



HAL
open science

Méthodes avancées pour une ingénierie WLAN multi-standards

Sylvain Allio

► **To cite this version:**

Sylvain Allio. Méthodes avancées pour une ingénierie WLAN multi-standards. Electronique. INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES, 2007. Français. NNT: . tel-03201427

HAL Id: tel-03201427

<https://hal.science/tel-03201427v1>

Submitted on 18 Apr 2021

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

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

Numéro d'ordre : D07-01

THÈSE

Présentée à

L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES

pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR

Spécialité : **Électronique**

Présentée par :

ALLIO Sylvain

Méthodes avancées pour une ingénierie WLAN multi-standards

Soutenue le 11 Janvier 2007 devant la Commission d'Examen composée de :

Isabelle GUÉRIN-LASSOUS, Professeur, Université Lyon I, LIP Rapporteur
Alexandre CAMINADA, Professeur, UTBM Belfort, SET Rapporteur
Martine LIENARD, Professeur, Université Lille I, TELICE Examineur
Jean-Pierre BARBOT, Maître de Conférences, ENS Cachan, SATIE Examineur
Ali LOUZIR, Ingénieur de Recherche, Thomson R&D Cesson-Sévigné Examineur
Ghais EL ZEIN, Professeur, INSA Rennes, IETR, Directeur de thèse Examineur
Valéry GUILLET, Ingénieur de Recherche, France Télécom R&D Belfort, MCR, Encadrant de thèse Examineur

*A mes parents, mes soeurs, mon frère et Marion
Pour le soutien qu'ils m'ont accordé tout au long de mes études*

REMERCIEMENTS

Cette thèse s'est déroulée au sein du laboratoire "Réseaux d'Accès - Network Engineering Tools" de France Telecom Division Recherche et Développement à Belfort, et je remercie les Directeurs de Laboratoire successeurs, Messieurs Jean Vuichard et Yvonnick Boursier, pour leur accueil. Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur Patrice Pajusco, Responsable de l'Unité de Recherche et de Développement "Modélisation du Canal Radio", pour m'avoir accueilli au sein de son équipe. Je tiens aussi à remercier Monsieur Valéry Guillet pour la confiance qu'il m'a accordée et les connaissances qu'il m'a transmises en dirigeant ces trois années de recherche. Ses conseils avisés et l'intérêt qu'il a porté à ces travaux tout au long de leur avancement ont été pour moi une grande richesse et une grande aide. Je souhaite également remercier mon encadrant, Monsieur Ghais El Zein, Professeur à l'INSA de Rennes pour l'intérêt qu'il a accordé à mes travaux, ainsi que pour ses encouragements.

Je remercie sincèrement Madame Isabelle Guerin-Lassous, Professeur à l'université de Lyon I, et Monsieur Alexandre Caminada, Professeur à l'Université Technologique de Belfort-Montbéliard, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. Je remercie également Madame Martine Lienard, Professeur à l'Université de Lille, Monsieur Ali Louzir, Ingénieur de Recherche à Thomson Recherche et Développement à Cesson-Sévigné, ainsi que Monsieur Jean-Pierre Barbot, Maître de Conférence à l'ENS de Cachan de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

J'exprime par ailleurs toute ma sympathie aux autres membres du laboratoire, et plus particulièrement à Nadine Malhouroux-Gaffet, Sabine Durieux, Hélène Averous, Hervé Sizun, Jean-Yves Thiriet, Yves Louis, Jean-Claude Kling, Claude Moroni, Laurent Cartier, Lionel Chaigneaud et Jean-Marc Conrat pour l'aide et la joie qu'ils m'ont apportées. J'exprime également ma sympathie aux thésards, Maher Al Naboulsi, Pascal Pagani, Guillaume Tesserault et Albin Dunand et post-doctorants, Rida Tahri et Yannick Chartois pour leurs conseils avisés et je leur souhaite bon courage dans la suite de leurs travaux. Je souhaite également remercier Michel Meyer et les époux Degoulet pour le divertissement qu'ils ont pu me procurer pendant ces trois années.

Je remercie enfin chaleureusement ma famille, qui m'a constamment entouré durant mes années d'études et ces trois années de recherche. Je voudrais remercier tout particulièrement Marion, pour son soutien, ses encouragements et sa confiance.

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	iii
Acronymes	xiii
Introduction	1
I Les réseaux sans fil	3
I-1. Introduction	4
I-2. Etat des technologies sans fil	4
I-2.1. Les WPAN	5
I-2.1.1. Bluetooth	5
I-2.1.2. UWB	6
I-2.1.3. ZigBee	6
I-2.2. Les WLAN	6
I-2.2.1. La norme 802.11	6
I-2.2.2. Hiperlan	6
I-2.2.3. HomeRF	7
I-2.3. Les WMAN et les WWAN	7
I-2.3.1. Wimax	7
I-2.3.2. MBWA	7
I-2.3.3. Les WWAN	7
I-2.4. Récapitulatif	8
I-3. Normes 802.11	8
I-3.1. Architecture des réseaux 802.11	9
I-3.1.1. Mode infrastructure	9
I-3.1.2. Mode Ad Hoc	11
I-3.2. La couche MAC IEEE 802.11	11
I-3.2.1. Techniques d'accès au médium: DCF (Distributed Coordination Function)	12
I-3.2.2. Fragmentation et réassemblage	16

I-3.2.3.	Protection contre les noeuds cachés	16
I-3.2.4.	Format des trames MAC	18
I-3.3.	Qualité de service dans les réseaux 802.11: les limitations de la norme 802.11	20
I-3.4.	Les couches physiques IEEE 802.11	20
I-3.4.1.	Couche physique IEEE 802.11	21
I-3.4.2.	Couche physique IEEE 802.11b	24
I-3.4.3.	Couche physique IEEE 802.11a	26
I-3.4.4.	Couche physique IEEE 802.11g	33
I-3.4.5.	Paramètres des récepteurs 802.11	36
I-4.	Conclusion	37
II	Le canal de propagation	39
II-1.	Introduction	40
II-2.	Phénomènes de propagation	40
II-2.1.	Propagation en espace libre [Pag05]	40
II-2.2.	Propagation en espace confiné [Lag00]	41
II-2.2.1.	Mécanismes élémentaires	41
II-2.2.2.	Propriétés du canal radio	44
II-2.3.	Phénomènes de propagation dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz	47
II-2.3.1.	Effet du mobilier	47
II-2.3.2.	Effet des personnes	48
II-3.	Représentation du canal de propagation	53
II-3.1.	Formulation mathématique	53
II-3.1.1.	Représentation en bande de base	53
II-3.1.2.	Canaux déterministes	54
II-3.1.3.	Canaux aléatoires	56
II-4.	La modélisation de la propagation indoor	58
II-4.1.	Généralités	59
II-4.2.	Cas des bandes des 2,4 GHz et des 5 GHz	60
II-4.2.1.	Modélisation statistique	60
II-4.2.2.	Modélisation déterministe	65
II-4.3.	Modélisation retenue	67
II-4.3.1.	Modélisation du Path Loss et du bilan de liaison	67
II-4.3.2.	Modélisation large bande	71
II-4.3.3.	Caractérisation du fading large bande à 5 GHz	74
II-4.3.4.	Caractérisation du fading large bande à 2,4 GHz	76
II-5.	Conclusion	77

III Recensement des équipements brouilleurs dans les bandes 2,4 et 5 GHz	79
III-1. Introduction	80
III-2. Utilisation de la bande des 2,4 GHz	80
III-2.1. Utilisation militaire	81
III-2.1.1. Applications	81
III-2.1.2. Caractéristiques techniques	81
III-2.2. Les liens terrestres audio et vidéo (ENG/OB)	81
III-2.2.1. Applications	81
III-2.2.2. Caractéristiques techniques	82
III-2.3. Les équipements à courte portée (SRD ou AFP)	83
III-2.3.1. Applications	83
III-2.3.2. Caractéristiques techniques	84
III-2.4. Les équipements ISM	88
III-2.5. Synthèse des caractéristiques des différents brouilleurs (émission)	89
III-3. Utilisation de la bande des 5 GHz	91
III-3.1. Les équipements à courte portée	91
III-3.1.1. Applications	91
III-3.1.2. Caractéristiques techniques	91
III-3.2. Les systèmes d'information routière	92
III-3.3. Les radars	92
III-3.4. L'UWB	93
III-3.4.1. Présentation	93
III-3.4.2. Bande de fréquences	94
III-3.4.3. Technologies	94
III-3.5. Synthèse des caractéristiques des différents brouilleurs (émission)	94
III-4. Analyse des brouilleurs	95
III-4.1. Problème des brouillages dans les réseaux sans fil	95
III-4.2. Brouillage dans la bande des 2,4 GHz	96
III-4.2.1. Les brouillages de type 802.11	96
III-4.2.2. Les brouillages par des équipements conformes à d'autres standards (cas de Bluetooth)	97
III-4.2.3. Les brouillages par les équipements ISM (exemple du four micro-onde)	101
III-4.3. Brouillage dans la bande des 5 GHz	104
III-4.3.1. Brouillage par les radars	105
III-4.3.2. Brouillage par les systèmes UWB	106
III-4.3.3. Brouillage entre systèmes WLAN	106
III-5. Conclusion	106

IV Expérimentations	109
IV-1. Caractérisation des brouilleurs	110
IV-1.1. Objectifs	110
IV-1.2. Dispositif expérimental	110
IV-1.2.1. Équipements utilisés et configuration	110
IV-1.2.2. Schéma de principe	111
IV-1.3. Mise en oeuvre	111
IV-1.3.1. Signal utile: les équipements WiFi	111
IV-1.3.2. Générateur de bruits	112
IV-1.3.3. Simulation du canal	118
IV-1.3.4. Caractérisation des éléments du montage	118
IV-1.3.5. Programmes de commande	119
IV-1.4. Déroulement	121
IV-1.4.1. Conditions	121
IV-1.4.2. Mesures	123
IV-1.4.3. Temps total des mesures	124
IV-1.5. Analyse des mesures et résultats	125
IV-1.5.1. Définition du rapport signal sur interférence	125
IV-1.5.2. Performances en présence de bruit blanc	126
IV-1.5.3. Performances en présence de brouilleurs	128
IV-2. Distances de dégagement des brouilleurs	139
IV-2.1. Introduction	139
IV-2.2. Distance d'influence d'un brouilleur sur le mécanisme CCA	140
IV-2.2.1. Modélisation	140
IV-2.2.2. Résultats	141
IV-2.3. Distance d'influence des signaux brouilleurs (hors FHSS)	143
IV-2.3.1. Modélisation	143
IV-2.3.2. Résultats	145
IV-2.4. Distance d'influence du signal brouilleur Bluetooth	153
IV-2.4.1. Modélisation	153
IV-2.4.2. Résultats	153
IV-2.5. Cas de la bande 5 GHz	156
IV-2.5.1. Influence de la fréquence et du spectre d'émission sur les évanouissements rapides large bande	156
IV-2.5.2. Résultats	157
IV-3. Conclusion	159
V Capacité des systèmes 802.11	163
V-1. Introduction	164
V-1.1. Contexte	164

V-1.2.	Rappel de la technique d'accès	164
V-1.3.	Principaux résultats existants	164
V-1.4.	Anomalie du protocole 802.11	166
V-2.	Capacité maximale (1 utilisateur)	167
V-2.1.	Modèle utilisé	167
V-2.1.1.	Mécanisme RTS inactif	168
V-2.1.2.	Mécanisme RTS actif	168
V-2.2.	Mode 802.11b	169
V-2.2.1.	Résultats sans le mécanisme RTS	169
V-2.2.2.	Résultats avec le mécanisme RTS	170
V-2.3.	Mode 802.11a	171
V-2.3.1.	Résultats sans le mécanisme RTS	172
V-2.3.2.	Résultats avec le mécanisme RTS	172
V-2.4.	Mode 802.11g	173
V-2.4.1.	Mode ERP-OFDM	173
V-2.4.2.	Mode DSSS-OFDM	175
V-2.5.	Récapitulatif	179
V-3.	Capacité partagée: contexte multi-utilisateurs	179
V-3.1.	Introduction	179
V-3.1.1.	Borne sur la capacité en fonctionnement optimal	180
V-3.1.2.	Borne sur la capacité en fonctionnement saturé	180
V-3.2.	Présentation de l'outil SILAN	181
V-3.2.1.	Motivations	181
V-3.2.2.	Caractéristiques du simulateur	182
V-3.3.	Résultats de simulation	189
V-3.3.1.	Environnement type étudié	189
V-3.3.2.	Paramètres et hypothèses	190
V-3.3.3.	Cas d'une cellule	191
V-3.3.4.	Cas de deux cellules d'opérateurs concurrents	205
V-4.	Validation expérimentale	209
V-4.1.	Introduction	209
V-4.2.	Contexte des mesures	209
V-4.3.	Equipements utilisés	209
V-4.4.	Configuration des mesures	210
V-4.5.	Scénarios de mesures	210
V-4.6.	Résultats	210
V-4.6.1.	Résultats pour les modes mixtes: 1 et 11 Mbits/s	210
V-4.6.2.	Résultats pour le mode 11 Mbits/s avec plusieurs stations	211
V-4.6.3.	Analyse des résultats	212

V-5. Conclusion	212
Conclusion et perspectives	215
Annexes	218
A Compléments de la norme 802.11	219
A-1. La méthode d'accès PCF: Point Coordination Function	219
A-2. Le champ contrôle de la trame MAC	221
A-3. La couche MAC IEEE 802.11e	221
A-3.1. HCF	221
A-3.1.1. Mode EDCA	222
A-3.1.2. Mode HCCA	226
A-3.2. Contrôles d'admission	228
A-3.2.1. EDCA	228
A-3.2.2. HCCA	228
A-3.3. Mécanismes optionnels de la norme 802.11e	229
A-3.3.1. Mécanismes sur les acquittements	229
A-3.3.2. Protocole de communication directe entre stations	230
B Signaux passe-bandes, signaux analytiques et signaux bande de base	233
B-1. Définitions	233
B-2. Décomposition d'un signal passe bande	234
B-2.1. Décomposition en phase et en quadrature	234
B-2.2. Décomposition en amplitude et en argument	234
B-2.3. Filtre passe-bande et bande de base	234
C Les paramètres large bande du canal radio	237
C-1. Le retard moyen	237
C-2. La dispersion des retards	237
C-3. La fenêtre des retards	238
C-4. L'intervalle des retards	238
C-5. Bande de cohérence	239
D Liste des textes, recommandations et décisions concernant les équipements brouilleurs dans les bandes 2.4 GHz et 5 GHz	241
D-1. Bande 2.4 GHz	241
D-1.1. Liens ENG/OB	241
D-1.2. Appareil de faible puissance (AFP)	241
D-1.3. Systèmes de transmission de données large bande	242
D-2. 5 GHz	243

D-2.1. AFP	243
Contributions	251
Bibliographie	254
Résumé	262

ACRONYMES

4BOK	: quaternary BiOrthogonal Keying
ACK	: Acknowledgement
ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
AFP	: Appareils de Faible Puissance
AMERICCC	: Appareil de MEsure de la Réponse Impulsionnelle pour la Caractérisation du Canal
AP	: Access Point
ARCEP	: Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes
ASK	: Amplitude Shift Keying
AVI	: Automatic Vehicle Identification
AWG	: Arbitrary Waveform Generator
BER	: Bit Error Rate
(D)BPSK	: (Differential) Binary Phase Shift Keying
BSA	: Basic Set Area
BSS	: Basic Service Set
BT	: BlueTooth
CCA	: Clear Channel Assessment
CCK	: Complementarity Code Keying
CD	: Collision Detection
CDF	: Complementary Density Function
CEPT	: Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
COST	: Comité d'Organisation Scientifique et Technique
CSMA/CA	: Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CTS	: Clear To Send
CW	: Continuous Wave
DCF	: Distributed Coordination Function
DFS	: Dynamic Frequency Selection
DOA	: Directions Of Arrivals
DOS	: Disk Operating System

DS	: Distribution System
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
ENG	: Electronic News Gathering
ERC	: European Radiocommunications Committee
ERP	: Extended Rate Physicals
ESS	: Extended Service Set
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute
FCC	: Federal Communications Commission
FCS	: Frame Check Sequence
FDM	: Frequency Division Multiplexing
FDDI	: Fiber Distributed Data Interface
FDTD	: Finite Difference Time Domain
FFT	: Fast Fourier Transform
FHSS	: Frequency Hopping Spread Spectrum
FMO	: Four Micro-Onde
GPRS	: General Packet Radio Service
GSM	: Groupe Spécial Mobile
IAPP	: Inter-Access Point Protocol
IBSS	: Independent Basic Service Set
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
IFS	: Inter Frame Spacing
IP	: Internet Protocol
ISM	: Industrial Scientific & Medical
LAN	: Local Area Network
LLC	: Logical Link Control
LOS	: Line Of Sight
MAC	: Medium Access Control
MATRIX	: Modèle A Tracé de Rayons pour les environnements mIXtes
MBWA	: Mobile Broadband Wireless Access
MPDU	: MAC Protocol Data Unit
MSDU	: MAC Service Data Unit
MWF	: Multi Wall and Floor
NAV	: Network Allocation Vector
NDIS	: Network Driver Interface Specification
NLOS	: Non Line Of Sight
OB	: Outside Broadcasting
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	: Open Systems Interconnection

PC	: Personnel Computer
PCF	: Point Coordination Function
PDF	: Probability Density Function
PDP	: Power Delay Profile
PER	: Packet Error Rate
PIRE	: Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PLCP	: Physical Layer Convergence Procedure
PMD	: Physical Medium Dependent
PPDU	: Physical Protocol Data Unit
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
(D)QPSK	: (Differential) Quaternary Phase Shift Keying
R&S	: Rohde et Schwarz
RFID	: Radio Frequency IDentification
RLAN	: Radio LAN
RSSI	: Received Signal Strength Indication
RTS	: Ready To Send
RTTT	: Road Transport and Traffic Telematics
TMT	: Theoretical Maximum Throughput
SILAN	: SIMulation of wLAN
SRD	: Short Range Devices
TCP	: Transport Communication Protocol
TPC	: Transmit Power Control
UDP	: User Datagram Protocol
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System
UNII	: Unlicensed National Information Infrastructure
US	: Uncorrelated Scattering
UV	: UltraViolet
UWB	: Ultra Wide Band
VoIP	: Voice over IP
VTs	: Vessel Traffic Service
WiFi	: Wireless Fidelity
WLAN	: Wireless Local Area Network
WMAN	: Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	: Wireless Personal Area Network
WSS	: Wide-Sense Stationary
WSSUS	: Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering
WWAN	: Wireless Wide Area Network

INTRODUCTION

Depuis les cinq dernières années, les déploiements de réseaux WLAN se sont accélérés, liés à un contexte de réglementation plus souple du spectre radio. Ces réseaux intéressent les fournisseurs de services Internet et les opérateurs de télécommunications car ces derniers ont souvent été contraints de repousser la commercialisation des systèmes de 3^{ème} génération du fait de leur situation économique et des délais techniques concernant les terminaux. Les systèmes WLAN actuellement commercialisés permettent d'offrir des débits bruts de 1 à 54 Mbits/s conformément aux différentes variantes de la norme 802.11 (et jusqu'à 108 Mbits/s pour les systèmes pré-N). Ces réseaux constituent alors une alternative intéressante à bas coûts permettant d'offrir des services hauts débits sur des sites particuliers : "hot spots", bureaux, environnement domestique.

L'utilisation de réseaux d'accès large bande offre une grande flexibilité de connexion et de mobilité. Cependant les équipements WLAN sont déployés dans un environnement de propagation radio complexe, qui introduit de nombreuses perturbations : le signal émis rencontre différents obstacles (murs, portes, personnes) qui l'atténuent, le signal émis peut être réfléchi, diffracté, diffusé par ces obstacles, ce qui introduit des échos (multi-trajets). De plus, à l'intérieur des bâtiments, ces réseaux ont la particularité d'utiliser des bandes de fréquences, déjà employées par d'autres systèmes télécoms ou non. Ce sont les bandes ISM à 2,4 GHz et UNII à 5 GHz. La bande de fréquences des 2,4 GHz a la particularité d'être une bande librement ouverte aux applications ISM (*Industrial Scientific & Medical*). Toutes sortes d'équipements comme les fours micro-ondes, certains systèmes de surveillance, les équipements Bluetooth, ou d'autres systèmes sont amenés à utiliser et à se partager la même ressource spectrale. De la même façon, la bande de fréquences à 5 GHz est utilisée par d'autres systèmes que les WLAN. Cela peut poser de nombreux problèmes pour l'ingénierie radio des réseaux WLAN. En effet, du fait de la présence d'autres émetteurs dans la même bande de fréquences, les performances en débit utile et en capacité des réseaux WLAN peuvent être notablement dégradées. De même, des opérateurs concurrents déploient sur un même site des réseaux WLAN et utilisent les mêmes fréquences, étant donné qu'ils n'ont pas obligation de se coordonner pour le choix des fréquences, celles-ci étant libres d'usage. Enfin, les réseaux 802.11 utilisent plusieurs canaux pour couvrir une zone géographique définie, les équipements 802.11 constituent alors eux mêmes une source de brouillages limitant les performances.

Les exigences d'interopérabilité et de qualité de service des systèmes de communication compliquent davantage leur mise en oeuvre. Il est alors judicieux d'étudier le comportement du système avant son déploiement sur le terrain afin de comprendre et de régler les éventuels problèmes qui affecteraient le système. Pour effectuer l'ingénierie radio et le déploiement des systèmes WLAN, le principal problème, pour fournir une couverture

désirée avec une qualité de service garantie, est de connaître le nombre de points d'accès nécessaire et leurs emplacements. Ce qu'il est important de garantir c'est le débit utile que chaque utilisateur aura à sa disposition en chaque point de la couverture.

L'objectif de cette thèse est d'effectuer, à partir des critères de choix que sont la portée, la capacité et la résistance aux brouillages, une analyse détaillée des avantages, des inconvénients et de la complémentarité des différents standards. Il s'agit ensuite de conclure sur des recommandations et des règles de déploiement des standards en zones indoor de forte densité de trafic. Pour cela, une étude des différentes interactions entre les réseaux 802.11 et les environnements indoor typiques où ils sont déployés est nécessaire (phénomènes de propagation, phénomènes liés aux brouillages). L'étude des performances des systèmes 802.11 s'est alors déroulée selon trois axes :

- Analyse statistique des phénomènes de propagation dans les bandes 2, 4 et 5 GHz.
- Analyse expérimentale des performances des systèmes 802.11 en présence d'interférences.
- Simulation des performances du protocole 802.11 pour le contexte multi-utilisateurs.

Cette thèse se divise en cinq chapitres, qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche. Le premier chapitre introduit le concept des réseaux radiomobiles. Nous décrivons ensuite les technologies des systèmes WLAN.

Dans le deuxième chapitre, nous décrivons de manière théorique le canal de propagation radio. Les phénomènes de propagation liés aux bandes de fréquences utilisées par les réseaux WLAN sont ensuite présentés. Enfin nous décrivons et analysons les données de propagation qui nous ont servi dans la suite de l'étude.

Le troisième chapitre recense les différentes classes de brouilleurs existants dans les bandes 2, 4 et 5 GHz. Nous présentons ensuite les résultats existants sur les études et la prise en compte des phénomènes de brouillage dans les performances des réseaux WLAN. Enfin nous présentons la démarche retenue pour notre étude.

Le quatrième chapitre développe la caractérisation des brouilleurs. Pour cela plusieurs campagnes de mesures ont été effectuées et ont débouché sur une modélisation de l'effet des brouilleurs. Enfin, une analyse statistique nous permet de définir des règles de distances de dégagement requises entre brouilleurs et équipements WLAN pour garantir un certain niveau de couverture en débit.

Le cinquième chapitre étudie de façon approfondie quelles sont les valeurs limites de capacité (débit utile disponible) que l'on peut réellement attendre d'équipements WLAN pour un ou plusieurs utilisateurs. Pour cela nous présentons des résultats théoriques et des résultats de simulations réalisées à l'aide du logiciel SILAN (SIMulation of WLAN) développé dans le cadre de la thèse.

LES RÉSEAUX SANS FIL

Sommaire

I-1. Introduction	4
I-2. Etat des technologies sans fil	4
I-2.1. Les WPAN	5
I-2.2. Les WLAN	6
I-2.3. Les WMAN et les WWAN	7
I-2.4. Récapitulatif	8
I-3. Normes 802.11	8
I-3.1. Architecture des réseaux 802.11	9
I-3.2. La couche MAC IEEE 802.11	11
I-3.3. Qualité de service dans les réseaux 802.11: les limitations de la norme 802.11	20
I-3.4. Les couches physiques IEEE 802.11	20
I-4. Conclusion	37

I-1. Introduction

Le réseau sans fil est un système de transmission des données conçu pour assurer une liaison indépendante de l'emplacement des périphériques informatiques qui composent le réseau en utilisant les ondes radio plutôt qu'une infrastructure câblée. Dans l'entreprise, les LAN sans fil sont généralement implémentés comme le lien final entre le réseau câblé existant et un groupe d'ordinateurs clients, offrant aux utilisateurs de ces machines un accès sans fil à l'ensemble des ressources et des services du réseau de l'entreprise, sur un ou plusieurs bâtiments. Plus particulièrement, les avantages des WLAN comprennent :

- Une mobilité génératrice de gains de productivité, avec un accès en temps réel aux informations, quel que soit le lieu où se situe l'utilisateur, pour une prise de décision plus rapide et plus efficace.
- Une installation plus économique du réseau dans les endroits difficiles à câbler, bâtiments anciens et structures en béton armé.
- Un coût de maintenance inférieur, particulièrement dans les environnements dynamiques nécessitant des transformations fréquentes grâce aux coûts minimes du câblage et de l'installation par poste et par utilisateur.

Les WLAN libèrent l'utilisateur de sa dépendance à l'égard des réseaux câblés au backbone, lui offrant un accès permanent et omniprésent. Cette liberté de mobilité offre de nombreux avantages dans des types d'environnements de travail tels que :

- Un accès immédiat entre le lit d'hôpital et les informations concernant le patient pour les médecins et le personnel hospitalier.
- Un accès réseau simple et en temps réel pour les consultants et les auditeurs sur site.
- Un accès étendu aux bases de données pour les chefs de service nomades, directeurs de chaîne de fabrication, contrôleurs de gestion ou ingénieurs du bâtiment.
- Une configuration simplifiée du réseau avec un recours minime au personnel informatique pour les installations temporaires telles que stands de foire, d'exposition ou salles de conférence.
- Un accès plus rapide aux informations client pour les fournisseurs de services et détaillants, résultant en un meilleur service et une satisfaction supérieure.

I-2. Etat des technologies sans fil

Les réseaux sans fil sont en plein développement du fait de la flexibilité de leur interface, qui permet à un utilisateur de changer de place tout en restant connecté. Plusieurs gammes de produits sont actuellement commercialisés, mais la normalisation pourrait encore modifier les choses. Les groupes de travail qui se chargent de cette normalisation proviennent de l'IEEE Institut aux Etats-Unis et de l'ETSI en Europe. La figure I.1 décrit les différentes catégories de réseaux suivant leur étendue et la norme existante.

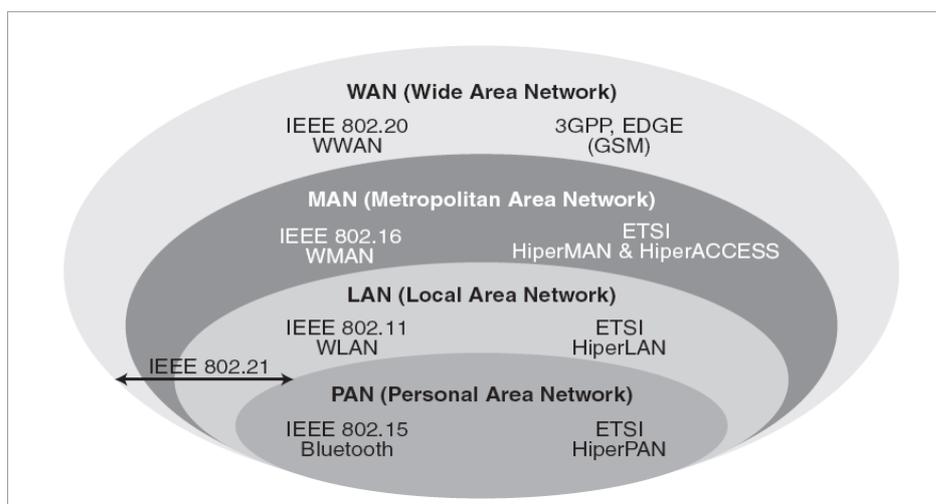


FIG. I.1 – Catégories de réseaux sans fil

On distingue les réseaux WPAN (Wireless Personal Area Networks), les réseaux WLAN (Wireless Local Area Networks), les réseaux WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) et les réseaux WWAN (Wireless Wide Area Networks).

I-2.1. Les WPAN

Les réseaux personnels permettent la communication entre différents appareils dans un rayon réduit. Actuellement, le réseau personnel le plus communément utilisé est celui basé sur la technologie Bluetooth. Deux nouvelles technologies émergent pour ce type de réseaux : une adaptée à des débits élevés UWB (Ultra Wide Band ou Ultra large bande), tandis que ZigBee autorise des connexions d'équipements plus bas débit et à faible consommation.

I-2.1.1. Bluetooth

Le but principal de cette technologie est de supprimer les câbles et de permettre la transmission de la voix et des données via une liaison radio courte distance. Bluetooth permettait initialement de faire communiquer un appareil maître avec sept autres appareils esclaves. Cette technologie est normalisée sous le nom IEEE 802.15.1 [80205b]. Les spécifications techniques de la dernière norme (Bluetooth 2.0) permettent de bénéficier de débits supérieurs allant jusqu'à 2 ou 3 Mbits/s dans un rayon de l'ordre de la dizaine de mètres. Les appareils compatibles Bluetooth utilisent des ondes radio sur la bande ISM (Industrial Scientific & Medical). Cette bande de fréquence est comprise entre 2,4 et 2,48 GHz, utilisable librement sans licence ni autorisation.

I-2.1.2. UWB

Se basant à l'origine sur un système de transmission d'impulsions de très courtes durées, cette technologie offre la possibilité d'un débit élevé jusqu'à 480 Mbits/s pour une portée de 15 mètres. L'UWB utilise ainsi une bande très large de fréquences (entre 3,1 GHz à 10,6 GHz) pour échanger des données. Deux groupes de travail ont tenté de normaliser de tels réseaux sans fil (802.15.3a et 802.15.4a) mais ont été dissous depuis. L'UWB haut-débit se poursuit dans le cadre de WiMedia.

I-2.1.3. ZigBee

ZigBee est une norme de transmission de données sans fil permettant la communication de machine à machine. ZigBee (aussi connu sous le nom IEEE. 802.15-4 [80203d]) est un prolongement de la norme HomeRF issu d'un accord stratégique de licence signé entre MicroChip et Adcon Telemetry. Les caractéristiques principales de cette technologie sont un faible débit et un faible coût avec pour atout majeur une faible consommation. ZigBee utilise une méthode d'étalement de spectre par séquence directe DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) et fonctionne sur la bande de fréquences de 2,4 GHz répartie sur 16 canaux.

I-2.2. Les WLAN

I-2.2.1. La norme 802.11

Le standard 802.11 permet d'établir des liaisons point à point grâce à des antennes bidirectionnelles sur de courtes distances. La norme 802.11 est la norme de référence dans le monde des réseaux locaux sans fil. Des révisions ont été apportées à la norme originale afin d'optimiser le débit : ce sont les normes 802.11b, 802.11a, 802.11g et 802.11n.

D'autres extensions à cette norme existent, IEEE 802.11e utilisée pour un réseau avec signalisation et présentant une qualité de service, la norme IEEE 802.11f étendue pour le handover (passage d'une cellule à une autre sans coupure) ou bien encore le standard IEEE 802.11i amélioré du point de vue de la sécurité.

I-2.2.2. Hiperlan

HiperLAN (High Performance Radio Local Area Network) est une famille de standards pour les communications numériques sans fil à haut débit dans les bandes 5,15-5,3 GHz et 17,1-17,3 GHz à l'initiative de l'institut de standardisation européenne, l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Un émetteur-récepteur radio est installé sur chaque station mobile, il ne nécessite aucun point d'accès pour communiquer avec une autre station mobile. Par contre, des stations de base sont nécessaires pour faire le lien entre la partie radio et la partie filaire existante d'un LAN. La bande allouée est d'une largeur de 10 MHz autour de 5,2 GHz. Le standard Hiperlan2 a été particulièrement développé pour fournir un débit aux réseaux IP, Ethernet, UMTS et aux futurs systèmes multimédias pouvant aller jusqu'à 54 Mbits/s (pour la couche physique). Ce débit important est rendu possible par l'utilisation d'une méthode de modulation multi-porteuses de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). L'espacement entre deux canaux est de 20 MHz. Ce

standard comporte une fonction handover offrant une possibilité de mobilité des terminaux mais dont la vitesse ne doit pas excéder 10 m/s. Pourtant aujourd'hui, il n'existe pas de produit commercialisé de type Hiperlan.

I-2.2.3. HomeRF

Cette technologie évolue sur la bande de fréquences 2,4 GHz et est utilisée dans certains réseaux particuliers.

Depuis la dissolution du groupe de travail HomeRF en janvier 2003, cette technologie a été quasiment laissée à l'abandon, ce qui a certainement profité au développement du WiFi.

I-2.3. Les WMAN et les WWAN

Comme leur nom l'indique, les réseaux sans fil métropolitains ont été créés pour assurer des communications au sein d'une ville ou d'un village. Les principaux standards sont WiMax, basé sur la norme 802.16 et MBWA pour des réseaux mobiles à hauts débits. Les réseaux WWAN sont quant à eux des réseaux étendus ou communément appelés réseaux cellulaires mobiles.

I-2.3.1. Wimax

WiMax est le nom d'une marque destinée à labelliser des équipements compatibles avec le standard américain IEEE 802.16 [80204] et la norme européenne ETSI HiperMAN. Il permet un débit théorique de 70 Mbits/s sur un rayon de 50 km maximum.

I-2.3.2. MBWA

Le MBWA (Mobile Broadband Wireless Access) est un standard en cours de développement par le groupe IEEE 802.20. Il devrait permettre la mise en place de réseaux métropolitains mobiles avec des vitesses allant jusqu'à 250 km/h. Il utilise des bandes de fréquences en dessous des 3,5 GHz. Le débit théorique est de 1 Mbits/s en descente et 300 kbits/s en montée. Toutefois, ce standard ne devrait pas être commercialisé avant 2007.

I-2.3.3. Les WWAN

Il s'agit des réseaux sans fil les plus répandus puisque tous les téléphones mobiles sont connectés à un réseau étendu sans fil. Les principales technologies sont les suivantes :

- GSM (Global System for Mobile Communication ou Groupe Spécial Mobile) : Ce standard a été prévu initialement pour les applications de transport de la parole, de transmission de données à bas débit (9600 bits/s) autour des fréquences 935MHz-960MHz ou 890-915 MHz. Cette norme a permis l'essor des communications mobiles d'aujourd'hui.
- GPRS (General Packet Radio Service) : Cette technologie est la première évolution de la norme GSM pour pouvoir atteindre des débits compatibles avec des applications à débits moyens de type multimédia.

- UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) : Cette norme UMTS a pour but de développer une meilleure couverture radio, d'augmenter le nombre d'abonnés par unité de surface et de promouvoir l'acheminement des services de 3^{ème} génération (3G). L'UMTS permet un débit théorique jusqu'à 2 Mbits/s.

I-2.4. Récapitulatif

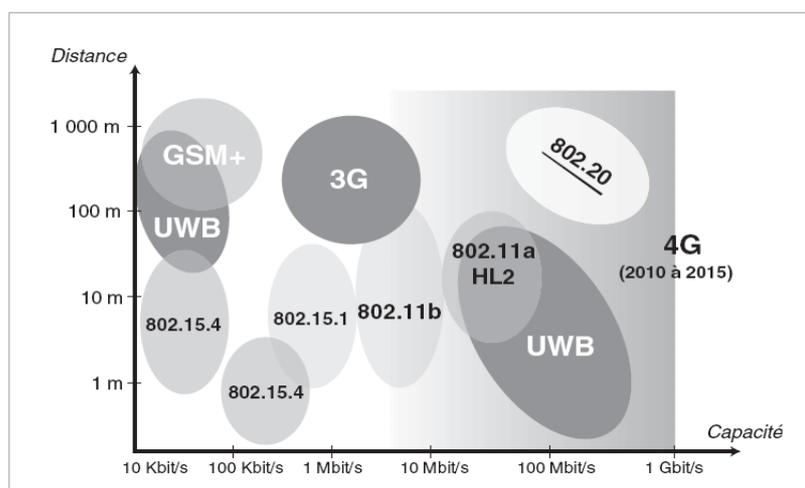


FIG. I.2 – Les principaux standards de réseaux sans fil : capacité et portée maximale

I-3. Normes 802.11

Le marché du WLAN est en pleine expansion depuis plusieurs années. Les avancées récentes au niveau de la technologie sans fil ont permis de nombreux déploiements de réseaux WLAN. Le marché du WLAN [ZDN05] a progressé de 30% par an atteignant 5 milliards de dollars en 2006. La vente d'équipements WLAN a progressé de 60% en 2005. Pour 2006 les perspectives de croissance du marché WLAN sont de 103% pour le résidentiel et 32% pour le marché d'entreprise. La généralisation des réseaux WLAN dépend de la standardisation de l'industrie. Celle-ci assure en effet la fiabilité et la compatibilité des produits entre les divers équipementiers. En 1997, l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) a ratifié la spécification 802.11 [80299a], norme régissant les réseaux locaux sans fil. Autorité mondiale reconnue en matière de réseau local, le comité IEEE 802 a défini les standards qui ont fait le succès de l'industrie des réseaux locaux dans les vingt dernières années dont 802.3 Ethernet, 802.5 Token Ring et 802.3z 100BaseT Fast Ethernet. Comme tous les standards IEEE 802, le standard 802.11 se concentre sur les deux couches inférieures du modèle OSI, la couche physique et la couche liaison de données.

Toutes les applications réseaux, tous les systèmes d'exploitation réseaux et tous les protocoles fonctionnent de la même façon au dessus d'une technologie 802.11 qu'au dessus d'une technologie Ethernet.

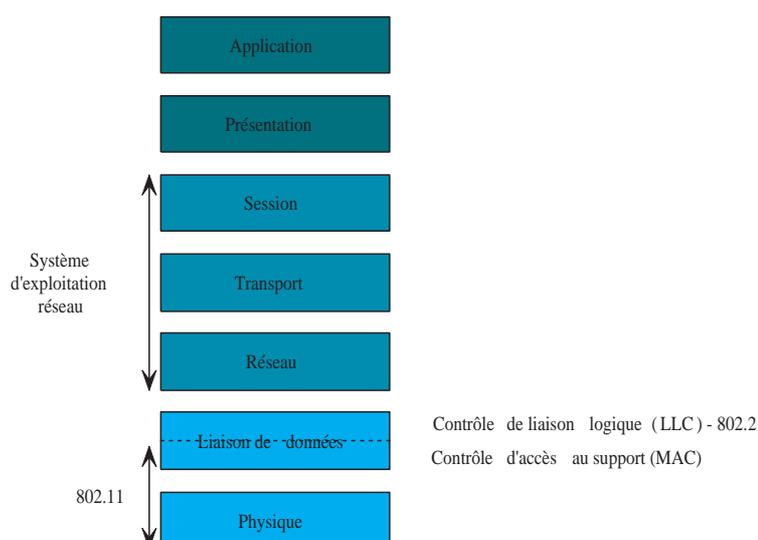


FIG. I.3 – Modèle OSI et norme 802.11

I-3.1. Architecture des réseaux 802.11

Le standard 802.11 définit deux types d'architecture :

- Le mode infrastructure dans lequel les stations 802.11 communiquent entre elles via une entité particulière, appelée point d'accès.
- Le mode ad hoc dans lequel les stations 802.11 communiquent directement entre elles.

I-3.1.1. Mode infrastructure

Le mode infrastructure est l'architecture 802.11 la plus répandue. Ce mode désigne un réseau composé d'une infrastructure particulière permettant l'échange d'informations entre les stations : le point d'accès. Il sert de relais de communication. Il prend en charge les processus d'association et d'authentification des stations. Les points d'accès sont fixes et bénéficient généralement d'une alimentation en courant électrique. Ils permettent une gestion efficace de la consommation d'énergie des stations mobiles. En effet, les stations mobiles peuvent décider d'entrer dans des modes de consommation d'énergie très faible. Pendant ce temps, le point d'accès en charge de cette station mémorise les trames envoyées vers celle-ci, les conserve et les retransmet lorsque celle-ci est à nouveau disponible à la réception. En mode infrastructure, l'ensemble constitué du point d'accès et des stations associées est appelé **BSS** (*Basic Service Set*). La zone occupée par un BSS est appelée **BSA** (*Basic Set Area*). Généralement, le point d'accès est relié à un réseau filaire permettant de fournir des services aux stations connectées à ce point d'accès (accès vers un autre réseau, services d'impression, ...).

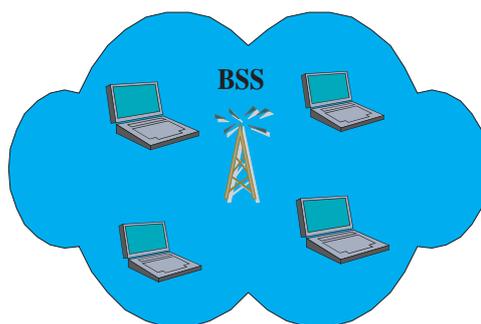


FIG. I.4 – Basic Service Set

Il est possible de relier plusieurs point d'accès entre eux (interconnexion de plusieurs BSS) par une liaison appelée système de distribution (notée **DS** pour *Distribution System*). Le DS permet d'accroître la couverture du réseau au delà de la simple couverture radio d'un point d'accès. L'interconnexion de plusieurs BSS via le DS constitue un ensemble de services étendus (**ESS** pour *Extended Service Set*).

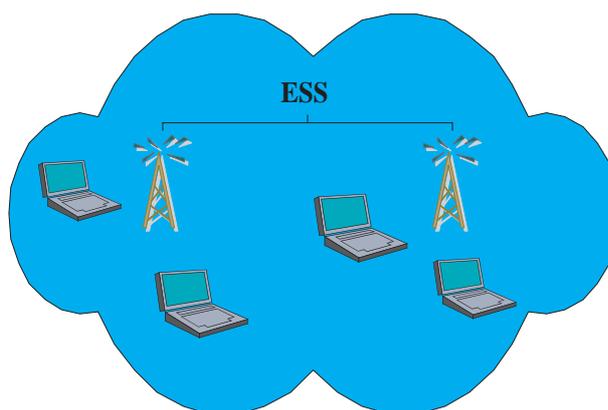


FIG. I.5 – Extended Service Set

Le système de distribution est alors responsable du transfert de paquets entre différents BSS d'un même ESS. Le standard ne spécifie pas le mode de connexion des différents points d'accès. Il est donc implémenté de manière indépendante de la structure du réseau sans fil. Le système de distribution peut correspondre à un réseau Ethernet, Token Ring, FDDI (*Fiber Distributed Data Interface*) ou un autre réseau sans fil 802.11. Des fonctionnalités de gestion de la mobilité (roaming) sont alors possibles. Il est ainsi possible à une station de changer de point d'accès sans pour autant perdre sa connectivité au réseau ni même perdre ses connexions en cours. C'est le système de distribution qui prend en charge le transfert des paquets vers la nouvelle position de la station mobile. Ces échanges n'ayant pas été normalisés dans la norme initiale 802.11, les différents constructeurs de points d'accès ont implémenté des mécanismes propriétaires permettant ces échanges. Néanmoins, des problèmes d'interopérabilité entre point d'accès de différents constructeurs sont apparus. Pour palier ce problème, l'IEEE a normalisé en 2003 un protocole de communication entre points d'accès, l'**IAPP** (*Inter-Access*

Point Protocol) fonctionnant au dessus des couches transport TCP et UDP (802.11f [80203a]).

I-3.1.2. Mode Ad Hoc

Un réseau ad hoc ne nécessite aucune infrastructure préalablement déployée pour permettre la communication entre les stations. Chaque station opère de façon autonome afin d'assurer sa connectivité et celle des autres stations. La souplesse de déploiement est un atout majeur de ce type de réseau. Elle est parfaitement adaptée à des besoins de communications éphémères sur des scènes mouvantes nécessitant un déploiement rapide. Cette architecture est surtout utilisée pour des applications militaires. Un tel réseau est constitué d'au minimum deux stations dont les couvertures radio se chevauchent. On parle alors d'IBSS (Independent Basic Service Set). Les stations constituant un IBSS ont toutes le même rôle. Elles doivent être capables d'effectuer toutes les opérations nécessaires à l'établissement (authentification et association) et au maintien du réseau (routage,...). Dans ce type de réseau les stations sont plus complexes que dans les réseaux en infrastructure. De nombreux points ne sont pas clairement spécifiés par le standard, ce qui rend l'interopérabilité entre des stations de constructeurs différents très aléatoire.

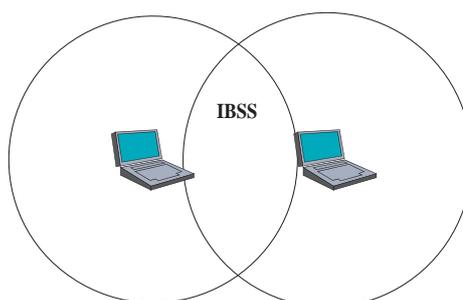


FIG. I.6 – Independent Basic Service Set

I-3.2. La couche MAC IEEE 802.11

La couche **MAC** (*Medium Access Control*) s'occupe de l'accès au médium. En plus de cette fonction habituellement rendue par tous les réseaux locaux 802, la couche MAC 802.11 offre d'autres fonctions qui sont normalement confiées aux protocoles des couches supérieures, comme la fragmentation, les retransmissions de trames et les acquittements. En effet, contrairement aux réseaux filaires, le médium de communication (l'air) utilisé dans les WLAN est peu fiable.

Les services rendus par la couche MAC dépendent en partie de l'architecture sous-jacente du réseau. Certaines fonctionnalités, prises en charge par les points d'accès dans les réseaux en infrastructure, ne sont pas supportées par les stations en mode ad-hoc, comme par exemple la consommation d'énergie.

I-3.2.1. Techniques d'accès au médium : DCF (Distributed Coordination Function)

La couche liaison de données 802.11 se compose de deux sous-couches : le contrôle de la liaison logique (**LLC** pour *Logical Link Control*) et le contrôle d'accès au support (**MAC**). Le standard 802.11 utilise la LLC 802.2 ([80298]) et l'adressage IEEE sur 48 bits, tout comme les autres LANs 802, ce qui simplifie ainsi le pontage entre les réseaux sans fil et filaires. Le contrôle d'accès au support est en revanche propre aux WLAN.

La couche MAC 802.11 est très proche de celle du 802.3 ([80205c]) dans sa conception : elle est conçue pour supporter de multiples utilisateurs sur un support partagé en faisant détecter l'occupation du support par l'émetteur avant d'y accéder. Néanmoins, la couche MAC 802.11 est plus robuste du fait que l'air est un médium de communication moins fiable que les câbles. De plus, un émetteur sans fil ne peut pas détecter une collision sur le médium pendant qu'il émet contrairement aux stations d'un réseau filaire.

Dans un réseau 802.11, il existe deux méthodes de partage du canal de communication : le mode **DCF** (*Distributed Coordination Function*) ou mode d'accès à compétition et le mode **PCF** (*Point Coordination Function*) ou mode d'accès contrôlé. L'utilisation de la méthode PCF est optionnelle et donc peu ou pas implémentée dans les matériels 802.11. C'est pourquoi dans notre problématique d'ingénierie et de déploiement de réseaux 802.11, cette fonction ne sera pas étudiée. Le mode d'accès PCF est présenté en annexe car le cadre de notre étude ne concerne que le mode DCF.

