{max} - F^{BS}| & \text{si } S_{min} < F^{BS} < S_{max} \\ |S_{max} - S_{min}| & \text{si } F^{BS} < S_{min} \end{cases} \quad (6.5)$$

La fonction de coût d'interférence : Pour minimiser les interférences il est proposé de réduire les recouvrements entre les cellules adjacentes. Il faut donc s'assurer que la puissance de l'interférent potentiel le plus fort F^{h+1} (c'est à dire le point d'accès ayant la puissance la plus élevée après le Best Server) soit inférieure au niveau de bruit \mathcal{N} .

$$f_{interference} = \begin{cases} 0 & \text{si } F^{h+1} < \mathcal{N} \\ |S_{max} - F^{h+1}| & \text{si } \mathcal{N} < F^{h+1} < S_{max} \\ |S_{max} - \mathcal{N}| & \text{si } F^{h+1} > S_{max} \end{cases} \quad (6.6)$$

La fonction de coût de débit réel ou QoS : Enfin, un critère de qualité de service permet de prendre en compte le nombre d'utilisateurs et les débits souhaités dans les différentes zones de l'environnement. Il est défini par :

$$f_{QoS} = \max(d_s - d_u, 0) \quad (6.7)$$

où d_s est le débit souhaité dans le bloc homogène considéré, et d_u est le débit utile obtenu en tenant compte du nombre d'utilisateurs, estimé en faisant le rapport entre le débit total et le nombre d'utilisateurs [95].

6.3.2.3 L'optimisation.

Les fonctions de coût précédentes sont concurentes entre elles. Ainsi, par exemple, optimiser la couverture va augmenter les interférences et vice versa. Les différentes fonctions de coût ne peuvent donc pas être optimisées séparément. Deux approches sont donc possibles :

Approche mono-objectif : Dans cette méthode une nouvelle fonction de coût f est développée. Elle est égale à la somme des fonctions de coût auxquelles des poids α_i peuvent être donnés pour favoriser telle ou telle fonction :

$$f = \alpha_1 \cdot f_{couverture} + \alpha_2 \cdot f_{interference} + \alpha_3 \cdot f_{QoS} \quad (6.8)$$

Approche multi-objectifs : Le but est ici d'optimiser tous les paramètres en parallèle. Pour cela il a été montré que chaque problème multi-objectifs a un ensemble de "bonnes" solutions qui constitue un front de Pareto. Ce front de Pareto constitue l'ensemble des solutions non dominées qui peut être recherché

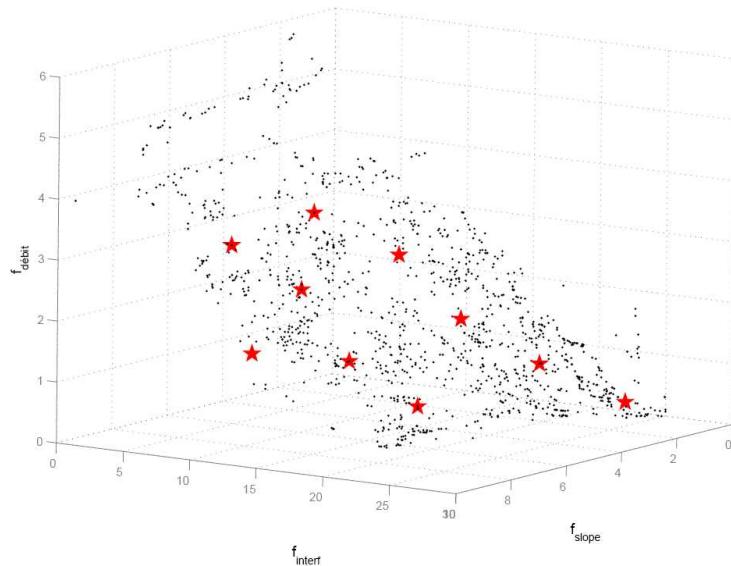


FIG. 6.11 – Ensemble des solutions du front de Pareto (points bleus) et solutions choisies étoiles rouges - Extrait de "Méthodologies pour la planification de réseaux sans fils", Thèse de K. Jaffres-Runser, 2005, INSA-Lyon [95].

par une méthode tabou [95]. La figure 6.11 montre un exemple de front de Pareto obtenu avec les trois fonctions de coût définies précédemment. Cette approche multi-objectifs est performante car, comme plusieurs objectifs concurrents doivent être atteints, elle ne propose pas une solution unique, mais plutôt l'ensemble des meilleures solutions. C'est alors l'installateur qui doit choisir, en parcourant cet ensemble, quelle est la solution qui répond le mieux à ses exigences.

Nous avons pu vérifier au cours des installations de réseaux de la société Sygnum que l'approche mono-objectif n'était pas suffisante, car elle fournit une seule solution qui est souvent difficilement exploitable, et ne correspond pas toujours aux objectifs requis (par exemple : une bonne couverture mais beaucoup trop de points d'accès, ou encore peu d'interférences mais des débits faibles...). C'est pourquoi l'approche multi-objectifs a été implémentée pour faire de bonnes planifications de réseaux WiFi, où l'utilisateur final aura toujours le choix entre plusieurs configurations.

Comme le temps de recherche de solutions optimales dépend de l'ordre de la fonction, donc du nombre de paramètres à optimiser, le problème de l'allocation des canaux n'a pas été implémenté dans cette optimisation. C'est pourquoi, pour réduire la complexité, une approche en deux temps nous a semblé plus percutante.

De plus, grâce à la fonction de coût $f_{interference}$ qui minimise les recouvrements entre zones de services, donc les interférences potentielles, la configuration des positions des points d'accès obtenue, devrait permettre de pouvoir efficacement, dans un deuxième temps, affecter les fréquences. C'est pourquoi, une fois l'optimisation générale des positions, puissances d'émission, et directions des antennes effectuée, nous avons souhaité résoudre le problème des canaux dans un deuxième temps. C'est l'extension que nous proposons dans le paragraphe suivant.

6.3.3 Extension proposée : optimisation de l'allocation des canaux.

Le problème de l'allocation des canaux est primordial en WiFi en particulier pour les normes 802.11b et g où les canaux se chevauchent. Nous avons souhaité tirer partie de la méthode MR-FDPF pour implémenter une méthode efficace de recherche de la meilleure configuration de canaux pour des positions de points d'accès fixées. Ce problème est fréquemment nommé FAP (Frequency Allocation Problem). Différentes approches peuvent être trouvées dans la littérature pour résoudre le problème du FAP : [69]

- Maximum Service FAP (MS-FAP) : Maximiser le nombre de canaux pour minimiser les interférences.
- Minimum Order MS-FAP : pénaliser l'usage de certaines fréquences pour utiliser un nombre minimal de canaux.
- Minimum Span MS-FAP : minimiser la largeur de bande en minimisant l'écart entre le canal le plus faible et le plus élevé.
- Minimum Interference MI-FAP : minimiser les interférences en maximisant l'écart entre les canaux des émetteurs proches.
- Fixed Spectrum FS-FAP : minimiser les interférences en maximisant l'écart entre les canaux et en utilisant un nombre limité de canaux.

Dans le cas de 802.11 nous sommes donc dans le dernier cas (FS-FAP) et il va falloir trouver la meilleure configuration sachant que le nombre de canaux est limité à 13.