La méthode DCF utilise un algorithme distribué pour gérer l'accès au canal. Cet algorithme est basé sur le mécanisme **CSMA/CA** (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*) ou méthode d'accès multiple à détection de porteuse et évitement de collision. Dans un réseau filaire, la détection de collisions (CD) complète facilement la méthode CSMA (ex. Ethernet). Dans un tel réseau, la détection de collisions s'effectue essentiellement par la détection d'une violation de seuil due à l'addition des signaux de différentes transmissions. Toutefois dans les réseaux locaux radio, du fait de l'affaiblissement de propagation des signaux, il est impossible de détecter la présence d'un autre signal pendant la transmission de son propre signal. L'émetteur est "ébloui" par sa propre transmission. La détection de collisions pendant la transmission d'un signal est alors impossible. Pour résoudre le problème des collisions, l'accès MAC utilise trois techniques élémentaires :

- Le coeur du protocole d'accès : le CSMA.
- Un système d'acquittements positifs, qui suit immédiatement la transmission d'une trame pour une communication point à point.
- Un algorithme de retransmission : l'algorithme de retransmission binaire exponentiel ou BEB (Binary Exponential Backoff) est utilisé.

I-3.2.1.a. Le système CSMA

La méthode d'accès multiple à détection de porteuse (CSMA) est basée sur une fonction de détection de porteuse. Cette méthode nécessite l'emploi de "trou" d'une durée minimale entre les transmissions contiguës. Ce trou est appelé **IFS** (*Inter Frame Spacing*) ou espace inter-trames.

Quatre IFS ont été définis par le standard 802.11. Le premier, **SIFS** (*Short IFS*) est le plus court de tous. Il est utilisé pour la transmission des trames d'acquittement et des différents fragments d'une même trame. Le

second, **PIFS** (*PCF IFS*) est utilisé en mode PCF. Il permet aux transmissions PCF d'avoir un accès prioritaire au canal par l'utilisation d'un IFS plus petit que celui utilisé pour la transmission des trames en mode DCF. Le troisième **DIFS** (*DCF IFS*) est utilisé comme temps minimal d'attente avant la transmission en mode DCF. Enfin le quatrième et le plus long, **EIFS** (*Extended IFS*) est le temps d'attente que doit observer une station immédiatement après la détection d'une collision. Ce dernier permet d'éviter des collisions en série. L'équation Eq. I.1 et la figure I.7 illustrent la relation entre les IFS. La durée de ces IFS dépend des caractéristiques de la couche physique considérée. Le slot time est l'unité du canal. Là encore, c'est une constante définie par le standard pour une couche physique donnée.

$$\begin{aligned}
 PIFS &= SIFS + \text{slot time} \\
 DIFS &= SIFS + 2 * \text{slot time} \\
 EIFS &= SIFS + (8 * \text{Taille Ack}) + \text{aPreambleLength} + \text{aPLCPHeader} + DIFS
 \end{aligned}
 \tag{Eq. I.1}$$

où slot time, SIFS, aPreambleLength et aPLCPHeader sont des constantes dépendant de la couche physique sous-jacente. Taille Ack est la longueur en octets d'un acquittement (partie format des trames MAC).

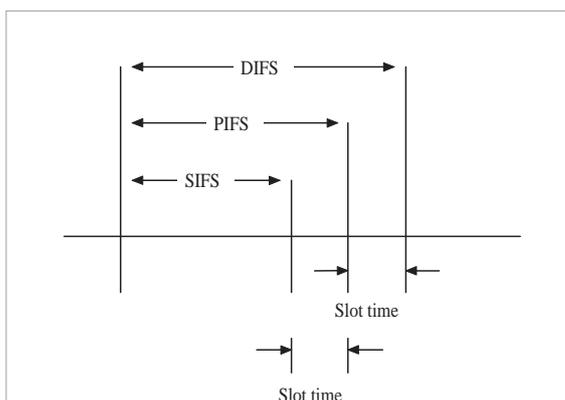


FIG. I.7 – Relation entre SIFS, PIFS et DIFS

Le principe du CSMA est le suivant : avant qu'une station émette sur le médium de communication, elle vérifie au préalable que ce dernier n'est pas déjà occupé par une transmission. La vérification de la disponibilité du canal s'effectue au moyen du mécanisme appelé détection physique de porteuse **CCA** (*Clear Channel Assessment*)(primitive offerte par la couche physique). Si le canal est libre, la station transmet. Dans le cas contraire, elle doit différer son émission jusqu'à ce que le canal devienne libre.

Afin d'améliorer le mécanisme, une seconde option lui a été ajoutée : la détection virtuelle de porteuse. Elle permet à une station de réserver le canal radio pour une période déterminée, empêchant les autres stations d'émettre pendant cette durée. La détection virtuelle de porteuse est basée sur l'utilisation de données contenues dans les trames MAC. Ces informations sont exploitées par toutes les stations à portée radio. Chaque station tient à jour un vecteur d'allocation réseau **NAV** (*Network Allocation Vector*). Chaque fois qu'une trame est détectée, le NAV est mis à jour. Avant toute transmission, la station vérifie que le canal est libre auprès du NAV. Puis elle vérifie directement auprès de la couche physique si le médium est réellement libre.

Enfin l'utilisation du seul mécanisme CSMA n'est pas suffisant. En effet, lorsque le canal radio se libère, plusieurs stations peuvent avoir des données à émettre simultanément : la probabilité de collisions devient alors importante. C'est pourquoi, un mécanisme de tirage d'un délai aléatoire a été implémenté dans le standard 802.11, appelé algorithme de Backoff. Lorsqu'une station souhaite émettre une trame, elle tire une temporisation aléatoire, correspondant à un entier tiré aléatoirement entre 0 et CW, appelée *Contention Window*. Lorsque le canal est libre pendant un slot time, le délai est décrémenté d'une unité. Si le canal est détecté occupé, ce délai reste constant durant toute la période d'occupation. Lorsque ce délai atteint zéro, la station transmet sa trame. Ce mécanisme garantit un certain niveau d'équité entre les stations tentant d'accéder au canal.

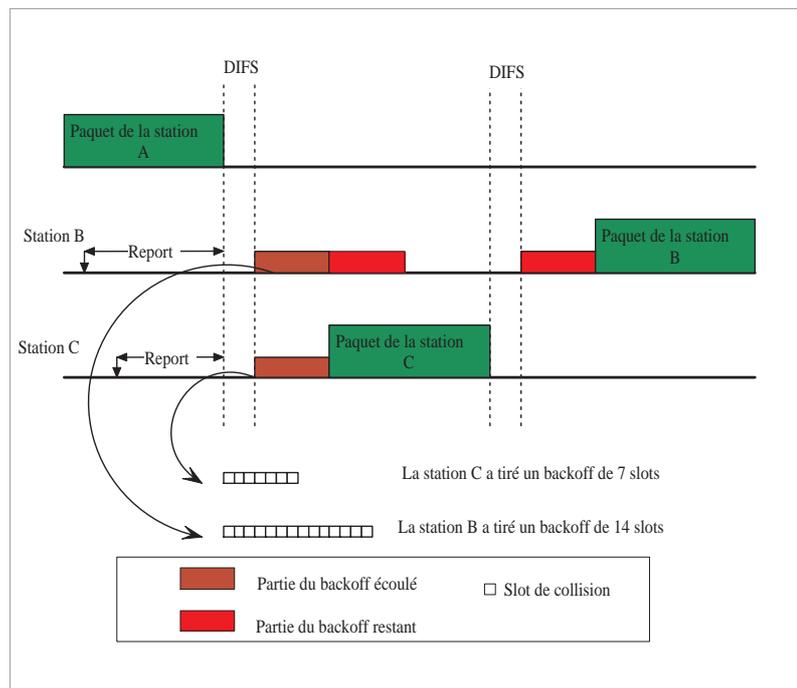


FIG. I.8 – Mécanisme CSMA avec Backoff

La figure I.8 illustre le mécanisme du CSMA avec l'utilisation d'un délai aléatoire avant transmission. L'utilisation d'inter-trames de tailles variables permet d'introduire des niveaux implicites de priorité au sein des transmissions :

- DIFS : lorsque les stations opèrent en mode DCF, elles doivent s'assurer que le canal est libre durant au moins un DIFS avant de commencer la procédure de temporisation.
- SIFS : l'usage des SIFS permet l'envoi des trames d'acquiescement et des fragments d'une trame (autres que le premier fragment) sans avoir à faire appel au mécanisme CSMA/CA.
- PIFS : il est utilisé par le point d'accès souhaitant capturer le médium pour effectuer des échanges en mode PCF.

Ainsi les fragments et les acquiescements sont les plus prioritaires, suivent les trames en mode PCF et enfin les trames en mode DCF.

I-3.2.1.b. L'acquittement positif des trames

En radio, la détection de collision pendant la transmission est impossible. La technique d'acquittement permet de contourner ce problème. Le système d'acquittement ne concerne que les trames point à point (pas pour le broadcast). L'utilisation du SIFS entre la trame et l'acquittement permet à l'accusé de réception de suivre directement la réception correcte d'une trame.

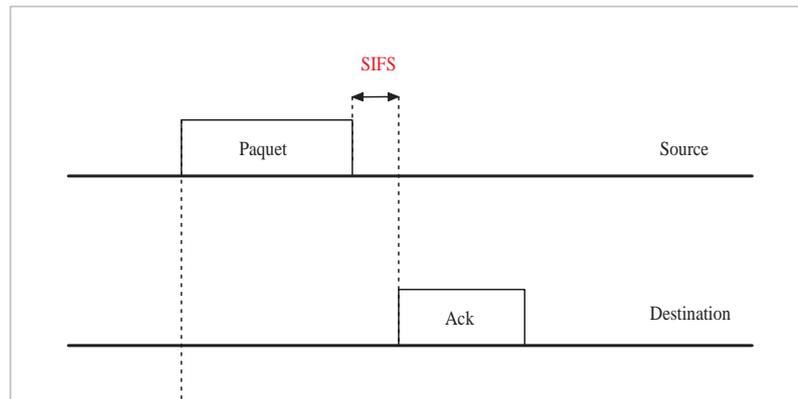


FIG. I.9 – Principe de l'acquittement positif

I-3.2.1.c. L'algorithme de retransmission ou algorithme de backoff exponentiel

Lorsqu'aucun acquittement ne suit une trame, la trame est détectée comme perdue : dans ce cas, la trame est retransmise. La retransmission se fait toujours en utilisant le mécanisme CSMA/CA et l'utilisation d'un délai aléatoire. Néanmoins la durée d'attente est différente : l'algorithme de retransmission binaire est utilisé. Pour chaque échec de transmission, la fenêtre de contention CW est doublée jusqu'à une valeur CW_{max} (figure I.10). Si après un certain nombre de tentatives, la transmission n'a pas réussi, elle est abandonnée et les couches supérieures sont informées de l'incident. Si la transmission est réussie, la fenêtre de contention est remise à sa valeur minimum CW_{min} . De la même façon que pour les espaces inter trame, les valeurs de CW_{min} et CW_{max} sont fixées par la couche physique sous-jacente.

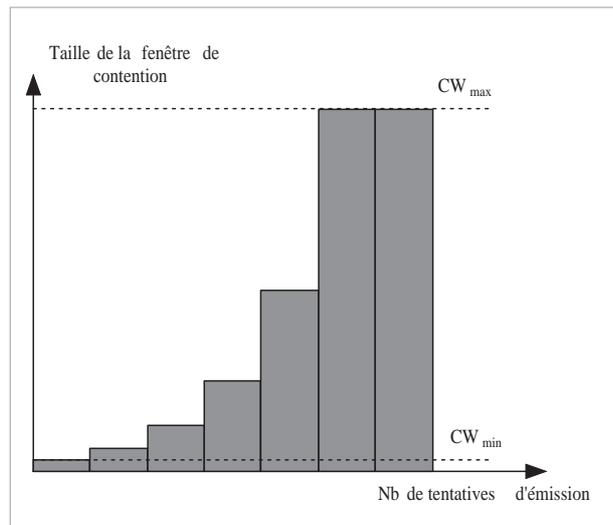


FIG. I.10 – Principe de l'algorithme binaire exponentiel

I-3.2.2. Fragmentation et réassemblage

Les protocoles de réseaux classiques utilisent des paquets dont la taille peut aller jusqu'à plusieurs centaines d'octets. Dans le cas d'un réseau radio, le taux d'erreur est plus important et la probabilité qu'un paquet soit corrompu augmente avec sa taille. Dans le cas d'une trame corrompue, à cause d'une collision ou à cause du bruit, plus la trame est petite, moins le surdébit engendré par sa retransmission est important. C'est pourquoi le comité IEEE 802.11 a ajouté un simple mécanisme de fragmentation et réassemblage au niveau de la couche MAC. Cette fonction est normalement confiée à des protocoles de couche supérieure. Ce mécanisme se résume à un algorithme simple d'envoi et d'attente d'acquiescement. La station émettrice d'un fragment n'est pas autorisée à transmettre un nouveau fragment tant qu'un des deux événements suivants n'est pas survenu :

- Réception d'un acquiescement pour un fragment correspondant.
- Décision que le fragment a été transmis trop souvent. Dans ce cas, la transmission de la trame est abandonnée.

L'intervalle de temps d'attente utilisé après la réception de l'acquiescement d'un fragment est le SIFS si la station a encore d'autres fragments à émettre, ce qui permet à la station d'avoir un accès prioritaire au canal radio. Elle peut alors terminer la transmission de tous les fragments de la trame. Il est à noter que ce mécanisme efficace entraîne un surcoût de bande passante dû à la répétition des acquiescements des entêtes des fragments. C'est pourquoi à ce mécanisme est associé un seuil de déclenchement qui en limite l'usage à des trames de grande taille. La valeur du seuil de fragmentation est un paramètre important pour l'ingénierie des sites 802.11.

I-3.2.3. Protection contre les noeuds cachés

Le problème des noeuds cachés est propre au réseau sans fil. Le principe du noeud caché est illustré par la figure I.11. Lorsque la station A émet une trame, la station B ne "l'entend" pas du fait de la présence d'un

obstacle à la propagation. La station B peut à tout moment émettre une trame créant ainsi une collision.

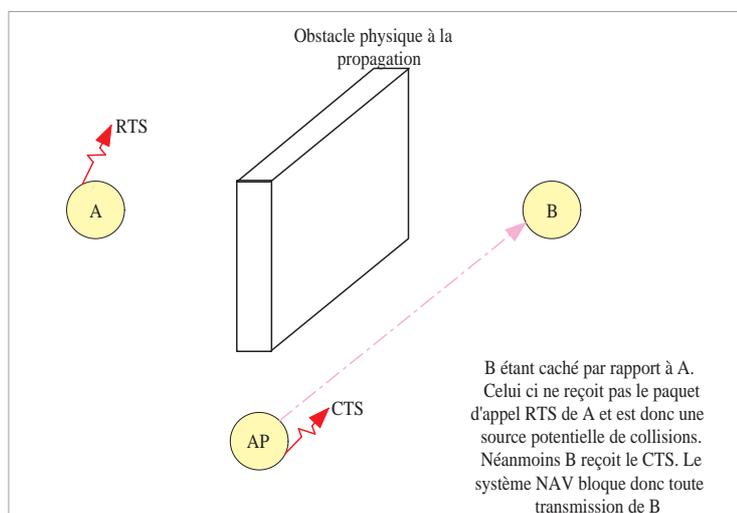


FIG. I.11 – Principe du noeud caché

Pour éviter cette situation, un mécanisme d'annonce de transmission a été intégré au standard 802.11. Ce mécanisme utilise des trames d'annonce RTS (*Ready To Send*) et CTS (*Clear To Send*) qui précèdent la transmission. Lorsqu'une station souhaite transmettre des trames, elle commence par envoyer une trame RTS et attend en réponse une trame CTS avant de commencer à transmettre ses données. La station réceptrice d'une trame RTS envoie une trame CTS. Ces deux trames contiennent la durée prévue pour l'échange qui va suivre (données et acquittement). Grâce à l'envoi de la trame RTS, toutes les stations à portée radio de l'émetteur sont informées d'une transmission et de sa durée. Elles peuvent ainsi mettre à jour leur NAV. Le CTS a le même rôle d'annonce mais cette fois pour les stations à portée radio du récepteur. Ces deux trames sont courtes et rencontrent donc une faible probabilité de collisions.

Comme dans le cas de la fragmentation, ce mécanisme quoique efficace entraîne un surcoût important de bande passante. On l'utilise donc conjointement à un seuil au delà duquel ce mécanisme est activé (en terme de taille de trame). Ce mécanisme demeure inopérant dans la transmission des trames de broadcast. La figure I.12 illustre l'usage du RTS/CTS et du NAV.

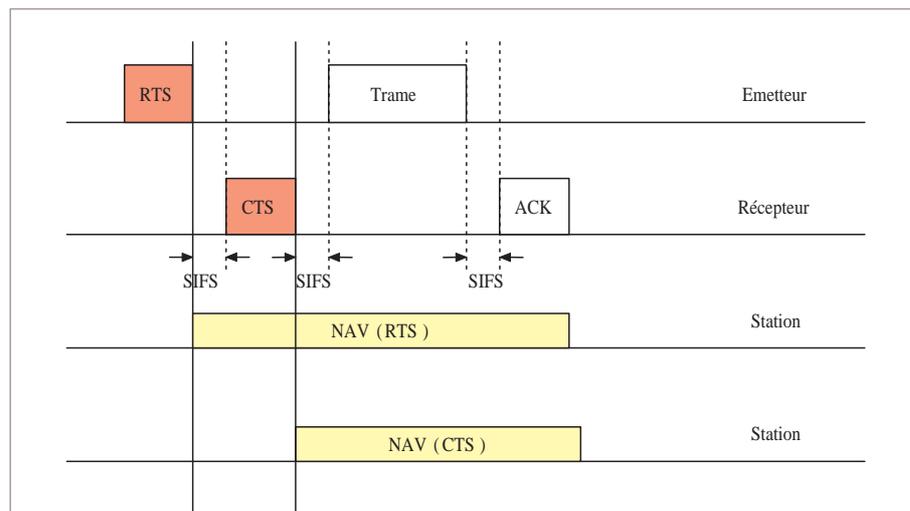


FIG. I.12 – Principe du mécanisme de paquets d'appel

I-3.2.4. Format des trames MAC

La norme 802.11 définit 3 types de trames :

- Les trames de contrôle : elles sont utilisées pour contrôler la transmission (RTS, CTS, ACK).
- Les trames de gestion : elles sont utilisées pour des besoins de signalisation permettant de gérer le réseau (Association, réassociation, authentification,...).
- Les trames de données : elles servent à transférer les données utiles provenant des couches supérieures du réseau.

I-3.2.4.a. Les trames de données

Le format générale d'une trame MAC ou MPDU (MAC Protocol Data Unit) est décrit par la figure I.13.

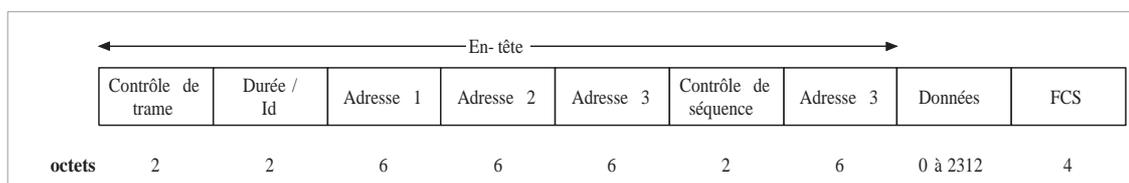


FIG. I.13 – Format général d'une trame MAC 802.11

Le champ contrôle de trame contient des données telles que le protocole utilisé, le type de trame transmise, le mécanisme de sécurité utilisé, ... Le détail de ce champ est fourni dans l'annexe A.

Le champ Durée/Id de la trame MAC contient la durée calculée pour la transmission de la trame. Cette durée est dépendante de la longueur et du débit de la couche physique. Il permet entre autre de mettre à jour le

vecteur d'allocation réseau NAV.

Les champs adresse contiennent des adresses IEEE de 48 bits ou plus généralement appelées adresses MAC :

- L'adresse 1 contient l'adresse du récepteur, c'est celui qui physiquement reçoit le paquet. Si toDS est à 1, c'est l'adresse du point d'accès. Sinon c'est la station destinataire des données contenues dans le corps de la trame.
- L'adresse 2 contient l'adresse de l'émetteur, c'est celui qui physiquement transmet le paquet. Si FromDS est à 1 c'est l'adresse du point d'accès. Sinon, c'est l'adresse de la station qui émet les données contenues dans le corps de la trame.
- L'adresse 3 contient l'adresse de la source (émetteur original) quand le champ FromDS est à 1. Si le champ ToDS est à 1, c'est l'adresse de destination (récepteur final).
- L'adresse 4 est utilisée dans un cas spécial, quand la trame est transmise entre points d'accès. Dans ce cas ToDS et FromDS sont à 1.

Le champ contrôle de séquence est utilisé pour représenter l'ordre des différents fragments appartenant à la même trame.

Le corps de la trame contient les données utilisateurs.

Le champ FCS (*Frame Check Sequence*) contient un code correcteur d'erreur, protégeant l'en-tête et les données de la trame. Il sert à la détection des erreurs de transmission.

I-3.2.4.b. Format des trames les plus courantes

Trames RTS et CTS : Les trames RTS (*Ready To Send*) et CTS (*Clear To Send*) sont utilisées dans un mécanisme destiné à combattre le problème des stations cachées (partie I-3.2.3.).

	Contrôle de trame	Durée /Id	Adresse récepteur	Adresse émetteur	FCS
octets	2	2	6	6	4

FIG. I.14 – Trame RTS

	Contrôle de trame	Durée /Id	Adresse destinataire	FCS
octets	2	2	6	4

FIG. I.15 – Trame CTS

Trame d'acquittement : La trame d'acquittement ACK (*Acknowledgement*) est utilisée pour s'assurer de la bonne réception d'une trame de données (y compris les fragments). La figure I.16 présente le format d'une telle trame.

	Contrôle de trame	Durée	Adresse destinataire	FCS
octets	2	2	6	4

FIG. I.16 – Trame d'acquittement

Le champ adresse destinataire est directement copié de champ adresse 2 de la trame de données précédemment reçue. Si le champ More Frag de la trame de données était à 0, la valeur de la durée est mise à 0. Sinon c'est la valeur du champ durée de la trame de données moins le temps en microsecondes, requis pour transmettre la trame ACK et l'inter-trames SIFS.

I-3.3. Qualité de service dans les réseaux 802.11 : les limitations de la norme 802.11

La fonction d'accès DCF supporte uniquement des services de types "best effort". Typiquement des services comme la voix sur IP (VoIP), l'audio et la conférence vidéo nécessitent une bande passante requise ainsi que des délais limités. Néanmoins dans le mode DCF, les différentes stations d'un même BSS ou les différents flux d'une même station ont la même priorité d'accès aux ressources du réseau. Il n'existe pas de mécanisme de différenciation qui permet de garantir des contraintes de bande passante, de délais ou de gigue pour des stations de priorités élevées ou pour des flux multimédia. Enfin, le débit se dégrade avec l'augmentation du nombre de stations au sein d'un même BSS ([AC01]), ce qui ne permet pas d'effectuer une différenciation de débit en mode DCF. Les problèmes de qualité de service pour la méthode PCF sont présentés dans l'annexe A.

Les problèmes de QoS pour les modes DCF et PCF ont entraîné un grand nombre de recherches pour améliorer le protocole MAC 802.11 ([NRT04]). Ces améliorations ont contribué à la définition de la nouvelle couche MAC 802.11e. Cette couche MAC est présentée dans l'annexe A.

I-3.4. Les couches physiques IEEE 802.11

Dans un réseau 802.11, le but de la couche physique est de transmettre des informations entre les stations sans fil qui composent ce réseau. Pour effectuer correctement cette opération, la couche physique propose certaines fonctionnalités à la couche supérieure, la couche MAC : détection du début et de la fin de la transmission d'une trame, longueur de la trame, la modulation utilisée, connaissance de l'occupation du canal. Afin de fournir ces différentes fonctionnalités, la couche physique est subdivisée en deux sous-couches : la sous-couche PMD et la sous-couche PLCP.

La sous-couche PMD génère et reçoit les signaux sur le médium de communication. Elle met donc en oeuvre toutes les fonctions de la couche physique liée à une technologie donnée.

La sous-couche PLCP ou sous-couche de convergence réalise une correspondance entre les fonctions offertes par la sous-couche PMD et les fonctions que la couche physique doit rendre à la couche MAC. Son but est de rendre indépendante la couche MAC de la technologie physique utilisée. Pour garantir les différents services attendus par la couche MAC, la couche PLCP ajoute un en-tête à chaque MPDU.

La norme 802.11 définit quatre couches physiques issues des différentes améliorations de cette norme. Dans cette partie, on décrira pour ces quatre couches physiques, les sous-couches PMD et PLCP .

I-3.4.1. Couche physique IEEE 802.11

Cette couche physique a été définie dans le standard initial publié en 1997 [80299a]. Elle permet d'assurer des débits de 1 et 2 Mbits/s. Elle s'appuie sur trois technologies différentes : une technologie infra-rouge, une technologie à étalement de spectre à saut de fréquences (FHSS pour *Frequency Hopping Spread Spectrum*) et une technologie à étalement de spectre à séquence directe (DSSS pour *Direct Sequence Spread Spectrum*). Néanmoins sur le marché actuel, il existe seulement des produits utilisant une technologie DSSS. C'est pourquoi nous ne présenterons pas les deux premières technologies.

I-3.4.1.a. La sous-couche PLCP : le format de la trame PPDU

La trame PPDU contient tous les champs nécessaires pour rendre les services physiques attendus par la couche MAC.

Une trame PPDU est composée d'un préambule PLCP, d'un en-tête PLCP et d'une PSDU. La PSDU contient les données MAC destinées à être transmises. La figure I.17 représente une telle trame.

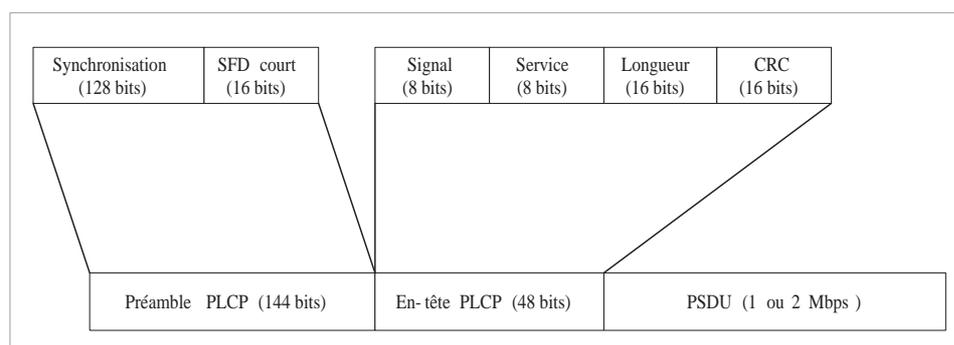


FIG. I.17 – PLCP PDU

Les différents champs de la trame PPDU sont présentés dans l'annexe A.

I-3.4.1.b. La sous-couche PMD

La couche PMD permet de convertir les données binaires en un signal physique pouvant transiter à travers le canal de propagation. Dans le cas de la norme 802.11, la couche PMD définit principalement les canaux radiofréquences utilisés, le masque d'émission des émetteurs 802.11 et les modulations supportées.

Canaux radiofréquences : Les organismes de réglementation en Europe (ETSI) et aux Etats-Unis (FCC) ont alloué la bande ISM des 2,4 GHz ([2,4-2,4835] GHz), définissant ainsi 13 canaux radiofréquences, espacés chacun de 5 MHz (fréquence centrale de chaque canal : $f_c = 2412 + k * 5$, $k = 0, \dots, 12$). Dans la mesure où chaque canal radiofréquence a une largeur de 22 MHz, il y a superposition entre plusieurs canaux. Néanmoins un ensemble de trois canaux disjoints existe : canaux 1, 7 et 13.

En France l'ARCEP (l'Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes, anciennement l'ART) a autorisé toute la bande des 2,4 GHz avec quelques restrictions sur les puissances d'émission. Le tableau I.1 indique les puissances autorisées en France.

	Intérieur	Extérieur
2400-2454 MHz	100 mW	100 mW
2400-2454 MHz		10 mW

TAB. I.1 – Puissances d'émission dans la bande 2.4 GHz

Modulations supportées : La norme 802.11 définit 2 formats de modulation. Le débit basique est de 1 Mbits/s et utilise une modulation DBPSK. Le débit amélioré de 2 Mbits/s utilise une modulation DQPSK. Un code d'étalement est utilisé pour ces deux débits. Cette séquence formée de 11 chips est appelée séquence de Barker et possède la structure suivante : $[+1 - 1 + 1 + 1 - 1 + 1 + 1 + 1 - 1 - 1 - 1]$. Cette séquence de 11 chips de Barker se caractérise par une fonction d'autocorrélation présentant un pic pour un offset nul et qui a une faible valeur pour les autres offsets. Sur la figure I.18, on représente la fonction d'autocorrélation.

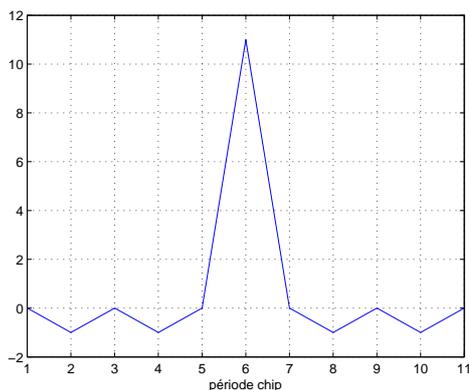


FIG. I.18 – Fonction d'autocorrélation du code Barker à 11 chips sur une période symbole

Le débit chip en sortie de l'émetteur est de 11 Mchips/s. A chaque symbole, cette séquence est émise avec une phase différente sur les voies en phase et en quadrature. Les bits de données vont déterminer le changement de phase entre deux séquences successives selon une règle de codage DBPSK ou DQPSK.

Dans le cas du débit à 1 Mbits/s, chaque bit de données détermine le changement de phase de la séquence suivant la règle d'encodage défini dans le tableau I.2.

Bit d'entrée	Changement de phase
0	0
1	π

TAB. I.2 – DBPSK

Pour le débit de 2 Mbits/s, le mécanisme est le même sauf que le changement de phase est déterminé par deux bits de données selon la règle d'encodage du tableau I.3.

Bits d'entrée	Changement de phase
00	0
01	$\frac{\pi}{2}$
11	π
10	$\frac{3\pi}{2}$

TAB. I.3 – DQPSK

Masque de l'émetteur : Le standard IEEE 802.11 spécifie un masque spectral que ne doit pas dépasser le spectre du signal émis. La figure I.19 représente le masque défini par la norme 802.11.

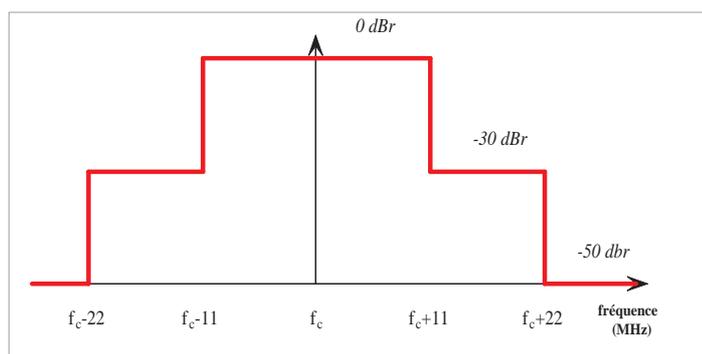


FIG. I.19 – Masque d'émission

Paramètres de l'émetteur : On a vu que beaucoup de paramètres MAC dépendaient de la couche physique sous-jacente. Le tableau I.4 présente les valeurs de ces paramètres pour la couche physique 802.11.

Time Slot	$20\mu s$
SIFS	$10\mu s$
CWmin	31
CWmax	1023

TAB. I.4 – Paramètres liés à la couche physique 802.11

I-3.4.2. Couche physique IEEE 802.11b

En 1999, une extension de la couche physique 802.11 a été publiée par l'IEEE [80299c]. Elle permet des débits plus rapides : c'est la couche physique 802.11b. Elle englobe la couche physique 802.11 DSSS initiale de 1997. Par contre, elle ne définit plus les couches physiques infra-rouge et à sauts de fréquences. C'est pourquoi, à l'heure actuelle, il n'existe pas de produits implémentant ces deux dernières couches physiques.

I-3.4.2.a. La sous-couche PLCP : le format de la trame PPDU courte

Dans la norme 802.11b, deux formats sont spécifiés : le format long et le format court. Le format long est identique à celui défini dans la première norme et celui-ci existe pour permettre l'interopérabilité avec la couche physique 802.11 de 1997 fonctionnant à 1 et 2 Mbits/s. Le format court quant à lui est optionnel.

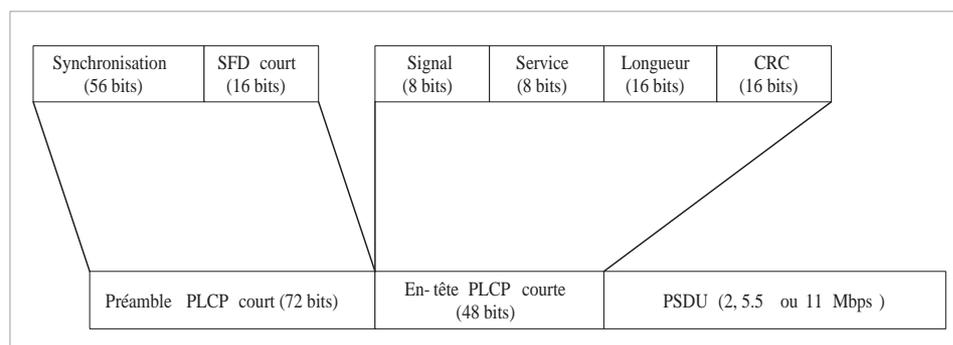


FIG. I.20 – trame PLCP PDU courte

Les différents champs de la trame PPDU courte sont présentés dans l'annexe A.

I-3.4.2.b. La sous-couche PMD

Au niveau de la sous-couche PMD 802.11b, seule la modulation utilisée change par rapport à celle utilisée dans la norme 802.11 : elle utilise les mêmes canaux radiofréquences, le même masque d'émission et les mêmes paramètres de l'émetteur.

Modulations supportées : Dans la norme 802.11b, il y a quatre formats de modulation permettant quatre débits différents (1 ; 2 ; 5,5 ; 11 Mbits/s). Les deux premiers formats de modulation sont ceux de la norme initiale 802.11 de 1997. Les deux formats additionnels sont basés sur la modulation CCK (*Complementarity Code Keying*) proposée par Harris et Lucent [HHWA99]. Les codes complémentaires permettant la modulation CCK ont une longueur de 8 chips avec un débit de 11 Mchips/s. La formule suivante est utilisée pour générer des mots de code CCK. Le mot de code c est déterminé à partir de quatre phases ($\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$).

$$c = \{e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)}, -e^{j(\phi_1+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_3)}, -e^{j(\phi_1+\phi_2)}, e^{j(\phi_1)}\}$$

(Eq. I.2)

Débit 11 Mbits/s : Les phases ($\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$) sont déterminées à partir de 8 bits de données ($\{d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6, d_7\}$). Les phases (ϕ_2, ϕ_3, ϕ_4) sont déduites par un encodage QPSK décrit au tableau I.5.

Bits	Phase
00	0
01	$\frac{\pi}{2}$
10	π
11	$\frac{3\pi}{2}$

TAB. I.5 – Encodage QPSK

(d_2, d_3) permettent de déduire la phase ϕ_2 , (d_4, d_5) la phase ϕ_3 et (d_6, d_7) la phase ϕ_4 . La phase ϕ_1 est présente sur les huit chips : elle représente donc la phase du mot de code ou symbole. La norme 802.11b utilise

un encodage DQPSK : la phase ϕ_1 dépend alors de la phase ϕ_1 du symbole précédent. Le changement de phase dépend aussi de l'ordre du symbole courant (pair ou impair). Ce sont les deux bits (d_0, d_1) qui déterminent cette phase.

Bits	Phase (Symboles pairs)	Phase (Symboles impairs)
00	0	π
01	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$
11	π	0
10	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$

TAB. I.6 – Encodage DQPSK pour les modes 5.5 et 11 Mbits/s

Débit de 5.5 Mbits/s : Dans ce mode le débit binaire est de 5.5 Mbits/s et le chip rate de 11 Mchips/s, ce qui donne 0,5 bit par chip ou 4 bits par symbole. Les phases ($\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$) sont déterminées à partir de quatre bits de données ($\{d_0, d_1, d_2, d_3\}$). Les phases (ϕ_2, ϕ_3, ϕ_4) sont déterminées à partir de (d_2, d_3) grâce aux formules suivantes :

$$\begin{aligned}\phi_2 &= d_2 * \pi + \frac{\pi}{2} \\ \phi_3 &= 0 \\ \phi_4 &= d_3 * \pi\end{aligned}\tag{Eq. I.3}$$

Les bits (d_0, d_1) encode la phase ϕ_1 en utilisant une modulation DQPSK (voir tableau I.6).

I-3.4.3. Couche physique IEEE 802.11a

En 1999, une autre extension de la couche physique 802.11 a été publiée : c'est la couche physique 802.11a [80299b]. Un équipement 802.11a permet d'assurer des débits de 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 et 54 Mbits/s. La norme 802.11a a adopté la technologie OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

I-3.4.3.a. La technologie OFDM

Principes : La modulation OFDM est une technique de transmission numérique sur multi-porteuses. Cette technique, quoique ancienne, suscite un regain d'intérêt et est de plus en plus utilisée dans les systèmes de communications actuels. Elle est utilisée par exemple dans la télévision par satellite, l'ADSL ainsi que dans la couche physique 802.11a.

Dans les techniques mono-porteuse, plus les débits sont grands, plus l'interférence inter-symboles est sévère. La sélectivité fréquentielle du canal de propagation devient alors un obstacle pour les communications utilisant une technique mono-porteuse.

L'idée est alors d'utiliser un grand nombre de porteuses bas débit et d'envoyer les données numériques sur ces porteuses en parallèle. Avec les débits faibles, la durée des symboles devient plus grande ce qui permet de minimiser l'interférence entre symboles. Dans un premier temps, on s'est intéressé à utiliser des sous-bandes disjointes (sans recouvrement spectral). Les sous-porteuses sont ensuite multiplexées en fréquence :

cette technique est appelée FDM (Frequency Division Multiplexing). Le problème de cette technique est la sous-utilisation de la bande allouée. Pour pallier ce problème d'efficacité, l'idée a été d'utiliser des sous-porteuses qui se recouvrent mutuellement. Pour réaliser une telle technique, il faut que les interférences entre sous-porteuses soient les plus faibles possibles. L'utilisation de sous-porteuses orthogonales paraît comme un choix assez approprié : cette technique est appelée OFDM.

Sur la figure I.21, on représente l'apport en termes d'efficacité spectrale de la technique OFDM par rapport à la technique FDM.

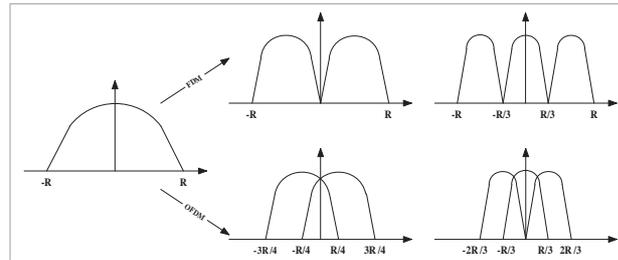


FIG. I.21 – Efficacité spectrale des méthodes FDM et OFDM

On peut remarquer que la technique FDM a une efficacité identique à une technique mono-porteuse quel que soit le nombre de sous-porteuses utilisés. Par contre pour la technique OFDM, le gain d'efficacité spectrale augmente avec le nombre de sous-porteuses.

Formulation mathématique : Le principe de l'OFDM est de grouper les données par paquet de taille N éléments permettant de générer un symbole OFDM. Chaque élément de ce paquet va être modulé sur une des sous-porteuses en même temps.

Prenons l'exemple de la séquence suivante de symboles formée de N éléments : c_0, c_1, \dots, c_{N-1} , soit T_s la durée du symbole OFDM, c'est à dire la durée de la séquence considérée. Chaque élément c_k va moduler un signal à la fréquence f_k . Chaque signal individuel va donc pouvoir s'écrire sous la forme complexe suivante :

$$c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{Eq. I.4})$$

Le signal émis $s(t)$ est alors la somme de ces différents signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{Eq. I.5})$$

L'orthogonalité entre sous-porteuses est assurée lorsque l'espacement entre sous-porteuses est égal à $1/T_s$. Pour un tel espacement le signal total s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} f_k &= f_0 + \frac{k}{T_s} \\ s(t) &= e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \end{aligned} \quad (\text{Eq. I.6})$$

où f_0 est la fréquence porteuse du signal émis. Si le signal $s(t)$ est échantillonné avec une période égale à T_s/N , les échantillons du signal s'écrivent alors :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{Eq. I.7})$$

On retrouve alors, dans l'expression ci-dessus, la transformée de Fourier discrète inverse. En conséquence il est possible d'utiliser les algorithmes rapides IFFT et FFT pour effectuer la modulation et la démodulation OFDM.

Les figures I.22 et I.23 représentent les schémas de principe d'un modulateur et d'un démodulateur OFDM.

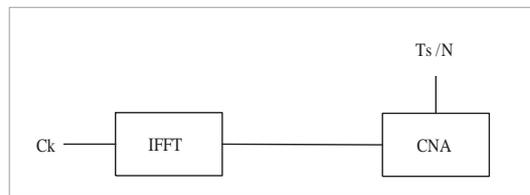


FIG. I.22 – Principe d'un modulateur OFDM

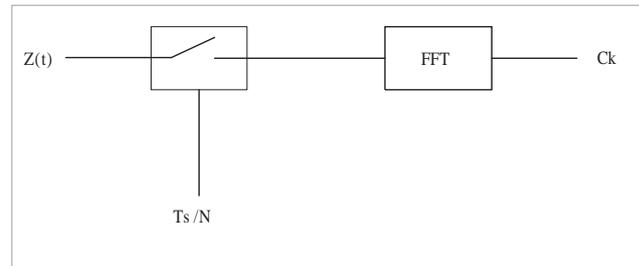


FIG. I.23 – Principe d'un démodulateur OFDM

Intervalle de garde : A travers le canal de propagation (chapitre II), les symboles OFDM subissent des échos et un symbole émis parvient au niveau du récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Il se produit alors des interférences entre symboles. Pour éviter ces interférences, on introduit un intervalle de garde d'une durée Δ . Chaque symbole est précédé par une extension périodique du signal. Cette extension s'appelle alors extension cyclique (Cyclic Prefix). La durée du symbole transmis est alors égale à $T_s + \Delta$. Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards introduits dans le canal.

I-3.4.3.b. La sous-couche PLCP 802.11a : le format de la trame PPDU 802.11a

La trame PPDU 802.11a contient un préambule PLCP, un champ signal et le champ des données.

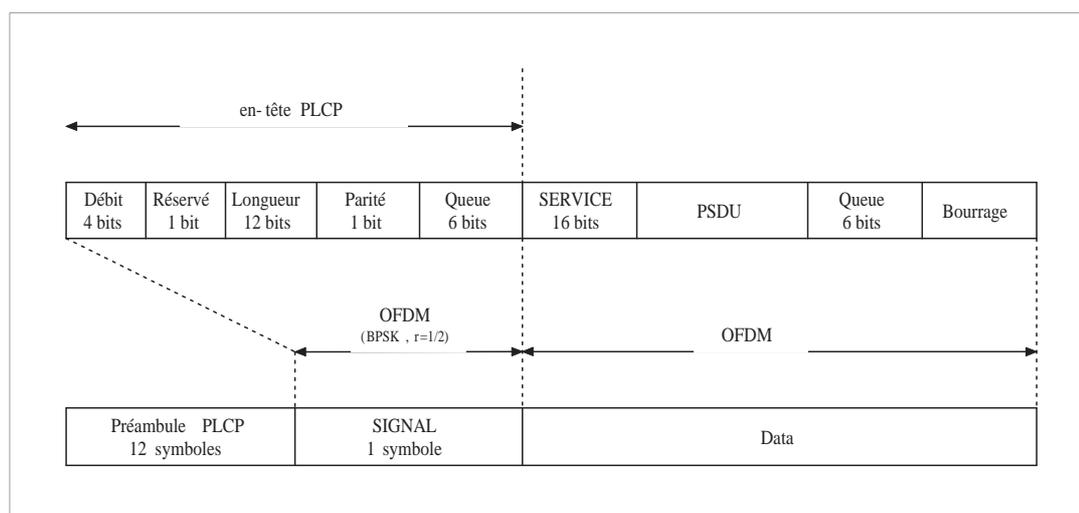


FIG. I.24 – Format de la trame PDU 802.11a

Les différents champs de la trame PDU sont présentés en annexe. La modulation OFDM nécessite un nombre bien déterminé de bits par symbole OFDM et la trame est composée d'un nombre entier de symboles OFDM. Le champ de bourrage sert à remplir cette condition. Le nombre de bits par symbole OFDM dépend du mapping utilisé (BPSK, QPSK,...) et du codage. Le tableau I.7 donne les relations entre débits, mapping, codage et nombre de bits, de données ou codés, par symbole OFDM.

Débits (Mbits/s)	Modulation	Taux de codage	Bits codés par sous-porteuse (N_{BPSC})	Bits codés par symbole OFDM (N_{CBPS})	Bits de données par symbole OFDM (N_{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

TAB. I.7 – Correspondance débit et paramètres physiques

I-3.4.3.c. La sous-couche PMD

Canaux radiofréquences : L'ETSI au niveau européen et la FCC pour les États-Unis ont alloué la bande UNII à 5 GHz pour les réseaux locaux de type 802.11a.

L'institut européen CEPT a attribué trois sous bandes pour les RLANs dans la bande des 5 GHz ([5150-5250 MHz], [5250-5350 MHz] et [5470-5725 MHz]). D'après la décision ERC (99)24 [ERCE99], la 1^{ère} sous bande est désignée pour une utilisation indoor uniquement avec une puissance limitée à 200 mW. La 2^{ème} sous bande est désignée pour une utilisation indoor avec une puissance limitée à 200 mW et avec l'utilisation des mécanismes de sélection de fréquence (DFS) et de contrôle de puissance (TPC). Cette même décision autorise l'utilisation de la 3^{ème} sous bande pour une utilisation indoor ou outdoor avec une puissance limitée à 1 W. Là encore, l'utilisation des mécanismes DFS et de contrôle de puissance est obligatoire. Pour le DFS, l'équipement sans fil doit être capable d'éviter les canaux occupés. Pour le contrôle de puissance, l'équipement doit pouvoir diminuer d'au moins 3 dB sa puissance d'émission.

Au niveau français, l'ARCEP a attribué les 2 sous-bandes [5150-5350 MHz] et [5470-5725] MHz. Ces bandes ont été attribuées par l'intermédiaire des décisions n° 02-1091 et 02-1092. Dans la bande [5150-5350 MHz], la puissance d'émission est limitée à 200 mW. Dans cette bande, les installations WLAN sont limitées à une utilisation à l'intérieur des bâtiments. Dans la bande [5470-5725 MHz], les installations peuvent être utilisées à l'extérieur comme à l'intérieur des bâtiments avec une puissance d'émission de 1 W. Dans les deux bandes, les équipements doivent mettre en oeuvre un mécanisme de contrôle de puissance (TPC pour Transmit Power Control). Si ce mécanisme de régulation n'est pas utilisé, la puissance d'émission maximale autorisée est diminuée de 3 dB. De plus dans les bandes [5250-5350 MHz] et [5470-5725 MHz], les équipements 802.11a doivent utiliser une fonctionnalité de sélection dynamique de fréquence (DFS). Ce mécanisme a été mis en place pour protéger les systèmes radar des interférences des systèmes 802.11a.

Ces bandes permettent de définir 12 canaux radiofréquences espacés chacun de 20 MHz.

Le tableau I.8 présente les différentes bandes utilisées par les systèmes 802.11a en France.

Bande (MHz)	Puissance	Utilisation	Fréquence centrale des canaux (MHz)
5150-5250	200 mW	indoor	5180 5200 5220 5240
5250-5350	200 mW	indoor	5260 5280 5300 5320
5470-5725	1 W	indoor et outdoor	Bande non définie dans la norme 802.11a

TAB. I.8 – Correspondance débit et paramètres physiques

Le mapping : Après avoir été entrelacé les bits sont modulés en fonction du débit choisi : BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Le flux binaire est divisé en groupes de N_{BPSK} bits. Chaque groupe est converti en un nombre complexe.

La modulation OFDM : La modulation OFDM s'utilise de deux manières différentes suivant les champs utilisés.

Modulation OFDM des données de la PPDU : Le flux de symboles QAM complexes en sortie du mapping est divisé en groupes de 48 symboles. Ces 48 symboles QAM complexes sont modulés sur l'une des 64 sous-porteuses (IFFT à 64 points). En plus de ces 48 sous-porteuses de données, il existe 4 sous-porteuses où sont insérés quatre signaux pilotes afin de permettre une détection cohérente robuste des décalages en fréquence et du bruit de phase. En tout, 52 sous-porteuses sont occupées. Pour le reste des sous-porteuses, des zéros sont insérés en entrée du module IFFT. En sortie de ce module on obtient 64 échantillons complexes. On ajoute ensuite un préfixe cyclique composé des 16 derniers des 64 échantillons, ce qui donne 80 échantillons à émettre. Les principaux paramètres de la modulation OFDM utilisés dans la norme 802.11a sont présentés dans le tableau I.9.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Espacement entre sous-porteuses	0,3125 MHz (= 20/64 MHz)
Période IFFT/FFT	3,2 μ s
Intervalle de garde	0,8 μ s
Durée d'un symbole OFDM	4 μ s

TAB. I.9 – Paramètres de la modulation OFDM 802.11a

Modulation OFDM pour le préambule PPDU : La transmission d'une trame commence par l'envoi d'un préambule de synchronisation. Sur la figure I.25, ce préambule est présenté et on peut remarquer l'existence de deux parties qui ont la même durée. La première partie est constituée de symboles courts et la deuxième partie est constituée de symboles longs. Le symbole court sert à la détection du signal et à l'estimation de l'offset fréquentiel. Le symbole long lui raffine cette estimation et permet d'évaluer les effets du canal de transmission.

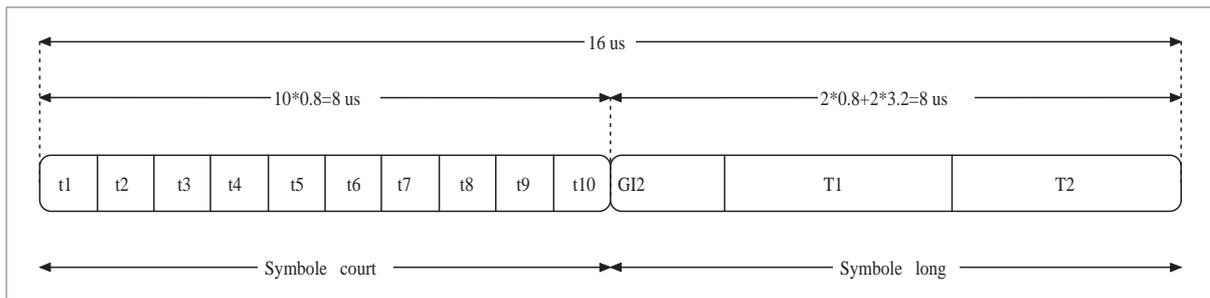


FIG. I.25 – Préambule PLCP

Le préambule de synchronisation échappe à la règle de modulation à laquelle obéissent les données.

Pour le symbole court une suite de 53 éléments est insérée dans le module IFFT.

$$\begin{aligned}
 S_{-26,26} = & \sqrt{13/6} * \{0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, \\
 & -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, \\
 & 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0\}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. I.8}$$

On peut remarquer que les éléments d'ordre multiple de 4 sont non nuls et que les autres le sont. En conséquence, le résultat dans le domaine temporel est une suite de 64 échantillons composée d'un motif $t1$ qui se répète quatre fois. Ce motif dure donc 0,8 μ s (un quart de la période IFFT). Pour générer le symbole court ce motif est répété dix fois sans ajouter d'intervalle de garde.

Comme le symbole court, le symbole long n'obéit pas à la règle de modulation des données. Une suite de

53 éléments est insérée dans le module IFFT :

$$L_{-26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, \\ 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, \\ 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1\} \quad (\text{Eq. I.9})$$

Cette séquence va donner en temporel une suite de 64 échantillons. Cette séquence sera répétée deux fois ce qui donne une durée de $6,4\mu s$. Un intervalle de garde est inséré au début (GI2).

Masque de l'émetteur : La norme 802.11a spécifie un gabarit au niveau du spectre émis par un équipement 802.11a. La figure I.26 représente le masque défini par la norme 802.11a.

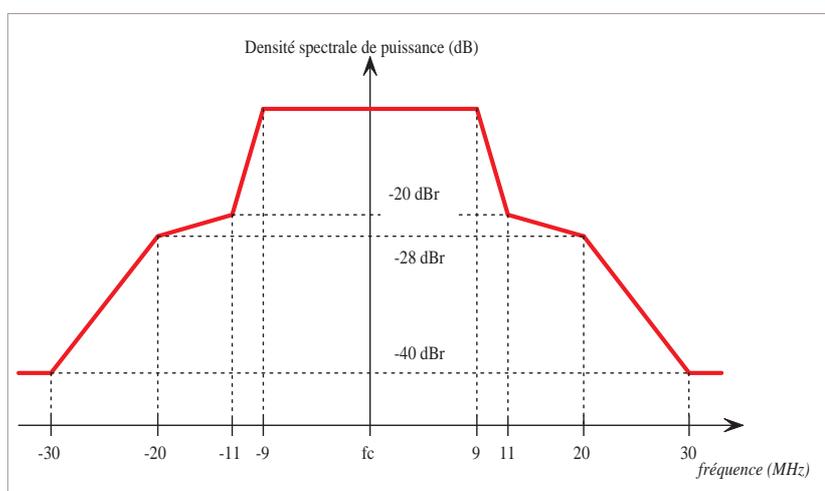


FIG. I.26 – Masque d'émission d'un émetteur 802.11a

Paramètres de l'émetteur : De la même façon que pour les couches physiques 802.11 et 802.11b, le tableau I.10 présente les valeurs des paramètres MAC liés à la couche physique 802.11a.

Time Slot	$9\mu s$
SIFS	$16\mu s$
CWmin	15
CWmax	1023

TAB. I.10 – Paramètres liés à la couche physique 802.11a

I-3.4.4. Couche physique IEEE 802.11g

En 2003, une autre extension de la couche physique 802.11 a été définie : c'est la couche physique IEEE 802.11g [80203b]. Ce nouveau standard permet la convergence des technologies 802.11, 802.11b et 802.11a. Il

permet entre autre d'assurer les débits de la couche physique 802.11a en utilisant la bande de fréquences ISM des 2,4 GHz, permettant ainsi l'interopérabilité avec les équipements 802.11 et 802.11b.

Les nouvelles fonctionnalités du standard 802.11g sont :

- Définition de quatre couches physiques différentes.
- L'utilisation obligatoire du type de préambule court (802.11b).
- La définition d'un attribut de réseau : ERP (*Extended Rate Physicals*).
- Le mécanisme "CTS-to-self".

I-3.4.4.a. Les quatre couches physiques

Alors que la norme 802.11b utilise uniquement une technologie DSSS, la norme 802.11g utilise soit une technologie DSSS, soit une technologie OFDM, soit les deux. Les quatre couches physiques sont :

- ERP-DSSS/CCK : c'est la couche physique utilisée par la norme 802.11b. Les débits obtenus sont ceux de la norme 802.11b.
- ERP-OFDM : c'est la couche physique utilisée par la norme 802.11a mais sur la bande des 2,4 GHz. Cette couche peut utiliser les paramètres de la couche physique 802.11a (CW_{min} et $TimeSlot$), dans ce cas les débits obtenus sont identiques à ceux de la norme 802.11a. Elle peut aussi utiliser les paramètres de la couche physique 802.11b. Elle utilise alors des en-têtes étendus ($26\mu s$).
- ERP-DSSS/PBCC : cette couche physique a été introduite dans la norme 802.11b. Néanmoins, comme elle n'est pas implémentée par les constructeurs, on ne la présente pas.
- DSSS-OFDM : cette couche physique est nouvelle. Elle utilise une combinaison hybride de technologies DSSS et OFDM. L'en-tête du paquet (Préambule PLCP et en-tête PLCP) est transmis en utilisant la technologie DSSS tandis que la partie données est transmise en utilisant la technologie OFDM. Cette couche sert à couvrir les aspects liés à l'interopérabilité.

Sur ces quatre couches, les deux premières sont obligatoires tandis que les deux dernières sont optionnelles. Le tableau I.11 résume les débits supportés par les 3 couches ERP-DSSS, ERP-OFDM et DSSS-OFDM.

Couche physique	Débits supportés (Mbits/s)	Préambule PLCP + en-tête PLCP	
		Long	Short
ERP-DSSS	1, 2, 5, 5, 11	192 μs	96 μs
ERP-OFDM	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	20 μs ou 26 μs	
DSSS-OFDM	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	192 μs	96 μs

TAB. I.11 – Paramètres des couches physiques 802.11g

I-3.4.4.b. Préambule court (obligatoire)

L'en-tête de la trame physique d'un paquet 802.11 se compose en deux parties : le préambule PLCP utilisé pour des besoins de synchronisation et l'en-tête PLCP utilisé pour contenir les informations du mode de la

couche physique utilisée pour transmettre les données. Pour réduire les overheads physiques et améliorer les performances du réseau, la norme 802.11b a défini un en-tête physique court optionnel. Le standard 802.11g rend cette option obligatoire pour un couple émetteur/récepteur supportant cette option. Le tableau I.11 présente les délais associés aux en-têtes physiques pour chaque couche physique.

I-3.4.4.c. L'attribut réseau ERP

Pour le standard 802.11b, les valeurs pour le slot time et la fenêtre de contention (CW_{min}) sont de 20 μ s et 31 slots respectivement. Dans un réseau 802.11g auquel sont rattachées des stations 802.11b, ces paramètres prennent les valeurs de la norme 802.11b pour toutes les stations. Pourtant lorsque uniquement des stations ayant une couche physique ERP-OFDM sont rattachées au réseau, les paramètres les plus appropriés pour ne pas pénaliser le réseau sont ceux de la couche physique 802.11a (9 μ s et 15 slots respectivement).

Le standard IEEE 802.11g incorpore un ajustement automatique de ces paramètres en définissant un attribut réseau ERP. Cet attribut est communiqué aux différentes stations par un champ de la trame de Beacon. Cet attribut est activé lorsque le réseau est composé uniquement de stations supportant la couche physique ERP-OFDM. Dans ce cas, les valeurs du slot time et de la fenêtre de contention sont celles de la norme 802.11a (tableau I.10). Dans le cas où l'attribut réseau ERP est désactivé, la valeur de la fenêtre de contention peut être à 15, dans le cas où le point d'accès supporte la couche physique ERP-OFDM (c'est-à-dire AP 802.11g). Par contre la valeur du slot time reste à 20 μ s.

I-3.4.4.d. Le mécanisme "CTS-to-self"

La norme 802.11g a défini un mécanisme appelé "CTS-to-self". Ce mécanisme a été utilisé uniquement pour prévenir des collisions entre équipements bénéficiant du même temps d'opportunité de transmission obtenue après une période de contention. En aucun cas, il ne prévient des collisions provenant des noeuds cachés, résolu par le mécanisme CTS/RTS.

Le mécanisme "CTS-to-self" sert uniquement à réserver le médium de communication auprès des stations à sa portée radio par l'intermédiaire du vecteur d'allocation réseau NAV. Ces mêmes stations reporteront alors leurs éventuelles transmissions.

I-3.4.4.e. Interopérabilité

Dans un réseau 802.11g, les équipements radio peuvent choisir entre quatre couches physiques et quatorze débits différents, ce qui peut poser des problèmes d'interopérabilité. Les différentes stations composant un réseau 802.11g sont :

- Les stations ERP : elles supportent la couche physique ERP-OFDM. Elles sont équipées d'une interface réseau 802.11g.
- Les stations non-ERP qui supportent le préambule court : ces stations sont équipées d'une interface 802.11b qui supporte le préambule court.
- Les stations non-ERP qui ne supportent pas le préambule court : ces stations sont équipées d'une interface 802.11 initiale ou d'une interface 802.11b ne supportant pas le préambule court.

Si on considère un réseau composé de ces différentes stations, les stations ERP communiquent entre elles en utilisant des paquets OFDM. Cependant les stations non-ERP ne peuvent pas détecter les transmissions OFDM. Ainsi le canal peut paraître libre pour des stations non-ERP alors qu'une station ERP est en cours d'émission. Pour résoudre ce problème la norme 802.11g a proposé une première solution : l'utilisation de la couche physique DSSS-OFDM. Ainsi toutes les stations seront capables de détecter le préambule et l'en-tête PLCP transmis en utilisant la technologie DSSS. La seconde solution est l'utilisation du mécanisme RTS/CTS pour protéger les paquets OFDM. La norme 802.11g spécifie l'utilisation de la couche physique ERP-DSSS pour transmettre les RTS/CTS lorsque le réseau est composé de stations ERP et non-ERP.

I-3.4.5. Paramètres des récepteurs 802.11

Le tableau I.12 récapitule les différents paramètres des récepteurs 802.11 suivant la couche physique utilisée. Ces paramètres sont des valeurs normalisées. Elles nous serviront par exemple pour calculer la portée des systèmes WiFi (voir chapitre 5).

Type	Débit (Mbits/s)	Sensibilité minimum ⁽¹⁾ (dBm)	Signal WLAN maximum acceptable (dBm)	Rejection canal adjacent ⁽²⁾ (dB)	Rejection autre canaux ⁽²⁾ (dB)
FHSS	1	-75	-20	-	-
	2				
DSSS	1	-80	-4	35	-
	2				
	5.5	-76	-10	35	-
	11				
OFDM	6	-82	-30	16	32
	9	-81		15	31
	12	-79		13	29
	18	-77		11	27
	24	-74		8	24
	36	-70		4	20
	48	-66		0	16
	54	-65		-1	15

TAB. I.12 – Paramètres des récepteurs 802.11

Remarque :

⁽¹⁾ La sensibilité est le seuil minimum de réception pour assurer un taux d'erreur paquet requis. La norme IEEE n'impose pas de critères sur les effets éventuels dus aux multitrajets.

(2) La rejection des canaux adjacents ou des autres canaux définit la capacité d'un récepteur radio 802.11 à recevoir un signal utile en présence d'un autre signal 802.11 décalé en fréquence. La rejection indiquée est alors la valeur maximum du rapport interférence sur signal (I/C) acceptable. Dans le cas des normes 802.11, ces valeurs sont définies pour des signaux de même nature. Dans le cas de la norme 802.11b, la valeur de rejection des canaux adjacents est définie pour des canaux espacés de 25 MHz. Pour les normes 802.11a et 802.11g, cette valeur est définie pour des canaux espacés de 20 MHz.

I-4. Conclusion

Cette partie présente un état de l'art des normes concernant les différents réseaux locaux sans fil. On s'est plus particulièrement attaché à présenter les paramètres de la couche MAC et de la couche physique des différentes normes 802.11 qui vont servir par la suite dans l'étude. On a voulu aller jusqu'à la description précise de ces paramètres parce que ces informations vont nous être d'une grande utilité dans la suite des travaux. Ces systèmes utilisent un contexte radio indoor. L'effet du canal de propagation sur ces signaux doit être pris en compte. C'est pourquoi le chapitre qui va suivre présente le canal de propagation indoor pour les fréquences utilisées par les équipements 802.11.

LE CANAL DE PROPAGATION

Sommaire

II-1. Introduction	40
II-2. Phénomènes de propagation	40
II-2.1. Propagation en espace libre [Pag05]	40
II-2.2. Propagation en espace confiné [Lag00]	41
II-2.3. Phénomènes de propagation dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz	47
II-3. Représentation du canal de propagation	53
II-3.1. Formulation mathématique	53
II-4. La modélisation de la propagation indoor	58
II-4.1. Généralités	59
II-4.2. Cas des bandes des 2,4 GHz et des 5 GHz	60
II-4.3. Modélisation retenue	67
II-5. Conclusion	77

II-1. Introduction

Historiquement, les liaisons radioélectriques, comme par exemple les faisceaux hertziens ou les liaisons satellitaires, ont été mises en place pour permettre des communications point à point, entre un émetteur et un récepteur fixes, sur de grandes distances. Le concept de mobilité dans les liaisons radioélectriques actuelles implique une nouveauté dans la connaissance du canal. De plus, face à l'augmentation de la demande en débit et donc en largeur de bande, une connaissance rigoureuse du canal de propagation devient alors nécessaire. Les performances d'un système de transmission sans fil sont directement liées aux conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur.

La transmission des ondes radio, comme la plupart des inventions, est une invention collective : en 1865, Maxwell formule une théorie mathématique, connue sous le nom d'équations de Maxwell, prouvant l'existence des ondes électromagnétiques. C'est Alexandre Popov qui utilise la première antenne pour recevoir des signaux naturels. En 1888, Hertz confirme l'hypothèse de Maxwell par une expérience. En 1890, Branly invente de son côté le premier détecteur d'ondes électromagnétiques, connu sous le nom de cohéreur. En 1893, Tesla décrit en détails les principes de l'émission radio. Il réalise la première expérience publique en 1895, fait que l'on attribue généralement à Marconi. En 1896, Marconi synthétise les découvertes précédentes et utilise l'antenne de Popov, le cohéreur de Branly et l'excitateur de Hertz pour émettre des signaux qu'il capte dans le jardin de ses parents. Il dépose son premier brevet de radiotéléphonie la même année. C'est la naissance de la radio. En 1899, il réalise la première émission radio entre l'Angleterre et la France. Avec l'application industrielle de cette technologie, de nombreuses études ont été effectuées pour comprendre et caractériser la propagation des ondes électromagnétiques.

Dans cette partie, on présentera les différents mécanismes entrant en jeu dans la propagation des ondes électromagnétiques, puis on exposera de quelle manière on peut représenter le canal de propagation. Enfin, on donnera les propriétés importantes du canal de propagation pour les signaux transmis.

II-2. Phénomènes de propagation

Les systèmes de communications sans fil utilisent comme support de transmission les ondes électromagnétiques qui, durant leur propagation entre l'émetteur et le récepteur, interagissent avec les différents éléments de l'environnement. Ainsi, le milieu correspondant au système qui fait passer le signal émis au signal reçu constitue le canal de propagation. Il tient compte également de l'effet des antennes d'émission et de réception.

II-2.1. Propagation en espace libre [Pag05]

Le problème de la propagation en espace libre est de calculer la quantité d'énergie récupérée par un récepteur à une certaine distance d'un émetteur donné. Considérons une source radio ponctuelle qui transmet une onde électromagnétique dans toutes les directions de l'espace avec la même intensité (source isotropique). Soit P_{Tx} , la puissance du signal en sortie de l'antenne. On a :

$$P_{Tx} = P_e G_{Tx} \quad (\text{Eq. II.1})$$

Avec

- P_e : Puissance d'émission (en Watts).
- G_{Tx} : Gain de l'antenne d'émission.

L'ensemble des points de l'espace situés à une distance r de l'émetteur, représente une sphère de centre l'émetteur et de rayon r . Cette source rayonnant dans toutes les directions, l'énergie est uniformément répartie sur cette sphère. La puissance par unité d'aire dP , appelée densité de flux est alors donnée par :

$$dP = \frac{P_{Tx}}{4\pi r^2} \quad (\text{Eq. II.2})$$

La quantité d'énergie pouvant ainsi être récupérée au niveau du récepteur est proportionnelle à l'aire totale de capture de l'antenne du récepteur A_e .

$$P_{Rx} = A_e \frac{P_{Tx}}{4\pi r^2} \quad (\text{Eq. II.3})$$

L'aire de capture du récepteur est directement liée au gain de l'antenne et à la longueur d'onde de fonctionnement, λ [Fri46] :

$$A_e = G_{Rx} \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{Eq. II.4})$$

En combinant les équations (Eq. II.3) et (Eq. II.4), on retrouve la formule de Friis :

$$\frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = G_{Tx} G_{Rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (\text{Eq. II.5})$$

Remarque :

La relation de Friis (Eq. II.5) n'est valable que lorsque la distance est supérieure à une distance minimum, appelée distance de Fraunhofer. (condition de champ lointain par rapport à l'antenne d'émission)

II-2.2. Propagation en espace confiné [Lag00]

II-2.2.1. Mécanismes élémentaires

L'équation de propagation en espace libre (Eq. II.5) ne s'applique que dans des conditions très restrictives. En pratique il y a presque toujours des obstructions. La présence de divers obstacles sur le chemin de l'onde transmise va faire que l'onde pourra utiliser plusieurs trajets de propagation. Ainsi le signal reçu en réception est la superposition de plusieurs copies du signal émis, empruntant des trajets différents. Ces répliques du signal émis ont par conséquent des temps de parcours et des phases différentes, produisant au niveau du récepteur des interférences constructives ou destructives. Elles peuvent conduire à des dégradations importantes du signal reçu. Les trajets de propagation peuvent être directs, transmis, réfléchis, diffractés, diffusés ou guidés. Dans le cas d'un trajet direct, l'émetteur et le récepteur sont en visibilité radioélectrique (définie par la première ellipsoïde de Fresnel) : on parle alors de situation LOS (*Line Of Sight*). Néanmoins, la plupart du temps (et plus particulièrement en indoor), le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur n'existe pas : on parle dans ce cas de situation NLOS (*Non Line Of Sight*). Malgré l'absence de trajet direct, l'onde arrive au niveau du récepteur grâce aux mécanismes de diffusion, réflexion, diffraction et transmission (figure II.1).

- Diffraction : la diffraction par un obstacle est le phénomène le plus courant rencontré en milieu urbain. La diffraction se produit lorsqu'une onde rencontre l'arrête d'un obstacle dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde. La théorie de la diffraction repose sur le principe de Huygens-Fresnel qui considère que chaque point frappé par un front d'onde, se comporte à son tour comme une source secondaire d'un nouveau front d'onde.
- Réflexion : le phénomène de réflexion intervient lorsqu'une onde rencontre un obstacle de grande taille par rapport au diamètre de la zone de Fresnel (façades,...). On distingue deux types de réflexion : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. La réflexion spéculaire caractérise la réflexion sur une surface lisse tandis que la réflexion diffuse intervient lors d'une réflexion sur une surface irrégulière ou rugueuse. Une surface est dite lisse lorsque la taille des irrégularités est petite devant la longueur d'onde du signal incident. Dans le cas d'une réflexion spéculaire, l'amplitude et la direction du signal réfléchi sont régies par les lois de Snell-Descartes. Généralement les trajets qui contiennent suffisamment d'énergie au niveau du récepteur sont les trajets réfléchis.
- Transmission : la transmission est le phénomène qui permet aux ondes de traverser un obstacle, lorsque ce dernier n'est pas opaque vis-à-vis des ondes radio. Généralement les trajets transmis subissent des affaiblissements assez importants. De ce fait, ils jouent en général un rôle assez faible dans les phénomènes de propagation en extérieur et sont plutôt présents en indoor.
- Diffusion : lorsqu'une onde rencontre un groupe d'objets denses (feuillage par exemple) dont les dimensions sont plus petites ou comparables à la longueur d'onde du signal, celle-ci est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable : on parle alors de diffusion.
- Guidage d'ondes : certains obstacles (rues étroites, couloirs,...) se comportent comme des guides d'ondes vis-à-vis des ondes radioélectriques suite à de multiples réflexions et facilitent la propagation à grande distance.

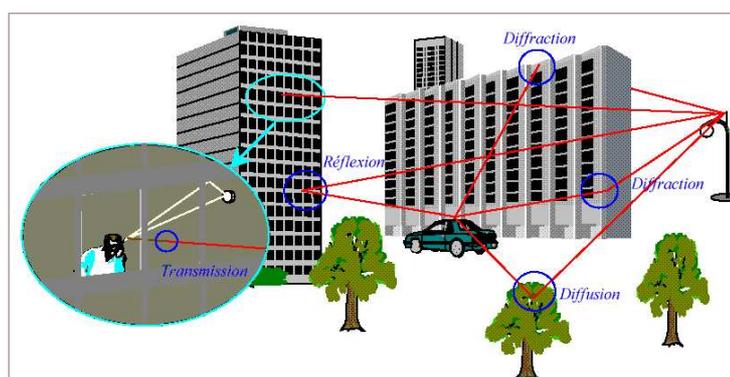


FIG. II.1 – Mécanismes élémentaires de la propagation

Du fait de la présence de ces différents mécanismes élémentaires, le signal reçu par un récepteur est composé d'une multitude d'ondes ayant suivi des trajets différents. Les signaux électriques se propageant d'un émetteur vers un récepteur suivent des trajets différents (contexte de trajets multiples). Ils ont par conséquent des temps de parcours et des phases différentes. Ces différences conduisent alors à des interférences construc-

tives (au niveau du récepteur les signaux arrivent en phase) et destructives (les signaux arrivent en opposition de phase). De plus le mobile se déplace au milieu de cette figure d'interférences créée par la somme des amplitudes complexes des différents champs radioélectriques contenant toutes les phases. Il "voit" donc au cours de son déplacement, l'équivalent de zones constructives et de zones destructives provoquant des évanouissements du signal. Ces trajets multiples sont à l'origine d'évanouissements (fading) du champ électromagnétique reçu. De plus, l'environnement est fluctuant (déplacement du mobile et de la scène). Cette fluctuation a pour conséquence des variations temporelles et spatiales du canal de propagation qui entraînent une variation de fréquences des ondes reçues : cette variation est exprimée par le décalage Doppler.

On distingue trois échelles de variations du champ reçu : les variations dues à l'accroissement de la distance entre l'émetteur et le récepteur, les variations liées à l'environnement global et celles liées à l'environnement local.

- Les variations à grande échelle dépendent principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur. On parle d'affaiblissement de parcours
- Les variations à moyenne échelle sont appelées effet de masque ou "Shadowing". Les différents phénomènes vus au paragraphe précédent atténuent le signal reçu par le mobile, suivant les obstacles rencontrés. L'échelle de ces variations est de la taille des obstacles : à l'intérieur des bâtiments, l'échelle du Shadowing est de l'ordre du mètre. Ces affaiblissements peuvent atteindre plusieurs dizaines de dB.
- Les variations rapides du signal dues aux interférences constructives ou destructives entre les différents multitrajets. Ses évanouissements peuvent atteindre 30 dB lors d'un déplacement de mobile d'une demi-longueur d'onde.

Les variations à moyenne et grande échelle sont présentées à la figure II.2.

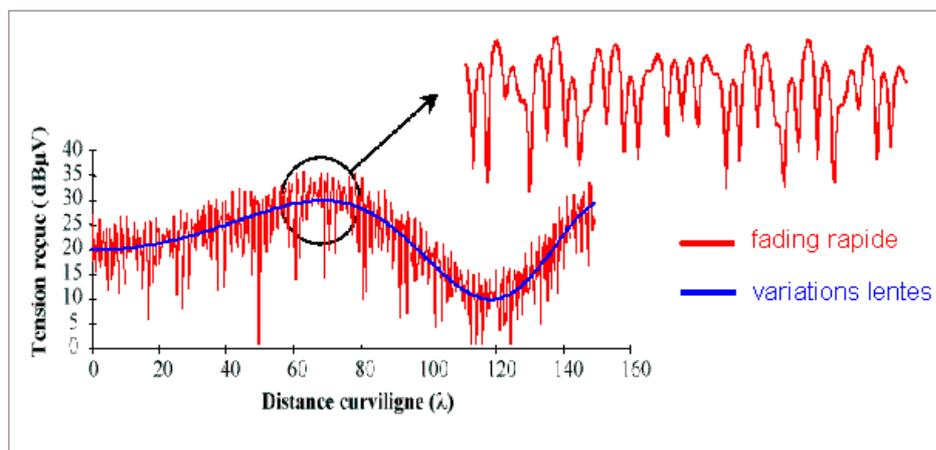


FIG. II.2 – Échelle de variations du champ électromagnétique reçu

La plupart du temps, on considère que les variations de *shadowing* et *fading* sont indépendantes puisque physiquement ces deux phénomènes n'ont pas de raison d'être corrélés (variations à petite échelle et variations à grande échelle). Dans la littérature, on peut trouver les termes de fading lent et fading rapide concernant les effets liés à l'environnement global et les effets liés à l'environnement local.

La variabilité du canal n'est pas la seule conséquence du contexte multi-trajets. Une autre conséquence des multi-trajets est la sélectivité fréquentielle du canal. La sélectivité fréquentielle intervient lorsque la différence de temps de parcours entre les trajets multiples est importante relativement au temps symbole du système étudié (contexte large bande). La fonction de transfert du canal n'est plus constante sur toute la largeur de la bande du système : l'affaiblissement de propagation dépend de la fréquence. Dans le cas de signaux bande étroite, toutes les composantes fréquentielles subissent une rotation de phase similaire et les évanouissements de puissance sont constants sur toute la bande considérée. On parle alors de flat fading. Pour des signaux occupant une bande de fréquences plus large, les différentes composantes fréquentielles subissent des affaiblissements différents. On observe alors une variation de la puissance du signal reçu en fonction de la fréquence.

II-2.2.2. Propriétés du canal radio

II-2.2.2.a. L'affaiblissement

Différents modèles d'affaiblissement sont définis dans la littérature. On distingue entre autres, l'affaiblissement en espace libre et l'affaiblissement en excès.

On a vu que l'affaiblissement d'espace libre est l'affaiblissement qui serait obtenu lorsque l'émetteur et le récepteur peuvent être vus comme deux antennes isotropes placées dans un milieu parfaitement isotrope et homogène. D'après l'équation Eq. II.6, l'affaiblissement d'espace libre en dB est égal à :

$$A_p(dB) = 32,5 + 20 * \log(d) + 20 * \log(f) \quad (\text{Eq. II.6})$$

où d est la distance entre l'émetteur et le récepteur en kilomètre et f est la fréquence en MHz.

Au terme d'atténuation en espace libre s'ajoutent d'autres termes dépendant de l'environnement considéré, dus à l'atténuation supplémentaire par des éléments architecturaux (murs, cloisons,...) et environnementaux (absorption par les gaz,...). De nombreux modèles ont été développés pour représenter la propagation en intérieur.

II-2.2.2.b. Le Shadowing

Le shadowing ou effet de masque est lié à la présence et au nombre d'obstacles majeurs de l'environnement global. Lors du déplacement d'un mobile, les conditions de propagation vont varier dans le temps depuis une situation favorable, où la transmission a lieu quasiment en ligne directe, à une situation très défavorable où un obstacle opaque est situé entre l'émetteur et le récepteur.

Généralement, ce phénomène est modélisé par une loi log-normale centrée, d'écart type σ donné par le modèle d'affaiblissement.

Les modèles de prévision pour l'affaiblissement de parcours ne prennent pas en compte l'effet de masque, ce qui peut fausser les bilans de liaison que l'opérateur utilise pour prévoir la portée de chaque cellule.

II-2.2.2.c. Le fading

Le fading sert à modéliser les variations de la puissance reçue dues à l'environnement local du récepteur. Le signal reçu est composé d'un nombre important de composantes (phénomène de multitrajets).

Si des signaux issus de trajets multiples sont reçus avec un retard bien inférieur au temps symbole, les différents échos du signal transmis ne peuvent pas être différenciés par le récepteur. Dans ces conditions, le signal reçu est en fait une addition vectorielle de tous ces trajets multiples. On parle alors de fading bande étroite. Le comportement des évanouissements rapides de l'onde électromagnétique, qui correspond aux différentes combinaisons constructives et destructives des multitrajets, est souvent modélisé par l'une des deux lois statistiques : la loi de Rice et la loi de Rayleigh. La loi de Rayleigh doit être considérée dans le cas où les rayons proviennent de toutes les directions avec une puissance voisine. La loi de Rice, quant à elle, s'applique lorsque parmi tous les rayons se dégage un trajet prédominant.

Dans le cas où les retards des différents multi-trajets ne sont pas négligeables devant le temps symbole, chaque trajet est affecté d'un fading indépendant. Les différentes lois régissant le fading de ces trajets s'ajoutent et tendent alors vers une loi gaussienne (théorème de la limite centrale). On parle de fading large bande.

Dans la pratique, les statistiques de fading suivent une loi intermédiaire. Il est important d'étudier le comportement du fading car plus les trous de fading sont importants, plus le signal devra être corrigé (par codage, contrôle de puissance,...). Cette correction implique des coûts supplémentaires dans la conception de systèmes haut débit.

II-2.2.2.d. L'effet Doppler

Le canal de propagation radio peut présenter des propriétés différentes lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement. L'effet Doppler a été mis en évidence en 1842. Cet effet est le décalage entre la fréquence de l'onde émise et de l'onde reçue par un récepteur, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. Ce phénomène intervient également lorsque l'onde rencontre un obstacle en mouvement par rapport à l'émetteur ou au récepteur (par exemple : activités humaines). Ainsi un signal de fréquence pure à l'émission subit un élargissement proportionnel à la vitesse du mobile. Prenons l'exemple le plus simple d'une onde plane arrivant avec un angle α au niveau d'un récepteur en mouvement ayant une vitesse v constante (figure II.3). On a :

$$\begin{aligned}
 E_r(t) &= E_0 \exp j(\omega_0 t - kx \cos \alpha) \\
 &= E_0 \exp j2\pi(f_0 t - \frac{1}{\lambda} vt \cos \alpha) \\
 &= E_0 \exp (j2\pi(f_0 - \frac{v}{\lambda} \cos \alpha)t)
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II.7}$$

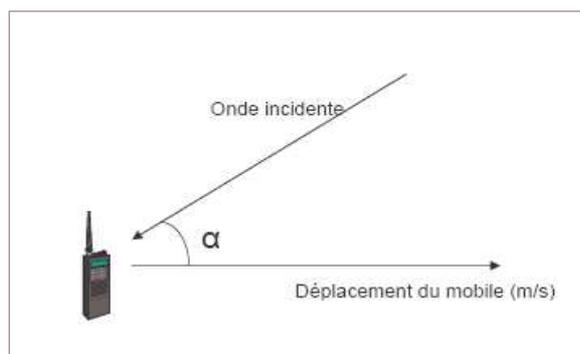


FIG. II.3 – Illustration de l'effet Doppler pour un mobile en déplacement

Le décalage Doppler observé est égal à $\nu = f \frac{v}{c} \cos(\alpha) = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha)$. L'onde arrive alors au niveau du récepteur avec une fréquence égale à $f_0 - \nu$. Suivant la valeur de l'angle d'arrivée α , le décalage Doppler est réparti sur l'intervalle $[-\nu_{max}, \nu_{max}]$, où ν_{max} est le décalage Doppler maximum et est donné par la relation suivante (valeur prise pour $\alpha = 0$) :

$$\nu_{max} = f_0 \frac{v}{c} \quad (\text{Eq. II.8})$$

c étant la vitesse de l'onde électromagnétique.

Dans le cas de la propagation en espace confiné (présence de multitrajets), l'effet Doppler étale le spectre du signal : un effet Doppler différent affecte chacun des multitrajets (voir figure II.4).

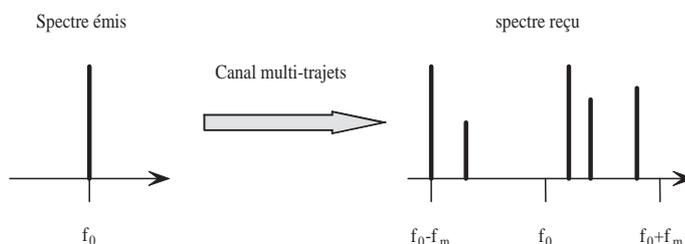


FIG. II.4 – Effet Doppler

Connaissant la répartition statistique des rayons et plus particulièrement la répartition des angles d'arrivée de ces rayons, on peut définir un spectre Doppler $S(\nu)$. Le modèle le plus simple pour le spectre Doppler repose sur l'hypothèse où α est uniformément distribué sur $[-\pi, \pi]$ (cas d'une propagation 2D où les rayons arrivent de l'horizon dans toutes les directions). Le spectre Doppler est alors proportionnel au spectre dit de Jakes :

$$S(f) \propto \frac{1}{\pi \sqrt{(\nu_{max}^2 - \nu^2)}} \quad (\text{Eq. II.9})$$

II-2.2.2.e. La sélectivité fréquentielle

Dans les environnements indoor, un bon niveau de puissance reçue ne signifie par forcément que le débit sera disponible. En effet, la présence de multi-trajets introduit des interférences entre symboles transmis ce qui dégrade le taux d'erreur et donc le débit disponible. Le canal est alors sélectif en fréquences. Une modélisation du canal large bande est alors indispensable pour évaluer les performances d'une chaîne de transmission et assurer la qualité de transmission de signaux numériques.

Différents paramètres permettent de caractériser la sélectivité en fréquences des canaux multitrajets en large bande. Ces paramètres reposent sur les hypothèses WSSUS du canal de propagation et sont déduits par l'intermédiaire de l'étude de la réponse impulsionnelle du canal. Ces paramètres permettent d'identifier le degré de sélectivité du canal de propagation dans un environnement considéré et donnent une indication sur la dégradation du signal induite par le canal. Ces paramètres sont fournis dans l'annexe C.

II-2.3. Phénomènes de propagation dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz

II-2.3.1. Effet du mobilier

En indoor, l'importance du mobilier est importante car il peut modifier de façon considérable la propagation entre deux équipements. Il apparaît aussi bien une influence sur l'affaiblissement de parcours que sur l'étalement des retards.

En bande étroite, Cuinas et al [CS04] ont réalisé différentes mesures à 5,8 GHz dans différents bureaux permettant de mettre en évidence l'impact du mobilier sur la modélisation de l'affaiblissement en fonction de la distance. L'atténuation totale en distance est modélisée par une loi en décroissance exponentielle :

$$k(dB) = a(dB) + n * 20 \log_{10}(d) \quad (\text{Eq. II.10})$$

Les valeurs de a et n déduites des différentes expérimentations sont récapitulées dans le tableau II.1

	a (dB)	n
Pièce vide	-46,02	-0,14
Pièce meublée	-37,72	0,80
Pièce meublée carrée (même surface)	-37,72	-0,58
Pièce meublée de grande dimension	-37,72	-1,05

TAB. II.1 – Valeurs des variables a et n dans différentes configurations d'environnement

En large bande, l'effet du mobilier sur la réponse impulsionnelle et plus particulièrement sur la dispersion des retards a été étudié dans [DHT02]. Dans ce cas, la fréquence utilisée est égale à 2,4 GHz. Il apparaît que la présence du mobilier intensifie la puissance de certains rayons même si d'autres rayons sont masqués par les obstacles. L'étalement des retards augmente de 35% dû à la présence d'armoire métallique. Par exemple sur la

figure II.5, les valeurs de l'étalement des retards varient de 4,2 ns pour une pièce vide à 6,3 ns pour la même pièce meublée. Il en résulte que la sélectivité en fréquence est plus importante.

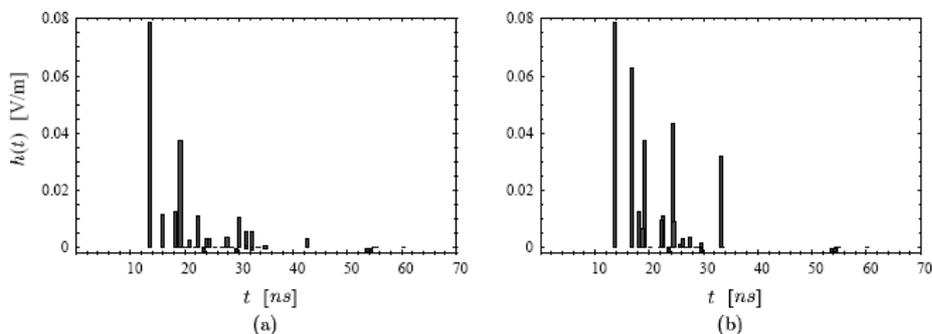


FIG. II.5 – Exemple de réponse impulsionnelle en environnement domestique (pièce vide (a), pièce meublée (b))

Afin de déterminer des conclusions plus générales de nombreuses valeurs de dispersion des retards ont été évaluées pour des positions aléatoires de l'émetteur à l'intérieur de la pièce. L'expérience a été réalisée à la fois en pièce vide et en pièce meublée. La figure II.6 rapporte les distributions statistiques de la dispersion des retards dans les deux situations. Les quantiles à 98% de ces distributions sont respectivement égaux à 6,2 ns et 7,4 ns dans une pièce vide et dans une pièce meublée, soit une différence d'environ 15 %.

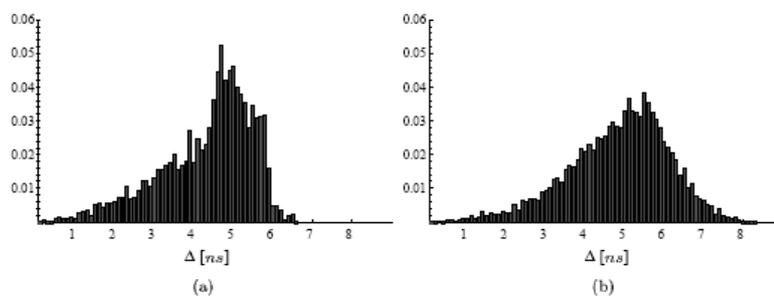


FIG. II.6 – Exemple de distribution statistique des retards en environnement domestique (pièce vide (a), pièce meublée (b))

II-2.3.2. Effet des personnes

L'effet du mouvement et du masquage par les humains est un problème crucial pour les communications indoor lorsque le trajet direct entre le point d'accès et les stations mobiles se trouve sur une zone de passage.

Klepal et al [KMMP04] ont étudié l'influence des obstacles mobiles, tels que les personnes, sur la propagation d'ondes radio à l'intérieur et à l'extérieur d'un bâtiment et leurs effets sur la qualité du signal reçu dans un

réseau WLAN. La campagne de mesures a été effectuée dans un espace ouvert. La fréquence utilisée est égale à 2,4 GHz.



FIG. II.7 – Expérimentation en contexte indoor outdoor [KMMP04]

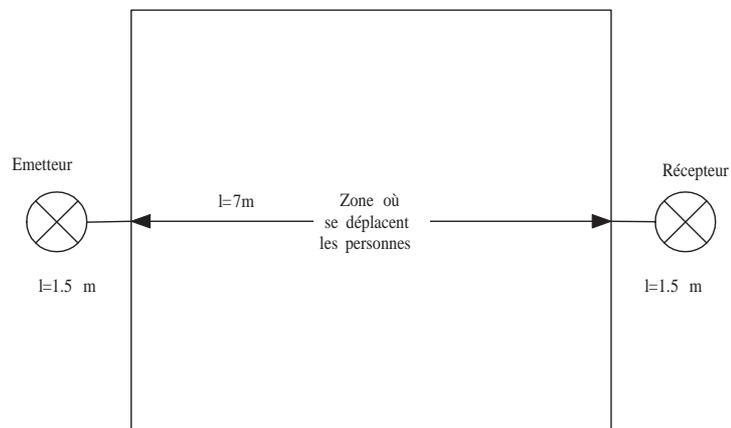


FIG. II.8 – Schématisation de l'expérimentation

Le nombre de personnes, se déplaçant aléatoirement dans la zone entourant la liaison indiquée, est variable. Nous présentons ci-après les mesures temporelles ainsi que leur fonction de densité de probabilité correspondant à trois scénarios (présence de 1, 5 et 14 personnes, respectivement figure II.9, figure II.10 et figure II.11).

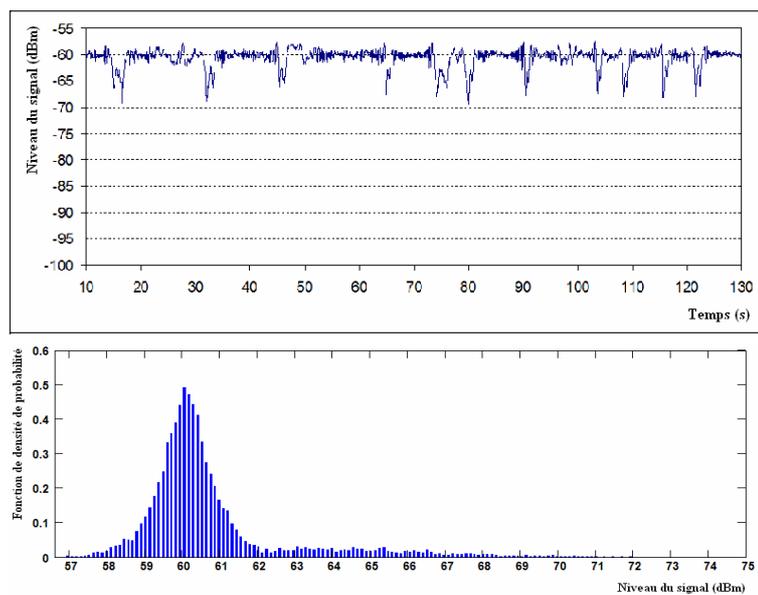


FIG. II.9 – Résultats avec 1 personne

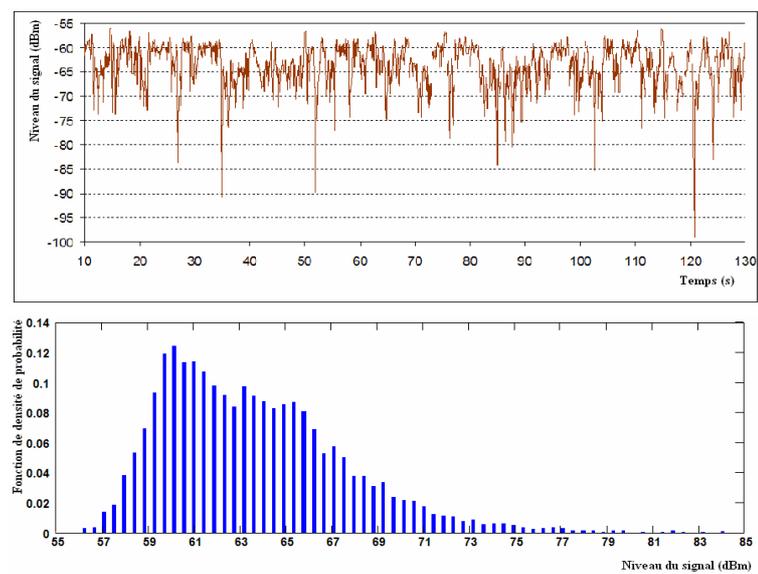


FIG. II.10 – Résultats avec 5 personnes

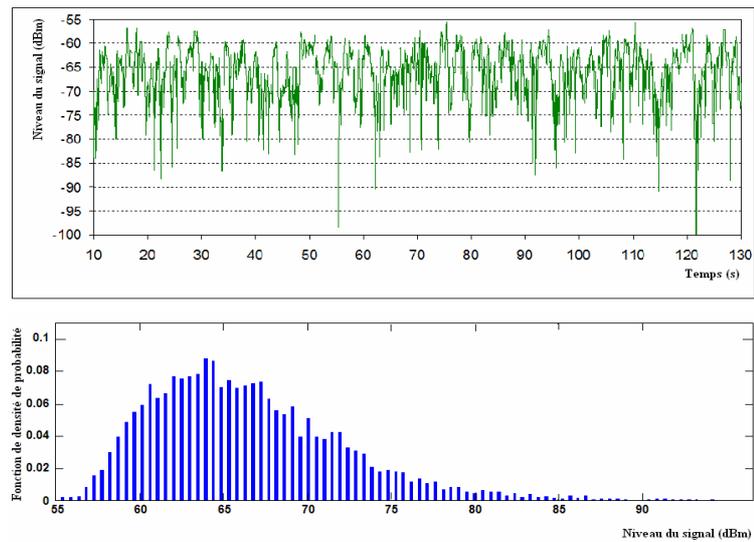


FIG. II.11 – Résultats avec 14 personnes

En reprenant la distribution des champs observés dans le cas de 5 personnes et en traçant les courbes suivantes (II.12) :

- La fonction de distribution de Rice (affaiblissement en LOS) (PDF_{Rice}) .
- La fonction de distribution combinée de Rayleigh/Lognormal de l’affaiblissement en excès (courbe verte) caractérisée par sa moyenne μ_S et son écart type σ_S ($PDF_{Rayleigh/Lognormal}$).
- Le partage de temps entre les deux états LOS et NLOS (courbe rouge).

La densité de probabilité peut se définir par :

$$PDF = A * PDF_{Rice} + (1 - A) * PDF_{Rayleigh/lognormal} \tag{Eq. II.11}$$

Avec A : probabilité de non masquage (dépend de l’activité humaine).