6.3.3.1 Une approche courante : représentation en graphe.

Le problème du FS-FAP est souvent représenté par un graphe avec des noeuds représentant les émetteurs et des arcs représentant les émetteurs voisins [75, 110]. Des poids sur les arcs représentent la fonction de coût qui traduit le recouvrement des canaux. Le but est alors de minimiser la fonction de coût totale égale à la somme des coûts des arcs. Ainsi par exemple [88] propose de relier par un arc deux émetteurs A et B , si l'un des deux est dans la zone de détection de porteuse de l'autre.

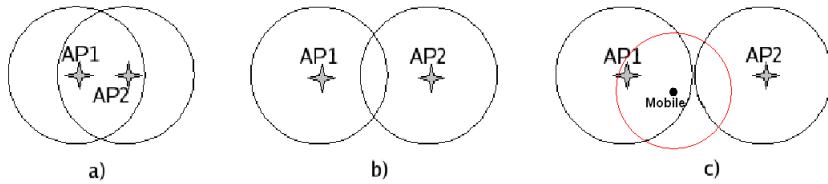


FIG. 6.12 – Trois cas d’interférences.

La représentation en graphe s’assimile à un problème de coloriage de graphe (deux noeuds reliés entre eux doivent avoir des canaux différents) sachant que la distance entre canaux doit être maximisée, étant donné le recouvrement des canaux adjacents.

Le coût C_e de chaque arc e est alors donné par :

$$\begin{aligned} C_e &= GAP - D_e \quad \text{if } D_e < GAP \\ C_e &= 0 \quad \text{if } D_e \geq GAP \end{aligned} \tag{6.9}$$

où D_e représente l’écart entre les canaux de la solution courante et GAP l’écart minimal souhaité pour qu’il n’y ait pas d’interférences. Dans le cas de 802.11b, il faut un écart de 4 entre les canaux pour n’avoir aucun recouvrement entre ceux ci, donc $GAP = 4$. La fonction de coût totale C_{ref} est alors la somme des fonctions de coût de tous les arcs. Le problème étant NP-complet différentes méta-heuristiques (gradient, recuit simulé, algorithme génétique...) ont été utilisées pour minimiser cette fonction [42, 41, 75]. Néanmoins il semble que la résolution par un algorithme de type *tabou* soit une solution efficace [110].

6.3.3.2 Résolution du problème de FAP avec MR-FDPF.

Nous avons souhaité profiter de la précision des cartes de couverture calculées par la méthode MR-FDPF, pour implémenter dans notre logiciel une méthode de résolution du problème de FAP plus efficace.

La modélisation des interférences : Il faut distinguer trois types principaux d’interférences représentés à la figure 6.12

- a : Un point d’accès se situe dans la zone de service d’un autre.
- b : Les zones de services des points d’accès se recouvrent.
- c : Un mobile interfère avec les zones de services des émetteurs.

Les MR-nodes de la méthode ParFlow vont nous être utiles pour définir une modélisation plus précise du problème de FAP. En chaque MR-node l le rapport

TAB. 6.4 – Seuils de débits utilisés.

SNR	débit
-92 dBm	1 Mbps
-89 dBm	2 Mbps
-85 dBm	5.5 Mbps
-80 dBm	11 Mbps

signal sur bruit (SNR) est donné par :

$$(SNR_l)_{mW} = \frac{(F_l^{BS})_{mW}}{(P^n)_{mW}} \quad (6.10)$$

F_l^{BS} est la puissance du signal reçu du point d'accès Best Server et P^n le niveau de bruit moyen. Dans le cas du 802.11b $P^n = -92dBm$. SNR_l représente donc le rapport signal sur bruit théorique maximal que l'on peut obtenir si le point d'accès Best Server n'interfère pas avec d'autres. Etant donné un niveau de signal donné on peut en déduire (en utilisant les seuils fournis par la norme 802.11) le débit théorique correspondant D_l^{th} . Ainsi par exemple, pour le 802.11b ils sont résumés dans le tableau 6.4.

De plus, étant donné une configuration donnée de canaux, le rapport signal sur interférent plus bruit ($SINR$) en un MR-node donné l est donné par :

$$(SINR_l)_{mW} = \frac{(F_l^{BS})_{mW}}{(P^n)_{mW} + (PI_l)_{mW}} \quad (6.11)$$

$(PI_l)_{mW}$ est la puissance totale des N_I signaux interférents et est donné par :

$$(PI_l)_{mW} = \sum_{i=1}^{N_I} \nu(c_{BS}, c_i) \cdot [F_l^i]_{mW} \quad (6.12)$$

$\nu(|c_{BS} - c_i|)$ est le facteur de réjection du à la distance entre canaux.

La table 6.5 donne la valeur du facteur de réjection $\nu(|c_j - c_i|)$ en dB suivant l'écart entre les canaux. Ces valeurs de facteur de réjection reviennent à dire que, plus l'écart entre les canaux de deux points d'accès est élevé, moins le rapport de puissance entre eux n'a besoin d'être élevé, et à partir de 4 canaux de différence, il n'y a plus du tout d'interférence. Ces valeurs sont déduites à partir des spectres des canaux [90].

Fonction de coût choisie : Pour une solution donnée d'allocation de canaux, on peut en déduire le débit réel en chaque MR-node D_l^a en utilisant les seuils du

$n = c_j - c_i $	4	3	2	1	0
P(n) for 802.11b	0 dB	2.25 dB	5.25 dB	9.9 dB	29.8 dB
P(n) for 802.11g	0 dB	3.9 dB	6.9 dB	12 dB	25.5 dB

TAB. 6.5 – facteur de réjection $P(n)$ en fonction de l'écart $n = |c_j - c_i|$ for both 802.11b and 802.11g.

tableau 6.4. Un assignement de canaux parfait permettrait d'avoir dans tous les MR-nodes un débit réel D_l^a égal au débit théorique D_l^{th}

Nous avons alors défini la notion de MR-node brouillé : Un MR-node est dit brouillé si $D_l^a < D_l^{th}$, c'est à dire si le débit calculé, est inférieur au débit qu'il serait possible d'atteindre s'il n'y avait aucune interférence.

Lorsque l'on souhaite minimiser les interférences dans une zone de l'environnement, la recherche d'une bonne solution d'allocation de canaux revient à minimiser dans cette zone la surface totale des MR-nodes brouillés. Si on appelle A_{total} la somme des surfaces de MR-nodes homogènes (donc la surface de l'environnement) et A_I la somme des surfaces des MR-nodes brouillés, alors la fonction de coût C_{QoS} à minimiser est :

$$C_{QoS}(S) = A_I/A_{total} \quad (6.13)$$

Algorithme de minimisation implémenté : Les éléments clés de l'algorithme tabou implémenté sont décrits dans ce paragraphe.

- Une solution : Pour un nombre N de points d'accès, une solution s est définie par :

$$s = [C_1, C_2, \dots, C_N] \quad (6.14)$$

avec C_i représentant le canal au point d'accès i . A chaque itération la fonction de coût est calculée avec la formule 6.13

- Un voisinage : Une solution s' est voisine de s si un seul canal C_i diffère entre s et s'
- Une liste Tabou : Elle est définie par un vecteur contenant les dernières solutions. Cette liste est importante car elle permet d'éviter d'aller vers des minima locaux, en forçant l'algorithme à s'éloigner vers d'autres solutions pour agrandir son espace de recherche. Il a été montré dans [88] que travailler avec une liste Tabou de longueur variable permettait d'améliorer les performances de l'algorithme. Nous avons donc choisi une liste de longeur T , la valeur T étant tirée au hasard entre T_{min} et T_{max} à chaque itération. Nous avons pris, comme recommandé dans [21], $T_{min} = N/5$ et $T_{max} = N/2$, N étant le nombre de points d'accès considérés.