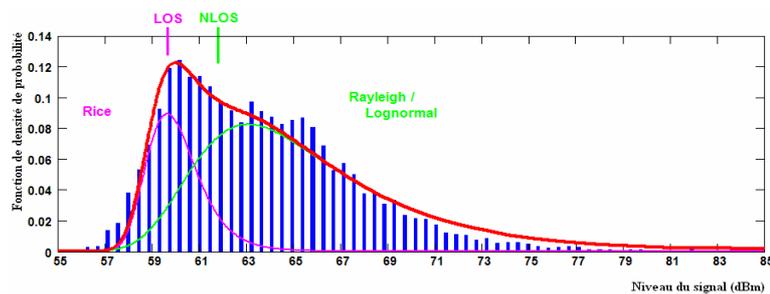


FIG. II.12 – Les différentes fonctions de densité de probabilité : Rice, Rayleigh/Lognormal, partage du temps LOS/NLOS

A partir des niveaux de distribution des niveaux mesurés, des relations empiriques ont été déduites. Elles décrivent l’atténuation moyenne, les écarts types et la probabilité d’avoir une liaison en visibilité entre l’émetteur

et le récepteur (A).

L'affaiblissement supplémentaire moyen (dB) par rapport à l'espace libre dû au mouvement des personnes est donné par :

$$\mu_S(l, \rho_P) = (3l\rho_P)^{0,7} \quad (\text{Eq. II.12})$$

L'écart type est donné par :

$$\sigma_S(l, \rho_P) = \log_7(55l\rho_P + 1) + 0,5 \quad (\text{Eq. II.13})$$

Et la probabilité d'avoir une liaison en visibilité est donné par :

$$A(l, \rho_P) = (1 - \rho_P)^{0,2l} \quad (\text{Eq. II.14})$$

Où

l : longueur du rayon à l'intérieur de la zone où se déplacent les personnes.

ρ_P : densité de personnes (par surface).

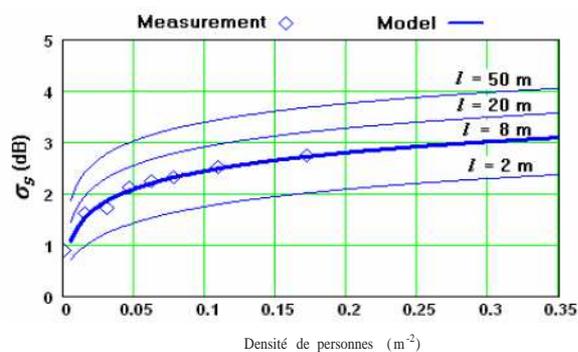


FIG. II.13 – Atténuation moyenne (mesures et approximation empirique)

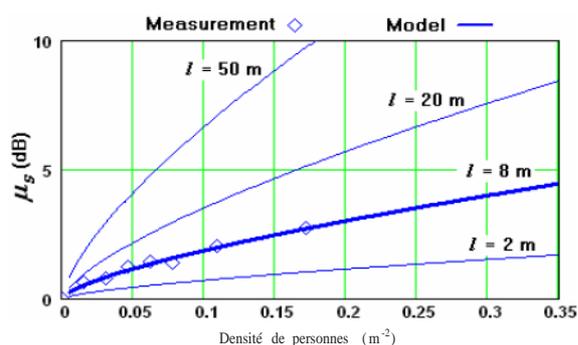


FIG. II.14 – Ecart type (mesures et approximation empirique)

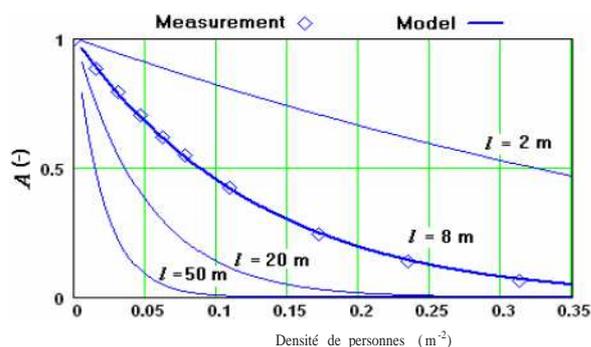


FIG. II.15 – Probabilité d’une liaison LOS (mesures et approximation empirique)

II-3. Représentation du canal de propagation

L’étude du canal de propagation est indispensable pour définir et dimensionner les systèmes radioélectriques. Le canal de propagation peut être vu comme un milieu dans lequel transitent des signaux à partir d’un émetteur (fixe ou mobile) vers un récepteur (fixe ou mobile). Le signal reçu $s(t)$ est la somme de plusieurs répliques retardées, déphasées et ayant subi des atténuations différentes d’un signal émis $x(t)$: le canal agit alors comme un filtre linéaire, caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h_t(\tau)$ à l’instant t . Dans le cas d’un canal linéaire et variable dans le temps, on peut relier le signal reçu au signal émis et à la réponse impulsionnelle du canal par :

$$s(t) = \int_R x(t - \tau) h_t(\tau) d\tau \quad (\text{Eq. II.15})$$

II-3.1. Formulation mathématique

II-3.1.1. Représentation en bande de base

Généralement une telle formulation du canal de propagation est utile pour étudier un système de communication dans un environnement particulier. Les systèmes de communication actuels utilisent pour la plupart une fréquence porteuse. Généralement cette fréquence porteuse est élevée comparée à la bande du signal. Pour permettre des simulations informatiques du canal, le signal devra être échantillonné. Néanmoins l’échantillonnage d’un tel signal est proportionnel à la fréquence maximale contenue dans ce signal (critère de Shannon). Ainsi la représentation d’un tel signal nécessite un grand nombre d’échantillons qu’il est quasi impossible d’obtenir à de telles fréquences. Ce problème peut être surmonté par l’utilisation de la représentation en bande de base [Pro89] : le signal est échantillonné à une fréquence proportionnelle à la bande du signal transmis plutôt qu’à sa fréquence porteuse, f_c . Pour un signal $x(t)$ passe bande réel, on définit l’enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ associée à ce signal par (annexe B) :

$$x(t) = \Re(\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_c t}) \quad (\text{Eq. II.16})$$

L’enveloppe complexe est aussi appelée équivalent bande de base.

Le canal de propagation peut être vu comme un filtre passe bande linéaire liant le signal de sortie $y(t)$ au signal d'entrée $x(t)$ par sa réponse impulsionnelle $h(\tau)$ (équation Eq. II.15). On peut aussi définir l'équivalent bande de base d'un filtre passe bande, $h_{PBE}(t)$ reliant l'enveloppe complexe du signal reçu à l'enveloppe complexe du signal émis (annexe B) tel que :

$$\tilde{x}(t) = h_{PBE} \otimes x(t) \quad (\text{Eq. II.17})$$

On a alors (annexe B) :

$$h_{PBE}(t) = \frac{1}{2} \tilde{h}(t) \quad (\text{Eq. II.18})$$

II-3.1.2. Canaux déterministes

On distingue deux types de canaux déterministes : les canaux linéaires invariants dans le temps et les canaux variants dans le temps. Dans le cas d'un canal linéaire invariant dans le temps (ou canal statique), l'environnement lié à l'émetteur et au récepteur n'évolue pas dans le temps. La réponse fréquentielle du canal est alors obtenue en utilisant la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau)$:

$$H(f) = TF(h(\tau)) \quad (\text{Eq. II.19})$$

La réponse fréquentielle est la fonction duale de la réponse impulsionnelle dans le domaine retard-fréquence.

Dans le cas de la propagation multitrajets, le signal reçu au niveau du récepteur peut être vu comme une somme des différentes composantes ayant subi des atténuations, des phases et des retards différents liés à chaque trajet du signal émis. On a alors :

$$h(\tau) = \sum_i a_i e^{-j\theta_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (\text{Eq. II.20})$$

Dans le cas de canaux déterministes linéaires variant dans le temps, l'environnement, la position de l'émetteur ou du récepteur peuvent varier dans le temps. La réponse impulsionnelle, $h(\tau, t)$, dépend alors du retard et du temps :

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) e^{-j\theta_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (\text{Eq. II.21})$$

De la même façon que précédemment, on peut obtenir la réponse fréquentielle du canal variant dans le temps, $T(f, t)$, en transformant $h(\tau, t)$ suivant sa dépendance en retard τ . Les entrées et sorties d'un canal linéaire variant dans le temps peuvent être décrites dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. La figure II.16 illustre les quatre fonctions de transfert permettant de décrire le canal radio [Bel63].

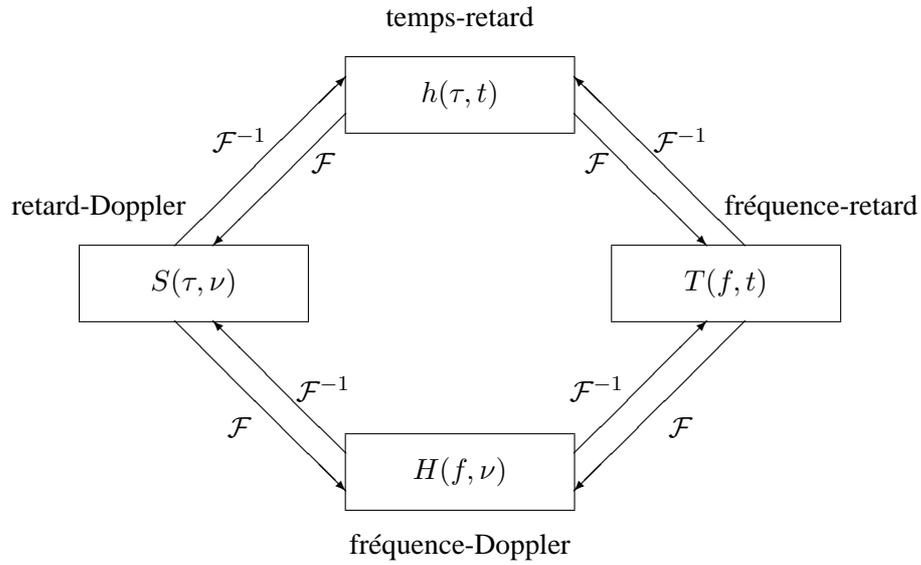


FIG. II.16 – Fonctions caractéristiques d'un canal déterministe

Les flèches représentent une transformation de Fourier (\mathcal{F}) ou une transformation de Fourier inverse (\mathcal{F}^{-1}).

Ces quatre fonctions permettent de représenter le canal radio déterministe. Connaissant une seule de ces fonctions, on peut retrouver les autres fonctions par de simples transformées de Fourier.

- $h(\tau, t)$ représente la réponse impulsionnelle variant dans le temps du canal et permet de relier le signal reçu $y(t)$ à partir du signal émis $x(t)$ par la relation suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau \quad (\text{Eq. II.22})$$

La réponse impulsionnelle du canal permet de mettre en évidence la dispersion en temps du canal (retard) et l'évolution temporelle du canal.

- $T(f, t)$ représente la fonction de transfert variant dans le temps du canal et permet de relier le signal reçu $y(t)$ à partir du spectre du signal émis $X(f)$ par la relation suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)T(f, t)e^{j2\pi ft}df \quad (\text{Eq. II.23})$$

- $H(f, \nu)$ représente la réponse bifréquentielle du canal. Elle permet de relier le spectre du signal reçu $Y(f)$ au spectre du signal $X(f)$ par la relation :

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)H(f - \nu, \nu)d\nu \quad (\text{Eq. II.24})$$

ν représente le décalage Doppler et cette fonction permet de décrire le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal.

- $S(\tau, \nu)$ représente la fonction de dispersion retard-Doppler et permet de relier le signal reçu $y(t)$ à partir du signal émis $x(t)$ par la relation suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (\text{Eq. II.25})$$

Cette fonction permet de décrire à la fois les dispersions temporelles et fréquentielles introduites par le canal.

II-3.1.3. Canaux aléatoires

Dans la réalité, les variations du canal de propagation ne sont pas déterministes mais possèdent un caractère aléatoire. Dès lors, le canal de propagation ne peut pas être représenté par les quatre fonctions de caractérisation des canaux déterministes linéaires variant dans le temps : on caractérise le canal de façon statistique. Une caractérisation statistique exacte du canal radio nécessite la connaissance des densités de probabilité des fonctions précédentes. Néanmoins une telle connaissance est impossible. Une caractérisation plus simple et efficace consiste à caractériser statistiquement le canal par la connaissance des fonctions d'autocorrélation des fonctions de caractérisation du canal (caractérisation au second ordre). Elles sont données par :

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = E[h(\tau_1, t_1)h^*(\tau_2, t_2)] \quad (\text{Eq. II.26})$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = E[T(f_1, t_1)T^*(f_2, t_2)] \quad (\text{Eq. II.27})$$

$$R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2) = E[H(f_1, \nu_1)H^*(f_2, \nu_2)] \quad (\text{Eq. II.28})$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = E[S(\tau_1, \nu_1)S^*(\tau_2, \nu_2)] \quad (\text{Eq. II.29})$$

II-3.1.3.a. Hypothèses de travail

La représentation statistique du canal par les fonctions d'autocorrélation peut être simplifiée moyennant des hypothèses sur les caractéristiques du canal.

Hypothèse de stationnarité temporelle du canal : Pour la plupart des canaux physiques, les processus statistiques décrivant les fonctions caractéristiques peuvent être considérées comme stationnaires. Les statistiques de tels processus (appelés aussi processus WSS pour *Wide Sense Stationary*) sont alors indépendantes du temps. Cette propriété permet alors de simplifier les fonctions d'autocorrélations de la réponse impulsionnelle, $R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2)$, et de la fonction de transfert du canal, $R_T(f_1, f_2; t_1, t_2)$. En effet, la fonction d'autocorrélation d'un processus aléatoire WSS ne dépend pas des instants t_1 et t_2 mais uniquement de la différence de temps $\Delta t = t_1 - t_2$. Sous ces conditions, les fonctions d'autocorrélation précédentes s'écrivent alors :

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = R_h(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = E[h(\tau_1, t)h^*(\tau_2, t + \Delta t)] \quad (\text{Eq. II.30})$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = R_T(f_1, f_2; \Delta t) = E[T(f_1, t)T^*(f_2, t + \Delta t)] \quad (\text{Eq. II.31})$$

Par dualité, un canal WSS en temps est un canal dont les composantes sont décorréliées en fréquence. En effet en utilisant la double transformée de Fourier pour obtenir la fonction R_S à partir de R_h , on obtient :

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) e^{-j2\pi(\nu_1 t_1 - \nu_2 t_2)} dt_1 dt_2 \quad (\text{Eq. II.32})$$

et en posant $t_1 = t$ et $t_2 = t + \Delta t$ (hypothèse WSS en temps)

$$\begin{aligned} R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) &= \delta(\nu_1 - \nu_2) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta t(\nu_1 - \nu_2)} d\Delta t \\ &= \delta(\nu_1 - \nu_2) P_S(\tau_1, \tau_2; \nu) \end{aligned} \quad (\text{Eq. II.33})$$

Par application du théorème de Wiener-Kinchine, $P_S(\tau_1, \tau_2; \Delta t)$ peut être vue comme la densité spectrale de puissance du processus aléatoire $h(\tau, t)$. D'après la relation Eq. II.33, $R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = 0$ pour $\nu_1 \neq \nu_2$. Pour des retards Doppler différents, le contenu spectral du signal est donc décorrélié. Physiquement, cela signifie que des copies du signal présentant des écarts Doppler différents ont un contenu spectral décorrélié. Par cette hypothèse de stationnarité temporelle, la fonction d'autocorrélation de la réponse bifréquentielle peut s'écrire sous la forme :

$$R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\nu_1 - \nu_2) P_H(f_1, f_2; \nu) \quad (\text{Eq. II.34})$$

Hypothèse de décorrélation temporelle du canal : Cette hypothèse, connue sous le nom de *Uncorrelated Scattering (US)*, considère que les contributions des différents diffuseurs, qui provoquent des retards différents, sont décorréliées. Le canal est alors assimilé à une somme de composantes décorréliées. De la même façon que pour l'hypothèse de stationnarité temporelle, par dualité, un canal dont les composantes temporelles sont décorréliées, est un canal stationnaire en fréquence. Ainsi les fonctions d'autocorrélation ne dépendent pas des fréquences f_1 et f_2 mais de l'écart en fréquence $\Delta f = f_1 - f_2$. On peut donc écrire les fonctions d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal et de la fonction de dispersion retard-Doppler :

$$R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2) = R_H(\Delta f, \nu_1, \nu_2) \quad (\text{Eq. II.35})$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = R_T(\Delta f, t_1, t_2) \quad (\text{Eq. II.36})$$

En utilisant les densités spectrales, on a par décorrélation temporelle :

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2) P_h(\tau; t_1, t_2) \quad (\text{Eq. II.37})$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2) P_h(\tau; \nu_1, \nu_2) \quad (\text{Eq. II.38})$$

Hypothèse de stationnarité et de décorrélation temporelles, canal WSSUS : Un canal WSSUS est un canal présentant les deux propriétés définies ci-dessus. La fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal, peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$R_T(f, f + \Delta f; t, t + \Delta t) = E[T(f, t)T^*(t + \Delta t, f + \Delta f)] = R_T(\Delta f, \Delta t) \quad (\text{Eq. II.39})$$

Sous ces hypothèses de stationnarité en temps et en fréquence, les fonctions de corrélation de caractérisation d'un canal WSSUS se simplifient de la manière suivante :

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t, t + \Delta t) = R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \delta(\tau_1 - \tau_2)P_h(\tau, \Delta t) \quad (\text{Eq. II.40})$$

$$R_H(f, f + \Delta f; \nu_1, \nu_2) = R_H(\Delta f; \nu_1, \nu_2) = \delta(\nu_1 - \nu_2)P_H(\Delta f, \nu) \quad (\text{Eq. II.41})$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2)\delta(\nu_1 - \nu_2)P_S(\tau, \nu) \quad (\text{Eq. II.42})$$

II-3.1.3.b. Caractérisation d'un canal linéaire variant dans le temps

De la même façon que pour un canal déterministe, quatre fonctions permettent de décrire un canal linéaire variant dans le temps sous des hypothèses de stationnarités temporelles et fréquentielles [Bel63]. La figure II.17 illustre les relations entre les différentes fonctions de corrélation permettant de caractériser un canal WSSUS.

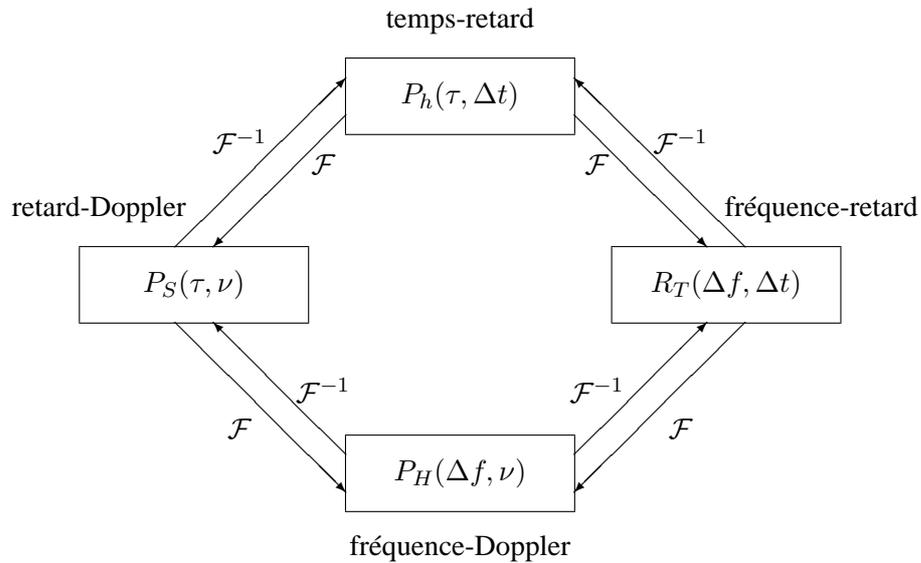


FIG. II.17 – Fonctions de corrélation d'un canal WSSUS

Les flèches représentent une transformation de Fourier (\mathcal{F}) ou une transformation de Fourier inverse (\mathcal{F}^{-1}).

II-4. La modélisation de la propagation indoor

Quand un opérateur télécom veut effectuer un déploiement de réseaux radios, il utilise des mesures et des outils de déploiement donnant une prédiction de la couverture des zones à desservir suivant le placement des points d'accès. Pour faire cette prédiction, des modèles de propagation doivent être utilisés pour tenir compte au mieux de la nature du terrain et de l'environnement.

II-4.1. Généralités

On distingue deux grandes familles de modèles de propagation : les modèles déterministes et les modèles statistiques.

Afin de prendre en compte les conditions dans lesquelles s'effectuent les liaisons radioélectriques, les modèles statistiques apportent à la formule en espace libre des facteurs de corrections empiriques. Ces facteurs sont généralement déduits de l'analyse statistique des résultats de nombreuses campagnes de mesures effectuées dans des environnements typiques (halls bureaux, hot spot,... dans le cas de la propagation indoor). Une formule donne alors la variation du champ reçu en fonction de la distance émetteur/récepteur mais également en fonction d'autres facteurs. Seul le trajet le plus court entre l'émetteur et le récepteur est pris en compte [Cha03]. C'est pourquoi on les appelle aussi modèle de type "profil". On différencie 2 types de modèles statistiques : les modèles profil en distance et les modèles de type Motley-Keenan.

Les modèles profil en distance ne prennent en compte que les paramètres fréquence et distance pour calculer l'affaiblissement de parcours. Les modèles de type Motley-Keenan ont pour principe de tenir compte dans le calcul de l'affaiblissement de propagation de la traversée des murs et des étages. Pour cela les auteurs, A.J. Motley et J.M. Keenan, se sont appuyés sur des mesures à 864 et 1728 MHz en environnement bureau. Ils ont constaté que les dalles et les cloisons ont un effet non négligeable dans le calcul de l'affaiblissement de parcours. Depuis, plusieurs modèles se sont appuyés sur ce principe.

Les modèles déterministes s'appuient sur les lois fondamentales de la physique pour calculer la contribution de chaque rayon au signal reçu par le récepteur. L'avantage est de pouvoir prédire, en plus du champ, différents paramètres de propagation : réponse impulsionnelle, ... On distingue deux types de modèles déterministes : les modèles d'analyse numérique et les modèles asymptotiques. Ils sont tous les deux basés sur la résolution des équations de Maxwell.

Les méthodes numériques sont basées sur la résolution des équations de Maxwell. Lorsque ces équations sont écrites sous leur forme différentielle on distingue la méthode FDTD et la méthode des éléments finis. Lorsque ces équations sont écrites sous leur forme intégrale c'est la méthode des moments. Une telle résolution nécessite une discrétisation de l'espace (volume maillé) et du temps à un pas très inférieur à la longueur d'onde. De ce fait ces méthodes posent des problèmes de temps d'exécution et de capacité mémoire.

Les méthodes asymptotiques sont basées sur la résolution asymptotique des équations de Maxwell. Elles utilisent l'Optique géométrique et la Théorie Uniforme de la Diffraction. Ces modèles prennent en compte de façon précise l'environnement avec le calcul du tracé géométrique des différents rayons réfléchis, transmis, diffractés. Le champ est alors calculé en effectuant la somme vectorielle des différents rayons reçus par le récepteur.

Les modèles déterministes nécessitent une connaissance précise de l'environnement de propagation et des éléments qui constituent cet environnement. Ils sont donc coûteux en temps d'exécution et donc réservés pour l'étude de cas particuliers. Les modèles statistiques sont moins précis mais offrent l'avantage d'être plus rapides que les modèles déterministes. De plus, ils ne nécessitent pas de connaître exactement l'environnement de propagation.

II-4.2. Cas des bandes des 2,4 GHz et des 5 GHz

II-4.2.1. Modélisation statistique

II-4.2.1.a. Modèle de l'IUT-R (Recommandation P.1238-4)

Cette recommandation propose un modèle définissant l'affaiblissement de propagation en indoor et l'effet de masque. Il propose de plus la prise en compte de l'effet des étages dans le calcul de l'affaiblissement.

L'affaiblissement de parcours moyen est donné par la formule suivante :

$$L_{total}(f) = 20 * \log_{10}(f) + N * \log_{10}(d) + L_f(n) - 28 \quad (\text{Eq. II.43})$$

où

N : Coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance

f : Fréquence (MHz)

d : Distance en m qui sépare la station de base de la station mobile ($d > 1$ m)

L_f : Coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étages (dB)

n : Nombre d'étages entre la station de base et la station mobile ($n \geq 1$)

Les différentes valeurs recommandées par ce document pour les paramètres N et L_f sont présentées dans le tableau II.2.

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

TAB. II.2 – Valeurs des paramètres du modèle bande étroite de l'IUT-R

Pour la bande des 5 GHz, lorsque les coefficients d'affaiblissement de puissance ne sont pas indiqués, la recommandation indique l'utilisation des coefficients obtenus dans l'environnement de type bureau.

Ces valeurs permettent de calculer l'affaiblissement moyen. La valeur réelle varie autour de cette valeur. Le document recommande l'utilisation de la loi log-normale pour modéliser les effets de masque (occultation). Les valeurs de l'écart type en dB sont données par le tableau II.3.

Fréquence (GHz)	Bâtiments résidentiels	Bureaux	Bâtiments commerciaux
1,8-2	8	10	10
5,2	-	12	-

TAB. II.3 – Ecart type de l'évanouissement [dB]

En tenant compte de toutes ces données, le modèle d'affaiblissement de propagation indoor en environnement résidentiel peut s'écrire ainsi :

Dans la bande des 2, 4 GHz

$$L_{total}(dB) = 28 * \log_{10}(d) + 4n + 39,6 \quad (\text{Eq. II.44})$$

Dans la bande des 5 GHz

$$L_{total}(dB) = 31 * \log_{10}(d) + L_f(n) + 46,3 \quad (\text{Eq. II.45})$$

II-4.2.1.b. Le modèle Motley-Keenan

Les auteurs de ce modèle, A.J. Motley et J.M. Keenan ont constaté que dans un environnement de type bureau, l'affaiblissement de propagation du signal correspondait à la propagation en espace libre auquel il fallait ajouter les affaiblissements correspondant à la traversée de chaque étage et de chaque mur qui se trouve sur le trajet direct [KM90].

L'affaiblissement de propagation s'écrit sous la forme :

$$L(dB) = 38 + 10n * \log_{10}(d) + \sum_{m=1}^M P_m + \sum_{n=1}^N P_n \quad (\text{Eq. II.46})$$

Où

- n : Coefficient d'affaiblissement de puissance avec $n = 2$ dans le cas de l'espace libre
- d : Distance (m) qui sépare l'émetteur du récepteur
- P_m : Pertes liées à la transmission du $m^{\text{ième}}$ mur (dB)
- P_n : Pertes liées à la transmission de la $n^{\text{ième}}$ dalle (dB)

Des valeurs de pertes en fonction des matériaux à 1 GHz ont été proposées au sein du projet COST . Le tableau II.4 présente ces valeurs de pertes pour des matériaux de construction dans la bande de fréquences de 1 à 2 GHz.

Matériaux	Pertes (dB)
Placoplâtre	2,5
Bois	1,5
Vitre	1,4
Cloison fine	2,5
Béton	6
Dalle	23

TAB. II.4 – Pertes de transmission (dB) pour différents matériaux de construction (1-2 GHz)

Une étude menée par l'IESB (Institute of Superior Education of Brasilia) [LM05] propose un ajustement du modèle Motley-Keenan en prenant compte de l'épaisseur des murs dans le calcul de l'affaiblissement de parcours. Ils ont montré que l'affaiblissement lié à la traversée d'un mur n'est pas linéaire avec l'épaisseur du mur. Le terme de la prise en compte de la traversée des murs $\sum k_i L_i$ (où k_i est le nombre de murs et L_i est l'affaiblissement lié à ce type de mur) est remplacé par un terme prenant en compte l'épaisseur du mur. L'affaiblissement de propagation s'écrit alors sous la forme :

$$P(dB) = P_r + 10 * n * \log_{10}(d) + \sum_{i=1}^N k_i L_{0i} 2^{\log_3(\frac{e_i}{e_{0i}})} \quad (\text{Eq. II.47})$$

Où

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

Il suffit alors de disposer de la valeur d'atténuation d'un mur de référence et de son épaisseur de référence pour en déduire la contribution totale d'un mur quelle que soit son épaisseur. La tableau II.5 présente l'affaiblissement et l'épaisseur de référence liés à la traversée de ce mur.

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

TAB. II.5 – Pertes liées à la traversée de divers types de murs de référence

II-4.2.1.c. Le modèle COST 231

Le COST 231 a mené une étude sur les résultats de mesures pour des environnements de type bureau. Il a mis en évidence que les pertes par transmission au travers des étages ne sont pas une fonction linéaire du nombre d'étages traversés, d'où l'introduction d'un facteur empirique b dans l'expression suivante :

$$L(dB) = L_{FS} + K_c + \sum_{i=1}^I K_{Wi} \cdot L_{Wi} + k_f \cdot L_f \cdot \left(\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right) \quad (\text{Eq. II.48})$$

Où

- L_{FS} : Affaiblissement d'espace libre entre l'émetteur et le récepteur (dB)
- K_c : Affaiblissement constant (dB)
- K_{Wi} : Nombre de murs traversés de type i
- L_{Wi} : Affaiblissement lié à la traversée du mur de type i (dB)
- L_f : Affaiblissement lié à la traversée d'un étage (dB)
- k_f : Nombre d'étages traversés
- b : Paramètre empirique

Ce modèle est appelé modèle Multi-Wall. Le COST 231 suggère que le nombre de types de mur doit rester faible. Deux types de murs sont proposés :

- Les murs légers qui ne sont pas des murs porteurs où des murs fins dont l'épaisseur est inférieure à 10 cm (mur de béton ou de briques).
- Les murs lourds de type murs porteurs ou murs dont l'épaisseur est supérieure à 10 cm.

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

II-4.2.1.d. Le modèle COST 259

Ce modèle est une évolution du modèle COST 231. Comme pour la traversée des étages, il a été constaté que l'affaiblissement lié à la traversée de murs n'est pas linéaire avec le nombre de murs traversés. L'affaiblissement de parcours s'écrit alors :

$$L(dB) = L_{FS} + \sum_{i=1}^I K_{Wi} \left(\frac{K_{Wi} + 1,5}{K_{Wi} + 1} - b_{Wi} \right) \cdot L_{Wi} \quad (\text{Eq. II.49})$$

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

$$b_{Wi} = -0,064 + 0,0705 \cdot L_{Wi} - 0,0018 \cdot L_{Wi}^2 \quad (\text{Eq. II.50})$$

Où

- L_{FS} : Affaiblissement d'espace libre entre l'émetteur et le récepteur (dB)
 K_c : Affaiblissement constant (dB)
 K_{Wi} : Nombre de murs traversés de type i
 L_{Wi} : Affaiblissement lié à la traversée du mur de type i (dB)
 L_f : Affaiblissement lié à la traversée d'un étage (dB)
 k_f : Nombre d'étages traversés
 b_{Wi} : Paramètre empirique

Ce modèle n'est valable que pour les prédictions sur un même étage car ce modèle ne prend pas compte de l'affaiblissement de parcours entre étages.

Les paramètres du modèle COST 259 sont donnés par le tableau II.6.

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

TAB. II.6 – Paramètres du modèle COST 259 pour la bande 5 GHz

Dans ce modèle, les murs fins sont des cloisons en placoplâtre et les murs épais sont composés de béton renforcé. Pour un bâtiment type "bureaux" composé de matériaux de type placoplâtre, verre et béton, la moyenne d'affaiblissement par mur est de $L_{Wi} = 8,4$ dB et le paramètre b_{Wi} est de 0,4 à la fréquence 5 GHz.

II-4.2.1.e. Le modèle MWF (Multi Wall and Floor)

Ce modèle a été proposé par I. Lott et M. Forkel [LF01] pour tenir compte de la propagation non linéaire avec le nombre d'obstacles pour les murs et les étages. Il reprend ainsi les idées du COST 231 et 259. L'affaiblissement de parcours peut alors s'écrire :

$$L_{MWF} = L_0 + 10n \log_{10}(d) + \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^{K_{Wi}} L_{W_{ik}} + \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{K_{Fj}} L_{F_{jk}} \quad (\text{Eq. II.51})$$

Où

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

Les auteurs ont effectué des simulations par l'intermédiaire d'un outil de tracé rayon dans des pièces de différentes tailles (en termes de superficie). Ils ont montré que n prenait des valeurs entre 1,96 et 2,03. Ils ont

aussi tiré un certain nombre de valeurs d'atténuation de parcours pour différents matériaux présentés dans le tableau II.7.

Type de matériaux	Epaisseur (cm)	Atténuation $k = 1$ (dB)	Atténuation $k = 2$ (dB)
Béton	10	$L_{W11} = 16$	$L_{W12} = 14$
Béton	20	$L_{W11} = 29$	$L_{W12} = 24$
Béton sec	24	$L_{W11} = 35$	$L_{W12} = 29$
Béton poreux	24	$L_{W11} = 34$	$L_{W12} = 26$

TAB. II.7 – Paramètres du modèle MWF dans le cas du béton pour la bande 5 GHz

La comparaison du modèle avec des valeurs simulées fournit un écart type de l'erreur de 5-6 dB pour des pièces moyennes et de 8-9 dB pour des grandes pièces.

II-4.2.2. Modélisation déterministe

Dans le cas de la propagation indoor, dans des environnements ouverts (type hall) ou dans des environnements fermés (type bureau), la seule connaissance de l'affaiblissement de parcours du trajet direct n'est pas suffisante. Dans ce cas, les méthodes asymptotiques permettent d'étudier les phénomènes de propagation par trajets multiples tels que les trajets réfléchis et diffractés engendrés par la présence d'obstacles.

Les modèles de propagation utilisant la théorie de l'Optique Géométrique peuvent être classés en deux catégories : le lancer et le tracé de rayons. Ces deux techniques décrivent, à l'aide de rayons, les différents chemins empruntés par les ondes électromagnétiques entre un émetteur et un récepteur. Elles reposent sur une description précise de l'environnement de propagation afin de prédire l'influence de ce dernier sur la propagation. Le champ est alors calculé en effectuant la somme vectorielle de tous les champs associés aux différents rayons reçus (direct, réfléchis, diffractés et transmis). Ces méthodes ne sont valides que pour le calcul des phénomènes engendrés par des éléments de dimension supérieure à la longueur d'ondes.

II-4.2.2.a. Le lancer de rayons

Le lancer de rayons consiste à projeter des rayons à partir de l'émetteur, dans un grand nombre de directions (2D ou 3D selon les modèles), sans connaître a priori les positions des récepteurs. Lorsqu'un rayon est lancé, ces modèles calculent les différentes interactions avec l'environnement de propagation. Lorsqu'il passe à proximité du récepteur (sphère de réception), il est pris en compte dans le calcul du champ reçu. La contribution de chaque rayon est pondérée par sa distance avec le centre de la sphère de réception. Pour chaque rayon, le calcul est stoppé lorsqu'un certain nombre de phénomènes ont été rencontrés ou lorsque la puissance est trop faible.

Le principal avantage de cette méthode réside dans le fait que le calcul se fait indépendamment de la position des récepteurs. Il permet de calculer la zone de couverture en une seule fois aussi bien en champ qu'en PDP. L'inconvénient est aussi lié à ce point : pour le calcul d'un seul point de réception il faut calculer toute la couverture pénalisant les performances informatiques. De plus cette méthode est imprécise. Cette imprécision

est due au pas utilisé pour lancer les rayons. Un pas trop petit augmente la précision mais peut pénaliser les temps de calcul et la place mémoire. Un autre inconvénient est lié à l'incertitude sur la position des impacts et donc sur les phases. Cette incertitude ne permet pas de caractériser exactement la réponse impulsionnelle contrairement au tracé de rayons. Le dernier inconvénient réside dans le fait que plus on augmente la fréquence plus les objets de petite taille ont une influence sur la propagation.

II-4.2.2.b. Le tracé de rayons (Ray Tracing)

Dans cette technique, les rayons sont construits un par un en utilisant la théorie des images pour les réflexions et la théorie des arrêtes images pour les diffractions. Le calcul ne concerne qu'un couple émetteur récepteur. C'est le grand inconvénient de cette méthode lorsque le nombre de récepteurs augmente. L'avantage de cette méthode est de calculer précisément les trajets entre l'émetteur et le récepteur, ce qui permet d'obtenir au niveau du récepteur la phase et l'affaiblissement de chaque rayon. Ce type de modèle ne calcule que les rayons atteignant le récepteur pour un nombre de phénomènes donnés.

II-4.2.2.c. Le logiciel de tracé de rayons MATRIX

MATRIX est un modèle de type tracé de rayons développé à FTR&D Belfort. Dans un tel type de modèle l'environnement de propagation doit être représenté. MATRIX utilise une scène composée de faces qui sont des polygones plans dans l'espace à trois dimensions. Chaque face est composée d'au moins trois arrêtes et est orientée grâce à son vecteur normal, fixé d'un côté ou de l'autre de manière arbitraire.

Ce tracé de rayons est un modèle 3D permettant le calcul de transmissions et de réflexions de tout ordre et est limité à trois diffractions. Les rayons sont tracés en trois phases successives : prise en compte des réflexions et des diffractions seules puis des deux phénomènes.

Les méthodes physiques utilisées pour calculer les affaiblissements de propagation sont basées sur la Théorie Uniforme de la Diffraction. Au niveau du récepteur, les valeurs complexes des différents champs permettent d'obtenir leur phase et leur retard. La phase est calculée par défaut en considérant la rotation de phase due à la propagation en espace libre ($2\pi \cdot \text{Longueur Rayon} / \lambda$) et enrichie par le déphasage induit par les phénomènes de réflexions, transmissions et diffractions subies par l'onde électromagnétique. Ces différents champs peuvent avoir des polarisations et fréquences quelconques. Les diagrammes d'antennes utilisés dans les calculs de propagation sont représentés en 3D. Les matériaux de la scène sont caractérisés par leur permittivité, conductivité et épaisseur. Ainsi le modèle du tracé de rayons MATRIX permet d'obtenir le champ en polarisation principale et croisée, la réponse impulsionnelle, des différentes directions d'arrivées (DOA) ainsi que toutes sortes de paramètres permettant de caractériser le canal indoor.

En bande étroite, il permet de prédire des couvertures pour différentes configurations de propagation ainsi que le diagramme équivalent à l'antenne d'émission placée dans son environnement réel. MATRIX permet aussi l'utilisation d'un mode dégradé, incorporant un modèle statistique type Motely-Keenan pour calculer les affaiblissements de propagation : les coefficients utilisés dans ce modèle pour la réflexion et la transmission sont optimisés par matériau. Le tableau II.8 présente un exemple des performances du modèle statistique.

	Ecart-type (dB)	Moyenne (dB)
$k \cdot \log_{10}(d)$	7,3	0
50 transmissions	6,07	0
50 transmissions + 1 réflexion	5,06	0
50 transmission + 2 réflexions	4,8	0

TAB. II.8 – Exemple de performances radio de MATRIX en mode statistique bande étroite

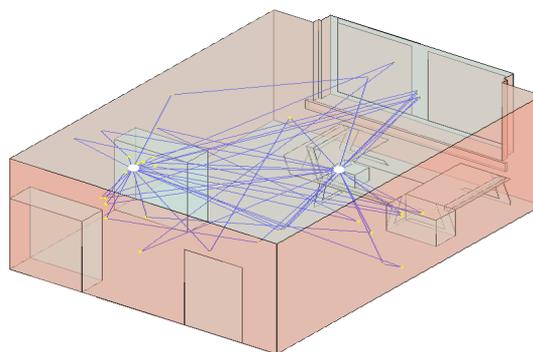


FIG. II.18 – Méthode du tracé de rayons

II-4.3. Modélisation retenue

II-4.3.1. Modélisation du Path Loss et du bilan de liaison

II-4.3.1.a. Choix du modèle de Path Loss

Pour permettre d'assurer la qualité requise du rapport signal à bruit ou rapport signal à bruit plus interférence, on doit être capable de calculer l'affaiblissement de propagation moyen à n'importe quelle distance de l'émetteur. Le but est d'effectuer des études statistiques. Il est donc nécessaire de posséder des modèles de prédiction d'affaiblissement de parcours qui ne nécessitent pas des temps de calcul trop importants mais qui possèdent une précision suffisante pour prendre en compte les obstacles variés présents dans l'environnement. Les modèles qui conviennent le mieux à cette situation sont les modèles statistiques qui modélisent l'affaiblissement de parcours selon une loi en puissance avec des variations gaussiennes pour le shadowing [SZK⁺03].

La formulation générale de la puissance moyenne reçue (exprimée en dBm) est donnée par :

$$P_{rx} = P_{tx} + G_{tx} + G_{rx} - PL(d) + S \quad (\text{Eq. II.52})$$

Où

- P_{rx} : Puissance reçue en dBm
- P_{tx} : Puissance transmise en dBm.

- Grx : Gain de l'antenne réceptrice en dBi (si omnidirectionnelle).
- Gtx : Gain de l'antenne émettrice en dBi (si omnidirectionnelle).
- PL(d) : Affaiblissement de parcours en dB en fonction de la distance d en m.
- S est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et caractérisée par son écart type σ .

Dans notre cas $L(d)$ s'écrit sous la forme $a + b \log_{10}(d)$ où a et b dépendent de l'environnement considéré. Ces deux variables sont déduites à partir de mesures. Des mesures bande étroite ont été effectuées dans des environnements indoor ouverts et fermés dans 3 bâtiments différents : 2 bâtiments de type bureau et 1 centre commercial en présence d'activité humaine.

II-4.3.1.b. Modèle de Path Loss dans des environnements indoor ouverts et fermés

Cas de la bande 2,4 GHz : Pour l'environnement indoor de type bureau, les mesures et les modèles ont été présentés dans [BMG05]. Les mesures ont été effectuées dans deux bâtiments de cinq étages avec des antennes omni-directionnelles. L'affaiblissement de parcours L dans des situations LOS (Line Of Sight) et NLOS (Non Line Of Sight) est donné par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{En LOS : } \quad PL(d) &= 24,2 \log_{10}(d) + 39 \\ \text{En NLOS : } \quad PL(d) &= 44 \log_{10}(d) + 23 + 11N_p \end{aligned} \quad (\text{Eq. II.53})$$

Où N_p est le nombre de dalles d'étages entre l'émetteur et le récepteur. L'écart type σ est de 4,5 dB en LOS et 5,9 dB en NLOS.

Pour les mesures effectuées dans le centre commercial de Belfort, trois emplacements pour les émetteurs et 924 couples émetteur-récepteur ont été considérés à différents étages. Les antennes d'émission étaient situées à 1,80 m de hauteur (par rapport à l'étage considéré). Les antennes de réception étaient situées à 1,80 m de hauteur avec des distances jusqu'à 100 m. L'analyse de ces mesures a montré que l'affaiblissement de parcours pouvait être inférieur à celui d'espace libre lié à la présence de multitrajets diffusés et guidés par les structures métalliques du bâtiment. L'affaiblissement de parcours dans un tel environnement est donné par :

$$\begin{aligned} PL(d) &= 40 + 10n \log_{10} d + C + g(N_p) \\ g(N_p) &= N_p \frac{pF}{(N_p)^{cF}} \end{aligned} \quad (\text{Eq. II.54})$$

Où $g(N_p)$ est l'affaiblissement lié à la traversée des étages, avec N_p le nombre d'étages traversés. Les paramètres du modèle ont été ajustés par l'intermédiaire des mesures et sont donnés dans le tableau II.9 L'écart type du modèle ainsi obtenu est de 8 dB.

	$N_p = 0$	$N_p > 0$
n	3,16	2,36
C	0	0
pF	0	13
cF	0	0,8

TAB. II.9 – Valeurs des paramètres du modèle à 2,4 GHz en environnement centre commercial

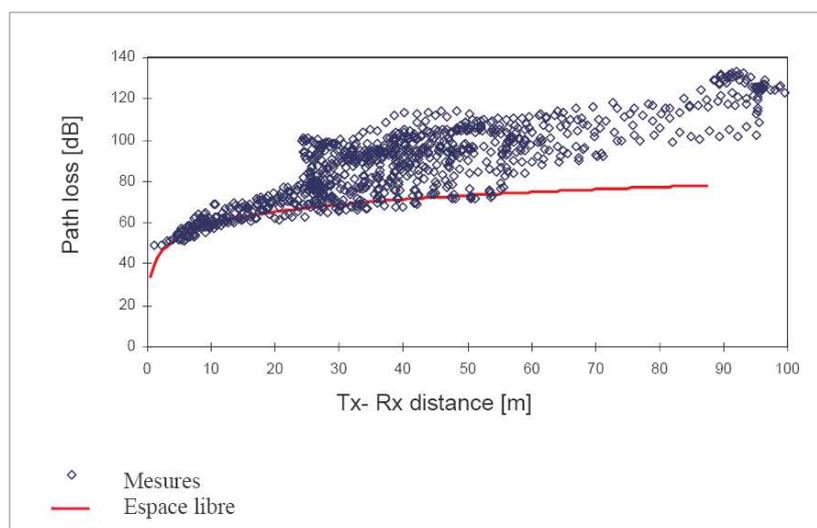


FIG. II.19 – Path Loss mesuré dans un environnement ouvert indoor

La comparaison des modèles en LOS et NLOS pour les environnements de type bureau et centre commercial à 2,4 GHz est présentée à la figure II.20.

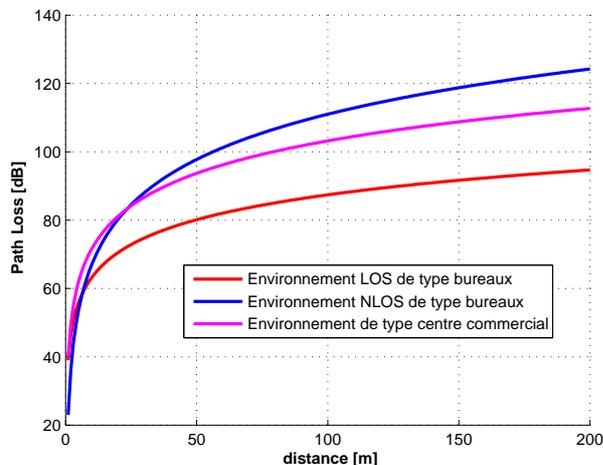


FIG. II.20 – Comparaison des différents modèles à 2.4 GHz

Cas de la bande 5 GHz : De la même façon que pour le cas de la bande des 2,4 GHz, les mesures et les modèles ont été présentés dans [BMG05]. L'environnement considéré pour la bande des 5 GHz est un environnement de type bureau. L'affaiblissement de parcours PL dans des situations LOS et NLOS est donné

par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{En LOS : } PL(d) &= 24,7 \log_{10}(d) + 42 \\ \text{En NLOS : } PL(d) &= 33 \log_{10}(d) + 54 + 25N_p \end{aligned} \quad (\text{Eq. II.55})$$

Où N_p est le nombre de dalles d'étages entre l'émetteur et le récepteur. L'écart type σ est de 4,2 dB en LOS et 8,9 dB en NLOS. La comparaison des modèles en LOS et NLOS à 5 GHz est présentée à la figure II.21.

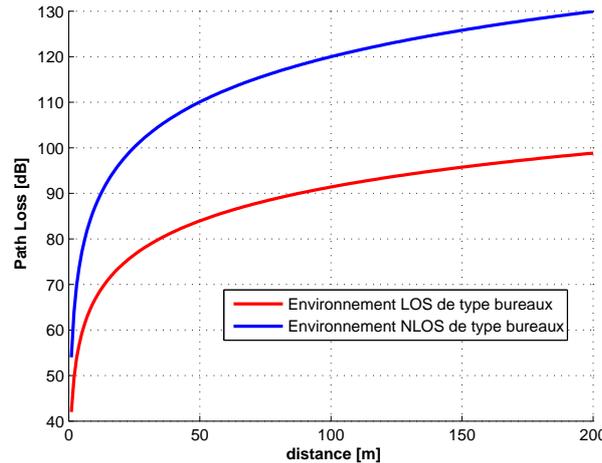


FIG. II.21 – Comparaison des différents modèles à 5 GHz

II-4.3.1.c. Modélisation du bilan de liaison

Pour le dimensionnement de réseaux radio ou l'estimation de la portée des systèmes radio, la condition nécessaire souvent considérée est que le champ moyen reçu doit être au dessus d'un certain seuil donné, le seuil de sensibilité. Pour les réseaux WLAN, et plus particulièrement pour les systèmes haut débit, la condition nécessaire pour avoir une bonne qualité de lien radio doit aussi inclure les fluctuations de la puissance reçue associées au fading rapide (small scale fading) [KMMP04], [HMVT94], [LT02].

L'étalement Doppler dans un environnement indoor est d'environ 2 Hz lorsque l'amplitude du signal diminue de 20 dB [HMVT94]. Le canal est alors considéré comme quasi-statique pendant quelques secondes pour les bureaux et les bâtiments résidentiels. Dans la mesure où le canal radio indoor varie de façon relativement lente (activité humaine, mouvement lent des antennes) comparé au canal radiomobile outdoor, une grande quantité d'informations peut être transférée pendant un temps assez court (typiquement 10 à 20 Mbits/s), temps pendant lequel le canal radio ne varie pas beaucoup. Pour un abonné le débit utile qu'il obtient sera plus fortement corrélé au niveau de champ instantané reçu plutôt qu'au niveau de champ moyen qui représente plutôt des conditions à long terme. Pour cette raison notre modèle de bilan de liaison intègre aussi les effets du fading large bande, modélisés par une variable aléatoire F_w . F_w est dépendante de la densité spectrale de puissance émise et du canal large bande. Dans cette étude, les densités de probabilité de F_w ont été déduites de campagnes de mesures large bande effectuées dans des environnements indoor ouverts et fermés. Les mesures large bande

ont été filtrées selon les différentes bandes passantes des systèmes étudiés dans cette thèse. En résumé, le calcul de la puissance instantanée reçue est modélisée par :

$$C = EIRP + G_{Rx} - PL(d) + F_w + X_\sigma \quad (\text{Eq. II.56})$$

F_w et X_σ sont deux variables aléatoires utilisées pour modéliser respectivement les phénomènes de fast fading large bande et de shadowing. La densité de probabilité de la variable aléatoire F_w dépend de la bande du système considéré. Généralement la variable aléatoire X_σ suit une loi gaussienne, de moyenne nulle et caractérisée par son écart type en dB. Dans notre modèle cette variable aléatoire correspond à l'erreur du modèle. Pour les marges utilisées dans le calcul de bilan de liaison WLAN, le paramètre important est la variable aléatoire $M = F_w + X_\sigma$. Sa fonction de distribution cumulée (CDF_M) est nécessaire pour pouvoir calculer des estimations de marges de bilan de liaison pour obtenir une certaine probabilité de qualité de service ou de couverture (disponibilité du lien radio).

Un exemple d'application de ce modèle est de considérer que pour un lien radio émetteur-récepteur, nous avons une probabilité de couverture garantie de $X\%$ si la condition suivante est satisfaite :

$$\text{Probabilité}(C > S_0) > X\% \quad (\text{Eq. II.57})$$

Où S_0 est un seuil de sensibilité donné (en dBm). L'évaluation d'une telle probabilité nécessite le calcul de la fonction de distribution cumulée de la variable aléatoire M . Cette variable est déduite de statistiques mesurées de fading large bande et de la variable aléatoire gaussienne X_σ . Des mesures large bande sont nécessaires pour évaluer F_w dans le cas de signaux utile ou brouilleur (la bande change suivant le système brouilleur considéré).

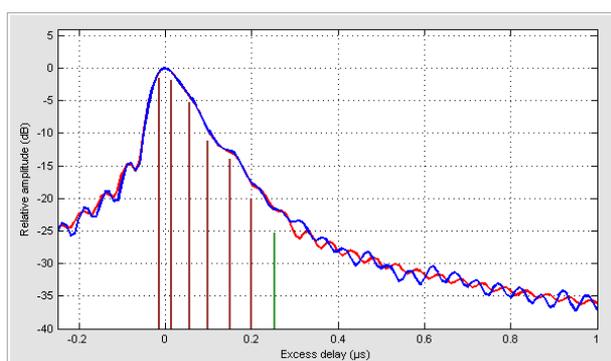
II-4.3.2. Modélisation large bande

De la même façon que pour les modèles bandes étroites utilisés dans cette thèse, les modèles larges bandes utilisés proviennent de campagnes de mesures disponibles. Ces mesures ont été effectuées dans deux environnements indoor typiques : un bâtiment composé de bureaux et un centre commercial. Ces mesures sont décrites de façon précise dans [Bar95], [LRBM90], [BL93] et [BL97].

La campagne de mesures effectuée dans le centre commercial s'est déroulée dans la galerie marchande du centre commercial "Vélizy II" près de Paris. Il est composé d'un long bâtiment rectangulaire de deux étages. Aux deux extrémités sont implantés deux grands magasins. Entre ces magasins, le bâtiment est occupé par une galerie marchande sur deux niveaux. Les boutiques y sont réparties de part et d'autre d'un long couloir large de 12 mètres. Ce bâtiment est construit en béton et les devantures des boutiques de la galerie marchande sont en verre, monté sur une ossature métallique. L'antenne émettrice était située au deuxième étage et montée sur un trépied de 2,50 m de hauteur. L'antenne réceptrice était placée sur le bras tournant d'un chariot de 0,5 m de diamètre, haute de 1,7 m. Pendant cette campagne de mesures, les réponses impulsionnelles ont été enregistrées pour plusieurs emplacements. Pour chaque emplacement, 360 réponses impulsionnelles ont été collectées pendant la révolution du bras tournant (1 par degré). Cette campagne a eu lieu aux heures d'ouverture du centre commercial, à l'occasion d'un événement commercial précédant les fêtes de Noël, générant de ce fait une grande influence.

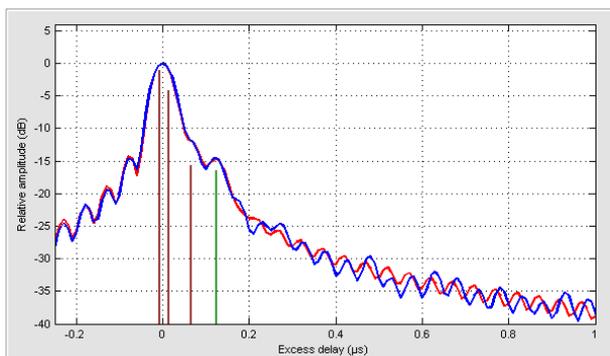
La campagne de mesures effectuée dans l'environnement de type bureau s'est déroulée dans les locaux de l'IUT de Vélizy. Ces mesures ont été effectuées dans un bâtiment de trois étages abritant des laboratoires de recherche et les locaux administratifs de l'IUT. Ce bâtiment a été choisi car il s'agit d'un exemple de bureaux de moyenne importance où l'implantation d'un réseau interne sans fil pourrait se justifier. Les cloisons de ce bâtiment sont de trois types : des murs porteurs en béton, des cloisons en béton avec une armature en treillis et des cloisons en plâtre dans lesquelles sont incluses de grandes baies vitrées. Pendant toute la campagne de mesures, cette partie du bâtiment était vide (sans occupant et sans mobilier). De la même façon que dans le cas du centre commercial, l'antenne de réception est placée sur le bras tournant d'un chariot mobile.

Dans les deux environnements considérés, les mesures ont été traitées dans des situations LOS et NLOS. Elles ont été effectuées à 2 GHz. Ces mesures ont servi à deux niveaux dans le cadre de la thèse. Comme nous l'avons dit dans la partie II-4.3.1., des statistiques de fading large bande ont été extraites des réponses impulsionnelles mesurées. Dans le cadre des mesures effectuées dans la thèse (chapitre IV), un simulateur de canal hardware a été utilisé. La conversion des mesures en modèle en tap a été effectuée manuellement en utilisant un logiciel développé dans le laboratoire. Les mesures ont été filtrées sur une bande de 20 MHz permettant de modéliser uniquement la bande utile et permettant donc de réduire le nombre de taps. Les tableaux II.10, II.11, II.12 et II.13 présentent les modèles utilisés pour des environnements de type bureau et centre commercial dans des configurations LOS et NLOS. Les taps sont choisis de sorte à ne pas modifier les statistiques de fading et des paramètres large bande comme la dispersion des retards (Annexe C).



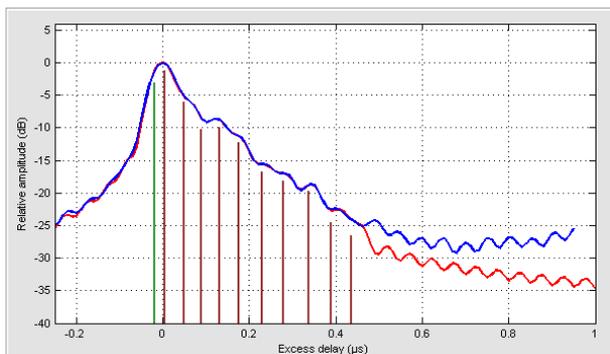
Retard (ns)	Amplitude (dB)	Doppler
0	-4,1	Jakes
30	-4,3	Jakes
70	-7,8	Jakes
113	-13,7	Jakes
166	-16,5	Jakes
214	-22,5	Jakes
267	-27,8	Jakes

TAB. II.10 – Modèle NLOS en environnement de type bureau ($f = 2GHz$, $B = 20MHz$)



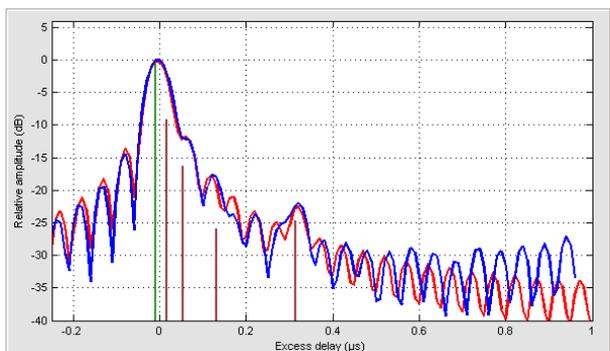
Retard (ns)	Amplitude (dB)	Doppler
0	-1,9	Rice 5 dB
23	-5,0	Jakes
73	-16,5	Jakes
133	-17,3	Jakes

TAB. II.11 – Modèle LOS en environnement de type bureau ($f = 2GHz, B = 20MHz$)



Retard (ns)	Amplitude (dB)	Doppler
0	-5,6	Jakes
25	-3,8	Jakes
68	-8,6	Jakes
110	-12,7	Jakes
150	-12,4	Jakes
195	-14,8	Jakes
250	-19,2	Jakes
300	-20,6	Jakes
358	-22,2	Jakes
410	-27,0	Jakes
457	-29,0	Jakes

TAB. II.12 – Modèle NLOS en environnement de type centre commercial ($f = 2GHz, B = 20MHz$)



Retard (ns)	Amplitude (dB)	Doppler
0	-0,7	Rice 6 dB
25	-9,4	Jakes
63	-16,6	Jakes
139	-26,3	Jakes
324	-25,0	Jakes

TAB. II.13 – Modèle LOS en environnement de type centre commercial ($f = 2GHz, B = 20MHz$)

II-4.3.3. Caractérisation du fading large bande à 5 GHz

II-4.3.3.a. Objectif

Cette campagne de mesures a pour objectif de caractériser les statistiques de fading pour la bande 5 GHz en environnement de type bureau. En effet, comme on peut le constater dans la partie concernant la modélisation de la propagation pour les bandes 2, 4 et 5 GHz, aucune statistique de fading n'est disponible. Pour pallier ce manque, des mesures ont été effectuées.

II-4.3.3.b. Environnement

La campagne de mesures s'est déroulée dans les locaux de France Télécom R&D de Belfort. L'ensemble du bâtiment est un long bâtiment rectangulaire d'un étage. Les bureaux sont répartis de part et d'autre d'un couloir d'environ 120 mètres de longueur et d'environ 2,5 mètres de largeur. Ce bâtiment est composé de murs porteurs en béton, de cloisons en béton et de cloisons en placo-plâtre.

Pour les mesures de statistiques de fading, une antenne émettrice a été placée dans le couloir, sur un trépied de 1,70 mètres de hauteur. Les mesures ont été effectuées en présence d'activité humaine et de mobilier. L'emplacement de cette antenne (en rouge) et le plan du bâtiment sont représentés sur la figure II.22.

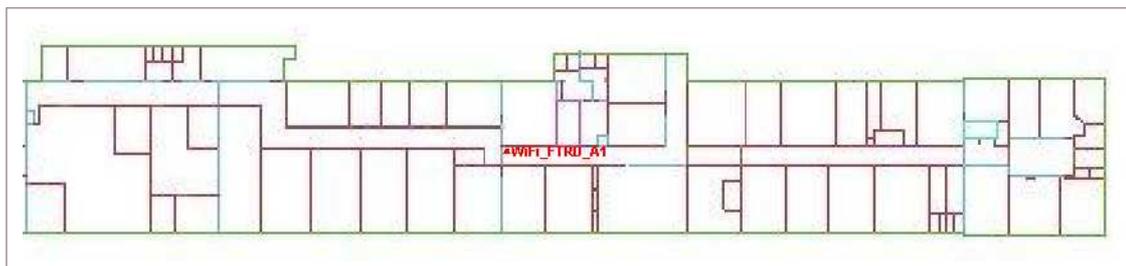


FIG. II.22 – Emplacement de l'antenne émettrice pour les mesures de statistiques de fading

Les points de réception sont représentés par des points de couleur sur la figure II.23.

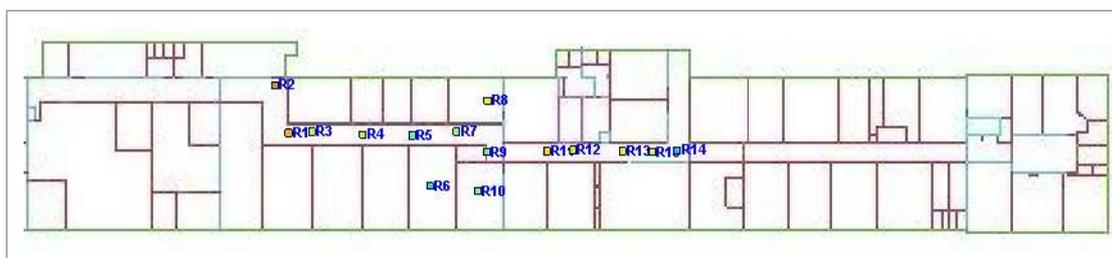


FIG. II.23 – Emplacement des points de réception pour les mesures de statistiques de fading

II-4.3.3.c. Déroulement

Les mesures de fading ont été acquises par l'intermédiaire d'un logiciel développé au sein du laboratoire MCR de France Télécom R&D de Belfort. Ce logiciel est un outil d'ingénierie WiFi permettant de procéder à des mesures. Il permet également de caractériser l'environnement de propagation des systèmes WiFi :

- Une description complète de l'environnement dans lequel sera déployé le système.
- Une description des points d'accès à mesurer ou à déployer.
- La localisation des mesures dans le bâtiment.
- L'analyse des mesures pour caractériser la propagation dans le bâtiment considéré.
- La calibration d'un modèle simplifié pour simuler la couverture du réseau à déployer (modèle de type $a + b \log(d)$).

Pour effectuer des mesures à l'aide de ce logiciel, le premier impératif est de disposer d'un plan géoréférencé du bâtiment. Ensuite les points d'accès mesurés sont placés sur le plan. Enfin les mesures sont effectuées une à une le long du bâtiment. Un point de mesure consiste à relever le champ mesuré pendant 20 secondes avec un PC portable équipé d'un adaptateur WiFi (carte Cisco Aironet 350 802.11 a/b/g dans notre cas). Pour éviter l'effet de masquage par le corps humain, la mesure s'effectue en tournant sur soi-même.

II-4.3.3.d. Résultats

Les points de mesures ont été traités pour les cas LOS et NLOS. La figure II.24 représente les statistiques de fading à 5 GHz en LOS et la figure II.25 représente les statistiques de fading à 5 GHz en NLOS.

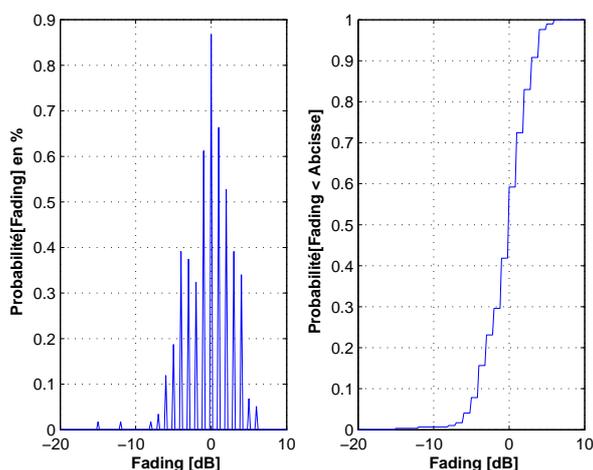


FIG. II.24 – Fading large bande pour l'environnement bureau LOS à 5 GHz (histogramme et répartition cumulée)

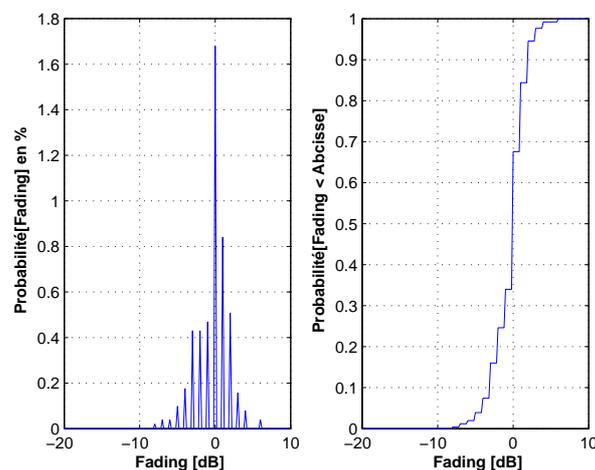


FIG. II.25 – Fading large bande pour l'environnement bureau NLOS à 5 GHz (histogramme et répartition cumulée)

On peut remarquer que le fading est moins prononcé en situation NLOS qu'en situation LOS.

II-4.3.4. Caractérisation du fading large bande à 2,4 GHz

Pour avoir des statistiques de fading large bande dans la bande des 2,4 GHz, les mesures présentées au paragraphe II-4.3.1. ont été utilisées.

Les figures II.26, II.27 et II.28 présentent les statistiques de fading large bande dans la bande des 2,4 GHz.

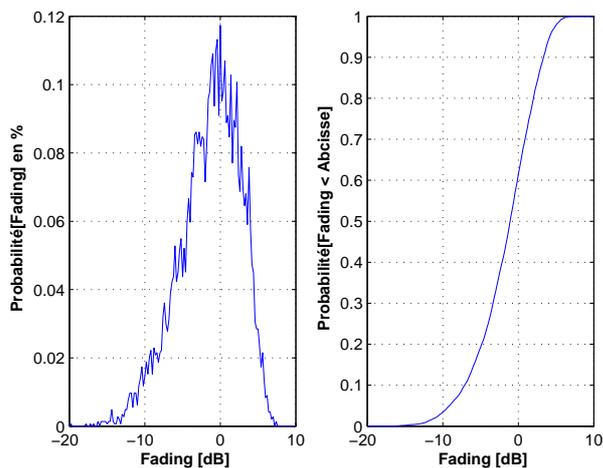


FIG. II.26 – Fading large bande pour l'environnement bureau LOS à 2,4 GHz (histogramme et répartition cumulée)

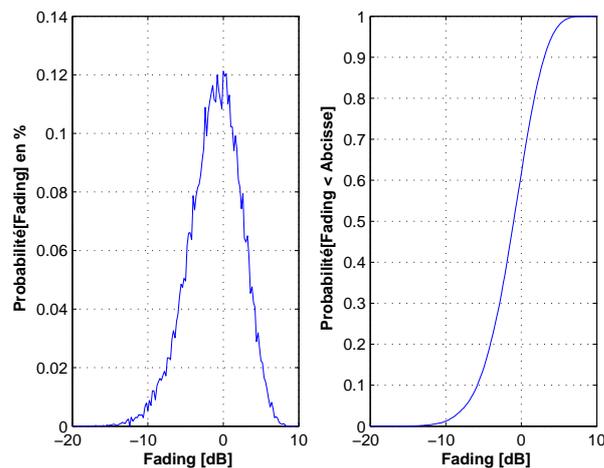


FIG. II.27 – Fading large bande pour l'environnement bureau NLOS à 2,4 GHz (histogramme et répartition cumulée)

On tire la même conclusion que pour le fading à 5 GHz dans les environnements de type bureau. le fading est un peu moins prononcé en situation NLOS qu'en situation LOS.

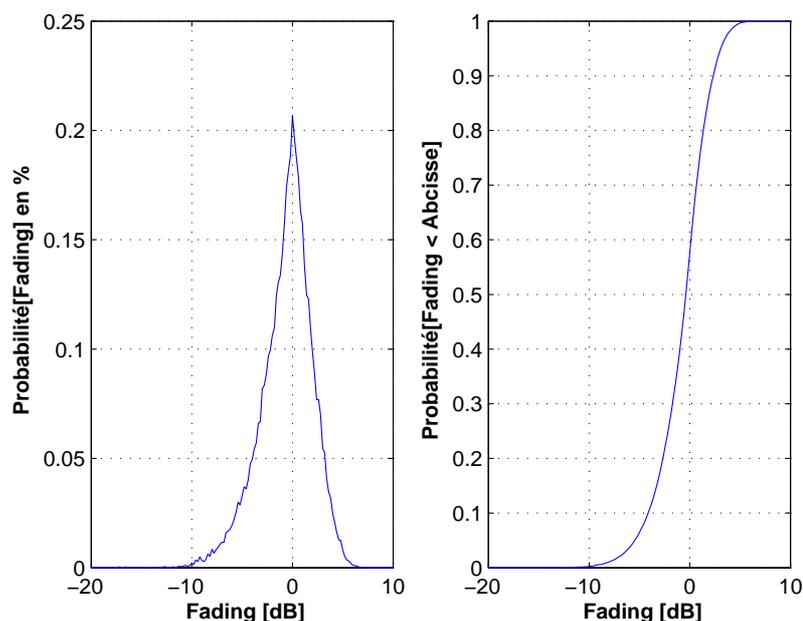


FIG. II.28 – Fading large bande pour l’environnement centre commercial à 2,4 GHz (histogramme et répartition cumulée)

II-5. Conclusion

Pour étudier les performances d’un système radio, il est indispensable de posséder des modèles de propagation performants et robustes. La seule connaissance de l’affaiblissement de propagation n’est pas suffisante. La sélectivité fréquentielle (du fait de la bande des systèmes considérés) ainsi que le fading jouent un rôle important dans l’étude des performances des réseaux sans fil, comme par exemple dans le calcul de la couverture radio (portée). En nous appuyant sur des mesures effectuées par France Télécom, nous avons présenté des modèles d’affaiblissement de parcours pour les environnements typiques où sont déployés les WLAN. Ces mesures nous ont aussi permis d’extraire des statistiques de fading large bande, nécessaires au dimensionnement des réseaux 802.11.

RECENSEMENT DES ÉQUIPEMENTS BROUILLEURS DANS LES BANDES 2,4 ET 5 GHZ

Sommaire

III-1.Introduction	80
III-2.Utilisation de la bande des 2,4 GHz	80
III-2.1. Utilisation militaire	81
III-2.2. Les liens terrestres audio et vidéo (ENG/OB)	81
III-2.3. Les équipements à courte portée (SRD ou AFP)	83
III-2.4. Les équipements ISM	88
III-2.5. Synthèse des caractéristiques des différents brouilleurs (émission)	89
III-3.Utilisation de la bande des 5 GHz	91
III-3.1. Les équipements à courte portée	91
III-3.2. Les systèmes d'information routière	92
III-3.3. Les radars	92
III-3.4. L'UWB	93
III-3.5. Synthèse des caractéristiques des différents brouilleurs (émission)	94
III-4.Analyse des brouilleurs	95
III-4.1. Problème des brouillages dans les réseaux sans fil	95
III-4.2. Brouillage dans la bande des 2, 4 GHz	96
III-4.3. Brouillage dans la bande des 5 GHz	104
III-5.Conclusion	106

III-1. Introduction

Les brouillages étant considéré comme l'un des principaux facteurs limitant les performances des WLAN, ce chapitre se consacre aux différents brouilleurs ainsi que les études présentes dans la littérature.

III-2. Utilisation de la bande des 2,4 GHz

La bande de fréquences 2400-2483,5 MHz, appelée aussi bande ISM (textitIndustrial, Scientific and Medical) à 2,4 GHz, est utilisée par un nombre croissant et varié d'applications. Cette partie recense tous les équipements ou sources d'interférence connus actuellement, ainsi que ceux dont le déploiement est prévu dans la bande des 2,4 GHz. Parmi ces équipements on distingue :

- Les équipements militaires.
- Les liens de diffusion outdoor.
- Les équipements ISM.
- Les équipements à courte portée (**SRD**, *Short Range Devices*).

Historiquement, la bande des 2,4 GHz a été attribuée pour des utilisateurs privés, en limitant tout de même le niveau de puissance d'émission. Ceci produit donc un environnement radioélectrique incertain, avec des niveaux d'interférence imprévisibles ce qui entraîne une qualité de service médiocre. Apparemment un tel environnement ne semble pas adéquat pour des services pour lesquels un certain niveau de qualité de service est requis. Néanmoins cette bande présente aussi des avantages. Tout d'abord la plage de fréquences couvertes est propice aux communications mobiles/nomades du fait des propriétés de propagation à ces fréquences. De plus la gratuité de l'exploitation de cette bande de fréquences la rend attractive. Les utilisateurs de cette bande ont été classés en quatre groupes principaux comme le tableau III.1 le montre.

Type d'utilisation
Militaire
Liens audio et vidéo (ENG/OB links)
Equipements à courte portée : <ul style="list-style-type: none"> – Application ferroviaire (AVI) – Identification par étiquette radiofréquence (RFID) – Détection de mouvements et alarmes – Equipements à courte portée non spécifiques – Systèmes de transmission de données (radio LANs)
Applications ISM : <ul style="list-style-type: none"> – Micro-ondes – Lampes à sulfure de plasma – Fours industriels à radiofréquence

TAB. III.1 – Utilisation de la bande ISM à 2,4 GHz

III-2.1. Utilisation militaire

III-2.1.1. Applications

Au niveau militaire, la bande ISM est principalement utilisée pour la télémétrie aérienne (avions, missiles,...). Néanmoins les militaires utilisent aussi cette bande pour l'utilisation ad-hoc de certaines applications, comme des liaisons point à point entre objets communicants. La bande utilisée par les militaires est la bande [2310 - 2450 MHz]. Cette bande recouvre la bande ISM pour les fréquences entre 2400 et 2450 MHz.

III-2.1.2. Caractéristiques techniques

La télémétrie pour les avions et les missiles tend à utiliser des canaux de 20 MHz (PIRE omnidirectionnelle de 10-13 dBW, modulation AM sur plusieurs canaux). Ces canaux de télémétrie n'excèdent pas 2410 MHz ce qui implique une faible émission dans la bande des 2,4 GHz. De plus, peu d'informations sont disponibles sur les caractéristiques techniques de tels équipements, c'est pourquoi ces équipements brouilleurs ne seront pas pris en compte dans la suite du travail.

III-2.2. Les liens terrestres audio et vidéo (ENG/OB)

III-2.2.1. Applications

La définition donnée par le CEPT [ERCE95] pour les systèmes ENG/OB est la suivante :

- **ENG** (*Electronic News Gathering*) : L'ENG est une collection de matériel audio et/ou vidéo ne possédant pas de support d'enregistrement et utilisant des petits microphones et/ou caméras électroniques. Ces petits équipements possèdent des liaisons radio vers une salle de presse et/ou des enregistreurs.
- **OB** (*Outside Broadcasting*) : L'OB est une provision temporaire de programmes permettant l'établissement de liaisons radiofréquences pour couvrir des événements sportifs, culturels, politiques,... Ces liens peuvent avoir une durée de quelques heures à plusieurs mois.

On peut remarquer que les définitions de l'ENG et de l'OB ne sont pas exclusives. C'est pourquoi, la plupart du temps, on parle de systèmes ENG/OB.

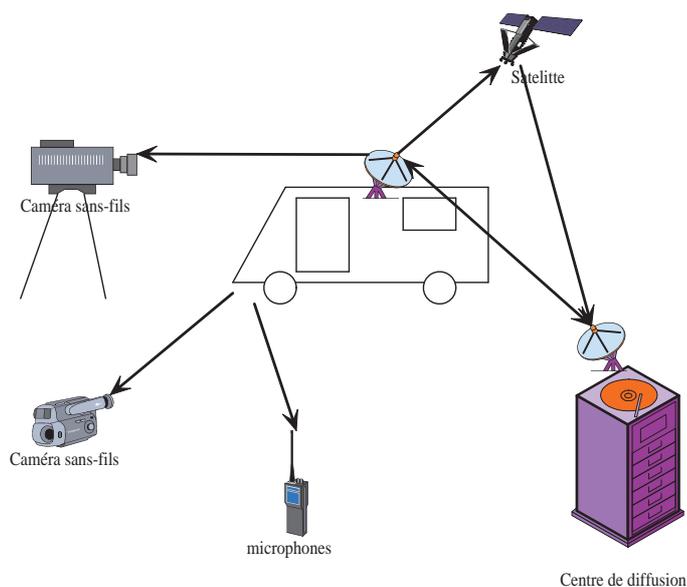


FIG. III.1 – Systèmes ENG/OB

Il existe quatre types de liens ENG/OB (tableau III.2).

Type de lien	Description
Caméras sans fil	Les caméras sans fil sont des équipements possédant un émetteur, une alimentation autonome et une antenne intégrés. Ces caméras sont utilisées pour diffuser des signaux vidéo sur des courtes distances.
Lien portable	Un lien portable est un équipement dont l'émetteur, l'alimentation et l'antenne sont séparés.
Lien mobile	Système de transmission dont l'émetteur radio est monté sur un équipement mobile (moto, avion, hélicoptère,...).
Lien temporaire point à point	Les liens point à point temporaires sont utilisés pour transporter des signaux audio et vidéo de diffusion. Ces liens ont une durée de vie courte.

TAB. III.2 – Type de liens ENG/OB

III-2.2.2. Caractéristiques techniques

Les caractéristiques techniques liées aux systèmes ENG/OB sont présentées au tableau III.3.

Type de lien	Portée	PIRE max	Gain min de l'antenne émettrice	Gain min de l'antenne réceptrice	Bande de fréquences
Caméra sans fil	< 500 m	6 dBW	0 dBi	6 dBi	2200-2500 MHz
Lien portable	< 2 km	16 dBW	6 dBi	17 dBi	idem
Lien mobile	< 10 km	26 dBW	3 dBi	13 dBi	idem
Lien point à point temporaire	< 80 km	40 dBW	13 dBi	17 dBi	idem

TAB. III.3 – Caractéristiques techniques des liens ENG/OB

III-2.3. Les équipements à courte portée (SRD ou AFP)

III-2.3.1. Applications

Divers équipements à courte portée peuvent être déployés dans la bande des 2,4 GHz. Ces équipements courtes portées sont aussi appelés **AFP** (appareils de faible puissance et de faible portée) ou **SRD** (*Short Range Devices*). Le terme AFP a été défini pour couvrir l'ensemble des émetteurs radio qui supportent des communications unidirectionnelles ou bidirectionnelles et qui ont de faible capacité d'interférence pour les autres systèmes radio. Généralement les AFP utilisent des antennes internes ou externes et tous les modes de modulation sont autorisés. Selon les annexes 1, 3, 4, 6 et 11 de la Recommandation ERC 70-03, la bande 2400-2483,5 MHz ou seulement une partie est désignée pour les applications suivantes :

- Les équipements à courte portée non spécifiques (*non specific SRD*). Ils permettent différents types d'applications sans fil, notamment de télécommande et télécontrôle, télémessure, transmission d'alarmes, de données, et éventuellement de voix et de vidéo (Annexe 1).
- Les réseaux locaux sans fil ou RLANs (Annexe 3).
- L'identification automatique de véhicules (*AVI, Automatic Vehicle Identification*). L'AVI fait référence à une technologie utilisée pour identifier un véhicule particulier lorsque celui-ci passe devant un point particulier. La technologie indique le traçage des véhicules à tout moment. Ce système est, pour le moment, principalement utilisé par les entreprises ferroviaires (Annexe 4).
- Les équipements de détection de mouvement et d'alarme (Annexe 6).
- L'identification par radiofréquence (*RFID, Radio Frequency Identification*) : l'identification par radiofréquence est un terme générique utilisé pour les technologies utilisant les ondes radiofréquences permettant d'identifier les objets. Jusqu'à maintenant le système d'identification d'objets le plus courant était le code barre. Le problème principal des codes barres réside dans le fait que l'émetteur et le récepteur doivent être en vue directe contrairement au système RFID. Un système RFID est composé d'un émetteur, d'un lecteur et d'un ordinateur. L'émetteur RFID est une puce attachée à une antenne, portée

par l'objet à identifier. L'antenne permet à la puce d'émettre vers un lecteur. Le lecteur convertit alors le signal radio en un format directement exploitable par l'ordinateur qui traitera les données (Annexe 11).

III-2.3.2. Caractéristiques techniques

III-2.3.2.a. AFP non spécifiques

Parmi ces équipements on retrouve par exemple :

- Les alarmes
- Les appareils de télémétrie (synchronisation temporelle, bâtiment, ...)
- Equipements de vidéo sans fil analogiques ou numériques comme les caméras amateurs.
- Les appareils de métrologie
- Les appareils permettant le téléchargement de données à partir des automobiles
- Terminaux de stockage de données (RFDC)

Actuellement les spécifications de chaque système ne sont pas disponibles.

III-2.3.2.b. Equipements de détection de mouvements et d'alertes

Le tableau suivant présente les paramètres de l'émetteur d'un équipement typique de détection de mouvements et d'alertes.

Bande de fréquences	PIRE	Antenne	Largeur canal	Cycle de fonctionnement
2400 - 2483,5 MHz	25 mW	Interne ou dédiée (pas d'externe)	non imposée	100%

TAB. III.4 – Caractéristiques techniques des équipements de détection de mouvements et d'alertes

III-2.3.2.c. Application pour chemin de fer : AVI

Le standard ETSI concernant les équipements AVI (*Automatic Vehicle Identification*) est le EN300-761. Les équipements AVI supportent un débit des données de 65 kbits/s. Un système AVI se compose d'un interrogateur qui est le capteur, et d'un transpondeur, qui est porté par le véhicule à identifier (voir tableau III.5).

Bande de fréquences	PIRE	Antenne	Largeur canal	Cycle de fonctionnement
2446 - 2454 MHz	500 mW outdoor uniquement	Interne ou dédiée (pas d'externe)	1,5 MHz 5 canaux	100% en présence d'un véhicule

TAB. III.5 – Caractéristiques techniques des AVI

III-2.3.2.d. RFID (Radio Frequency Identification Devices)

Un système RFID typique consiste en un lecteur et un certain nombre d'étiquettes radiofréquences [JB03]. Ces étiquettes sont composées d'une antenne et d'une puce. On distingue deux types d'étiquettes :

- les étiquettes actives munies d'une batterie ou d'une pile, elles ont une durée de vie de quelques mois à plusieurs années.
- les étiquettes passives n'intègrent ni pile ni batterie mais sont alimentées par une onde radio ou un champ magnétique. Elles ont une durée de vie d'une dizaine d'années.

D'autres bandes ont été définies pour ces équipements. Par exemple la figure III.2 présente le synoptique d'un couple émetteur récepteur RFID fonctionnant dans la bande autour des 900 MHz ([MIT02]).

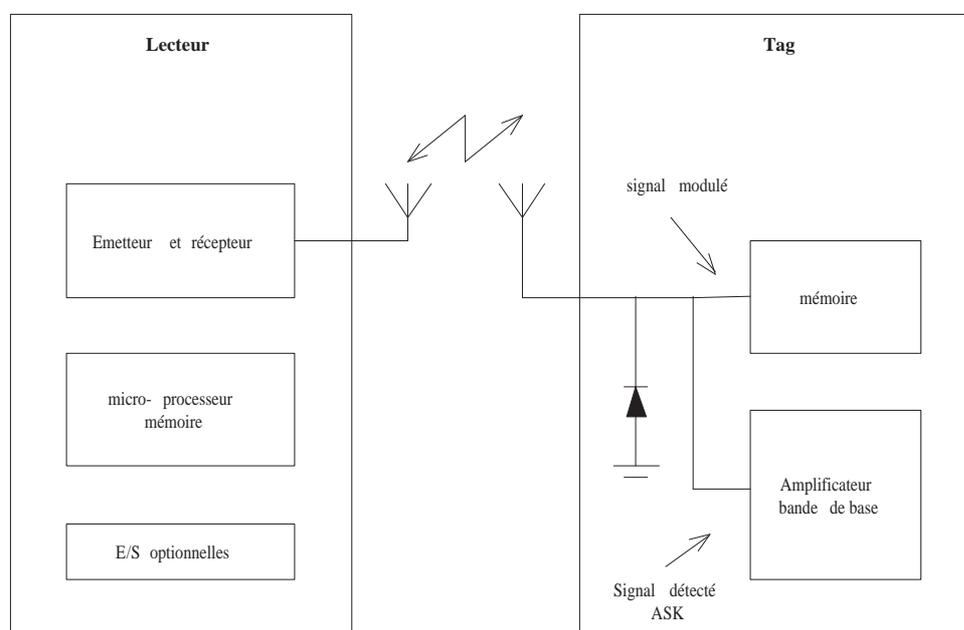


FIG. III.2 – Description d'un système RFID

Le lecteur transmet les données au tag radiofréquence en utilisant une modulation d'amplitude (ASK). Le tag radiofréquence, quant à lui, transmet les données vers le lecteur en réfléchissant la porteuse radiofréquence non modulée reçue de la part du lecteur, modulant ce signal avec une modulation de phase (PSK). La diode utilisée dans le tag remplit deux fonctions :

- La fonction de détecteur du signal ASK émis par le lecteur.
- La fonction de modulation de phase de la porteuse non modulée.

Les RFID sont divisés en deux catégories suivant la puissance émise.

Remarque : En France la limite de 4 W n'est pas autorisée par l'ARCEP.

rec. ERC 70-03	Annexe 11	
Standards	EN300-440	
PIRE	4 W indoor 500 mW outdoor	500 mW
Bande de fréquences	2446 - 2454 MHz	
Cycle de fonctionnement	15% pour indoor 100% pour outdoor	Pas de restriction
Antenne	Dédiée ou intégrée	
Type de technologie Bande passante	FHSS $B < 0,35$ MHz 20 canaux	FHSS et porteuse on modulée (CW) $B < 0,01$ MHz 3 canaux dans la bande espacement canaux : 0,6 MHz
Débit minimum	70 kbits/s	16 kbits/s

TAB. III.6 – Caractéristiques techniques des RFID

III-2.3.2.e. Les systèmes de transmission de données large bande sans fil

Les technologies sans fil, le 802.11 en particulier, facilitent et réduisent le coût de connexion pour les réseaux de grande taille. Avec peu de matériel et un peu d'organisation, de grandes quantités d'informations peuvent maintenant circuler sur plusieurs kilomètres, sans avoir recours à un opérateur de télécommunications ou de câblage.

Au niveau européen la CEPT a attribué la bande des 2,4 GHz pour les systèmes de transmission de données large bande sans fil. Parmi ces technologies, on distingue les réseaux locaux sans fil ou RLANs et les réseaux personnels sans fil ou WPAN.

Les réseaux sans fil personnels ou WPAN : Les réseaux sans fil personnels concernent les réseaux ayant une très faible portée, de l'ordre de quelques mètres. Ils sont surtout utilisés pour interconnecter du matériel informatique de poche comme les PDA, les téléphones mobiles et même les ordinateurs portables. Parmi ces réseaux sans fil personnels, on distingue :

- **BlueTooth** est un standard développé en 1994 par Ericsson et normalisé par l'IEEE 802.15.1. Dans sa première version, son débit théorique était de 1 Mbits/s mais en pratique il atteignait 720 kbits/s. La nouvelle version de BlueTooth (version 2.0 de 2003) permet des débits de 3 Mbits/s. Le BlueTooth a une portée de 10 à 20 mètres et permet l'interconnexion de huit terminaux simultanément. Son point fort réside dans sa faible consommation d'énergie. On le voit apparaître de plus en plus dans de nombreux matériels, comme les téléphones mobiles, les PDA, les PC...
- **HomeRF** est un standard développé en 1998 par le "Home Radio Frequency Working Group", consor-

tium qui incluait au départ : Compaq, IBM, HP, Intel et Microsoft. Ce standard utilise, tout comme le WiFi, la bande de fréquences des 2,4 GHz. Il offre un débit théorique de 10 Mbits/s pour un débit pratique de 3 à 4 Mbits/s partagé entre tous les utilisateurs connectés. Sa portée varie entre 50 et 100 m. Peu d'équipements HomeRF sont présents sur le marché actuellement.

- **ZigBee** est un standard développé en 2005 par Mitsubishi, Philips, Samsung et Motorola. La couche physique de ZigBee a été normalisée par l'IEEE 802.15.4. Son débit théorique est de 250 kbits/s.
- **OpenAir** est un protocole propriétaire de Proxim. C'est un pré-protocole du standard 802.11. Il utilise une technologie à saut de fréquences avec des débits de 0,8 et 1,6 Mbits/s (modulation 2FSK et 4FSK). Le protocole MAC d'OpenAir est le CSMA/CA avec les mécanismes de retransmission, d'échanges de paquets d'appels RTS/CTS.

Caractéristiques techniques

L'IEEE a adopté plusieurs standards dans le cadre des réseaux WPAN. En 2002 apparaît le standard 802.15.1 ([80205b]) normalisant les équipements Bluetooth. En 2003 les standards 802.15.3 ([80203c]) et 802.15.4 ([80203d]) normalisent les technologies bas et haut débits pour les WPAN. Ces trois standards utilisent la même bande de fréquences.

Bande de fréquences :

	Bande de fréquences	Puissance d'émission
802.15.1	2400-2483,5 MHz	100 mW PIRE Puissance crête 10 mW/MHz
802.15.3		
802.15.4		

TAB. III.7 – Bande de fréquences des WPAN

Caractéristiques techniques des WPAN

Standard IEEE	802.15-1	802.15-3	802.15-4
Standard ETSI	EN300-328		
Bande	2400 - 2483,5 MHz		
PIRE	100 mW		
Mécanisme d'accès	CSMA/CA et slotté		
Antenne	Intégrée		
Canaux	79 canaux de 1 MHz FHSS (1600 hop/s)	5 canaux de 22 MHz	15 canaux de 5 MHz
Modulation	GFSK	TCM	O-QPSK séquence PN

TAB. III.8 – Caractéristiques techniques des WPAN

Les réseaux locaux sans fil ou WLAN : Les réseaux locaux sans fil sont de plus en plus utilisés au sein des entreprises et par les particuliers. Ils permettent la couverture de bâtiments entiers. Les réseaux locaux sans fil sont basés sur la norme IEEE. Le WiFi (Wireless Fidelity) est le nom commercial du standard IEEE 802.11b/g développé en 1999 et certifie également la bonne interopérabilité des équipements 802.11. Ce standard est actuellement l'un des standards les plus utilisés au monde. Le débit théorique du 802.11b est de 11 Mbits/s et 54 Mbits/s pour le 802.11g. Il est évident que le débit pratique varie en fonction de l'environnement. Le WiFi utilise la bande de fréquences du 2,4 GHz. En fonction du milieu, la portée d'un point d'accès WiFi varie entre 10 et 200 m. Ces différents standards 802.11 ont été présentés au chapitre I. Prochainement, le 802.11n sera publié (extension des normes 802.11 a/b/g au MIMO). Plusieurs prototypes sont disponibles actuellement.

III-2.4. Les équipements ISM

Les utilisations ISM sont définies comme étant la mise en oeuvre d'appareils ou d'installations conçus pour produire et utiliser, dans un espace réduit, de l'énergie radioélectrique à des fins industrielles, scientifiques, médicales, domestiques ou analogues, à l'exclusion de tout usage de télécommunications. On trouvera ci-dessous une liste non exhaustive des utilisations et appareils ISM utilisant la bande des 2,4 GHz [UIT94] :

- Fours à micro-ondes domestiques.
- Fours à micro-ondes industriels.
- Vulcanisation du caoutchouc (fours industriels).
- Générateurs de plasma RF (lampes d'éclairage public à plasma).

Recherches en cours portant sur l'utilisation d'appareils ISM dans la bande des 2,4 GHz :

- Médecine : analyse chimique accélérée.
- Traitement des matériaux et des denrées alimentaires : destruction des déchets dangereux, traitement des déchets, décongélation et cuisson industrielle, séchage du linge.
- Transfert d'énergie : transfert d'énergie vers un aéronef, chaussées "électrifiées" permettant de recharger les batteries d'accumulateur des véhicules qui circulent dessus.

III-2.5. Synthèse des caractéristiques des différents brouilleurs (émission)

Type de brouilleur	Fréquence Largeur bande	Modulation	PIRE	Activité	Antenne émission	
Militaire	< 2410 MHz Canux de 20 MHz	AM	10-13 dBm	-	Omni	
ENG/OB	2200-2500 MHz Analogique : 20 MHz Numérique : 7 MHz	FM COFDM	6-40 dBW	100%	Toutes 0-13 dBi	
SRD	Non spécifique	2400-2483, 5 MHz 20 MHz	AM/FHSS/DSSS	10 dBm	-	Dédiée ou intégrée
	Détection mouvement alertes	2400-2483, 5 MHz	-	14 dBm	Périodique	Dédiée ou intégrée
	AVI	2446-2454 MHz 5 canaux de 1, 5 MHz	-	27 dBm outdoor uniquement	Continue en présence d'un train	-
	RFID	2446-2454 MHz < 0, 35 MHz 20 canaux	FHSS	36 dBm indoor 27 dBm outdoor	15% indoor 100% outdoor	Dédiée ou intégrée
		< 10 kHz 3 canaux	Pas d'étalement			
RLAN	2400-2483, 5 MHz FHSS : 1 MHz OFDM/DSSS : 22 MHz	FHSS DSSS OFDM	20 dBm	Aléatoire	-	
ISM	FMO	2, 4-2, 5 GHz	-	33 dBm	Périodique en fonctionnement	Magnétron

III-3. Utilisation de la bande des 5 GHz

La bande de fréquences des 5 GHz appelée aussi bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure), est une bande de fréquences libre. Cette partie décrit les différents équipements émettant dans cette bande. Parmi ces équipements on distingue :

- Les équipements à courte portée (spécifiques et non spécifiques).
- Les radars.
- L'UWB.

III-3.1. Les équipements à courte portée

III-3.1.1. Applications

Par analogie avec la bande des 2,4 GHz (partie III-2.3.), les AFP ou SRD peuvent être déployés dans la bande des 5 GHz. Parmi ces équipements on retrouve :

- Les équipements à courte portée non spécifiques.
- Les réseaux locaux sans fil ou RLANs.
- Les systèmes UWB.
- Les applications RTTT (Road Transport and Traffic Telematics). Les RTTT sont des appareils de radiocommunication pour des applications télématiques pour le transport routier. Ces équipements sont utilisés pour des systèmes de péage et des systèmes de radiocommunication entre véhicules et infrastructure. Ainsi les systèmes de télépéage utilisés en France sur les autoroutes émettent dans la bande des 5 GHz.

III-3.1.2. Caractéristiques techniques

III-3.1.2.a. AFP non spécifiques

Des exemples d'équipements AFP non spécifiques ont déjà été donnés dans la partie III-2.3.2.a.. Les spécifications de l'émetteur et du récepteur au niveau spectral définies dans les décisions du CEPT et de l'Arcep sont identiques (tableau III.9).

Bande de fréquences	PIRE	Antenne	Largeur canal	Cycle de fonctionnement
5725 - 5875 MHz	25 mW	Intégrée	Non imposée	Pas de restriction

TAB. III.9 – Caractéristiques techniques des AFP non spécifiques dans la bande des 5 GHz

III-3.1.2.b. Les réseaux locaux sans fil (RLAN)

Les RLAN émettant dans la bande des 5 GHz ont été normalisés par deux instituts de normalisation, l'IEEE et l'ETSI. HIPERLAN est la norme issue de l'ETSI tandis que l'IEEE a publié le standard 802.11a. HIPERLAN est une technologie développée par l'ETSI (European Telecommunication Standard Institute). Deux versions de ce standard existent, HIPERLAN1 et HIPERLAN2 qui peuvent fonctionner ensemble. Ce standard utilise une bande de fréquences proche des 5 GHz et avait été normalisé avant le 802.11. Pourtant il n'existe pas de produits commerciaux, l'IEEE ayant été le premier sur le marché. Le standard 802.11a utilise la même couche physique que HiperLAN2.