X	FAP référence	FAP proposé
C_{ref}	37	—
C_{QoS}	36.4%	0.6%
$P_{SNR>10}$)	76.5%	99.9%

TAB. 6.6 – Comparaison entre la fonction de coût de référence, et celle proposée, pour un environnement de 12 points d'accès.

- Un critère de fin : l'algorithme est stoppé lorsque l'un des critères suivants est atteint :
 - Le nombre maximal d'itérations est atteint.
 - Le nombre maximal d'itérations sans amélioration de la fonction de coût est atteint.
 - La fonction de coût calculée est égale à 0.

6.3.3.3 Résultats.

Nous avons implémenté dans notre simulateur un algorithme Tabou de minimisation pour la résolution du problème d'allocation des canaux et nous l'avons testé avec deux fonctions de coût différentes :

- la fonction de coût définie à l'équation 6.9 : Pour construire le graphe, 2 points d'accès sont reliés par un arc si l'un d'entre eux se trouve dans la zone de service de l'autre. Cette approche permet de tester la représentation graphique du problème de FAP.
- la fonction de coût définie à l'équation 6.13. Cette approche est plus globale car n'est pas basée sur le graphe, mais sur le calcul du pourcentage de l'environnement brouillé.

L'environnement de test est un étage de l'hôpital Foch à Paris composé de 12 points d'accès 802.11b. Cet environnement est très intéressant pour tester les méthodes de FAP, car le nombre de points d'accès est surévalué (débit requis pour cette installation très haut), et aussi car la forme du bâtiment en *F* provoque de nombreux recouvrements entre cellules.

La simulation de propagation a été faite en 2D à la résolution de 5cm. Les résultats de l'allocation de canaux sont présentés dans le tableau 6.6.

La meilleure solution obtenue avec la méthode des graphes a une fonction de coût $C_{ref} = 37$, ce qui correspond à un coût $C_{QoS} = 36.4\%$, alors qu'avec la nouvelle approche proposée, nous trouvons une solution à $C_{QoS} = 0.6\%$. En effet, étant donné que le nombre de points d'accès (12) est assez élevé, les recouvrements des points d'accès entre eux sont importants, d'où une difficulté avec l'approche

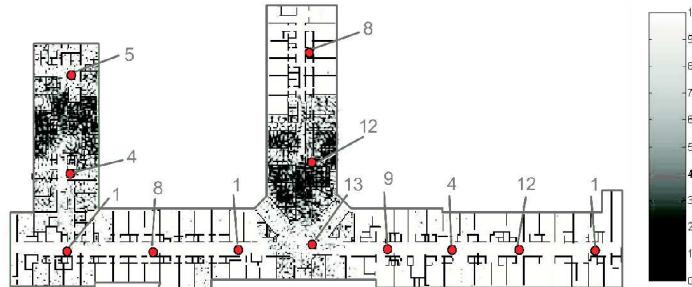


FIG. 6.13 – Canaux obtenus par l'approche basique et carte de SINR correspondante.

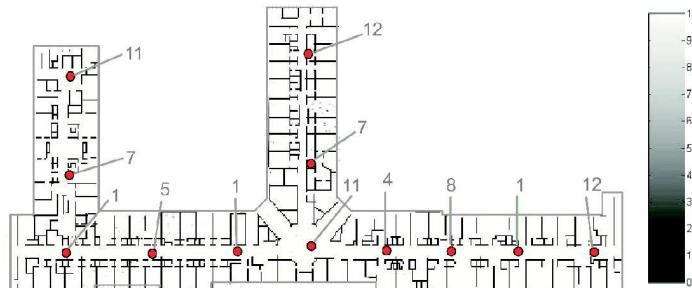


FIG. 6.14 – Canaux obtenus par l'approche QoS et carte de SINR correspondante.

graphe de trouver une solution intéressante respectant les écarts de canaux. Par contre, l'approche proposée, prend réellement en compte les zones de couverture, donc minimise mieux les zones brouillées. La dernière ligne du tableau 6.6 représente, pour les solutions obtenues, le pourcentage de surface pour lequel le SNR est supérieur à $10dB$, ce qui correspond à un débit de $5.5Mbps$.

Les figures 6.13 et 6.14 représentent les solutions trouvées et les cartes de SINR correspondantes, respectivement pour l'approche graphe et l'approche QoS.

Bien entendu, ce résultat d'allocation est seulement en lien descendant car il ne tient compte que des points d'accès et non des utilisateurs qui ont aussi leurs canaux et interfèrent aussi (cas c sur la figure 6.12). Pour tester la qualité de la solution obtenue sur le lien descendant, elle peut être évaluée sur un exemple de configuration d'utilisateurs. Pour cela 12 utilisateurs ont été tirés au hasard dans le bâtiment. Les nouveaux SINR, en prenant en compte les canaux de ces utilisateurs, peuvent être calculés. Les résultats sont présentés dans le tableau 6.7.

lien	FAP référence	FAP proposé
montant	11%	1.5%
descendant	10%	0.5%

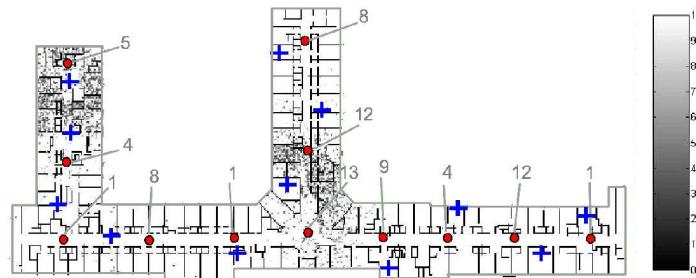
TAB. 6.7 – Pourcentage de l'environnement pour lequel $P_{SNR<10}$.

FIG. 6.15 – Carte de SINR sur le lien montant obtenue avec l'approche de référence.

Les résultats obtenus montrent aussi sur un exemple que la solution par l'approche QoS est plus intéressante. Les figures 6.15 et 6.16 représentent les cartes de SINR sur le lien montant dans les deux cas.

6.3.3.4 Conclusion.

La méthode proposée est intéressante car elle permet d'affecter les canaux WiFi en tenant vraiment compte de la propagation des ondes [90]. Elle permet de minimiser dans sa fonction de coût des interférences qui ne seraient pas modélisées

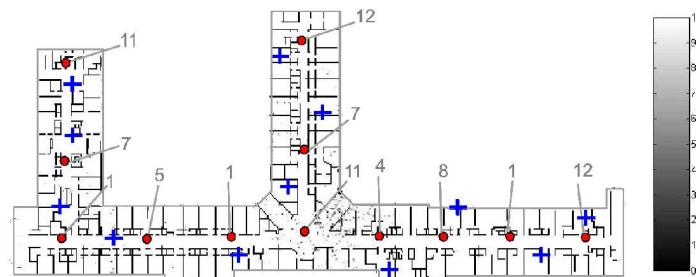


FIG. 6.16 – Carte de SINR sur le lien montant obtenue avec l'approche QoS.

précisément dans une représentation en graphe du problème. Cette méthode a été adaptée dans le logiciel de planification et elle constitue un très bon complément des méthodes implémentées pendant la thèse de Jaffres-Runser. Cette méthode d'optimisation en deux temps est performante et de plus elle réduit la complexité du problème.

Les travaux en cours de [38] proposent une optimisation globale de la position et des canaux en parallèle. Il sera probablement intéressant de les comparer à ces résultats.

6.4 Conclusion.

Dans cette partie nous avons proposé trois extensions permettant de mettre en application la méthode MR-FDPF. La première contribution proposée est l'utilisation de la méthode MR-FDPF pour simuler des zones urbaines. Cette extension nécessite de faire une plus grande approximation lors de l'utilisation d'une fréquence artificielle pour réduire la complexité. Néanmoins les résultats obtenus sont prometteurs et nous pensons que la méthode MR-FDPF peut être une bonne alternative aux méthodes de type Ray-Tracing, en particulier pour les environnements urbains denses où la complexité de ces méthodes devient trop élevée.

Nous avons ensuite montré que, du fait de la précision des simulations en 2D il était possible de caractériser efficacement l'évanouissement non sélectif en environnement indoor. En effet, comme toutes les réflexions sont prises implicitement en compte dans la méthode MR-FDPF, les résultats sont intéressants car ils correspondent aux mesures réalisées [29]. Cette méthode pourrait donc être utilisée pour aider à développer et optimiser les systèmes MIMO dont les performances dépendent beaucoup de ces évanouissements non sélectifs.

Pour terminer nous avons présenté une méthode d'allocation des canaux WiFi qui complète bien les travaux de Jaffres-Runser. En effet, dans sa thèse, elle propose d'optimiser la position des points d'accès avec un critère d'interférence qui minimise les recouvrements. Nous avons donc proposé de partir des solutions obtenues par cette méthode, pour affecter dans un deuxième temps les canaux. Ces travaux ont été publiés dans [90].

Chapitre 7

Conclusion.

Cette thèse avait pour objet de présenter l'implémentation de la méthode MR-FDPF (Multi Resolution Frequency Domain ParFlow) pour le calcul de zones de couvertures en environnement complexe. Nous avons montré que, pour les environnements indoor, il fallait faire appel à des méthodes déterministes. En effet, à cause des phénomènes de réflexion et de diffraction qui sont prépondérants, on ne peut pas simuler avec une précision suffisante la propagation des ondes dans ces environnements sans prendre en compte les différents trajets.

Une première approche fréquente est l'utilisation des méthodes géométriques de type lancer de rayon. Elles ont pour but d'essayer de calculer les différents rayons qui se refléchissent sur les parois pour prendre en compte les réflexions. Si la complexité de ces méthodes les rend intéressantes pour la propagation indoor, il n'en est pas de même lorsque l'on souhaite prendre en compte les phénomènes de diffraction. En effet, pour prendre en compte la diffraction avec ces méthodes, chaque objet diffractant (un coin de mur par exemple) devient à son tour une source, ce qui augmente beaucoup la complexité.

D'autres approches, principalement utilisées pour faire du design d'antennes, sont les méthodes discrètes de type FDTD. Elle permettent de résoudre les équations de Maxwell, donc de prendre implicitement en compte les phénomènes de réflexion et diffraction. Par contre, elles nécessitent d'utiliser un pas spatial de discrétilisation de l'environnement petit par rapport à la longueur d'onde, d'où une grande complexité des calculs pour simuler de grands environnements, c'est pourquoi ces méthodes ont été peu utilisées pour le calcul de couverture.

Une approche courante pour la simulation précise de couverture en milieu confiné est souvent d'utiliser des méthodes géométriques, moins complexes, mais d'ajouter des améliorations comme la théorie uniforme de la diffraction pour prendre en compte la diffraction, d'où une forte hausse de la complexité. Dans cette thèse nous avons proposé au contraire de partir d'une méthode discrète, très précise mais complexe, et d'essayer de réduire sa complexité au maximum.

La méthode MR-FDPF implémentée a été construite à partir de la formulation dans le domaine fréquentiel de l'équation initiale des flux partiels. Cette transposition dans le domaine fréquentiel ramène le problème à la résolution d'un système linéaire. Une approche multi-résolution, grâce à la définition de MR-nodes, permet de réduire la complexité. En effet, au niveau des MR-nodes, regroupements rectangulaires de noeuds standards de la méthode ParFlow, seuls les flux de bords sont nécessaires au calcul de la propagation. Cela permet donc, lors d'une phase de pré-traitement, représentant la majorité de la complexité, de calculer des matrices de diffusion, qui sont alors utilisées dans la phase de propagation qui est très rapide. Nous avons pu vérifier que la méthode MR-FDPF avait les avantages suivants :

- Une phase de pré-traitement unique, qui ne dépend pas de la position des sources à propager.
- Une phase de propagation peu complexe, et dont la complexité peut encore être réduite si, lors de la phase descendante, la propagation est arrêtée à un niveau intermédiaire.
- Une prise en compte de la diffraction et de toutes les réflexions sans limitation contrairement aux méthodes géométriques.
- Une complexité qui ne dépend pas du nombre d'obstacles, mais seulement de la taille de l'environnement après discréétisation à un certain pas spatial.

Dans la partie suivante nous avons adapté la méthode MR-FDPF à la simulation de la propagation des ondes WiFi. Pour cela les paramètres de réglage du simulateur doivent être judicieusement choisis. En particulier, quand la taille de l'environnement augmente, ou seulement pour réduire la complexité, l'utilisation d'un plus grand pas de discréétisation est nécessaire. Or, comme celui-ci doit être petit devant la longueur d'onde, cela demande donc de simuler à une fréquence de simulation artificielle, d'où une calibration des matériaux nécessaire (étant donné que leurs indices dépendent de la fréquence). Comme la méthode est implémentée en $2D$, une approche originale de prise en compte de la propagation aux autres étages a été proposée. Cette méthode, dite $2.5D$, permet de prendre en compte les flux de l'étage courant, de les rétropropager aux autres niveaux, où ils redeviennent alors eux-mêmes des sources à propager. Cette approche est intéressante pour les bâtiments multi-étages, car elle permet d'avoir une bonne précision (de l'ordre de 4dB), sans faire appel à une méthode $3D$ trop complexe.

Comme les sources simulées avec la méthode ParFlow initiale sont omnidirectionnelles, nous avons proposé une méthode de prise en compte des diagrammes d'antennes, ce qui permet alors de simuler la propagation de points d'accès WiFi réels, en prenant en compte le gain et l'ouverture.

Si l'approche $2.5D$ donne de bons résultats, elle ne peut pas simuler des bâ-

timents pour lesquels les dimensions de hauteurs sont grandes (comme une gare, un hall, ...), et dans ce cas l'approche 3D est nécessaire. La méthode MR-FDPF a donc été implémentée en 3D, ce qui accroît beaucoup la complexité, car la taille des matrices de propagation à considérer devient très grande. Deux optimisations pour réduire la mémoire nécessaire ont été proposées : une première pour réduire la taille de ces matrices en effectuant des décompositions en valeurs singulières de celles-ci, et une seconde pour stocker les flux de manière optimale. La méthode MR-FDPF 3D a donné des résultats de précision du même ordre que la méthode 2.5D, mais nécessiterait d'être évaluée sur un bâtiment autre que multi-étages. Mais pour cela, il sera probablement utile d'ajouter la notion de prise en compte des diagrammes d'antennes en proposant une approche du même type que celle proposée en 2D.