III-3.2. Les systèmes d'information routière

L'Europe s'intéresse de plus en plus aux systèmes d'information routière pour améliorer tous les aspects des transports. Les nouveaux véhicules seront équipés de systèmes embarqués qui permettront l'échange de données entre véhicules ou entre véhicules et les équipements routiers. Ces équipements permettront de mettre en place de nouveaux services, regroupés sous le nom "systèmes d'information routière" ou RTTT (Road Transport and Traffic Telematics). Les liaisons RTTT utilisent des technologies infrarouges ou radio. Pour les technologies radio, la décision ECC/DEC/(02)01 a harmonisé l'utilisation du spectre.

Bande de fréquences	PIRE	Largeur canaux	Cycle de fonctionnement
Europe			
5795-5815 MHz	2 ou 8 W	5 ou 10 MHz	Pas de restriction
France			
5795-5815 MHz	2 W	5 MHz	Pas de restriction

TAB. III.10 – Caractéristiques techniques des RTTT

Remarques :

- L'utilisation du mode 2 W permet des débits de 500 kbits/s en downlink et 250 kbits/s en uplink conformément au standard EN300-674.
- Pour des largeurs de canaux de 5 MHz, les fréquences centrales suivantes sont recommandées : 5797,5 MHz, 5802,5 MHz, 5807,5 MHz et 5812,5 MHz. Pour des largeurs de canaux de 10 MHz, les fréquences centrales suivantes sont recommandées : 5800 MHz et 5810 MHz.

III-3.3. Les radars

Cette partie présente les différents radars fonctionnant dans la bande des 5 GHz. Le rapport 25 de l'ERC donne les utilisations de la bande des 5 GHz par les radars. Ainsi on retrouve :

- Les radars météorologiques.
- Les radars militaires.

– Les radars tactiques.

Ces radars peuvent être maritimes (radars embarqués, VTS) ou terrestres. La liste des radars donnée au tableau III.11 n'est pas exhaustive mais montre des exemples réalistes. Elle est issue du rapport 15 de l'ERC.

Radar	A	B	C	D	E
Puissance (dBW)	98,6	26	60	93	97
Type d'émission	3M00PON	15M5PON	30M0PON	14M0PON	3M00PON
Fréquence pulse (pps)	300	1200-1300	160-1650	2-3000	300
Longueur pulse (μs)	5	0,5-1	0,25-1	0,25	2
Gain antenne (dBi)	40	0	46	43	43
Bande de fréquence (MHz)	5300-5600	5700-5800	5400-5820	5250-5850	5600-5650
Bande passante (MHz)	3	15	30	14	3

TAB. III.11 – Caractéristiques techniques d'exemples typiques de radar

III-3.4. L'UWB

III-3.4.1. Présentation

L'UWB est une technologie sans fil utilisant des signaux de faible puissance et ayant une bande de fréquences très étendue. Contrairement aux systèmes radio conventionnels qui opèrent sur une bande relativement étroite comme par exemple Bluetooth ou 802.11, l'UWB opère sur une bande de fréquences très large en s'appuyant sur des technologies utilisant une méthode impulsionnelle ou une méthode basée sur l'OFDM (bande de plusieurs centaines de MHz). La technologie UWB peut être intégrée à une grande variété d'applications, télécoms et non télécoms : radar anticollision de véhicule, systèmes d'imagerie radar (par exemple le radar à pénétration du sol GPR), et systèmes de radiocommunication sans fil à courte portée (par exemple les réseaux personnels sans fil (WPAN)). La technologie UWB pourrait éliminer en partie le besoin de connecter différents appareils avec des câbles pour la transmission de données à débit élevé. Certaines applications UWB sont déjà offertes sur le marché, par exemple les systèmes radar à pénétration du sol et les systèmes d'imagerie à travers les murs. D'autres applications sont arrivées à un stade avancé de conception et de mise au point.

III-3.4.2. Bande de fréquences

Le spectre UWB a été défini par la FCC [FCC02]. Il s'étend de 3,1 à 10,6 GHz. Les organismes de normalisation de systèmes UWB (IEEE par exemple) n'utilisent généralement qu'une partie de cette bande (partie III-3.4.3.). En Europe le masque d'émission a été revu par l'ETSI. Il est plus contraignant pour faciliter la coexistence avec les réseaux 802.11a.

III-3.4.3. Technologies

L'IEEE élabore actuellement des normes sur les réseaux personnels sans fil (WPAN) UWB et sur d'autres applications UWB. Le groupe de travail 802.15.3a s'est occupé de la normalisation de l'UWB haut débit sur les PANs. Ce groupe de travail a étudié deux technologies :

- La technologie multi-bandes OFDM.
- La technologie DS-UWB.

Ces deux propositions ont été abandonnées après la dissolution du groupe de travail 802.15.3a. Depuis, la normalisation UWB se poursuit avec Wimedia (OFDM) et avec le 802.15.4a qui s'occupe de la normalisation UWB bas débit.

III-3.5. Synthèse des caractéristiques des différents brouilleurs (émission)

Brouilleur	Puissance	Fréquence Canaux	Activité	Modulation
UWB	-41 dBm/MHz PIRE=-14 dBm sur 500 MHz (FCC)	[3, 1-4, 85 GHz] [6, 2-9, 7 GHz]	Aléatoire	DS-UWB (BPSK ou 4BOK)
		[3, 1-10, 6 GHz]		Multibande OFDM QPSK
WLAN	20, 23, 27 ou 30 dBm	[5150-5250], [5250-5350] et [5470-5725] MHz	Aléatoire	OFDM
Radar	Variable	[5250-5850 MHz]	Cyclique	-

III-4. Analyse des brouilleurs

Notre étude concerne les brouillages pour les réseaux WLAN de type 802.11 dans les bandes des 2, 4 GHz et des 5 GHz. Les parties précédentes ont recensé les principaux équipements qui émettent dans ces bandes. Cette partie présente les principaux travaux de recherche sur le sujet et les perspectives d'analyse des brouilleurs.

III-4.1. Problème des brouillages dans les réseaux sans fil

Depuis les cinq dernières années, plusieurs acteurs se sont intéressés aux effets des interférences sur les performances des systèmes 802.11a, b ou g. Les résultats publiés peuvent être classés en trois catégories :

- Les études basées sur des mesures expérimentales.
- Les études basées sur la simulation (système et du lien radio).
- Les études probabilistes.

Ces différentes méthodes permettent de quantifier l'effet des interférences sur les systèmes 802.11 mais ne sont pas exclusives.

Dans [She00], [Enn98] et [Zyr99], les effets des systèmes BlueTooth sur les WLAN ont été étudiés par l'intermédiaire de méthodes probabilistes. Ces méthodes s'appuient sur des résultats analytiques tout en considérant la probabilité de collision entre un paquet 802.11 et un paquet BlueTooth. Ces résultats concernent le taux d'erreur binaire (BER) ou des modèles de collision. Bien que ces résultats donnent un ordre d'idée de l'influence sur les systèmes WLAN, ils obligent à faire des hypothèses simplificatrices concernant notamment la distribution du trafic ainsi que les opérations effectuées au niveau du protocole d'accès au médium. Ceci rend alors moins réalistes. En particulier dans le cas d'interférences co-canal entre systèmes 802.11, la distribution du trafic peut être modifiée du fait du mécanisme de détection de porteuse au niveau de la couche MAC 802.11. De la même façon des auteurs se sont intéressés à l'influence des fours micro-onde sur les performances des équipements 802.11 en utilisant cette méthode [MA05], [Cor98].

Les résultats expérimentaux comme ceux obtenus par [Kam00], [HMG01], [Fum01] et [KOIT03] peuvent être considérés comme étant plus précis que les méthodes probabilistes mais au risque d'être trop spécifiques et fortement dépendants de l'implémentation étudiée [KE97]. Par exemple dans [dPS01], l'auteur présente les résultats de ses mesures en terme de débit en fonction de la puissance reçue en présence ou non d'interférence. Le même type de résultats est présenté dans [PPK⁺03]. Cependant pour ces deux articles les résultats sont incomplets : les mesures effectuées utilisent une distance fixe entre l'émetteur et l'équipement brouilleur, l'effet de l'écart en fréquence entre la victime et le brouilleur ainsi que l'effet du canal de propagation ne sont pas étudiés dans ces articles.

La troisième approche consiste à caractériser les effets de l'interférence par la simulation. Cette approche peut être plus flexible car elle incorpore en général les différents mécanismes du protocole étudié. Cependant, comme pour les méthodes probabilistes, la précision des résultats reste très liée aux hypothèses de modélisation. [ZSMH00] présente des résultats de simulation du lien radio pour un nombre d'équipements BlueTooth localisés dans une unique et vaste pièce. Dans cette référence on montre que pour une centaine de sessions Web concurrentes, les performances ne sont dégradées que de 5%. Dans cet exemple le trafic Web n'est par exemple pas l'application la plus contraignante en terme de débits et de délais (comparée aux applications VoIP par

exemple). Dans [GM01] l'auteur utilise des simulations de la couche MAC et de la couche physique pour évaluer l'impact des interférences (tout comme [LNM00]). Les modèles de simulation sont basés sur l'analyse du bilan de liaison et de modèles théoriques. Les inconvénients de cette méthode sont présentés dans [KNG⁺04].

Cependant toutes ces méthodes ont comme limite d'utiliser des modèles physiques simplifiés qui considèrent des seuils fixes de rapport de signal sur interférence (C/I) ou utilisent des hypothèses simplificatrices où le brouilleur est considéré comme un bruit gaussien [CDPA03]. Les performances considérées sont alors celles issues de calculs théoriques ou de tables fournies par les constructeurs dans le cas d'un canal constant avec un bruit additif gaussien. Dans [LSDS01], les calculs théoriques permettant d'obtenir le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur interférence plus bruit sont présentés pour le mode 802.11b (1, 2, 5, 5 et 11 Mbits/s). Pour les modes 802.11a et g, les auteurs de [MCE01] ont dérivé analytiquement le taux d'erreur binaire sous l'hypothèse d'interférence gaussienne, pour les modulations QAM, sans fading et sans multitrajets. Les effets des multitrajets ne sont pas pris en compte car les auteurs considèrent que le préfixe cyclique permet d'éviter l'interférence entre symboles.

Enfin peu d'articles ont considéré l'effet du canal sur ces approximations. Dans [MMFY03], les auteurs ont considéré l'effet du canal de propagation multitrajets sur la forme d'onde du signal brouilleur FMO. Néanmoins ils ne donnent pas de résultat sur les performances des systèmes 802.11 en présence de brouilleur FMO dans un canal multitrajets.

III-4.2. Brouillage dans la bande des 2,4 GHz

Les principales catégories de brouilleurs recensées actuellement en indoor dans la bande 2,4 GHz et évoquées ou traitées dans des études précédentes sont :

- Les équipements ISM et principalement le four micro-onde.
- Les brouillages constitués par des réseaux sans fil obéissant à d'autres standards (BlueTooth et HomeRF)
- Les brouillages par les équipements WLAN eux-mêmes de l'opérateur ou d'opérateurs concurrents situés sur le même site ou à proximité.

Les caractéristiques pertinentes vont être principalement les niveaux d'émission, les propriétés spectrales (bande étroite, large bande, à fréquence fixe, à saut de fréquence, ...) et temporelles (activité) pour les brouilleurs et pour la victime (équipement 802.11 dans notre étude), les performances du récepteur et du mécanisme de détection de porteuse (blocage à l'émission).

III-4.2.1. Les brouillages de type 802.11

Les brouilleurs WLAN peuvent être constitués par les équipements du réseau de l'opérateur mais aussi par les équipements issus d'opérateurs concurrents ayant déployé un WLAN sur le même site. L'opérateur connaît l'emplacement de ses bornes mais pas l'emplacement exact de ses clients, ni l'emplacement des bornes et des clients de l'opérateur concurrent. Pour un même WLAN, qui implique donc la coexistence de plusieurs bornes et de plusieurs utilisateurs, il existe deux types d'interférences :

- L'interférence co-canal, lorsque la porteuse de l'interférent (issu d'un WLAN) coïncide avec le canal du signal désiré. Plusieurs études se sont intéressées aux dégradations des performances des modulations

angulaires en présence d'interférence co-canal [Chi97, CB99].

- L'interférence canal adjacent : la porteuse de l'interférent ne coïncide pas avec le canal désiré. De la même façon plusieurs travaux ont été publiés sur ce sujet analysant les performances des modulations numériques en présence d'interférence canal adjacent [HPM⁺02, HM04]. Par exemple dans [HM04], les auteurs ont dérivé les statistiques de l'interférence co-canal dans le cas de systèmes cellulaires. Cependant, la modélisation introduite est fortement dépendante du modèle de canal utilisé. Dans notre cas, cette étude n'est pas exploitable car, à notre connaissance, l'influence du canal sur la modélisation des interférences n'a jamais été étudiée.

III-4.2.2. Les brouillages par des équipements conformes à d'autres standards (cas de BlueTooth)

III-4.2.2.a. Caractéristiques du signal radiofréquence BlueTooth

La liaison WLAN risque d'être perturbée par un ou plusieurs équipements BlueTooth (BT) lorsqu'il y aura recouvrement en temps et en fréquence des paquets de données. Les principaux modèles développés dans la littérature scientifique impliquent le calcul de la probabilité qu'un piconet BlueTooth chevauche en temps et en fréquence le paquet 802.11 : c'est la probabilité de collision [HH03, CDPA03, How02]. La modélisation peut être plus fine en prenant en compte les critères de puissance et de sensibilité des équipements. La communication 802.11 sera réellement perturbée si le rapport de puissance sur interférences (C/I) est inférieur au seuil accepté par l'équipement 802.11. Dans l'étude des interactions entre un système BlueTooth et un système 802.11, les caractéristiques importantes de BlueTooth sont les suivantes :

- 79 canaux de 1 MHz dans la bande des 2,4 GHz.
- Saut de fréquence rapide sur tous les canaux (625 microsecondes - 1600 hops/s).
- Puissance d'émission de 0 dBm.
- Slot de 625 microsecondes, avec une durée d'activité de 366 microsecondes.

III-4.2.2.b. Probabilité de collision

Plusieurs modèles prédisant les effets des interférences d'un piconet BlueTooth sur un récepteur 802.11 ont été largement décrits dans la littérature scientifique [CDPA03], [FNG02]. Pour qu'une communication BlueTooth corrompe un paquet 802.11, un recouvrement en temps et en fréquence est nécessaire. Nous présentons ci-dessous un exemple de prise en compte statistique des brouilleurs BlueTooth extrait de [HRVF02] qui permet de mieux comprendre les principaux paramètres à considérer.

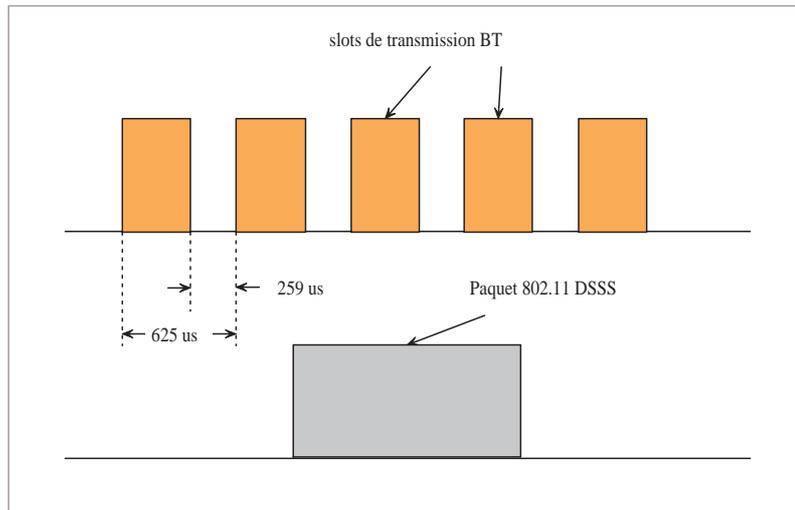


FIG. III.3 – Chevauchement temporel entre un paquet 802.11 et des slots BlueTooth

D'après la figure III.3, on peut voir que le paquet 802.11 peut chevaucher plusieurs slots de transmission BT. Si un équipement BT émet en même temps qu'un équipement 802.11, dans un canal de 1 MHz situé lui-même dans la bande d'émission de l'équipement 802.11, une collision de paquet apparaît. Ceci est illustré par la figure III.4.

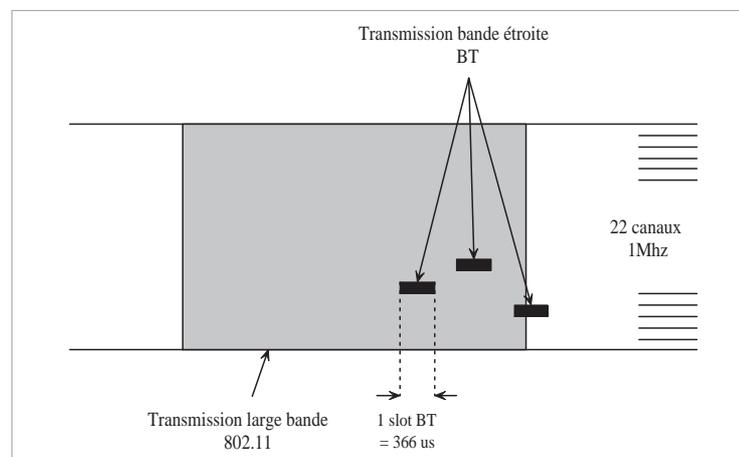


FIG. III.4 – Chevauchement fréquentiel entre un paquet 802.11 et des slots BlueTooth

Probabilité de chevauchement temporel : Dans la mesure où les systèmes BT et 802.11 ne sont pas synchronisés, le nombre de slots BT qu'un paquet 802.11 recouvre ne dépend pas uniquement de la taille de ce paquet mais aussi de l'écart temporel entre le début du paquet et le début du slot BT et la durée du slot BT. Soit H la durée d'un slot BlueTooth (typiquement $625 \mu s$) et un paquet 802.11 de durée L (les paquets 802.11 sont

généralement plus longs que les paquets Bluetooth : $192 \mu s$ + typiquement 1024 octets à 11 Mbits/s = $937 \mu s$). Le nombre minimal de slots que le paquet 802.11 recouvre est alors :

$$N_s = \lceil L/H \rceil \quad (\text{Eq. III.1})$$

et le nombre maximal de slots recouverts est :

$$N_s = \lceil L/H \rceil + 1 \quad (\text{Eq. III.2})$$

Où $\lceil x \rceil$ est le premier entier plus grand ou égal à x . Soit d le délai entre le début du slot Bluetooth et le début du paquet 802.11. On a toujours $0 \leq d < H$. Si d est nul, le paquet 802.11 chevauche le minimum de slots Bluetooth, c'est-à-dire $\lceil L/H \rceil$. Soit N_s le nombre de slots chevauchés par un paquet 802.11 de durée L .

$$\begin{aligned} \text{Si : } & 0 \leq d \leq \lceil L/H \rceil * H - L, \quad N_s = \lceil L/H \rceil \\ \text{Si : } & \lceil L/H \rceil * H - L < d \leq H, \quad N_s = \lceil L/H \rceil + 1 \end{aligned} \quad (\text{Eq. III.3})$$

Ces expressions se traduisent en terme de probabilité, en les ramenant à des fractions de l'intervalle $[0,H]$. Ainsi la probabilité d'avoir $\lceil L/H \rceil$ slots de recouverts est de $\lceil L/H \rceil - L/H$, et la probabilité d'avoir $\lceil L/H \rceil + 1$ slots de recouverts est de $1 - (\lceil L/H \rceil - L/H)$.

En considérant une trame 802.11 de 1024 octets, nous avons pour le mode 802.11 à 11 Mbits/s :

- $L = \frac{8*1024}{11.e6} = 745 \mu s$
- $\frac{L}{H} = \frac{745}{625}$
- $\lceil L/H \rceil = 2$
- $p = 2 - 725/625 = 0,808$; $1 - p = 0,192$

Et pour le mode 802.11 à 54 Mbits/s :

- $L = 4 * \lceil \frac{1024*8}{54*4} \rceil = 152 \mu s$
- $\frac{L}{H} = \frac{152}{625}$
- $\lceil L/H \rceil = 1$
- $p = 1 - 152/625 = 0,7568$; $1 - p = 0,2432$

Dans le cas de systèmes 802.11 à 11 et 54 Mbits/s, nous avons 1, 2 ou 3 slots Bluetooth pouvant chevaucher un paquet. Il est à noter que l'en-tête de trame à 11 et 54 Mbits/s n'est pas considéré dans la mesure où elle est supposée être plus robuste aux interférences et au bruit du fait qu'elle est transmise à un débit moins élevé (1 ou 6 Mbits/s).

Probabilité de chevauchement fréquentiel : On a vu qu'un paquet 802.11 peut recouvrir un certain nombre de slots Bluetooth, ce nombre dépendant de la taille du paquet 802.11, de la durée du slot Bluetooth et de l'offset temporel entre le début du slot Bluetooth et le début de la transmission du paquet 802.11. Une approche communément utilisée ([ZK98]) consiste à considérer la probabilité qu'un slot Bluetooth tombe dans la bande du récepteur. En considérant que les canaux 802.11 ont une largeur de bande de 22 MHz (il existe normalement une différence entre les canaux 802.11b et 802.11g), la probabilité qu'un émetteur Bluetooth émette dans le canal 802.11 est donc de $22/79 \simeq 1/4$. Bluetooth utilise 79 canaux de 1 MHz de large. La

probabilité qu'un paquet 802.11 de durée L ne rencontre pas de collisions provenant d'un piconet BlueTooth, P_{ok} est :

$$P_{ok} = (3/4)^{\lceil L/H \rceil} (\lceil L/H \rceil - L/H) + (3/4)^{(\lceil L/H \rceil + 1)} (1 - \lceil L/H \rceil + L/H) \quad (\text{Eq. III.4})$$

De manière plus générale, la probabilité de collision est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{collision} &= 1 - P_{ok} \\ &= \mu(1 - F^{\lceil L/H \rceil} (\lceil L/H \rceil - L/H) - F^{(\lceil L/H \rceil + 1)} (1 - \lceil L/H \rceil + L/H)) \end{aligned} \quad (\text{Eq. III.5})$$

Où

- F : est le rapport entre la plage de fréquences où l'équipement WLAN est sensible au brouillage et la plage de fréquences parcourue par BlueTooth (79 MHz).
- μ : le facteur d'activité de BlueTooth. Ce facteur d'activité d'un brouilleur BlueTooth dépend entièrement du scénario de l'utilisateur (type de trafic, format de paquets utilisés,...).

Le calcul précédent peut être affiné en tenant compte également d'interférences avec des signaux BlueTooth en dehors du canal de 22 MHz [How01]. Dans ce cas, la probabilité de collisions est liée au taux d'erreur paquet. Le taux d'erreur paquet doit alors être étudié en fonction des caractéristiques du signal BlueTooth. Un paquet 802.11 sera reçu correctement si le C/I instantané reste sous un seuil limite de C/I . Cette approche a été utilisée dans les travaux de la thèse (chapitre IV). Le C/I limite est déduit du cas gaussien et dépend des caractéristiques du signal BlueTooth, du canal de propagation, des distances relatives entre les équipements brouilleurs et de l'écart en fréquence entre le signal 802.11 et le signal BlueTooth. Dans [How01], l'effet de l'écart en fréquence a été étudié mais pas l'effet du canal de propagation. L'effet de tous ces paramètres peut être étudié par des mesures, des simulations ou des calculs analytiques. La figure III.5, issue de [ZRL01] présente par exemple l'effet mesuré et simulé d'un brouilleur BlueTooth sur le débit d'un lien WiFi.

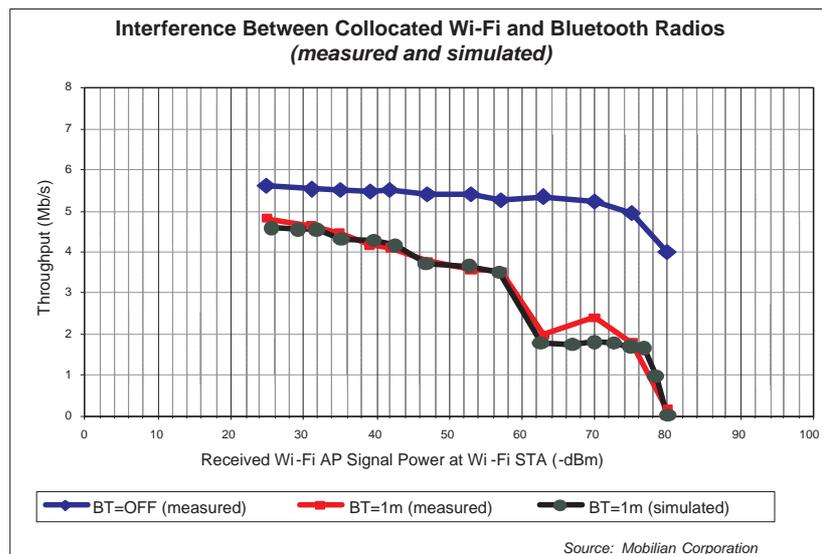


FIG. III.5 – Impact d'un brouilleur BlueTooth sur les performances d'un équipement 802.11b [ZRL01]

Lorsqu'il y a plusieurs piconets BlueTooth interférant sur un paquet 802.11, un calcul de probabilité permet de déduire du cas précédent la nouvelle probabilité de collision. Soit m le nombre de piconets BlueTooth actifs simultanément et interférant sur un équipement 802.11, la probabilité d'interférence devient alors :

$$P_I(m) = 1 - (1 - P_{collision})^m \quad (\text{Eq. III.6})$$

La figure suivante illustre l'effet de plusieurs piconets actifs

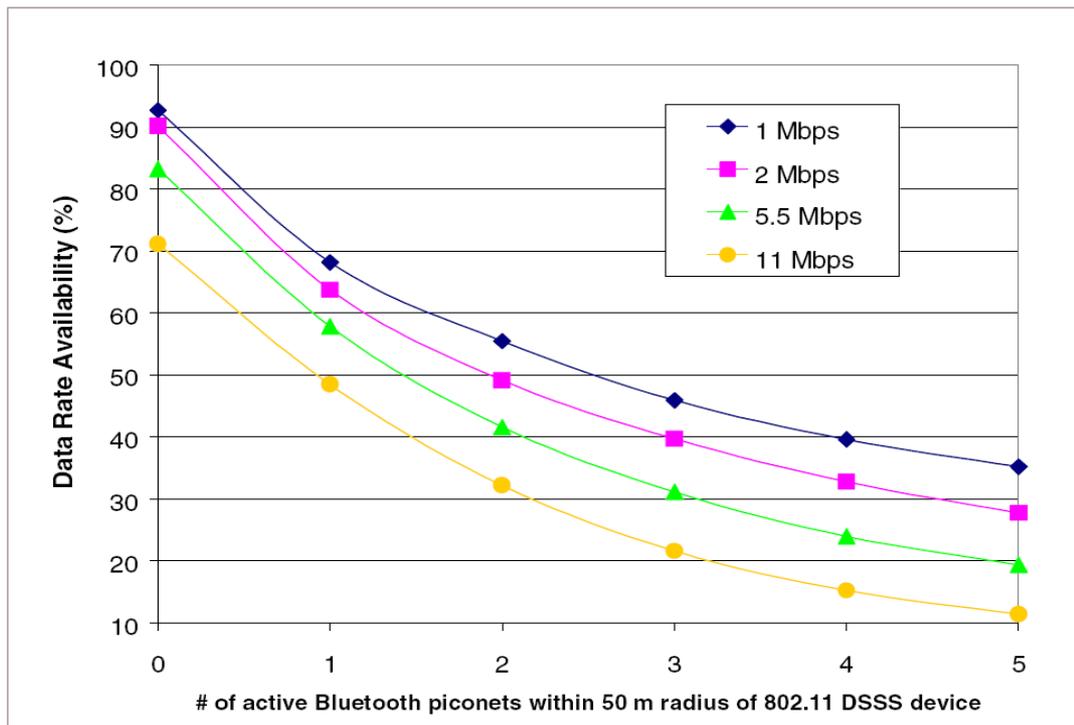


FIG. III.6 – Impact sur les performances d'équipements 802.11b de la présence de piconets dans un rayon de 50m de l'équipement WLAN [HRVF02]

III-4.2.3. Les brouillages par les équipements ISM (exemple du four micro-onde)

III-4.2.3.a. Caractéristiques du signal émis par un FMO

Le spectre émis par un FMO est un spectre large bande centré sur 2450 MHz et n'occupant pas le haut de la bande ISM. A un instant donné le FMO ne rayonne que sur une bande de fréquences "étroite" inférieure à 1 MHz [ZK98]. La période d'activité du magnétron est de 50 Hz (fréquence d'excitation), et seules les alternances positives sont actives : la période d'activité du brouilleur est donc de 20 ms avec une durée de signal actif de 10 ms. Pendant ces 10 ms le signal émis balaye une bande de fréquence plus ou moins large selon les caractéristiques techniques du four avec une densité spectrale de puissance variable selon la fréquence. Les fours "grands public" sont équipés d'un tube alors que les fours industriels sont généralement équipés de 2

tubes. Pendant la majorité du cycle (80% environ de son temps d'émission), le FMO se stabilise à une fréquence maximale. La figure III.7 en donne un exemple pour un four US (60Hz au lieu de 50 Hz).

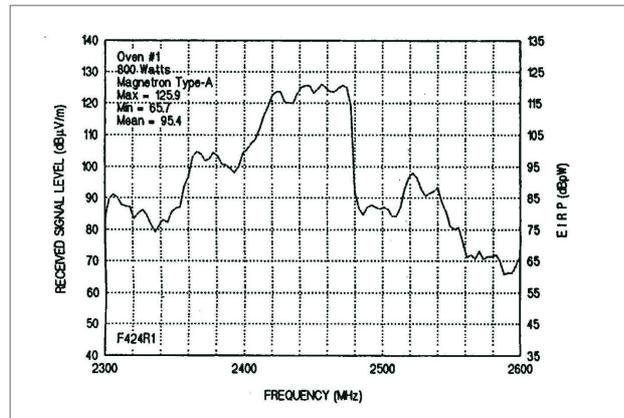


FIG. III.7 – Exemple de spectre émis par un FMO ([ZK98])

III-4.2.3.b. Effets mesurés

L'effet du brouillage par des fours micro-ondes fonctionnant dans la bande des 2, 4 GHz a été présenté dans la littérature. La perte de débit utile due au brouillage par un four micro-onde a également été mesurée et mise en évidence [PPK⁺00]. Le rayon de perturbation du four micro-onde dépend de la puissance de rayonnement à l'extérieur, ce qui est dépendant des techniques et de la qualité de fabrication du four.

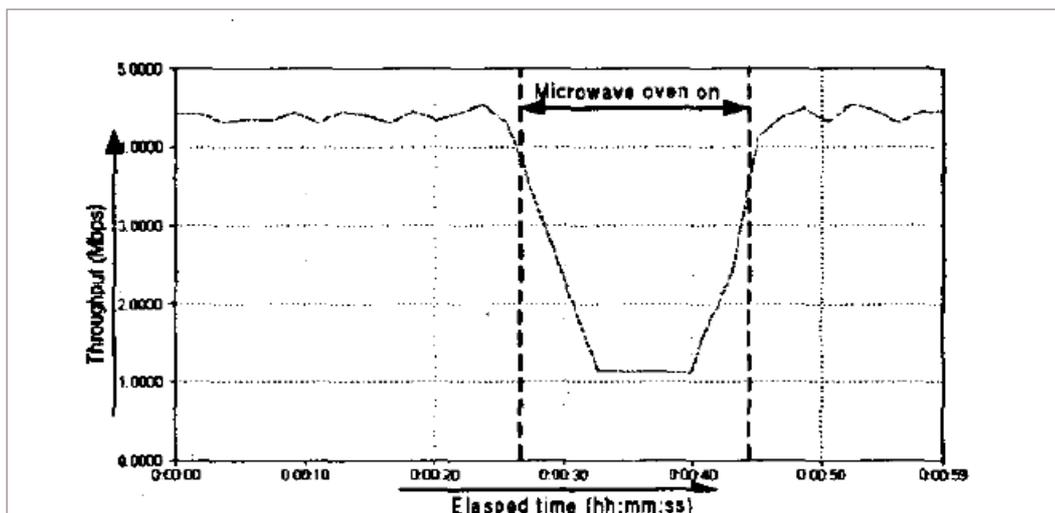


FIG. III.8 – Débit utile en présence d'un four micro-onde ([PPK⁺00])

La perte de débit utile est vérifiée par nos mesures (figure III.9) effectuées en mettant en service un four

grand public, même à sa puissance minimale de 500 Watts (distance 1,5 m de la carte). Pour ces essais, la carte WiFi (CISCO) était verrouillée sur le débit 11 Mbits/s. L'effet du micro-onde est d'autant plus important que le niveau de champ reçu de la borne devient faible (car diminution du rapport $C/(I+N)$), pour atteindre une réduction de débit utile de 50% lorsque le champ reçu est de -85 dBm.

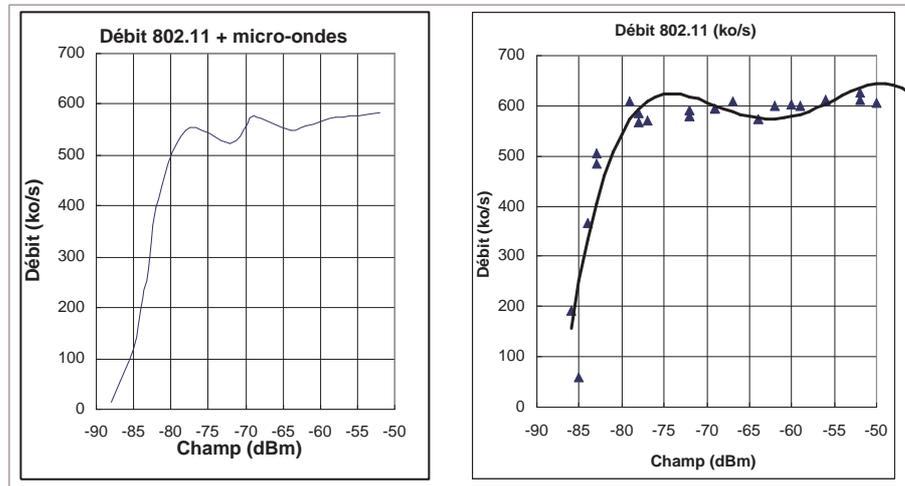


FIG. III.9 – Effet d'un four micro-onde sur le débit utile disponible (mode 11 Mbits/s)

Quelques modèles de types statistiques ont été proposés pour prendre en compte l'effet d'un FMO sur les performances des WLAN [MTF⁺03].

III-4.2.3.c. Modèle probabiliste : probabilité de collision

Pour BlueTooth on a considéré qu'il y avait perte du paquet quand il y avait collision en temps et fréquence entre les paquets BlueTooth et les paquets 802.11. Dans le cas d'un FMO, la collision en fréquence est permanente ou nulle selon les canaux utilisés et la largeur du spectre émis par le FMO. En temps, les signaux FMO ont une période d'activité beaucoup plus importante que BlueTooth, puisqu'elle est de 10 ms (dont près de 80% à une fréquence fixe). Un paquet 802.11 de 1024 octets au débit de 11 Mbits/s dure $1024 * 8/11 \text{ s} = 744 \mu\text{s}$. On peut ensuite évaluer la probabilité de collision. De manière plus précise la probabilité d'erreur du paquet peut être calculée en tenant compte de critères de puissance et de sensibilité.

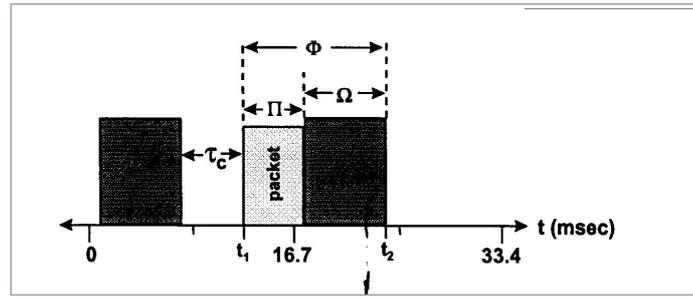


FIG. III.10 – Collision entre un paquet 802.11 et le signal FMO (US) ([ZK98])

Dans le cas défavorable où la fréquence principale d'émission du FMO est dans la bande du signal WLAN, le brouillage par le FMO est considéré équivalent à celui d'un brouilleur bande étroite. La probabilité de collision est alors donnée par :

$$\begin{aligned} P_c &= 1 - \frac{\tau_c}{\Delta_c} \\ \tau_c &= \Delta_c - \Pi \end{aligned} \quad (\text{Eq. III.7})$$

Où

- Δ_c est la durée d'inactivité du four micro-onde.
- Π est la durée du paquet 802.11.

En tenant compte des critères de puissance, et sous l'hypothèse d'erreurs indépendantes, la probabilité d'erreur paquet devient alors :

$$PER = P_c [1 - (1 - BER)^n] \quad (\text{Eq. III.8})$$

Où P_c est la probabilité de collision précédente (collision entre le paquet 802.11 et le signal FMO). n est le nombre moyen de bits exposés au signal FMO. BER est le taux d'erreur fonction du $C/(I+N)$.

Dans les travaux de cette thèse, le débit d'une liaison WiFi est étudié en fonction de l'écart en fréquence entre le signal FMO et le signal 802.11, de l'influence du canal de propagation et du rapport de puissance entre les deux signaux. Dans [MMFY03], les auteurs ont étudié l'effet du canal de propagation multi-trajets sur les caractéristiques du signal four micro-onde. Ils ont démontré par la mesure et la simulation que l'amplitude crête du signal micro-onde augmente avec l'effet des multi-trajets comparée à celle d'un signal porteuse pure (CW). Les auteurs indiquent alors que cet effet doit être considéré dans le calcul des performances des réseaux sans fil large bande. Néanmoins ce résultat n'a pas été étudié dans l'article pour évaluer les performances des systèmes 802.11. A notre connaissance aucune autre étude n'a considéré l'effet du canal de propagation et l'effet de l'écart en fréquence sur la modélisation des brouilleurs FMO. C'est pourquoi dans la suite des travaux de la thèse ces effets seront à prendre en compte pour l'étude des performances des systèmes 802.11 en présence de brouilleurs four micro-onde.

III-4.3. Brouillage dans la bande des 5 GHz

Dans le paragraphe III-3., on a recensé les équipements émettant dans la bande des 5 GHz. Les équipements WiFi à 5 GHz se sont vus attribués en France les trois sous-bandes [5150-5250] MHz, [5250-5350]

MHz et [5470-5725] MHz (chapitre I) avec des mécanismes de TPC ou DFS suivant la PIRE émise. Ainsi les équipements brouilleurs susceptibles de perturber le fonctionnement des réseaux 802.11a sont :

- les radars.
- l’UWB.
- les autres systèmes 802.11a.

En effet les brouilleurs de type RTTT et AFP non spécifiques émettent dans la partie haute de la bande des 5 GHz qui ne recouvrait pas la bande ouverte par l’Arcep en France fin 2005.

III-4.3.1. Brouillage par les radars

La bande de fréquences [5250-5850 MHz] a été ouverte au niveau européen pour les radars. Parmi les principaux radars on retrouve :

- Les radars de radionavigation maritime embarqués à bord des navires. Ils aident à la navigation et à la surveillance (exemple : marée noire).
- Les radars VTS (Vessel Traffic System) servent à la surveillance du trafic maritime. On les retrouve généralement dans les CROSS (Centres Régionaux Opérationnels de Surveillance et de Sauvetage) au bord de la mer.
- Les radars militaires dont font partie les radars tactiques et les radars de guidage de missile.

Actuellement peu d’articles traitent des brouillages radars sur les systèmes IEEE 802.11a. Un rapport d’Agilent [Lei03] a mis en lumière l’effet des radars militaires sur les WLAN par la simulation. Il apparaît que le taux d’erreur paquet ne dépasse jamais 10%, ce qui veut dire que le débit du WLAN est abaissé d’environ 3 Mbits/s au maximum (figure III.11).

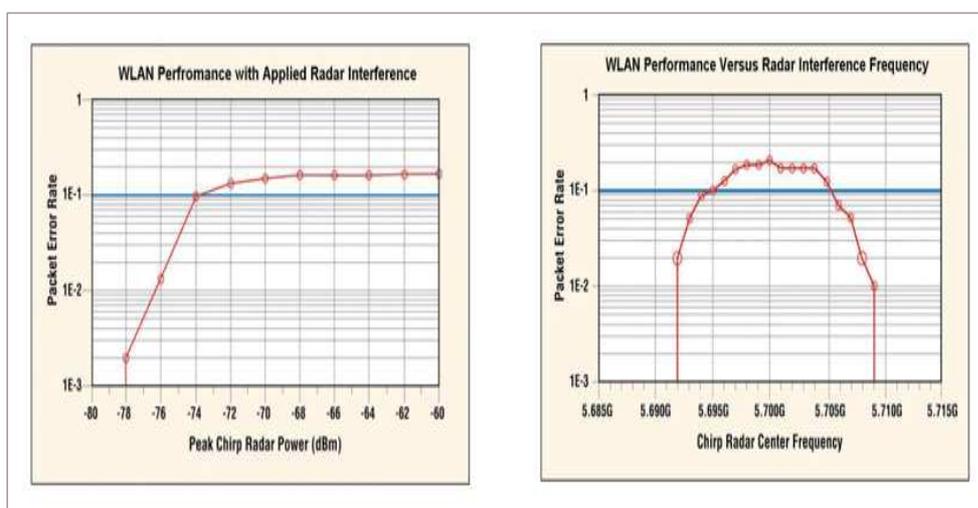


FIG. III.11 – Effet d’un radar sur les performances d’un récepteur 802.11a ([Lei03])

Du fait de son faible impact sur les systèmes WiFi, les brouilleurs de type radar ne seront pas étudiés dans la suite de la thèse.

III-4.3.2. Brouillage par les systèmes UWB

Les systèmes UWB et les WLAN IEEE 802.11a peuvent être utilisés dans un environnement proche pour des applications similaires. Les équipements à transmission ultra-large bande (UWB) peuvent être décrits comme n'importe quel équipement radio qui occupe une bande spectrale supérieure à 500 MHz. Du fait de la largeur élevée de la bande, les systèmes UWB ont une faible densité spectrale ce qui permet de penser que ces systèmes n'apportent pas trop de dégradations sur les réseaux WLAN IEEE 802.11a. Depuis peu, de nombreux articles se sont intéressés à la coexistence des deux systèmes. Dans [BJS03] et [CO04], les auteurs se sont intéressés plus particulièrement à l'effet des systèmes UWB sur les systèmes 802.11a. Ils ont montré que les systèmes UWB causent des dégradations significatives sur les liens 802.11a, pouvant aller jusqu'à la coupure ce qui reviendrait au niveau de l'utilisateur 802.11a à ne plus avoir de couverture. Ces études ne concernent que les systèmes UWB ayant un spectre conforme au masque défini par la FCC. En Europe, l'ETSI a recommandé l'usage d'un masque plus contraignant. De ce fait, on considère que les futurs équipements UWB n'ont pas de conséquences sur les performances des équipements 802.11a. C'est pourquoi ce type de brouilleurs n'a pas été étudié dans les travaux de la thèse.

III-4.3.3. Brouillage entre systèmes WLAN

Les brouillages dus aux systèmes WLAN sont causés par les systèmes 802.11a. Les équipements HIPERLAN ne sont pas étudiés puisqu'il n'existe pas de produits commercialisés. De plus, l'étude des cas de brouillage entre systèmes 802.11a englobe les systèmes HIPERLAN du fait de la similarité importante des deux normes (modulation et mapping). De la même façon que pour le brouillage entre WLAN dans la bande des 2,4 GHz, les systèmes 802.11a sont sensibles à deux types de brouillage :

- Le brouillage co-canal : il est généralement causé entre deux opérateurs sur un même site.
- Le brouillage canal-adjacent : du fait de la séparation des canaux (20 MHz) au niveau de la norme 802.11a, les canaux sont disjoints. Néanmoins du fait des défauts possibles des équipements réels, des brouillages peuvent être causés par des canaux consécutifs.

III-5. Conclusion

Les brouillages au niveau des équipements 802.11 affectent le taux d'erreur paquet (dégradation du rapport C/I à la réception) et donc indirectement le débit utile. Les brouilleurs dégradent également directement le débit utile lorsqu'ils sont détectés par le mécanisme de détection de porteuse. Dans ce cas l'activité sur le canal radio a pour conséquence de différer les émissions et donc de réduire le débit utile pour l'utilisateur. La seule connaissance de la relation entre le taux d'erreur paquet et le rapport C/I n'est donc pas toujours suffisante pour définir les performances d'un réseau WLAN en débit utile. Il faut également tenir compte des émissions différées. Trafic de données, caractéristiques MAC des équipements, données de propagation et liens entre taux d'erreurs ou débits et valeurs de C/I (tables de qualité) sont les principaux éléments à prendre en compte. La prise en compte de l'ensemble de ces paramètres ne nous paraît pas pouvoir être réalisée de manière analytique étant donnée la quantité de mécanismes et de contraintes à considérer. Une approche plus statistique basée sur

la simulation (méthode Monte-Carlo [ERCE02]) ou une méthode expérimentale nous semble donc plus réaliste.

On a vu précédemment qu'un certain nombre de paramètres influençant le brouillage n'a pas été pris en compte dans les études publiées. La plupart du temps, les auteurs ont étudié les effets des interférences sur les systèmes WiFi en terme de taux d'erreurs binaires en utilisant l'hypothèse du modèle de canal gaussien. Lorsque des études sur les taux d'erreurs paquets ou sur les débits ont été menées, ces dernières n'incluent généralement pas l'étude du canal de propagation ou de l'effet de l'écart en fréquence entre la source brouilleuse et l'équipement 802.11. Enfin aucune étude n'a publié de résultat sur l'effet de la forme d'onde du brouilleur. C'est pourquoi la méthode expérimentale a été utilisée dans le cadre de la thèse pour étudier l'effet de la forme d'onde du brouilleur, l'influence de l'écart en fréquence ainsi que l'influence de l'environnement considéré.

Notre étude portera également sur le calcul des distances de dégagement à respecter pour garantir une probabilité de couverture donnée afin d'en déduire des règles d'ingénierie. Dans ce cas les valeurs limites de (C/I) et seuils de coupure seront traduites en distance d'influence des brouilleurs en se basant sur des modèles de propagation et des statistiques de fading typiques des environnements indoor. En complément des valeurs normalisées, il est intéressant de caractériser les paramètres de brouillage d'un équipement Wifi par des valeurs mesurées sur des équipements réels. C'est pourquoi, dans le cadre de la thèse, des mesures ont été effectuées sur des équipements 802.11 en présence de divers signaux.

EXPÉRIMENTATIONS

Sommaire

IV-1. Caractérisation des brouilleurs	110
IV-1.1. Objectifs	110
IV-1.2. Dispositif expérimental	110
IV-1.3. Mise en oeuvre	111
IV-1.4. Déroulement	121
IV-1.5. Analyse des mesures et résultats	125
IV-2. Distances de dégagement des brouilleurs	139
IV-2.1. Introduction	139
IV-2.2. Distance d'influence d'un brouilleur sur le mécanisme CCA	140
IV-2.3. Distance d'influence des signaux brouilleurs (hors FHSS)	143
IV-2.4. Distance d'influence du signal brouilleur BlueTooth	153
IV-2.5. Cas de la bande 5 GHz	156
IV-3. Conclusion	159

IV-1. Caractérisation des brouilleurs

IV-1.1. Objectifs

Les bandes de fréquences utilisées par les systèmes WiFi sont les bandes ISM à 2,4 GHz et les bandes UNII à 5 GHz (Chapitre I). D'autres systèmes utilisent également ces bandes (Chapitre III). Plusieurs articles décrivent l'influence de brouilleurs particuliers comme Bluetooth ou le four micro-onde sur le taux d'erreur paquet 802.11 (Chapitre III). Pourtant la modélisation et la distance d'influence de tels brouilleurs n'ont pas été étudiées en profondeur. Dans ce contexte, il est intéressant de caractériser les paramètres de brouillage d'un équipement WiFi afin de disposer en complément des valeurs normalisées, de valeurs mesurées sur des équipements réels. Il est plus avantageux de mesurer les performances des équipements réels 802.11 que de faire des simulations pour comparer les scénarios de déploiement. En effet cette méthode permet de ne pas poser trop d'hypothèses simplificatrices. Par exemple, pour la simulation, une des approches communément utilisées consiste à admettre que les erreurs au niveau bits sont indépendantes, ce qui permet de relier facilement le taux d'erreur paquet (PER) au taux d'erreur binaire (BER). Pourtant du fait de l'utilisation du codage convolutionnel dans les équipements 802.11g et 802.11a, ces erreurs ont tendance à apparaître par bursts [PRRB⁺02], elles ne sont pas indépendantes. L'objectif principal de ces mesures est de disposer de valeurs de performances d'équipements WiFi dans des contextes variés. Pour cela les principaux paramètres d'étude sont :

- le canal de propagation
- les différents brouilleurs
- les performances des équipements émetteur et récepteur WiFi
- l'influence de l'écart en fréquence entre la source brouilleuse et l'équipement victime
- la validation de l'approximation du modèle d'interférence gaussienne.