Pour terminer cette thèse, trois autres applications de la méthode MR-FDPF ont été présentées. Tout d'abord nous avons souhaité évaluer la méthode MR-FDPF en environnement outdoor. Cela demande donc de faire des approximations pour réduire la taille de l'environnement qui augmente de manière importante, par rapport à l'échelle d'un bâtiment. Les résultats obtenus (erreur inférieure à 8dB) laissent néanmoins entrevoir de bonnes perspectives pour l'utilisation de cette méthode dans des logiciels de planification. En effet, le temps de propagation de quelques secondes pourrait permettre de tester un grand nombre de positions d'émetteurs, dans des temps très courts.

La deuxième application nous a permis de vérifier que la distribution des puissances simulées dans des petites zones de l'environnement permettait de caractériser le type d'évanouissement. Ainsi, si la méthode MR-FDPF est intéressante de par les résultats de précision qu'elle offre, elle permet aussi, du fait que les multiples chemins sont pris en compte, d'estimer les évanouissements. Cette méthode pourrait être utile par exemple pour développer des algorithmes de traitement d'antennes permettant de réduire les effets du fading, ou encore pour aider à créer des systèmes MIMO.

Enfin, la méthode MR-FDPF ayant été intégrée dans un logiciel de planification de réseau WiFi, nous avons terminé en présentant les méthodes d'optimisations implémentées. Nous avons brièvement rappelé les travaux de Jaffrès-Runser concernant l'optimisation de l'emplacement des points d'accès. Dans cette approche une recherche multi-objectifs permet de rechercher, en faisant varier plusieurs paramètres, le réglage optimal des points d'accès. Nous avons alors ajouté une couche supérieure à cette optimisation. Celle-ci permet, une fois les paramètres précédemment affectés (position, puissance d'émission, et éventuellement direction de l'antenne), de rechercher les fréquences à allouer à chaque point

d'accès. Ce complément permet donc de faire une optimisation globale de réseau WiFi avec des résultats très intéressants, puisque les interférences sont plus faibles qu'avec une approche de graphe.

Les perspectives pour cette thèse sont nombreuses, et bien que les principales problématiques aient déjà été présentées, nous pouvons conclure avec quelques ouvertures. Concernant la méthode en elle même, nous avons vu que, même si nous avons optimisé sa complexité, d'autres améliorations pourraient être faites. Tout d'abord, concernant les méthodes 2D et 2.5D, nous avons vu que la complexité dépendait de la taille de l'environnement, à cause d'inversions de matrices de grandes dimensions. Pour faire des simulations en milieu outdoor, nous avons probablement atteint une limite, du fait de travailler à fréquence artificielle. Peut-être que la prochaine étape serait de réduire la complexité en divisant l'environnement en différentes zones, et en considérant les flux d'échanges entre ces zones. Cela permettrait de travailler sur plusieurs arbres de MR-nodes en parallèle et de distribuer le problème sur plusieurs machines par exemple.

Une autre perspective que nous avons décrite précédemment concerne la méthode 3D. Des travaux restent à faire, en particulier pour intégrer la polarisation dans les équations. De plus il faudrait valider ce modèle par une campagne de mesures dans un environnement non multi-couches, pour montrer l'intérêt réel de cette méthode.

D'autres perspectives concernent le logiciel de planification. Il pourrait être intéressant d'intégrer la méthode 3D dans les algorithmes d'optimisation pour tenir compte des hauteurs des points d'accès dans l'optimisation. De même l'extension de l'intégration des diagrammes d'antennes en 3D pourrait être ajoutée (mais il nécessite probablement d'avoir intégré la polarisation auparavant). Enfin, d'autres fonctions de coût pourraient être ajoutées à la planification, comme des fonctions économiques prenant en compte le prix du matériel, ou des fonctions de connexité permettant de réduire le nombre de voisins de chaque cellule.

Publications personnelles

- [1] G. de la Roche, K. Jaffres-Runser and J-M. Gorce. On predicting Indoor WLAN coverage with a fast discrete approach. In International Journal of Mobile Network Design and Innovation, Vol 2, No 1, 2007, pp.3–12.
- [2] J-M. Gorce, K. Jaffres-Runser and G. de la Roche. Deterministic Approach for Fast Simulations of Indoor Radio Wave Propagation. In IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 55, Issue 3, Part 2, March 2007, pp.938–948.
- [3] G. De La Roche, G. Villemaud, and J-M. Gorce. Efficient finite difference method for simulating radio propagation in dense urban environments. In *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, November 2007.
- [4] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. On predicting fast fading strength from indoor 802.11 simulations. In *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2007)*, Torino, Italy, September 2007.
- [5] G. de la Roche, G. Villemaud, and J-M. Gorce. Evaluation de performances de systèmes SISO-MIMO pour réseaux de capteurs par simulation du canal radio indoor. In *IRAMUS Workshop*, Val Thorens, France, January 2007.
- [6] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. Full-3D MR-FDPF Method for the Simulation of Indoor Radio Propagation. In *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, France, November 2006.
- [7] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. 2.5D extensions of the Frequency Domain ParFlow Algorithm for Simulating 802.11b/g Radio Coverage in multifloored buildings. In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC-Fall 2006)*, Montreal, Canada, September 2006.
- [8] G. Villemaud, G. De La Roche, and J-M. Gorce. Accuracy enhancement of a multi-resolution indoor propagation simulation tool by radiation pattern synthesis. In *IEEE AP-S International Symposium*, pages 2153–2156, Albuquerque, New Mexico, July 2006.

- [9] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Jaffrès-Runser, and J-M. Gorce. A QoS-based FAP criterion for indoor 802.11 wireless lan optimization. In *IEEE International Conference on Communications (ICC2006)*, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [10] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. A new strategy for indoor propagation fast computation with mr-fdpf algorithm. In *IASTED International Conference on Antennas, Radar and Wave Propagation*, Banff, Canada, July 2005.
- [11] K. Runser, G. De La Roche, and J-M. Gorce. Assessment of a new indoor propagation prediction model based on a multi-resolution algorithm. In *Vehicular Technology Conference Spring (VTC-Spring 2005)*, Stockholm, Sweden, 2005.
- [12] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. Prédiction de couverture radio pour les réseaux locaux sans-fil par une approche 2d multi-résolution. In *Actes des 14èmes journées nationales micro-ondes*, Nantes, France, May 2005.
- [13] G. Villemaud, G. De La Roche, R. Lecoge, J-M. Gorce, and H. Parvery. Synthèse de diagrammes de rayonnement directifs pour simulateur de couverture indoor. In *Actes des 14èmes journées nationales micro-ondes*, Nantes, France, May 2005.
- [14] K. Runser, P. Buhr, G. De La Roche, and J-M. Gorce. Validation de la méthode de prédiction de couverture radio MR-FDPF. In *Actes ALGOTEL 2004*, Batz sur Mer, France, 2004.

Bibliographie Générale

- [1] Atlas project. In *Automatically Tuned Linear Algebra Software*, <http://math-atlas.sourceforge.net/>.
- [2] Java colt open source libraries. In *CERN - European Organization for Nuclear Research*, <http://dsd.lbl.gov/~hoschek/colt/>.
- [3] Digital mobile radio towards future generation systems. In *COST 231 Final Report*, <http://www.lx.it.pt/cost231/>, 1999.
- [4] <http://www.lx.it.pt/cost273>. 2007.
- [5] Ali Abdi, Cihan Tepedelenlioglu, Mostafa Kaveh, and Georgios Giannakis. On the estimation of the k parameter for the rice fading distribution. *Proc. IEEE*, 5(3) :92–94, March 2001.
- [6] F. Aguado, F.P. Fontan, and A. Formela. Fast ray tracing of microcellular and indoor environments. *IEEE transactions on Magnetics*, 1997.
- [7] F. Aguado, F.P. Fontan, and A. Formela. Indoor and outdoor channel simulator based on ray tracing. *Department of Communications Technologies ; university of Vigo, Spain*, 1998.
- [8] A. Alighanbari and C.D. Sarris. High order s-mrtd time-domain modeling of fading characteristics of wireless channels. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, pages 2165–2168, Albuquerque, New Mexico, USA, July 2006.
- [9] P. Almers, E. Bonek, A. Burr and3 N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyosti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Ozcelik2. Survey of channel and radio propagation models for wi-relessmimo systems. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 1 :1–19, 2007.
- [10] Georgia E. Athanasiadou and Andrew R. Nix. A novel 3-d indoor ray-tracing propagation model : The path generator and evaluation of narrow-band and wide-band predictions. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 49(4) :1152–1168, July 2000.
- [11] J. Bresenham. Pixel-processing fundamentals. *IEEE Computer Graphics and Applications*, 16(1) :74–82, January 1996.

- [12] P. Calegari, F. Guidec, P. Kuonen, B. Chamaret, S. Josselin, and D. Wagner. Radio network planning with combinatorial optimization algorithms. *Proceedings of the ACTS Mobile Telecommunications*, 2 :707–713, November 1996.
- [13] A. Chandra, A. Kumar, and P. Chandra. Estimation of path loss parameters using propagation measurements at 900 mhz and 1.89 ghz in the corridors of a multifloor building. *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2 :532–535, September 1998.
- [14] A. Chandra, T. T. Schobert, and H.J. Schmitt. Propagation of 450 mhz radio signals in a multi-floor building. *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, 3 :1227–1233, September 1996.
- [15] Y. Chartois, Y. Pousset, and R. Vauzelle. A spatio-temporal radio channel characterization with a 3d ray tracing propagation model in urban environment.. In *PIRMC'04, IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, Septembre 2004.
- [16] Zhongqiang Chen, Alex Delis, and Henry L. Bertoni. Radio-wave propagation prediction using ray-tracing technique on a network of workstations (now). *Journal of Parallel and Distributed Computing*, pages 1127–1156, July 2004.
- [17] K-W. Cheung, J. H-M Sau, and R.D. Murch. A new empirical model for indoor propagation prediction. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 47(3) :996–1001, August 1998.
- [18] B. Chopard, P. Luthi, and J.-F. Wagen. Multi-cell coverage predictions : a massively parallel approach based on the parflow method. In *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, volume 2, pages 60–64, September 1998.
- [19] B. Chopard, P.O. Luthi, and J.F. Wagen. A lattice boltzmann method for wave propagation in urban microcells. In *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 144, pages 251–255, 1997.
- [20] Y. Cocheril, R. Vauzelle, and L. Aveneau. Comparison between two original methods including scattering in 3d channel. In *European Conference on Wireless Technology*, September, address="Manchester, UK" 2006.
- [21] Y. Collette and P. Siarry. *Multiobjective optimization : principles and case studies*. Berlin, Springer Edition, August 2003.
- [22] P. Combeau. *Simulation efficace et caractérisation du canal radiomobile en environnement réel. Application aux systèmes sans fil*. PhD thesis, Université de Poitiers.

- [23] Forsk company. Atoll global RF planning solution. In <http://www.forsk.com>, 2007.
- [24] Costas C. Constantinou and Ling Chuen Ong. Urban radiowave propagation : A 3-d path-integral wave analysis. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 46(2) :211–217, February 1998.
- [25] Y. Corre and Y. Lostanlen. 3d urban propagation model for large ray-tracing computation. In *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, September 2007.
- [26] L. M. Correia. Wireless flexible personalised communications. *COST 259 Final Report, John Wiley and Sons, Chichester*, 2001.
- [27] A. Dalla-Rosa, A. Raizer, and L. Pichon. Comparative study between kriging and genetic algorithms for optimal transmitter location in an indoor environment using transmission line modeling method. In *6th International Conference on Computation in Electromagnetics*, 2006.
- [28] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. 2.5d extensions of the frequency domain parflow algorithm for simulating 802.11b/g radio coverage in multifloored buildings. In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC-Fall 2006)*, Montreal, Canada, September 2006.
- [29] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. On predicting fast fading strength from indoor 802.11 simulations. In *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2007)*, Torino, Italy, September 2007.
- [30] 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*, 35(3) :319–324, 1987.
- [31] Danilo Erricolo, Giuseppe D'Elia, and Piergiorgio L.E. Uslenghi. Measurements on scaled models of urban environments and comparisons with ray-tracing propagation simulation. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 50(5) :727–735, May 2002.
- [32] Danilo Erricolo and Piergiorgio L.E. Uslenghi. Propagation path loss - a comparison between ray-tracing approach and empirical models. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 50(5) :766–768, May 2002.
- [33] Arno Formella, Fernando Aguado Agelet, and JosÃ© M. Hernando Rabanos. Acceleration techniques for ray-path searching in urban and suburban environments to implement efficient radio propagation simulators. Technical report, ETSI Telecommunication, Germany, September 1998.
- [34] Steven Fortune. A beam tracing algorithm for prediction of indoor radio propagation. *ATT Bell Laboratories report*, February 1996.

- [35] Steven Fortune. Algorithms for prediction of indoor radio propagation. *ATT Bell Laboratories report*, January 1998.
- [36] A. Fourie and D. Nitch. SuperneC : Antenna and indoor-propagation simulation program. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 42(3), June 2000.
- [37] Massimo Franceschetti, Jehoshua Bruck, and Leonard J. Schulman. A random walk model of wave propagation. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 52(5) :1304–1317, May 2004.
- [38] A. Gondran, J. Fondrevelle, O. Baala, and A. Caminada. Modélisation du problème théorique de planification wlan par fonction d'ensembles. In *META '06 Métaheuristiques*, Hammamet (Tunisia), November 2006.
- [39] Jean-Marie Gorce and S. Ubeda. Propagation simulation with the parflow method : fast computation using a multi-resolution scheme. In *IEEE 54th Vehicular Technology Conference*, pages 1304–1307, Atlantic City, October 2001.
- [40] Frederic Guidec, Pierre Kuonen, and Patrice Calgari. Parflow++ : a c++ parallel application. In *20th SPEEDUP meeting*, Geneve, Suisse, Septembre 1996.
- [41] Jin-Kao Hao, Raphael Dorne, and Philippe Galinier. Tabu search for frequency assignment in mobile radio networks. *Journal of Heuristics*, 4 :47–62, June 1998.
- [42] Jin-Kao Hao and Raphaël Dorne. Study of genetic search for the frequency assignment problem. In *European conference on Artificial Evolution*, pages 333–344, Brest, France, September 1995.
- [43] Mudhafar Hassan-Ali and Kaveh Pahlavan. A new statistical model for site-specific indoor radio propagation prediction based on geometric optics and geometric probability. *IEEE transactions on Wireless Communications*, 1(1) :112–124, January 2002.
- [44] J. He, A. Verstack, L.T. Watson, C.A. Stinson, N. Ramakrishnan, Shaffer C, A, T.S. Rappaport, and C.R. Anderson. Globally optimal transmitter placement for indoor wireless communication systems. In *IEEE Transaction on Wireless Communications*, 2002.
- [45] 3GPP3GPP2 Spatial Channel Model Ad hoc Group3GPP. Technical report.
- [46] W.J.R. Hoefer. The transmission line matrix method - theory and applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory Technology*, 3, 1985.
- [47] 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*, 41(6) :787–790, 1993.