Pour notre travail, nous nous sommes concentrés sur les brouilleurs WiFi (802.11b et 802.11g), Bluetooth (BT), four micro-onde (FMO) et porteuse pure (CW). Dans cette partie nous présentons et analysons les expérimentations mises en oeuvre permettant de caractériser l'impact des brouilleurs sur les performances 802.11b, 802.11g et 802.11a. Le choix d'effectuer des mesures plutôt que des simulations a été motivé par le fait que le temps de calcul en simulations est aussi long que d'effectuer des mesures (pas de gain de temps). De plus la mise en place de simulations pour caractériser l'effet des brouilleurs nécessite un certain nombre d'hypothèses sur le récepteur victime. Le critère de performance retenu est le débit utile du lien radio, car il nous semble plus proche de la réalité vue par un utilisateur que le taux d'erreurs.

Ce chapitre a fait l'objet d'une publication à la conférence ECPS à Brest [AGZ05].

IV-1.2. Dispositif expérimental

IV-1.2.1. Équipements utilisés et configuration

Le réseau expérimental utilisé est constitué d'un point d'accès 802.11b/g et d'une carte 802.11b/g. Le point d'accès est connecté à un ordinateur portable en utilisant le port Ethernet 100 Base-T. Le débit de ce port est de 100 Mbits/s. La carte 802.11b/g est installée sur un autre ordinateur portable. Le point d'accès et la carte

WiFi communiquent entre eux au travers d'un câble permettant de faire abstraction du canal de propagation et de l'environnement extérieur. Nous mesurons le débit (et donc le taux d'erreur paquet) en présence de divers signaux brouilleurs en faisant varier les puissances et l'écart relatif en fréquence entre ces deux signaux.

IV-1.2.2. Schéma de principe

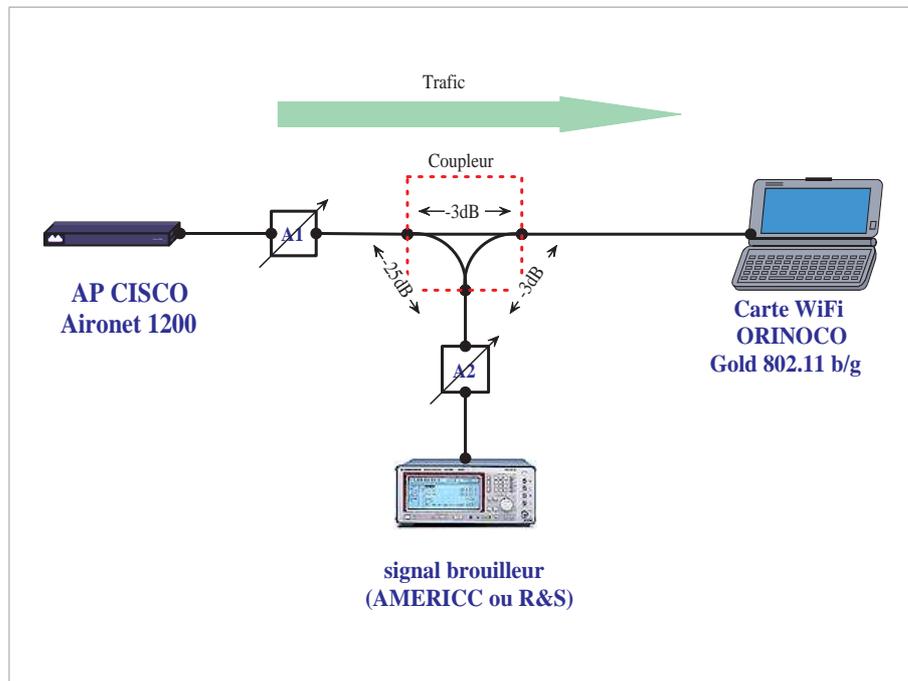


FIG. IV.1 – Schéma de principe pour les mesures

IV-1.3. Mise en oeuvre

IV-1.3.1. Signal utile : les équipements WiFi

Les équipements sans fil utilisés sont une carte Proxim Orinoco Gold 802.11b/g [Pro] et un point d'accès Cisco Aironet 1200 [Cis]. Le lien WiFi utilise une configuration 802.11b/g par défaut. Les paramètres MAC sont les suivants :

- Le mécanisme RTS/CTS est désactivé.
- Le mécanisme de fragmentation est désactivé.
- Le mécanisme de contrôle de puissance est désactivé.
- Le mécanisme de sécurité est désactivé.

Les paramètres radio sont les suivants :

- La puissance d'émission de l'AP est fixée à 1 mW.
- Le canal radiofréquence est le canal 1 défini dans la norme 802.11 ($f_c = 2412$ MHz).

- Les signaux étudiés sont les signaux à 11 Mb/s (802.11b) et 54 Mb/s (802.11g). Les spectres de ces signaux sont présentés à la figure IV.2.
- L'adaptation automatique de débit a été désactivée.

Les résultats obtenus pour le 802.11g à 54 Mb/s seront utilisés également pour le 802.11a à 54 Mb/s. Sur ces deux figures on retrouve bien les formes des spectres des signaux 802.11b et 802.11g. En général, les

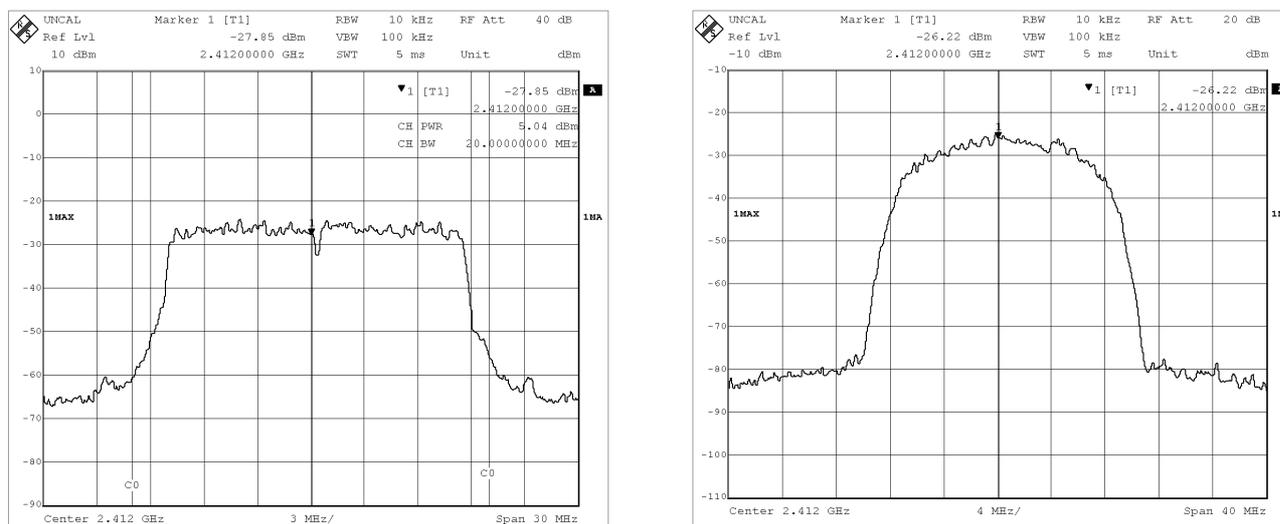


FIG. IV.2 – Spectres des signaux 802.11g et 802.11b émis par le point d'accès Cisco Aironet 1200

signaux 802.11g ont des spectres présentant des amplitudes de 2 dB plus petites que celles des signaux 802.11b (ici on ne regarde pas les amplitudes).

IV-1.3.2. Générateur de bruits

Pour caractériser l'effet de signaux brouilleurs sur les performances d'un lien WiFi (802.11 a/b/g), il faut injecter des signaux de diverses natures au niveau du montage expérimental. Pour cela il est nécessaire de générer deux types de bruit :

- Bruit blanc gaussien : les mesures effectuées en présence d'un bruit blanc sont nécessaires pour pouvoir comparer les cas avec et sans brouilleurs. Ces mesures représentent alors le cas de référence et permettent de conclure quant à la validité de l'approximation gaussienne.
- Signaux brouilleurs typiques.

IV-1.3.2.a. Génération du bruit blanc gaussien

Le générateur de bruit blanc utilisé est l'UXF 7112 de NoiseCom [Noi]. Ce générateur programmable génère un signal de 1 MHz à 2 GHz. Dans notre cas nous devons disposer d'un bruit blanc autour de 2,4 GHz. Pour cela le signal en sortie du générateur est filtré sur 200 MHz de bande puis transposé autour de 2412 MHz (fréquence porteuse des signaux WiFi utilisés) par l'intermédiaire de l'émetteur d'un sondeur de canal [CPT06].

Le spectre du signal en sortie de l'émetteur est représenté à la figure IV.3. C'est un bruit blanc gaussien à bande limitée (densité spectrale plate sur la bande passante du système).

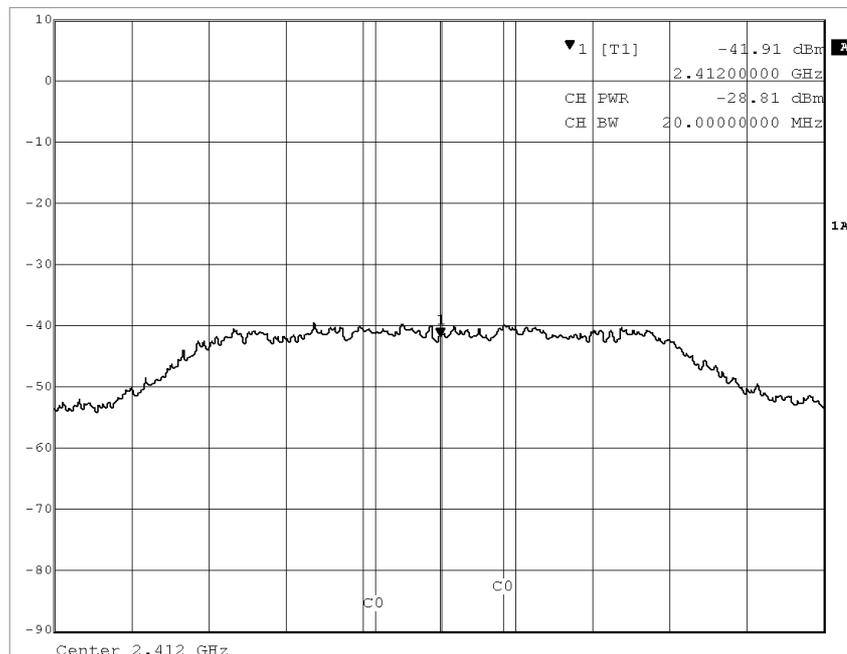


FIG. IV.3 – Spectre du signal bruit blanc généré, filtré puis transposé

IV-1.3.2.b. Génération des signaux brouilleurs

Les signaux brouilleurs considérés sont (rappels du chapitre III) :

- Fréquence pure (appelée aussi CW pour Continuous Wave)
- Bluetooth
- 802.11b
- 802.11a/g
- Four micro-onde

La génération de tels signaux nécessite de disposer d'équipements suffisamment modernes, principalement lorsque les signaux brouilleurs ont une bande fréquentielle grande. La bande fréquentielle est liée à la résolution temporelle du signal. Ainsi pour respecter le critère de Nyquist et pour jouer arbitrairement des séquences numériques modélisant les signaux brouilleurs, les équipements doivent posséder une mémoire suffisante et une horloge (oscillateur local) d'une fréquence suffisamment élevée.

Suivant la bande fréquentielle du signal brouilleur, deux générateurs de signaux ont été utilisés :

- Le SMIQ03B de Rohde & Schwarz [RS] a servi à générer les signaux CW, Bluetooth, 802.11b et 802.11g. Il permet de générer des signaux ayant une puissance maximum de 16 dBm.
- Pour générer les signaux du four micro-onde l'émetteur d'un sondeur de canal large bande (AMERICCC) a été utilisé. Cet équipement permet de générer des signaux de bande large vue la résolution temporelle

utilisée par les sondeurs de canaux. Ce sondeur a été développé au sein de l'unité de recherche en propagation de France Télécom à Belfort [CPT06]. L'émetteur du sondeur permet de générer des signaux ayant une puissance maximum de 31,1 dBm.

IV-1.3.2.c. L'émetteur du sondeur de canal : AMERICCC

La figure IV.4 représente le diagramme simplifié de l'émetteur du sondeur AMERICCC .

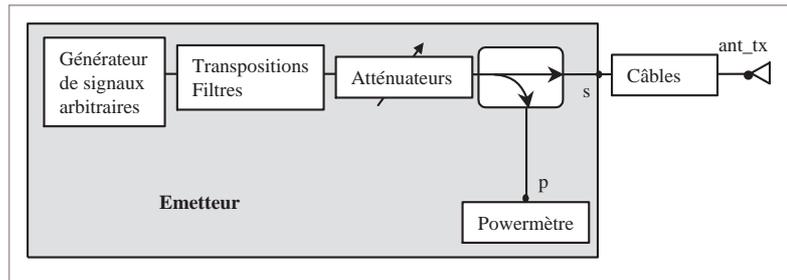


FIG. IV.4 – Diagramme fonctionnel de l'émetteur

Un signal particulier occupant une bande de fréquences de quelques MHz à 250 MHz autour d'une fréquence intermédiaire de 250 MHz est généré au moyen d'un générateur de signaux arbitraires (AWG pour Arbitrary Waveform Generator). Ce signal est ensuite transposé autour d'une fréquence porteuse (de 2 GHz à 60 GHz), amplifié et transmis à l'antenne d'émission. Des atténuateurs situés après les mélangeurs permettent de faire varier le niveau de la puissance émise. Un puissance-mètre mesure la puissance émise.

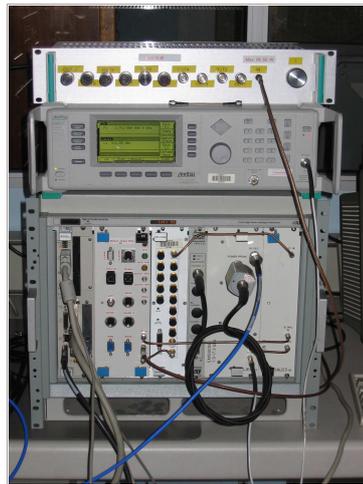


FIG. IV.5 – L'émetteur AMERICCC

Le signal généré par l'AWG est un signal réel périodique de période T dont le spectre occupe une bande de fréquences maximale de 250 MHz centrée autour d'une fréquence intermédiaire de 250 MHz. Le spectre

du signal est donc un spectre de raies espacées de $1/T$. Pour générer ce signal, l'AWG lit à une fréquence d'échantillonnage de 1 GHz une séquence numérique. Le générateur de forme d'onde arbitraire utilisé pour l'émetteur du sondeur est le DBS2050A de la société Analogic [Ana]. Il contient une mémoire de forme d'onde de 8 millions d'échantillons ce qui permet de jouer des signaux d'une durée maximum de 8,38 ms.

Cet émetteur a été utilisé pour générer le signal brouilleur micro-onde. La séquence arbitraire jouée par l'émetteur a été modélisée par l'intermédiaire du logiciel Simulink. Le fonctionnement des fours micro-ondes existants a été présentée dans le chapitre III. Les micro-ondes génèrent des impulsions dans la bande des 2,4 GHz avec une fréquence de répétition liée à la fréquence d'oscillation du magnétron. La fréquence d'oscillation du magnétron est directement liée à la fréquence du courant de sortie de l'alimentation. Les fours micro-ondes domestiques peuvent être classés en deux groupes suivant l'alimentation utilisée : le four micro-onde de type convertir (alimentation à redresseur (50 ou 60 Hz)) et le four micro-onde de type "inverter" (alimentation à découpage (30 à 50 kHz)). Ainsi le signal du micro-onde peut être modélisé comme un train d'impulsions $S(t)$ dont l'amplitude et la fréquence sont pilotées par un courant de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 S(t) &= A_0 U[V(t)] \exp [j2\pi t(f_0 + f_{max} \int_{-\infty}^t V(\sigma) d\sigma)] \\
 U(V(t)) &= V \text{ si } V \geq V_0 \\
 &0 \text{ sinon} \\
 V(t) &= \cos(2\pi f_v t) \text{ pour le four de type "transformer"} \\
 &\cos(2\pi f_v t) \cos(2\pi f_s t) \text{ pour le four de type "inverter" de type I} \\
 &|\cos(2\pi f_v t) \cos(2\pi f_s t)| \text{ pour le four de type "inverter" de type II}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV.1}$$

Les figures IV.6 et IV.7 représentent les modèles implémentés sous Simulink. Les différents paramètres de ces modèles sont fournis au tableau IV.1.

Type FMO	Transformer	Inverter
Fréquence du courant AC f_v	50 Hz	50 Hz
Fréquence de découpage f_s	-	30 kHz
Seuil de tension V_0	0,3	0,3
Fréquence f_0	2,420 GHz	2,422 GHz
Déviaton en fréquence f_{max}	43 MHz	40 MHz

TAB. IV.1 – Exemples de paramètres utilisés pour les mesures [MA05]

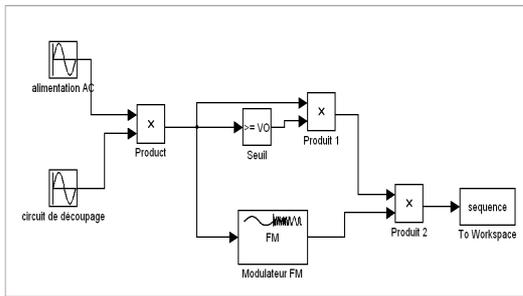


FIG. IV.6 – Modèle Simulink du four micro-onde de type "inverter"

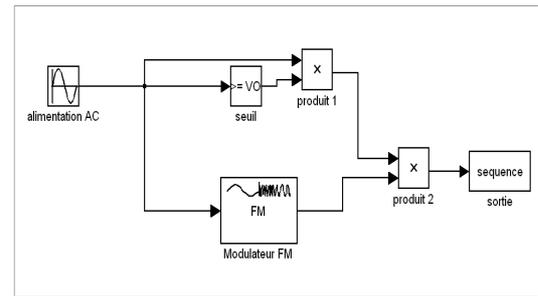


FIG. IV.7 – Modèle Simulink du four micro-onde de type "transformer"

La figure IV.8 présente le spectre (en "max hold") du signal FMO émis par l'émetteur du sondeur de canal AMERICC.

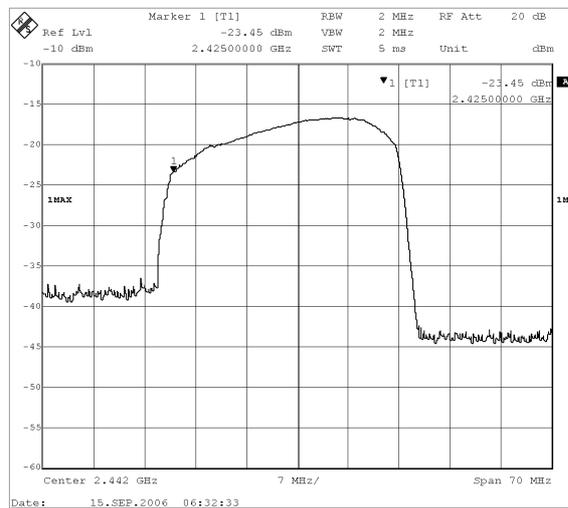


FIG. IV.8 – Spectre du signal brouilleur four micro-onde

Pour pouvoir stocker en mémoire le signal brouilleur FMO, on doit pouvoir disposer d'un AWG ayant une mémoire de 10 millions d'échantillons (fréquence d'échantillonnage de 1 GHz pour une durée de signal de 10 ms). Ce cas concerne la fréquence de 50 Hz du courant pilotant le magnétron pour la France (60 Hz pour les US). La période du signal est alors de 8 ms. Pour pouvoir stocker le signal FMO en mémoire de l'AWG de l'émetteur du sondeur de canal, le modèle de four US a été choisi. Le signal généré est alors périodique sans interruption (on conserve uniquement la partie active du signal FMO). Un traitement mathématique est ensuite appliqué pour prendre en compte la période d'inactivité du FMO (paragraphe IV-2.).

IV-1.3.2.d. Le générateur SMIQ03B de Rohde & Schwarz

Le SMIQ03B de Rohde & Schwarz est un générateur de signaux vectoriels. Il génère des signaux pour des fréquences allant de 300 kHz à 3,3 GHz. L'équipement utilisé possède les options suivantes :

- L'option SMIQ K19 permet de générer des signaux conformes aux couches physiques des différents standards 802.11 (802.11 b et g).
- L'option SMIQ B60 est un générateur de formes d'ondes arbitraires (AWG). Les formes d'ondes sont calculées à partir d'un PC externe par l'intermédiaire du logiciel WinIQSIM, fourni avec le générateur de signaux vectoriels. Elles sont ensuite stockées en mémoire au sein du générateur de signaux vectoriels. WinIQSIM permet de générer une trame entière qui est ensuite émise périodiquement. Cette trame ne change pas. L'effet de la séquence utilisée a été étudié en changeant la trame générée par WinIQSIM. Les résultats obtenus dans ce cas sont identiques.
- Les options SMIQ B14 et B15 permettent d'avoir un simulateur de canal large bande à 12 trajets. Cette option nous permet alors d'appliquer nos modèles large bande au signal interférant arrivant au niveau du récepteur WiFi.

Les figures IV.9, IV.10 et IV.11 montrent les spectres des signaux brouilleurs générés par le SMIQ03B.

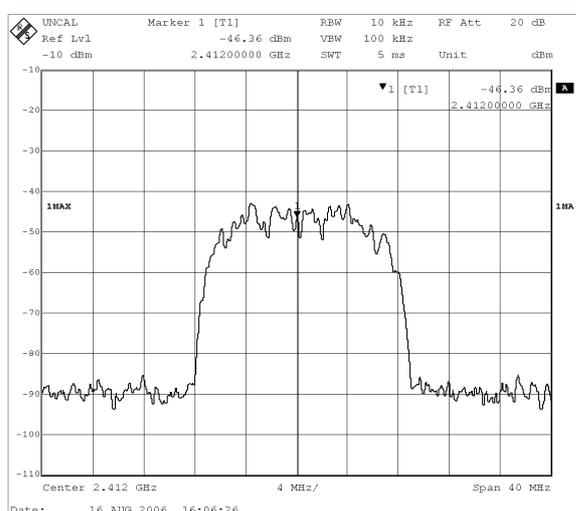


FIG. IV.9 – Spectre du signal brouilleur 802.11b

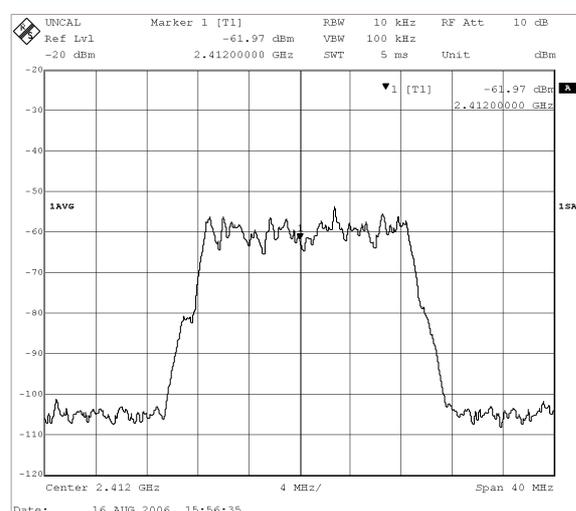


FIG. IV.10 – Spectre du signal brouilleur 802.11g

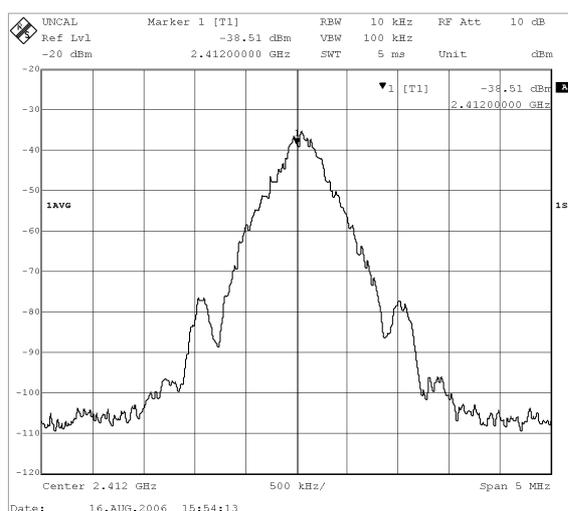


FIG. IV.11 – Spectre du signal brouilleur BlueTooth (sans saut de fréquence)

IV-1.3.3. Simulation du canal

L'un des objectifs de la campagne de mesures est d'étudier le débit réel des équipements WiFi pour différents canaux de propagation. En effet, dans la mesure où le brouilleur et le signal utile peuvent subir des distorsions (multi-trajets et fading) dans un environnement réel, cet effet a été considéré dans les mesures. Pour cela, 2 types de simulateurs de canaux ont été utilisés :

- Le simulateur de canal interne au générateur de signaux vectoriels R&S.
- Des lignes à retard.

Les options B14 et B15 du SMIQ03B ont permis de simuler les modèles typiques de canaux de propagation indoor (chapitre II) au niveau des signaux brouilleurs.

Au niveau du signal utile, la sélectivité du canal de propagation est un paramètre important pour notre étude. Cette caractéristique a été étudiée par l'intermédiaire de lignes à retard et d'un déphaseur permettant de maîtriser l'apparition d'un "trou" au niveau du spectre du signal. Pour étudier l'influence de la sélectivité, on a disposé de quatre lignes à retard de 25, 50, 75 et 100 ns (connectiques SMA). 2 simulateurs de canaux différents ont été utilisés parce que le SMIQ03B ne permet pas d'utiliser le simulateur de canal interne pour un signal radiofréquence externe. La simulation du canal de propagation du signal utile ne pouvait donc pas être effectuée à l'aide du SMIQ03B.

IV-1.3.4. Caractérisation des éléments du montage

Pour parvenir à calculer de façon précise les puissances des signaux utiles et brouilleurs, il est nécessaire de caractériser entièrement les différents éléments du montage. Pour cela, l'analyseur de réseau HP 8752A a été utilisé.

Les différents éléments du montage peuvent être identifiés sur la figure IV.12. Le tableau IV.2 donne les différentes valeurs d'atténuations.



FIG. IV.12 – Photo du montage expérimental

Equipement	Atténuation (dB)
coupleur 2 ports	voie directe : 3, 25
	voie indirecte : 25
câbles (brouilleur et AP)	1, 6
2 atténuateurs + connectique	0, 3

TAB. IV.2 – Valeurs d'atténuations mesurées des éléments du montage expérimental

IV-1.3.5. Programmes de commande

Pour effectuer et automatiser les mesures, plusieurs programmes ont été développés et utilisés :

- Les programmes liés à la génération des données et au relevé de statistiques permettant la mesure des performances au niveau du récepteur WiFi.
- Les programmes permettant de commander les générateurs de signaux brouilleurs.
- Des programmes divers ont été utilisés principalement dans le but d'automatiser les mesures.

IV-1.3.5.a. Génération des données et relevé de statistiques

Le débit du lien WiFi en présence d'un signal brouilleur est étudié par l'intermédiaire du générateur de trafic Iperf pour le lien descendant (sens AP vers carte). Iperf est un logiciel open source. Ce logiciel permet de mesurer le débit utile au niveau de la couche transport en simulant un trafic. Le mode de la couche transport utilisé est le mode UDP. Le trafic UDP a été utilisé parce que c'est le trafic le plus similaire au trafic IP et qu'il permet d'obtenir le débit maximum possible [Com03]. En effet UDP est un protocole non connecté, il n'y

a donc pas d'acquittement pour les trames de données (contrairement au protocole TCP). Ceci permet de ne pas fausser le trafic MAC par l'envoi d'acquittements TCP encapsulés dans des trames de données MAC. De plus le protocole UDP ne retransmet pas les paquets perdus contrairement au protocole TCP. Enfin, TCP utilise une fenêtre de congestion permettant de contrôler le flux de paquets au sein du réseau. Ces deux mécanismes réduisent le débit utile et ainsi pour nos besoins peuvent interférer avec les mesures de l'expérimentation. Pour utiliser ce générateur de trafic, le serveur a été installé sur le PC possédant la carte WiFi et le client sur le PC relié au point d'accès.

Parallèlement à l'utilisation d'un générateur de trafic, on a utilisé un programme permettant de relever le RSSI ainsi que le débit physique utilisé lors de l'échange du trafic. Ce programme permet de relever périodiquement ces paramètres MAC en interrogeant le mini port NDIS 802.11 de Windows. Ce logiciel, appelé "*Wlanstat.exe*", a été développé au sein du laboratoire de Belfort.

IV-1.3.5.b. Commande du générateur de signaux brouilleurs

Dans le cadre de la thèse, pour automatiser les mesures, j'ai développé un utilitaire permettant de piloter le générateur de signaux brouilleurs ("*GPIBBrouilleur.exe*"). Ce générateur est piloté via le bus IEEE par l'intermédiaire du PC portable relié au point d'accès. Le programme de pilotage permet de choisir pour le signal interférant :

- Le type : BlueTooth, porteuse pure ou 802.11b/g.
- La fréquence porteuse
- La puissance du signal

IV-1.3.5.c. Programmes divers

Des programmes divers ont été utilisés pour automatiser les mesures.

Le premier programme est un interpréteur distribué de commandes DOS (*RemoteShell*). Ce logiciel libre est composé d'un client-serveur. Le serveur écoute sur un port particulier. Lorsque le client effectue une requête au niveau du serveur, celui-ci exécute cette requête par l'intermédiaire de la commande DOS locale. Ce logiciel est particulièrement utile pour exécuter un programme sur l'ordinateur distant. Il a été intégré à un programme nommé "*Expérimentation.exe*".

Le deuxième programme utilisé permet de désactiver et de réactiver l'interface réseau 802.11 située sur l'ordinateur portable ("*devcon.exe*"). Ce programme est nécessaire pour réinitialiser la carte WiFi. En effet la carte peut se bloquer pendant une phase de mesures. Il est alors nécessaire de réactiver la carte pour effectuer une réinitialisation de cette dernière.

IV-1.3.5.d. Synthèse

Tous ces programmes ont été compilés par l'intermédiaire d'un unique programme écrit en C : "*LanceExpe.exe*". Ce programme général est ensuite lancé uniquement à partir du PC portable pilotant le point d'accès. Le diagramme IV.13 présente l'enchaînement des différents programmes nécessaires à l'étude de l'influence d'un type de brouilleur sur les performances d'un lien WiFi.

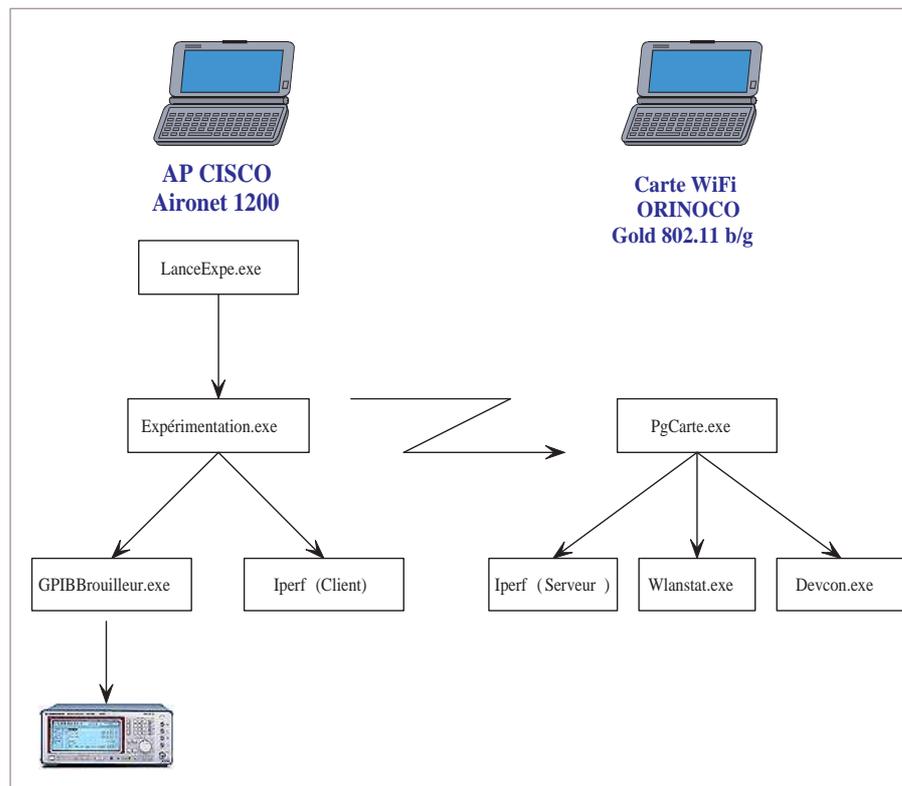


FIG. IV.13 – Programmes utilisés pour les mesures

IV-1.4. Déroulement

IV-1.4.1. Conditions

L'objectif de ces mesures est d'étudier l'influence des signaux brouilleurs sur les performances d'une liaison 802.11 (b et g). Pour ce faire, un certain nombre de contraintes sont respectées :

- La durée des mesures doit être suffisamment longue pour avoir un débit stable : la statistique des erreurs doit être représentative.
- Pour ne pas fausser les mesures, seules les trames de données doivent être brouillées et non les acquittements.

La première condition a été vérifiée expérimentalement. C'est à dire que pour différentes valeurs de durée de mesure dans le cas d'un canal gaussien, le pourcentage d'erreurs a été relevé. Les débits ont été mesurés 20 fois pour chaque durée de mesures. Le pourcentage d'erreurs a été calculé par :

$$\text{Erreur}[\%] = \frac{\frac{1}{20} \sum_{i=1}^{20} |(\text{Débit}(i) - \text{Moyenne}(\text{Débit}))|}{\text{Moyenne}(\text{Débit})} \quad (\text{Eq. IV.2})$$

La figure IV.14 présente le pourcentage d'erreur des débits mesurés en fonction de la durée de mesure.

La durée de 120 secondes nous a semblé un bon compromis entre la précision des mesures et la durée de mesures. En effet, la variation de débit pour une durée de 120 secondes ne correspond au maximum qu'à 1%

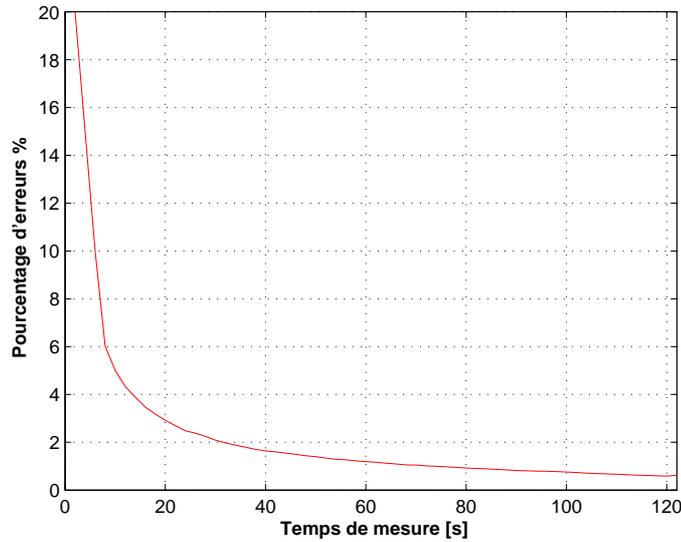


FIG. IV.14 – Influence de la durée des mesures sur la précision

du débit minimum considéré (variation de 10 kbits/s pour un débit de 1 Mbits/s et de 300 kbits/s pour un débit de 30 Mbits/s).

La deuxième condition consiste à isoler l'effet du brouillage uniquement pour les données. Si on considère (Figure IV.1) :

$P_e^{brouilleur}$: La puissance d'émission du signal brouilleur	
P_e^{carte}	: La puissance d'émission de la carte 802.11 b/g	
P_e^{AP}	: La puissance d'émission du point d'accès	
C_{AP}^{carte}	: La puissance de la carte vue par le point d'accès	
C_{carte}^{AP}	: La puissance du point d'accès vue de la carte	
$I_{carte}^{brouilleur}$: La puissance du signal brouilleur vu par la carte	(Eq. IV.3)
$I_{AP}^{brouilleur}$: La puissance du signal brouilleur vu par le point d'accès	
A_1	: L'atténuation entre le point d'accès et la carte WiFi (voie utile)	
A_2	: L'atténuation sur la voie brouilleuse	
N	: La valeur du bruit (proche de -90 dBm)	

Pour cela quatre conditions sont nécessaires :

- Le rapport $C_{carte}^{AP}/I_{carte}^{brouilleur}$ doit être faible au niveau du récepteur des données (brouillage des trames de données).
- Le rapport $P_e^{carte}/I_{carte}^{brouilleur}$ doit être suffisamment fort en sortie du récepteur pour ne pas brouiller les acquittements émis par la carte.
- La puissance $I_{AP}^{brouilleur}$ doit être faible au niveau du point d'accès qui émet les données (Non détection des signaux brouilleurs par le mécanisme CCA).
- Le rapport C_{carte}^{AP}/N doit être fort pour ne mesurer que l'effet des brouilleurs.

On a alors :

$$\begin{aligned}
 C_{carte}^{AP} &= P_e^{AP} - A_1 - 3,25 \\
 C_{AP}^{carte} &= P_e^{carte} - A_1 - 3,25 \\
 I_{carte}^{brouilleur} &= P_e^{brouilleur} - A_2 - 3,25 \\
 I_{AP}^{brouilleur} &= P_e^{brouilleur} - A_1 - A_2 - 25
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV.4}$$

Pour que le signal brouilleur ne soit pas détecté par le mécanisme CCA au niveau de l'AP, on doit avoir :

$$\begin{aligned}
 I_{AP}^{brouilleur} &< -90 \text{ dBm} \\
 P_e^{brouilleur} - A_1 - A_2 - 25 &< -90 \text{ dBm}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV.5}$$

On a $(P_e^{brouilleur})_{max} \simeq 0 \text{ dBm}$ et donc :

$$A_1 + A_2 > 65 \text{ dB} \tag{Eq. IV.6}$$

On veut aussi que le rapport signal sur bruit au niveau de la carte soit suffisamment fort, c'est à dire :

$$\begin{aligned}
 C_{carte}^{AP} - N &> 35 \text{ dB} \\
 P_e^{AP} - A_1 - 3,25 - 90 &> 35 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV.7}$$

On a $P_e^{AP} = 0 \text{ dBm}$ et donc :

$$A_1 < 51,75 \text{ dB} \tag{Eq. IV.8}$$

En utilisant les équations Eq. IV.6 et Eq. IV.8, on a choisi :

$$\begin{aligned}
 A_1 &= 50 \text{ dB} \\
 A_2 &= 20 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV.9}$$

Avec ces valeurs, on vérifie que les deux autres conditions nécessaires à l'isolement du brouillage pour la mise en place des mesures sont bien remplies.

IV-1.4.2. Mesures

Pour effectuer toutes ces mesures, le signal utile est maintenu a un niveau constant d'environ -55 dBm au niveau de la carte WiFi en réception tout au long de la campagne de mesures (C/N suffisamment grand). Pour un signal brouilleur type, on fait varier la puissance de ce dernier et ce jusqu'à l'obtention de la coupure du lien radio. Pour chaque niveau de puissance du signal brouilleur, des trames de 1500 octets sont échangées pendant une durée de 120 secondes : le débit moyen mesuré à l'issue de ces 120 secondes est alors relevé permettant d'obtenir des tables de qualité de débit ou de taux d'erreur paquet. En effet, si on considère que lorsque le débit maximum D_{max} est atteint, le taux d'erreur paquet est P_0 , et que pour un débit $D_I (< D_{max})$, le taux d'erreur paquet est P_I , on a alors la relation suivante :

$$D_I = \frac{1 - P_I}{1 - P_0} \cdot D_{max} \tag{Eq. IV.10}$$

On peut considérer que P_0 est proche de 0 (fonctionnement optimal car le C/N est proche de 30 dB au niveau de l'adaptateur WiFi), on a alors :

$$D_I = (1 - P_I).D_{max} \quad (\text{Eq. IV.11})$$

Pour obtenir une table de qualité concernant un brouilleur, une fréquence brouilleuse et un environnement étudié, les mesures de 120s sont répétées jusqu'à obtenir la coupure du lien radio entre l'émetteur et le récepteur WiFi (en mode 802.11b ou g). Soit P_c la puissance du brouilleur permettant de couper le lien (échange de trames impossible). Les mesures de 120 secondes sont répétées pour des puissances du brouilleur de $P_c + 0, 1, 2, 3, 5, 7, 10, 20, 40$ dB. Cette opération est répétée autant de fois qu'il y a de brouilleurs, de fréquences et d'environnements étudiés.

Pour les brouilleurs porteuse pure et Bluetooth, les fréquences centrales considérées sont $f_b = 2412, 2413, 2414, 2415, 2416, 2417, 2418, 2419, 2420, 2421, 2422, 2427$ et 2452 MHz. Pour les brouilleurs 802.11b et 802.11g, les fréquences centrales considérées sont $f_b = 2412, 2417, 2427, 2432, 2437, 2442, 2447$ et 2452 MHz. En effet puisque les canaux radiofréquences sont régis par la norme 802.11 et ses dérivées, ils ne peuvent occuper que certaines fréquences propres. Pour le cas du four micro-onde, seul le cas co-canal a été étudié.

Cette thèse s'intéresse aux problématiques de déploiement des réseau WLAN en environnement professionnel. Ainsi, pour tous ces types de brouilleurs, les environnements étudiés ont été :

- Canal constant avec bruit additif gaussien.
- Canal non sélectif en fréquence variant dans le temps : fading de Rayleigh.
- Canal non sélectif en fréquence variant dans le temps : fading de Rice (facteur de Rice de 5 dB).
- Canal non sélectif en fréquence variant dans le temps : fading de Rice (facteur de Rice de 6 dB).
- Canal sélectif en fréquence variant dans le temps (WSSUS) : environnement NLOS de type bureau (modèle donné au tableau II.10).
- Canal sélectif en fréquence variant dans le temps (WSSUS) : environnement LOS de type bureau (modèle donné au tableau II.11).
- Canal sélectif en fréquence variant dans le temps (WSSUS) : environnement NLOS de type centre commercial (modèle donné au tableau II.12).
- Canal sélectif en fréquence variant dans le temps (WSSUS) : environnement LOS de type centre commercial (modèle donné au tableau II.13).
- Canal sélectif en fréquence invariant dans le temps (WSSUS) : environnement NLOS de type bureau (modèle donné au tableau II.10).
- Canal sélectif en fréquence invariant dans le temps (WSSUS) : environnement LOS de type bureau (modèle donné au tableau II.11).

IV-1.4.3. Temps total des mesures

La méthode utilisée pour caractériser l'effet des brouilleurs sur les performances a l'avantage de ne pas poser d'hypothèses trop simplificatrices. Néanmoins, le gros inconvénient de cette méthode est le temps nécessaire pour effectuer toutes ces mesures. En effet chaque point de mesure se fait sur une durée de 120 secondes. Si on considère 5 brouilleurs différents étudiés dans 10 canaux différents avec entre 9 et 13 écarts de fréquence pour 2 récepteurs différents et si on considère que pour chacun des cas on utilise une dizaine de points de

mesure, le temps de mesure devient explosif (environ 1 mois 24h/24). De plus ces mesures ont nécessité une préparation très longue. Une telle étude est réalisable dans le cas d'une thèse mais reste relativement longue.

IV-1.5. Analyse des mesures et résultats

IV-1.5.1. Définition du rapport signal sur interférence

Les résultats des mesures sont présentés sous la forme du débit mesuré en fonction du rapport signal sur interférences (C/I). C'est pourquoi dans la suite, nous expliquons quelle définition a été utilisée pour calculer le C/I .

Les minuscules c et i désignent respectivement le signal utile et le signal interférant ou brouilleur. Les réponses fréquentielles variant dans le temps du canal de propagation sont notées $H^c(f, t)$ pour le signal utile et $H^i(f, t)$ pour le signal brouilleur. Les densités spectrales des signaux utiles et brouilleurs émis sont $P^c(f)$ et $P^i(f, \Delta f)$. Le filtre de réception de l'équipement WiFi est noté $R(f)$.

Pour une réalisation donnée du canal de propagation, la puissance reçue instantanée pour le signal brouilleur et le signal utile est donnée par l'équation Eq. IV.12 :

$$\begin{aligned} c(t) &= \int P^c(f) |H^c(f, t) R(f)|^2 df \\ i(t, \Delta f) &= \int P^i(f, \Delta f) |H^i(f, t) R(f)|^2 df \end{aligned} \quad (\text{Eq. IV.12})$$

Pour l'analyse des mesures, nous devons extraire les résultats en fonction du C/I moyen où C et I sont évalués à l'entrée du récepteur. $c(t)$ et $i(t)$ sont normalisés de la façon suivante ($\langle X(t) \rangle$ désigne la moyenne de la variable aléatoire $X(t)$) :

$$C = \langle \int P^c(f) |H^c(f, t)|^2 df \rangle \quad (\text{Eq. IV.13})$$

$R(f)$ est normalisé de telle manière que la puissance moyenne du signal utile est identique avant et après le filtre de réception, $\langle c(t) \rangle = C$. Le filtre de réception normalisé est alors donné par $R_n(f) = nR(f)$ où :

$$n = \sqrt{\frac{\langle \int P^c(f) |H^c(f, t)|^2 df \rangle}{\langle \int P^c(f) |H^c(f, t) R(f)|^2 df \rangle}} \quad (\text{Eq. IV.14})$$

Nous supposons le canal de propagation comme étant stationnaire au sens large (propriété WSS), ainsi I ne dépend pas de sa fréquence porteuse. $i(t, \Delta f)$ est alors évalué comme le fading correspondant au signal interférant normalisé ($I = 1$) à l'entrée du filtre normalisé du récepteur :

$$i(t, \Delta f) = \frac{\int P^i(f, \Delta f) |H^i(f, t) R_n(f)|^2 df}{\langle \int P^i(f, \Delta f) |H^i(f, t)|^2 df \rangle} \quad (\text{Eq. IV.15})$$

La prise en compte de la puissance du signal interférant dans la bande du récepteur 802.11 est illustrée par la figure IV.15.