- [48] R. Hoppe, P. Wertz, F.M. Landstorfer, and G. Wölfle. Advanced ray optical wave propagation modelling for urban and indoor scenarios including wideband properties. In *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, January/February 2003.
- [49] 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, June 2000.
- [50] Y. Huang, L. Talbi, T.A. Denidni, and K. Sellal. Modeling human body shadowing using ftdt for indoor radio propagation. In *ARP Conference (Antennas, Radar, and Wave Propagation)*, Banff, Alberta, Canada, July 2005.
- [51] Ramakrishna Janaswamy. Path los predictions in the presence of buildings on flat terrain : A 3-d vector parabolic equation approach. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 51(8) :1716–1728, August 2003.
- [52] Zhong Ji, Bin-Hong Li, Hao-Xing Wang, Hsing-Yi Chen, and Tapan K. Sarkar. Efficient ray-tracing methods for propagation prediction for indoor wireless propagation. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(2) :41–49, April 2001.
- [53] Li Jingming, J.-F. Wagen, and E. Lachat. Effects of large grid size discretization on coverage prediction using the parflow method. In *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, volume 2, pages 879–883, September 1998.
- [54] Li Jingming, J.-F. Wagen, and E. Lachat. A quasi 3d parflow approach for the 3d propagation simulation in urban environment. In *48th Vehicular Technology Conference VTC 98*, volume 2, pages 1145–1149, May 1998.
- [55] P.M. Johansen. A 2.5-d diffraction tomography inversion scheme for ground penetrating radar. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium APS 1999*, 3 :2132–2135, July 1999.
- [56] D.R. Jones, C.D. Perttunen, and B.E. Stuckman. Lipschitzian optimization without the lipschitz constant. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 79(1) :157–181, October 1993.
- [57] Athanasios G. Kanatas, Ioannis D. Kountouris, George B. Kostaras, and Philip Constantinou. A utd propagation model in urban microcellular environments. *IEEE Journal on Vehicular Technology*, 46(1) :185–193, February 1997.
- [58] J.B. Keller. Geometrical theory of diffraction. In *J. Opt. Soc. Amer*, volume 52, pages 116–130, 1962.

- [59] Seong-Cheol Kim, Bernard J. Guarino, Thomas M. Willis, Vinko Erceg, Steven Fortune, Reinaldo A. Valenzuela, Louis W. Thomas, Jonathan Ling, and J. Don Moore. Radio propagation measurements and prediction using three-dimensional ray tracing in urban environments at 908 mhz and 1.9 ghz. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 48(3) :931–946, May 1999.
- [60] Kazunori Kimura and Jun Horikoshi. Prediction of wideband propagation characteristics of the millimeter-wave in the mobile radio environment. In *Proceedings of IEEE VTC 1998*, 1998.
- [61] Matrin Klepal. *Novel Approach to Indoor Electromagnetic Wave Propagation Modelling*. PhD thesis, Czech Technical University in Prague, July 2003.
- [62] C. Kloch and J.B. Andersen. Radiosity-an approach to determine the effect of rough surface scattering in mobile scenarios. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2, pages 890–893, July 1997.
- [63] G.D. Kondylis, F. DeFlaviis, G.J.Pottie, and Y. Rahmat-Samii. Indoor channel characterization for wireless communications using reduced finite difference time domain. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 3 :1402–1406, May 1999.
- [64] R.G. Kouyoumjian and P.H. Pathak. A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface. In *Proc IEEE*, volume 62, pages 1148–1461, November 1974.
- [65] K. Kurek, Y. Yashchyshyn, and K. Stefanski. Quasi-3d tool to analyse of the radio propagation channel. *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON-2002*, 3 :865–868, May 2002.
- [66] A. Lauer, I. Wolff, A. Bahr, J. Pamp, and J. Kunisch. Multi-mode fdtd simulations of indoor propagation including antenna properties. In *Proceedings of the IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, pages 454–458, Chicago, USA, 1995.
- [67] Regis Lecoge. *Antennes intelligentes pour réseaux ad hoc*. PhD thesis, INSA de Lyon, Villeurbanne, march 2005.
- [68] J. W. H. Lee and A. K. Y. Lai. FDTD analysis of indoor radio propagation. In *IEEE Antennas Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 1664–1667, Atlanta, GA, June 1998.
- [69] K.K. Leung and B.J. Kim. Frequency assignment for multi-cell ieee 802.11 wireless networks. In *VTC'2003*, Orlando, Florida, 2003.
- [70] C.P. Lim, J.L. Volakis, K. Sertel, R.W. Kindt, and A. Anastasopoulos. Statistical modeling of site-specific indoor channels in wireless communications. In *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and*

- Applied Computational Electromagnetics*, pages 474–477, Honolulu, Hawaii, USA, April 2005.
- [71] G. Lombardi, V. Degli-Esposti, and C. Passerini. Wideband measurement and simulation of the dect indoor propagation channel. In *Proceedings of IEEE VTC 1998*, pages 11–15, 1998.
 - [72] Dai Lu and Dave Rutledge. Investigation of indoor radio channels from 2.4 ghz to 24ghz. In *IEE APS2003*, pages 11–15, 2003.
 - [73] Dai Lu and David Rutledge. Indoor wireless channel modeling from 2.4 to 24 ghz using a combined e/h-plane 2d ray tracing method. *International Symposium on Antennas and Propagation*, 2004.
 - [74] Pascal Olivier Luthi. *Lattice Wave Automata : from radiowave to fracture propagation*. PhD thesis, University of Geneva, Geneva, Switzerland, march 1998.
 - [75] Mohammed Malli, Qiang Ni, Thierry Turletti, and Chadi Barakat. Adaptive fair channel allocation for QoS enhancement in IEEE 802.11 wireless LANs. In *International Conference on Communications ICC2004*, Paris, France, 2004.
 - [76] J. Maurer, O. Drumm, D. Didascalou, and W. Wiesbeck. A novel approach in the determination of visible surfaces in 3d vector geometries for ray-optical wave propagation modelling. In *Proceedings of IEEE VTC 1998*, 1998.
 - [77] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick. The cost 259 directional channel model : overview and methodology. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(12).
 - [78] E. Montiel, A.S. Aguado, and F.X. Sillion. radiance model for predicting radio wave propagation in irregular dense urban areas. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 51, pages 3097–3108, November 2003.
 - [79] Samuel P. Morgan. Prediction of indoor wireless coverage by leaky coaxial cable using ray tracing. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 48(6) :2005–2014, November 1999.
 - [80] William M. O'Brien, Eamonn M. Kenny, and Peter J. Cullen. An efficient implementation of a three-dimensional microcell propagation tool for indoor and outdoor urban environments. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 49(2) :622–630, March 2000.
 - [81] Manish A. Panjwani, A. Lynn Abbott, and Theodore S. Rappaport. Interactive computation of coverage regions for wireless communication in multifloored indoor environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 14(3) :420–430, April 1996.

- [82] P. Pechac and M. Klepal. Effective indoor propagation predictions. In *IEEE Vehicular Technology Conference VTC Fall 2001*, pages 1247–1250, Atlantic City, October 2001.
- [83] Y. Pousset and R. Vauzelle. Statistical optimization of a slope utd model for the determination of coverage zones. In *PIMRC'98*, California, 1998.
- [84] Jurgen Rebel. *On the foundation of the transmission Line Matrix Method*. PhD thesis, Universitat Munchen, Munchen, Deutchland, dec 1999.
- [85] 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, address="Manchester, UK" 2006.
- [86] Sebastien Reynaud, Alain Reineix, Christophe Guiffaut, and Rodolphe Vauzelle. Modeling indoor propagation using an indirect hybrid method combining the utd and the fdtd methods. In *7th European Conference on Wireless Technology*, Amsterdam, October 2004.
- [87] K. Rizk, R. Valenzuela, D. Chizhik, and F. Guardiol. Lateral, full 3d and vertical plane propagation i microcells and small cells. In *VTC98*, pages 998–1003, 1998.
- [88] R. Montemanni. An improved tabu search algorithm for fixed-spectrum frequency assignment problem. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 52 :891–901, May 2003.
- [89] G. De La Roche and J-M. Gorce. Full-3d mr-fdpf method for the simulation of indoor radio propagation. In *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, France, November 2006.
- [90] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Jaffrèς-Runser, and J-M. Gorce. A qos-based fap criterion for indoor 802.11 wireless lan optimization. In *IEEE International Conference on Communications (ICC2006)*, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [91] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. A new strategy for indoor propagation fast computation with mr-fdpf algorithm. In *IAS-TED International Conference on Antennas, Radar and Wave Propagation*, Banff, Canada, July 2005.
- [92] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. Prédiction de couverture radio pour les réseaux locaux sans-fil par une approche 2d multi-résolution. In *Actes des 14èmes journées nationales micro-ondes*, Nantes, France, May 2005.
- [93] G. De La Roche, G. Villemaud, and J-M. Gorce. Efficient finite difference method for simulating radio propagation in dense urban environments. In

- European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, November 2007.
- [94] Jean-Pierre Rossi and Yannick Gabillet. A mixed ray launching/tracing method for full 3-d uhf propagation modeling and comparison with wideband measurements. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 50(4) :517–523, April 2002.
 - [95] K. Runser. *Méthodologies pour la planification de réseaux locaux sans-fil*. PhD thesis, INSA Lyon, oct 2005.
 - [96] J.W. Schuster and R.J. Luebbers. Comparison of gtd and fdtf predictions for uhf radio wave propagation in a simple outdoor urban environment. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 3 :2022–2025, 1997.
 - [97] S.Y. Seidel and T.S. Rappaport. 914 mhz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 40(2) :207–217, 1992.
 - [98] Hae-Won Son and Noh-Hoon Myung. A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 47(8) :1344–1350, August 1999.
 - [99] GS. Stavrou and SR. Saunders. Review of constitutive parameters of building materials. In *12th International Conference on Antennas and Propagation*, pages 211–215, Exeter, UK, April 2003.
 - [100] Hajime Suzuki. Accurate and efficient prediction of coverage map in an office environment using frustrum ray tracing and in-situ penetration loss measurement. In *VTC Spring 57th*, pages 236–240, Jeju, Korea, 2003.
 - [101] Hajime Suzuki and Ananda S. Mohan. Frustrum ray tracing technique for high spatial resolution channel characteristic map. In *RAW'CON98 Proceedings*, pages 253–255, Colorado Springs, USA, 1998.
 - [102] Hajime Suzuki and Ananda S. Mohan. Measurement and prediction of high spatial resolution indoor radio channel characteristic map. *IEEE Journal on Vehicular Technology*, 49(4) :1321–1333, July 2000.
 - [103] L. Talbi. FDTD characterization of the indoor propagation. *Journal of electromagnetic waves and applications*, 10(2) :243–247, 1996.
 - [104] J.H. Tarng and T.R. Liu. Effective models in evaluating radio coverage on single floors of multifloor buildings. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48(3) :782–789, May 1999.
 - [105] Kim-Fung Tsang, Wing-Shing Chan, Don Jing, Kai Kang, Shiu-Yin Yuen, and Wen-Xun Zhang. Radiosity method : a new propagation model for microcellular communication. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 4, pages 2228–2231, June 1998.

- [106] Nicolas Tsingos, Thomas Funkhouser, Addy Ngan, and Ingrid Carlstrom. Modeling acoustics in virtual environments using the uniform theory of diffraction. *Bell laboratories report, Princeton University*, pages 545–553, 2001.
- [107] Reinaldo A. Valenzuela, Steven Fortune, and Jonothan Ling. Indoor propagation prediction accuracy and speed versus number of reflexions in image-based 3-d ray-tracing. In *VTC98*, pages 539–543, Ottawa, 1998.
- [108] G. Villemaud, G. De La Roche, and J-M. Gorce. Accuracy enhancement of a multi-resolution indoor propagation simulation tool by radiation pattern synthesis. In *IEEE AP-S International Symposium*, pages 2153–2156, Albuquerque, New Mexico, July 2006.
- [109] G. Villemaud, G. De La Roche, R. Lecoge, J-M. Gorce, and H. Parvery. Synthèse de diagrammes de rayonnement directifs pour simulateur de couverture indoor. In *Actes des 14èmes journées nationales micro-ondes*, Nantes, France, May 2005.
- [110] Wei Wang and Xin Liu. List-coloring based channel allocation for open-spectrum wireless networks. In *VTC'2005*, Dallas, 2005.
- [111] 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*, 48(5) :743–754, May 2000.
- [112] P. Wertz, G. Wolfle, R. Hoppe, and F.M. Landstorfer. Deterministic propagation models for radio transmission into buildings and enclosed spaces. In *European Microwave Week 2003*, Munich, 2003.
- [113] 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, September 1999.
- [114] G. Wolfle and F.M. Landstorfer. Dominant path for the field strength prediction. In *IEEE Vehicular Technology Conference VTC*, pages 552–556, Ottawa, Ontario, May 1998.
- [115] 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, April 2005.
- [116] Gerard Wolfle, Rene Wahl, Pascal Wildbolz, and Philipp Wertz. Dominant path prediction model for indoor and urban scenarios. In *11th COST 273*, Germany, September 2004.

- [117] Chang-Fa Yang, Boau-Cheng Wu, and Chuen-Jyi Ko. A ray-tracing method for modelling indoor wave propagation and penetration. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 46(6) :907–919, June 1998.
- [118] Khengqing Yun, Zhijun Zhang, and Magdy F. Iskander. A ray-tracing method based on the triangular grid approach and application to propagation prediction in urban environments. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 50(5) :750–758, May 2002.
- [119] Wei Zhang. A wide-band propagation model based on utd for cellular mobile radio communications. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 45(11) :1669–1678, November 1997.
- [120] Wei Zhang. Fast two-dimensional diffraction modeling for site-specific propagation prediction in urban microcellular environments. *IEEE transactions on Wireless Communications*, 49(2) :428–436, March 2000.
- [121] Zhang Zhijun, Z. Yun, and M.F. Iskander. New computationally efficient 2.5d and 3d ray tracing algorithms for modeling propagation environments. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1 :460–463, July 2001.
- [122] 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, October 2004.
- [123] T.T. Zygoridis, E.P. Kosmidou, K.P. Prokopidis, N.V. Kantartzis, C.S. Antonopoulos, K.I. Petras, and T.D. Tsiboukis. Numerical modeling of an indoor wireless environment for the performance evaluation of wlan systems. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42 :839–842, April 2006.