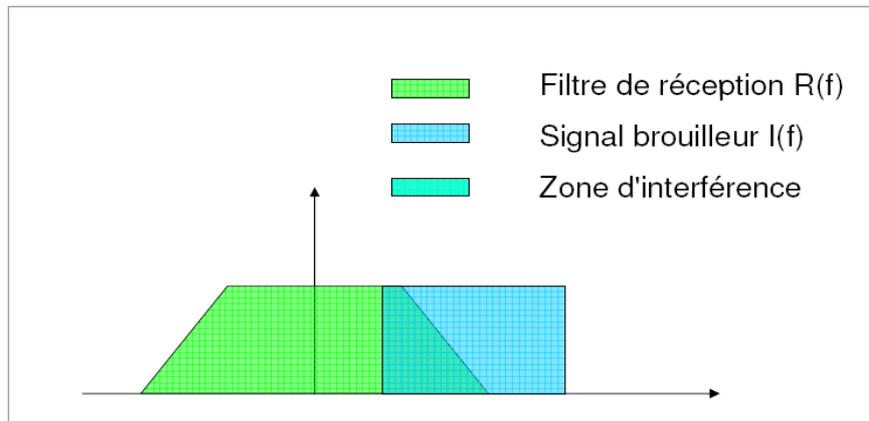


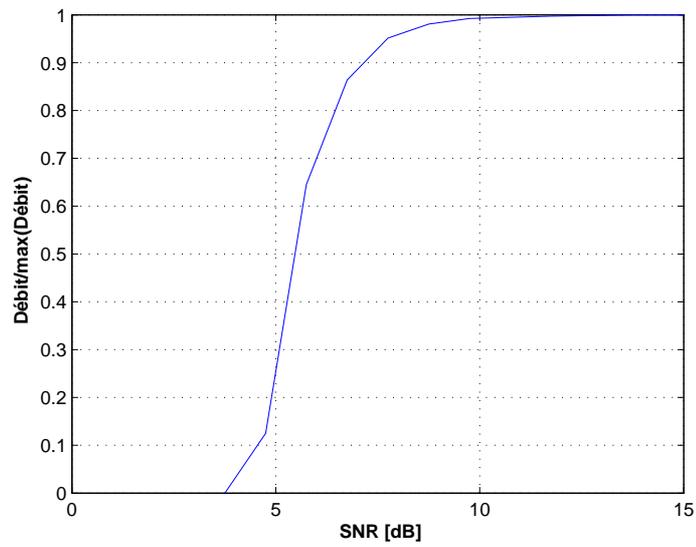
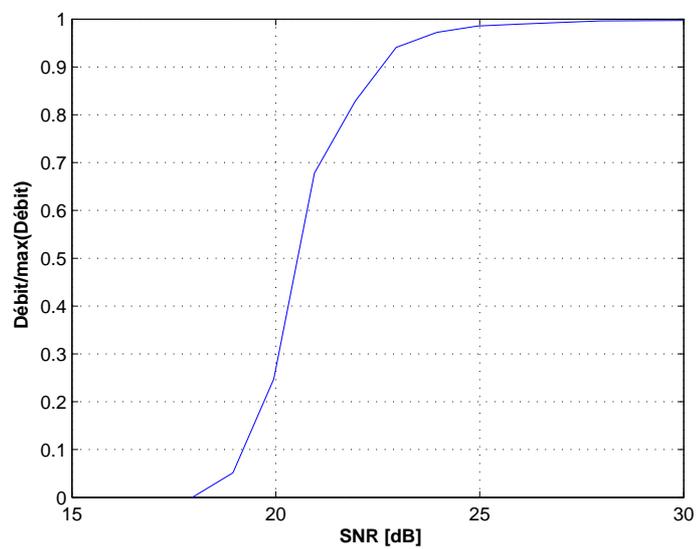
FIG. IV.15 – Prise en compte de la puissance interférente

Par exemple, si $i(t, \Delta f) = c(t)$ (signal brouilleur identique au signal utile), on peut vérifier que :

$$i(t, \Delta f) = \frac{\int P^c(f) |H^i(f, t) R_n(f)|^2 df}{\langle \int P^c(f) |H^c(f, t)|^2 df \rangle} = \frac{\int P^c(f) |H^c(f, t) R(f)|^2 df}{\langle \int P^c(f) |H^c(f, t) R(f)|^2 df \rangle} = c(t) \quad (\text{Eq. IV.16})$$

IV-1.5.2. Performances en présence de bruit blanc

Dans le cas de notre travail, l'étude des performances des récepteurs 802.11b et 802.11g en présence de bruit blanc gaussien est nécessaire. En effet cette étude nous permet de comparer l'influence des interférences par rapport aux cas de référence. La figure IV.16, respectivement la figure IV.17, présente les mesures de débit en fonction du rapport signal à bruit (SNR) respectivement au niveau du récepteur 802.11b et du récepteur 802.11g. Pour ces mesures, le niveau du signal utile est maintenu constant tandis que la puissance du bruit est variable. Le SNR est également évalué avec la définition précédente du C/I lorsque I est un bruit gaussien.

FIG. IV.16 – Performances du récepteur 802.11b en présence de bruit blanc avec $\max(\text{Débit}_{11}) = 6,7 \text{ Mbits/s}$ FIG. IV.17 – Performances du récepteur 802.11g en présence de bruit blanc avec $\max(\text{Débit}_{54}) = 29,3 \text{ Mbits/s}$

IV-1.5.3. Performances en présence de brouilleurs

IV-1.5.3.a. Effet de la fréquence du signal brouilleur

Dans le cas de canaux de propagation constants avec un bruit additif gaussien, l'effet de la fréquence porteuse du signal brouilleur a été considéré.

Tout d'abord nos mesures nous ont permis d'affiner les valeurs de réjection données par les normes 802.11b et 802.11g (chapitre I), qui ne concernent que les brouilleurs de type signaux WLAN. Ces normes ne fournissent pas les informations de réjection concernant d'autres signaux brouilleurs.

En appliquant un signal brouilleur fréquence pure à l'entrée du récepteur WiFi, de fréquence $f + \Delta f$, on a :

$$P_{out}(\Delta f) = \int S_I(f + \Delta f) |Rn(f)|^2 df = \int P_I \delta(\Delta f) |Rn(f)|^2 df = P_I |Rn(\Delta f)|^2 \quad (\text{Eq. IV.17})$$

En analysant les résultats de l'effet de l'écart en fréquence pour un même signal brouilleur, on remarque que les courbes de débits sont parallèles avec un décalage constant. Cette caractéristique est illustrée à la figure IV.18.

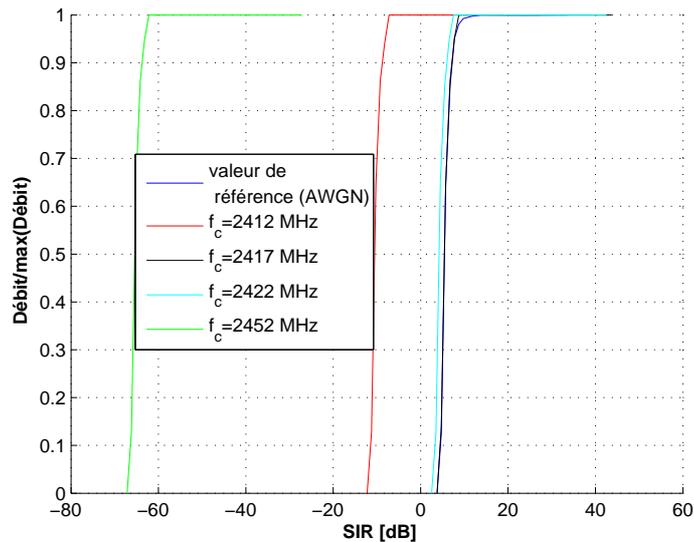


FIG. IV.18 – Effet de l'écart en fréquence du signal brouilleur pour un récepteur 802.11b

Sur la figure précédente, le SIR est défini comme le SIR non corrigé par l'écart en fréquence entre le signal brouilleur et le signal utile. Pour une même valeur de débit cible, on peut alors définir un rapport de protection $R(\Delta f)$, selon l'écart en fréquence par rapport au cas brouilleur gaussien. Le paramètre $R(\Delta f)$ est unique et caractérise la valeur de réjection d'un signal brouilleur par le récepteur 802.11b ou 802.11g :

$$SIR(\Delta f) = SNR + R(\Delta f) \text{ [en dB]} \quad (\text{Eq. IV.18})$$

Les figures IV.19 et IV.20, présentent les valeurs mesurées de la réjection en fréquence d'un signal fréquence pure (CW) par un récepteur 802.11b et 802.11g.

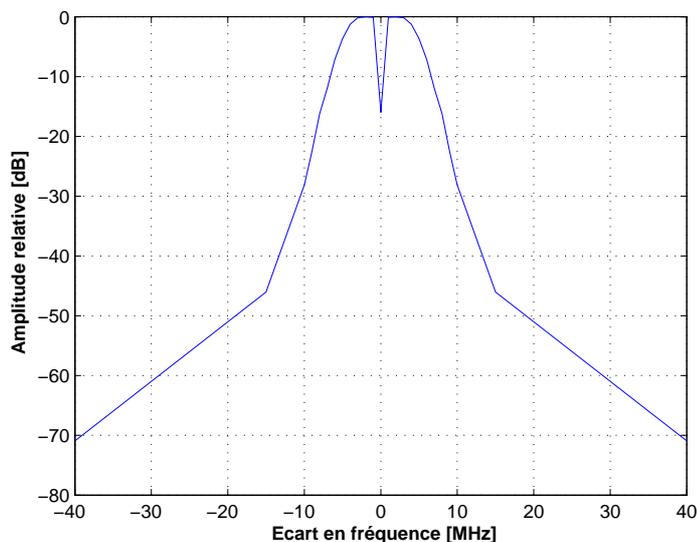


FIG. IV.19 – Masque de réjection d'un récepteur 802.11b pour un signal CW

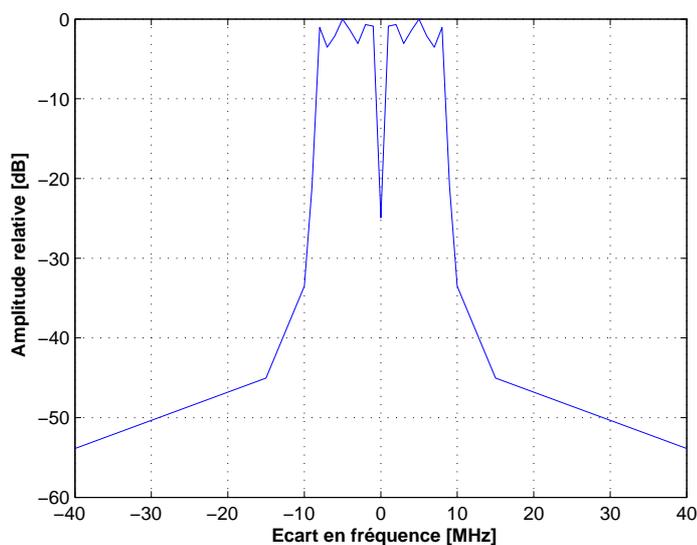


FIG. IV.20 – Masque de réjection d'un récepteur 802.11g pour un signal CW

A partir de ces résultats, les coefficients de réjection (appelés aussi rapports de protection) d'un signal brouilleur, de forme d'onde donnée, par le récepteur WiFi, peuvent être facilement déduits des coefficients de réjection mesurés d'un signal fréquence pure. Ces coefficients sont déduits par la convolution des coefficients de protection du signal fréquence pure avec le masque d'émission du brouilleur. La figure IV.22 présente les masques de réjection d'un signal 802.11b par un récepteur 802.11g mesurés et calculés par convolution.

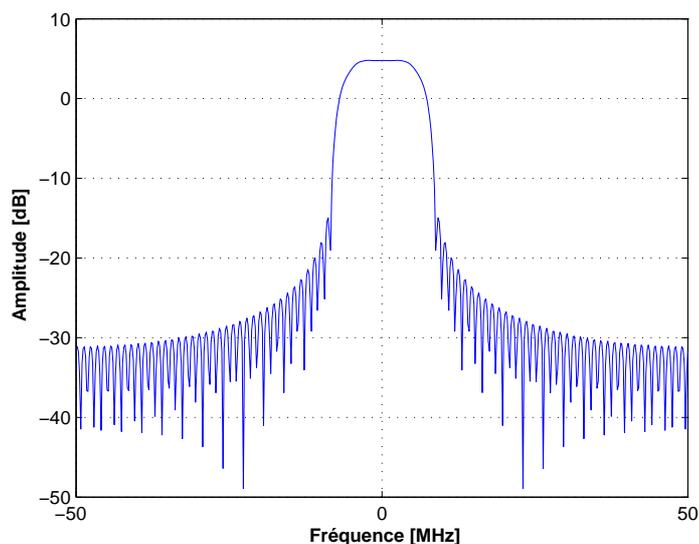


FIG. IV.21 – Spectre simulé d'un signal 802.11b

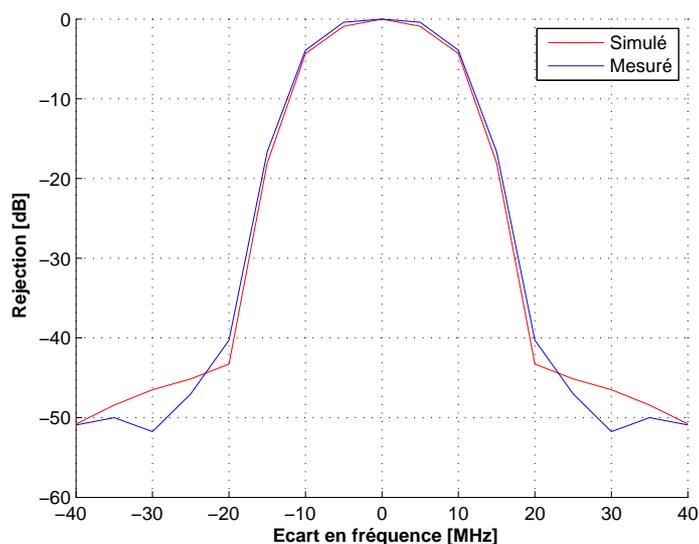


FIG. IV.22 – Comparaison des valeurs de réjection mesurées et calculées par convolution

On remarque une bonne concordance entre le masque mesuré et le masque calculé. La différence au niveau des bords du masque de réjection peut s'expliquer par la présence de lobes secondaires qu'on ne retrouve pas forcément sur le spectre réel d'un signal 802.11b (figure IV.2). Ce masque de réjection nous permet alors de définir la quantité d'énergie présente dans la bande du récepteur conformément au gabarit du filtre de réception. Ce premier résultat laisse supposer que seule la puissance d'interférence vue par le récepteur a une influence.

Les mesures qui suivent, analysent cette hypothèse en testant différentes formes d'ondes du signal brouilleur.

IV-1.5.3.b. Effet de la forme d'onde du signal brouilleur

Le but de ces premières mesures a été de comparer l'effet des signaux brouilleurs par rapport au modèle gaussien des brouilleurs, relativement à leur forme d'onde. Le canal de propagation des signaux utiles et brouilleurs a été considéré dans cette partie comme constant avec un bruit additif gaussien (AWGN). Pour éviter l'effet de l'écart en fréquence, la puissance des signaux brouilleurs a été corrigée par les valeurs mesurées de réjection des filtres de réception des équipements WiFi (paragraphe IV-1.5.3.a.). Les résultats de l'effet de la forme d'onde du brouilleur sont présentés à la figure IV.23 pour le mode 11 Mbits/s et à la figure IV.24 pour le mode 54 Mbits/s.

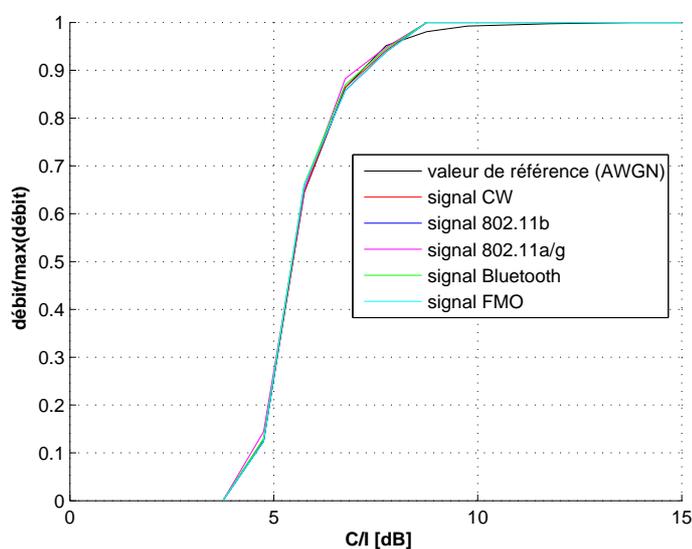


FIG. IV.23 – Effet de la forme d'onde du signal brouilleur sur un récepteur 802.11b

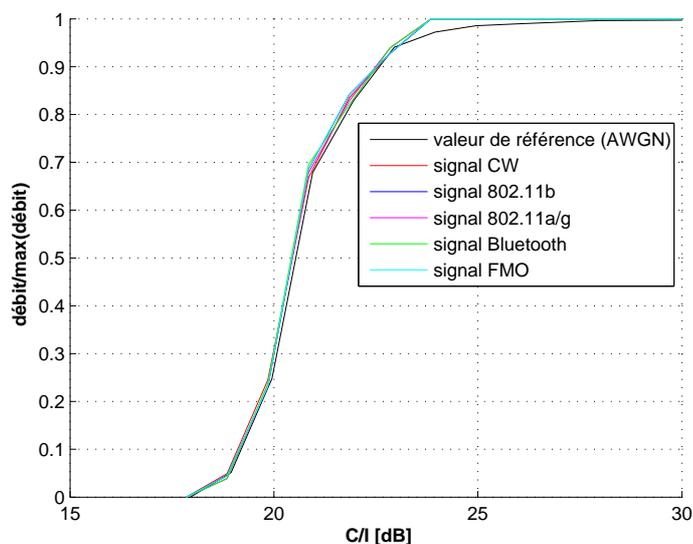


FIG. IV.24 – Effet de la forme d'onde du signal brouilleur sur un récepteur 802.11g

A partir des résultats des mesures, on observe que le niveau de puissance de coupure du lien radio ne dépend pas du spectre du signal brouilleur. En fait, les performances ne dépendent que de l'énergie présente dans la bande passante du récepteur. De plus, dans un canal idéal nous pouvons observer que les signaux brouilleurs testés ont le même effet sur les performances 802.11b/g en terme de réduction de débit. Dans la mesure où la forme d'onde du signal brouilleur au niveau du récepteur n'a pas d'influence, ce résultat reste vrai lorsque le brouilleur subit un canal sélectif en fréquence non variant dans le temps.

IV-1.5.3.c. Influence du canal

Signal brouilleur : Dans la mesure où le signal brouilleur peut subir des trajets multiples dans un environnement réel, cet effet a été considéré dans nos mesures, pour chaque classe de brouilleur. Pour cela nous avons utilisé 4 modèles en tap déduits des campagnes de mesures large bande disponibles dans des environnements typiques ouverts et fermés avec différentes valeurs de delay spread (S_d). Ces modèles ont été présentés dans la partie modélisation large bande du chapitre II. Les figures IV.25 et IV.26 montrent les performances d'un récepteur 802.11b en présence d'un signal brouilleur soumis à du fading et à de la sélectivité fréquentielle, en fonction du C/I moyen.

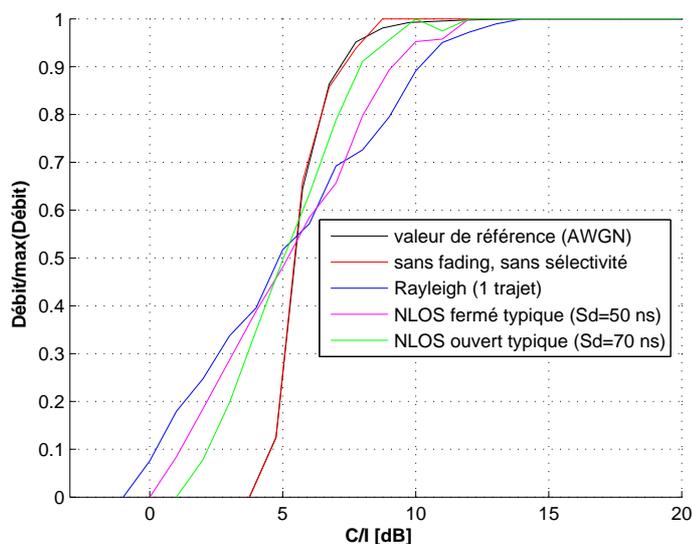


FIG. IV.25 – Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11b pour des situations NLOS

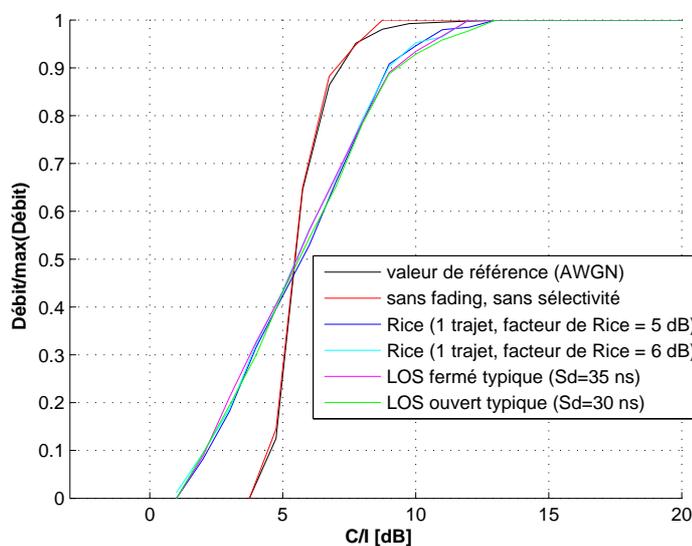


FIG. IV.26 – Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11b pour des situations LOS

Sur les figures IV.27 et IV.28, on observe les mêmes tendances que dans le cas d'un récepteur 802.11g.

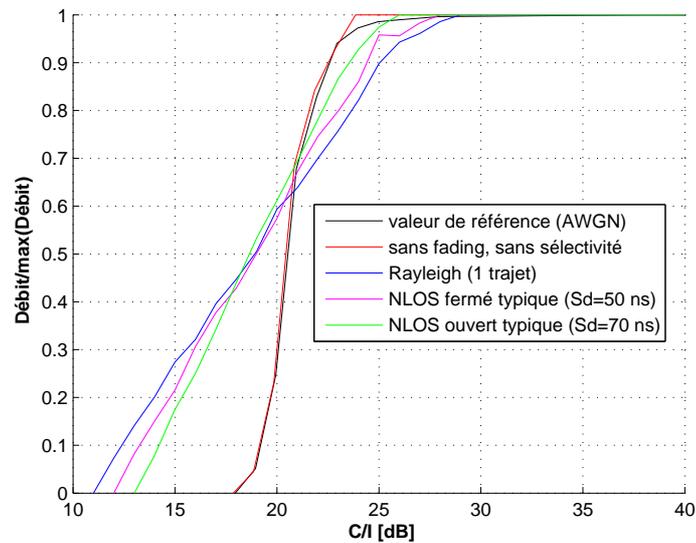


FIG. IV.27 – Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11g pour des situations NLOS

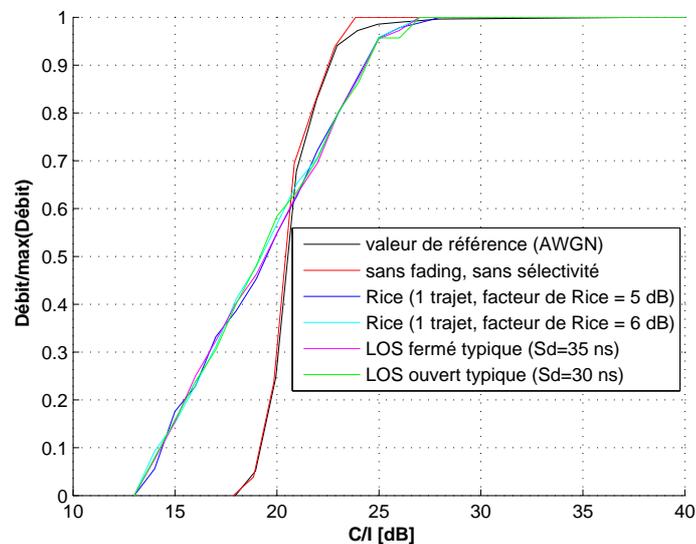


FIG. IV.28 – Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11g pour des situations LOS

Le fading et la sélectivité fréquentielle appliqués à un brouilleur permettent d'obtenir de meilleures performances que dans le cas d'un canal constant avec un bruit additif gaussien. En effet les C/I de coupure sont plus faibles que ceux obtenus pour un canal constant avec un bruit additif gaussien (de 2 à 4 dB dans le cas

des récepteurs 802.11b et 802.11g). Néanmoins pour des C/I plus grands, les performances sont moins bonnes que dans le cas du canal constant avec un bruit additif gaussien. Dans le cas d'un fading de Rayleigh et d'un fading de Rice, l'impact est différent sur les récepteurs 802.11b et 802.11g. Les performances sont généralement meilleures dans le cas de C/I faibles. Pour des C/I plus élevés, il n'existe pas de grosses différences de performances des systèmes 802.11 en présence de brouilleurs soumis à du fading de Rice, situations LOS, ou de Rayleigh, situations NLOS. De plus dans le cas d'un fading de Rice, les performances des récepteurs ne dépendent ni du facteur de Rice considéré, ni du contexte multi-trajets probablement parce que les canaux testés sont très proches. Enfin, pour des canaux sélectifs en fréquence avec fading, les performances du récepteur tendent vers celles du cas du canal constant avec bruit additif gaussien à mesure que le delay spread augmente dans les cas NLOS. En effet, à mesure que le delay spread augmente, les trous du fading rapide large bande deviennent moins profonds, dus à un effet de diversité fréquentielle [Koz94]. Les effets du canal brouilleur tendent à être ceux du canal constant avec un bruit additif gaussien.

Signal utile : L'analyse du cas d'un canal sélectif appliqué au signal utile fait aussi partie de l'étude. Des canaux sélectifs en fréquence invariant dans le temps (sans fading) avec différentes valeurs de delay spread ont été considérés. Les figures IV.29 et IV.30 représentent les signaux utiles issus du point d'accès en mode 11 Mb/s en sortie du canal multi-trajets (modèle LOS fermé et modèle 2 trajets : tous les modèles en taps n'ont pas pu être mesurés dans ce cas car nous ne disposons pas de simulateurs de canal adaptés).

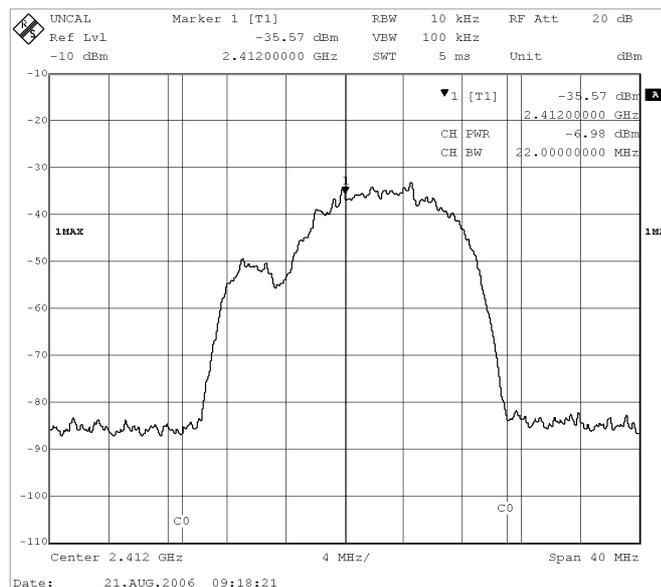


FIG. IV.29 – Effet du canal LOS fermé ($S_d = 35$ ns) sur le signal 802.11b à 11 Mb/s

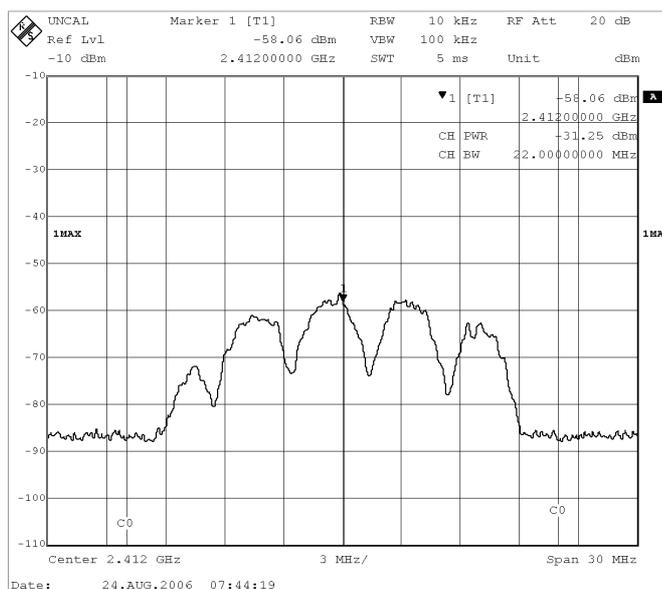


FIG. IV.30 – Effet du canal 2 trajets ($S_d = 250$ ns) sur le signal 802.11b à 11 Mbits/s

Pour le mode 54 Mbits/s, seul le cas LOS fermé a été étudié. L'impact d'un tel canal sur la forme d'onde du signal utile est présenté à la figure IV.31.

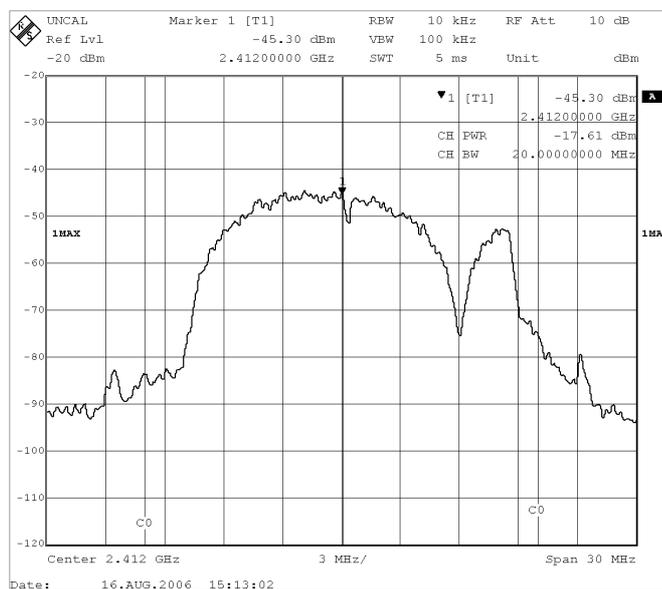


FIG. IV.31 – Effet du canal LOS fermé ($S_d = 35$ ns) sur le signal 802.11g à 54 Mbits/s

La figure IV.32 présente les performances d'un récepteur 802.11b avec et sans la présence d'un signal brouilleur pour de tels canaux.

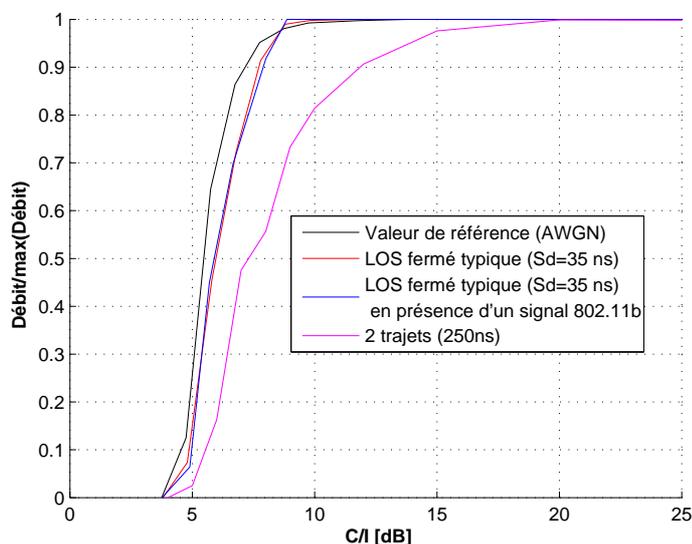


FIG. IV.32 – Influence du canal de propagation du signal utile (sélectivité) sur les performances d'un récepteur 802.11b avec et sans la présence d'un brouilleur 802.11b

Sans signal brouilleur, le débit dans un canal sélectif en fréquence est inférieur au cas du canal constant avec un bruit additif gaussien : dégradation d'1 dB pour un delay spread de 35 ns et de 4 à 5 dB pour un delay spread de 250 ns (figures IV.25, IV.26 et IV.32) . Ainsi lorsque le delay spread augmente les performances sont de plus en plus dégradées. Ces dégradations apparaissent par la présence d'interférences entre symboles. Pour une réalisation de canal LOS indoor typique (sans fading), la présence d'un signal brouilleur n'influence pas les performances du récepteur 802.11b, ce qui confirme les résultats obtenus lors de l'étude de l'effet de la forme d'onde du signal brouilleur.

Un autre objectif de ce travail a été de considérer le même cas d'étude pour un récepteur 802.11g que pour un récepteur 802.11b. Cependant comme on le voit à la figure IV.33, les performances d'un équipement 802.11g à 54 Mbits/s sont très fortement dégradées lorsque le delay spread augmente. De plus, nous avons été dans l'impossibilité d'établir une liaison entre le point d'accès et la carte WiFi lorsque le delay spread dépassait 35 ns. Des résultats identiques ont été mis en évidence dans [SRF03]. L'explication fournie dans cet article a été de dire que du fait de l'adoption récente de la norme 802.11g au moment des mesures, un certain nombre de problèmes de mise en oeuvre au niveau composant apparaît dans les équipements réseaux, la norme n'imposant pas de valeurs de performances en présence de multitrajets.

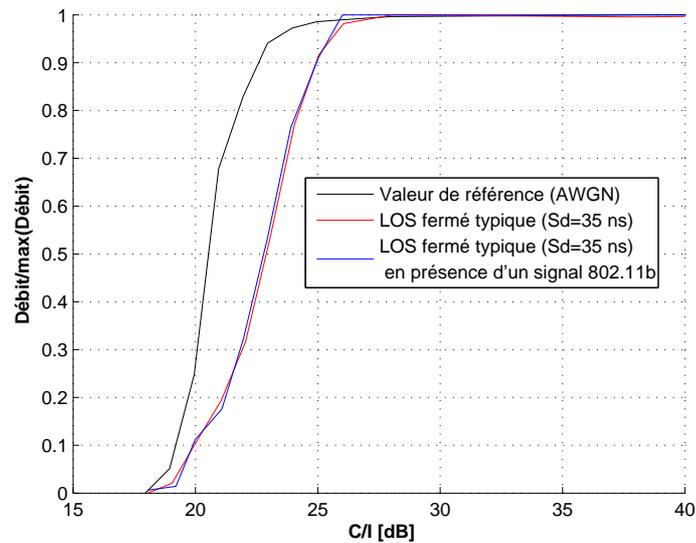


FIG. IV.33 – Influence du canal de propagation du signal utile (sélectivité) sur les performances d'un récepteur 802.11g avec et sans la présence d'un brouilleur 802.11b

IV-1.5.3.d. Étude du mécanisme CCA

Avant d'émettre une trame, un équipement 802.11 doit déterminer l'état du médium (occupé ou libre) par l'intermédiaire de l'algorithme CCA. Si le médium est occupé, l'émetteur doit différer sa transmission. Ainsi les signaux brouilleurs peuvent affecter les performances d'un lien 802.11 par l'intermédiaire de ce mécanisme. Le standard 802.11 définit 3 classes d'algorithmes CCA :

- CCA mode 1 : l'énergie au dessus d'un seuil. L'algorithme CCA doit signaler un médium occupé lorsque l'énergie présente au niveau de l'émetteur 802.11 est au dessus d'un seuil de détection (ED_0).
- CCA mode 2 : Détection de porteuse. L'algorithme CCA doit signaler un médium occupé lorsque l'émetteur détecte un signal de type 802.11.
- CCA mode 3 : Détection de porteuse avec l'énergie au dessus d'un seuil. L'algorithme CCA doit signaler un médium occupé lorsque l'émetteur détecte un signal 802.11 avec une énergie au dessus d'un seuil (ED_0).

Pour les équipements testés (AP ou carte), seuls les signaux 802.11 co-canaux permettent d'activer le mécanisme CCA. Cela signifie alors qu'un appareil de type four micro-onde ou Bluetooth situé près de l'équipement WiFi n'empêche pas les émissions 802.11. Les équipements WiFi testés utilisent le mécanisme CCA mode 3. Le seuil de détection a été mesuré autour de $ED_0 = -85$ dBm. Les équipements testés ont été ceux utilisés pour les mesures de débit, le point d'accès CISCO Aironet 1200 et la carte Orinoco Gold 802.11 b/g.

IV-1.5.3.e. Conclusion : modèle d'interférence retenu

Le but de ces mesures a été d'analyser et modéliser l'effet des brouilleurs sur les performances des récepteurs 802.11 a/b/g.

Les effets du fading et de la sélectivité fréquentielle dus à la présence de multi-trajets sont opposés aux résultats courants lorsqu'ils sont appliqués au signal brouilleur : un fading plus profond fournira de meilleures performances. Le modèle du brouilleur gaussien additif s'applique uniquement dans le cas de canaux brouilleurs sans fading (canaux constants et canaux statiques sélectifs en fréquence). C'est à dire que pour ce modèle la valeur du modèle d'interférence gaussienne est valide uniquement en instantané. De plus, dans notre cas, le modèle de brouilleur est basé sur la puissance interférante reçue dans la bande du récepteur (la forme d'onde n'a pas d'influence). Ainsi, pour prendre en compte l'influence du fading pour les signaux utiles et brouilleurs, des statistiques mesurées de fading sont utilisées par la suite.

Le tableau IV.3 résume les différentes valeurs de C/I permettant d'obtenir un certain niveau de qualité de service dans le cas des environnements indoor de type bureau et centre commercial. Ces valeurs sont issues des mesures présentées précédemment et permettent d'obtenir, en instantané, 90% du débit maximum.

		802.11b	802.11g
Environnement de type bureau	LOS	$C/I = 9$ dB	$C/I = 24$ dB
	NLOS	$C/I = 9$ dB	$C/I = 24$ dB
Environnement de type centre commercial	LOS	$C/I = 9$ dB	$C/I = 24$ dB
	NLOS	$C/I = 8$ dB	$C/I = 23.5$ dB
Mécanisme CCA	mode 3 avec $ED_0 = -85$ dBm		

TAB. IV.3 – Principaux résultats de mesures

IV-2. Distances de dégagement des brouilleurs

IV-2.1. Introduction

En ingénierie radio, un résultat très pratique et intéressant est de connaître l'isolement nécessaire entre différents équipements émettant dans la bande de fréquences du système considéré pour que les performances du système ne soient pas dégradées. Ainsi dans [LM01], les auteurs ont utilisé des résultats de mesures pour calculer l'affaiblissement de parcours minimum nécessaire entre deux équipements 802.11b pour que le brouillage ait un effet insignifiant sur le débit. Pour cela, ils ont effectué des mesures de débits pour étudier les performances d'un lien 802.11b sur le canal 1 en présence d'un autre point d'accès brouilleur sur un canal variant entre le canal 1 et le canal 6. Dans cette partie nous étendons ces résultats en dérivant les distances de dégagement à respecter entre des équipements 802.11b et 802.11g en présence des brouilleurs étudiés pendant les mesures. En plus de prendre en compte d'autres brouilleurs que les brouilleurs WLAN, nos modèles intègrent d'autres paramètres : le facteur d'activité du brouilleur, le saut de fréquences et les modèles d'affaiblissements typiques

des environnements de déploiement bureau et centre commercial présentés au chapitre II. En plus du modèle d'affaiblissement de parcours, ces distances de dégagement prennent en compte les statistiques de fading large bande caractéristiques des environnements de type bureau et de type centre commercial.

IV-2.2. Distance d'influence d'un brouilleur sur le mécanisme CCA

IV-2.2.1. Modélisation

Lorsqu'un signal 802.11 est détecté au dessus du seuil ED_0 (tableau IV.3) par le mécanisme CCA, l'émetteur doit différer sa transmission jusqu'à ce que le canal devienne libre et que son compteur de backoff atteigne zéro. La puissance instantanée du signal brouilleur est donnée par (équation Eq. IV.19 et figure IV.34) :

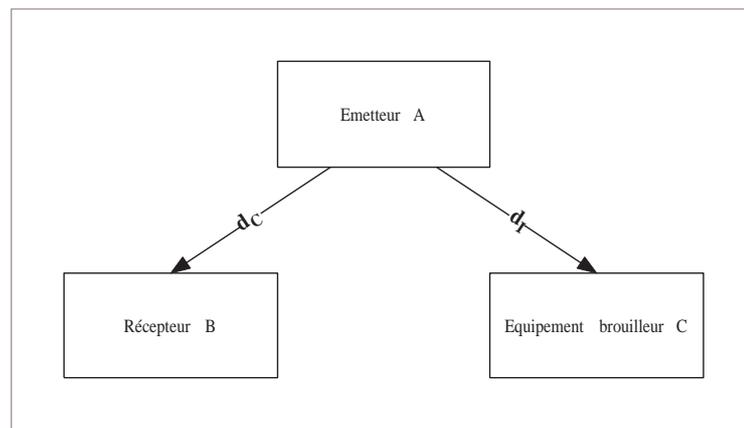


FIG. IV.34 – Scénario de brouillage impactant le mécanisme CCA

$$I[dB] = P_c + G_c + G_a - L(d_i) + M^i \quad (\text{Eq. IV.19})$$

Avec

- P_c : puissance d'émission de l'équipement brouilleur.
- G_c et G_a : les gains d'émission des antennes du signal brouilleur C et de l'émetteur A.

On note CDF_M la fonction de distribution cumulée de la variable aléatoire M^i incluant les effets du fading rapide et du shadowing.

En considérant le facteur d'activité γ de l'équipement brouilleur (entre 0 et 100 %), I_γ est une variable aléatoire qui est nulle avec une probabilité $1-\gamma$ et qui prend la valeur I avec une probabilité γ . On en déduit que la condition nécessaire pour qu'un signal co-canal de type 802.11 ne soit pas détecté par le mécanisme CCA, pour une probabilité donnée de $X\%$, est :

$$d_i > 10^{\frac{CDF_M^{-1}(\frac{X-1+\gamma}{\gamma}) + P_c + G_c + G_a - a - ED_0}{b}} \quad (\text{Eq. IV.20})$$

Le calcul de d_i est quasiment identique au calcul de la portée de n'importe quel type d'équipement radio, à la différence que le seuil de sensibilité est remplacé par le seuil de détection d'énergie du mécanisme CCA.

De la même façon, la portée d_{max} d'un émetteur pour un récepteur 802.11 de sensibilité égale à S_0 est donnée par :

$$d_{max} = 10^{\frac{CDF_M^{-1}(1-X)+P_c+G_c+G_a-a-S_0}{b}} \quad (\text{Eq. IV.21})$$

La preuve est donnée par :

$$\begin{aligned} & \text{Probabilité}[I_\gamma < ED_0] > X \\ & (1 - \gamma) + \gamma \text{Probabilité}[I < ED_0] > X \\ & (1 - \gamma) + \gamma \text{Probabilité}[P_c + G_c + G_a - L(d_i) - ED_0] < -M^i > X \\ & (1 - \gamma) + \gamma(CDF_M(-P_c - G_c - G_a + L(d_i) + ED_0)) > X \\ & \frac{-(1-\gamma-X)}{\gamma} < CDF_M(-P_c - G_c - G_a + L(d_i) + ED_0) \\ & -P_c - G_c - G_a + L(d_i) + ED_0 > CDF_M^{-1}\left(-\frac{1-\gamma-X}{\gamma}\right) \\ & -P_c - G_c - G_a + a + b \log_{10}(d_i) + ED_0 > CDF_M^{-1}\left(-\frac{1-\gamma-X}{\gamma}\right) \\ & b \log_{10}(d_i) > CDF_M^{-1}\left(-\frac{1-\gamma-X}{\gamma}\right) + P_c + G_c + G_a - a - ED_0 \\ & d_i > 10^{\frac{CDF_M^{-1}\left(-\frac{1-\gamma-X}{\gamma}\right) + P_c + G_c + G_a - a - ED_0}{b}} \end{aligned} \quad (\text{Eq. IV.22})$$

IV-2.2.2. Résultats

Les figures IV.35 et IV.36 donnent la portée des systèmes WiFi dans des environnements de type bureau et centre commercial (ou hall). Dans le cas du centre commercial, aucune distinction n'est faite sur la situation LOS/NLOS : en effet les mesures ayant été effectuées en présence de personnes, elles ne peuvent pas forcément être distinguées (Masquage du corps humain).

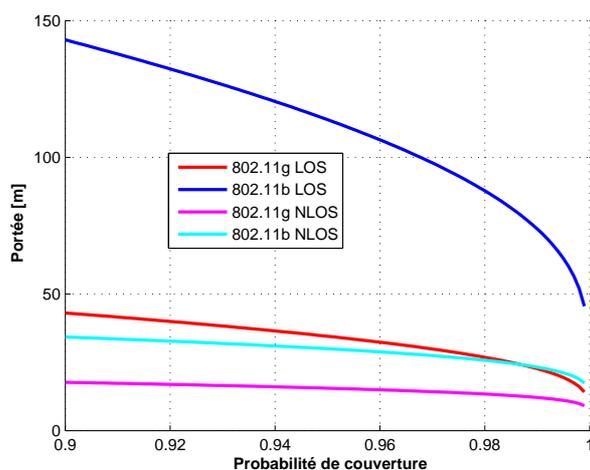


FIG. IV.35 – Portée des systèmes 802.11b et 802.11g pour un environnement de type bureau

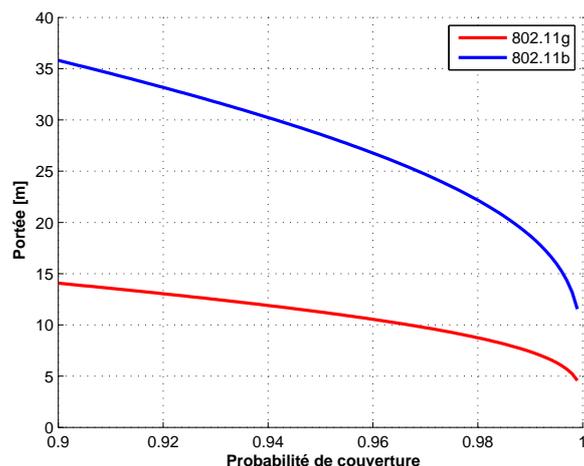


FIG. IV.36 – Portée des systèmes 802.11b et 802.11g pour un environnement de type centre commercial

Les deux figures donnent les valeurs limites de distances permettant de garantir une probabilité de couverture donnée. Dans la suite du document il est à noter que les équipements WiFi (borne et cartes) ne doivent pas être éloignés plus que ces distances suivant l'environnement considéré pour les modes 11 et 54 Mbits/s.

Les figures IV.37 et IV.38 présentent l'effet de brouilleurs de type 802.11 sur le mécanisme de détection CCA. Le seuil de détection pour les systèmes 802.11b et 802.11g est fourni au tableau IV.3.

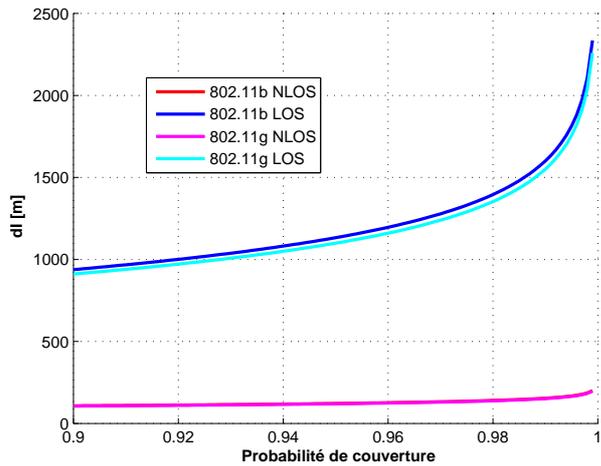


FIG. IV.37 – Distance d'influence d'un brouilleur 802.11 sur le mécanisme CCA dans un environnement de type bureau

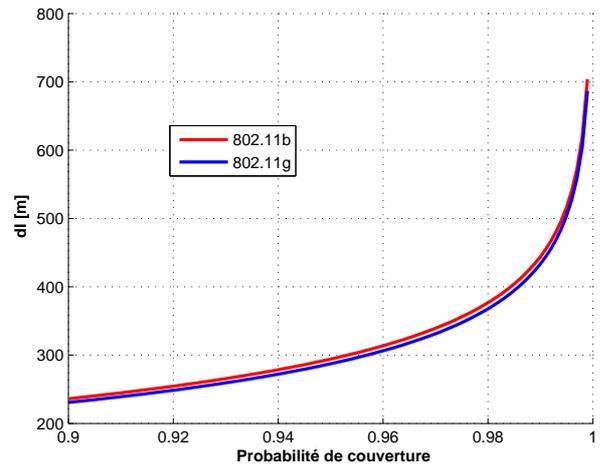


FIG. IV.38 – Distance d'influence d'un brouilleur 802.11 sur le mécanisme CCA dans un environnement de type centre commercial

On a vu que seuls les signaux co-canaux de type 802.11 étaient détectés par le mécanisme CCA. Ainsi les résultats donnent la distance de séparation minimum pour deux réseaux 802.11 occupant le même canal. On peut remarquer que l'influence du type de signal interférant (802.11b ou 802.11g) ne présente pas de différence sur les distances à respecter. En effet il n'y a pas de différence significative entre les statistiques de fading rapide des signaux 802.11b et 802.11g. Cette particularité est illustrée par la figure IV.39 qui présente les statistiques de fading rapide pour les signaux 802.11b et 802.11g dans l'environnement de type centre commercial.

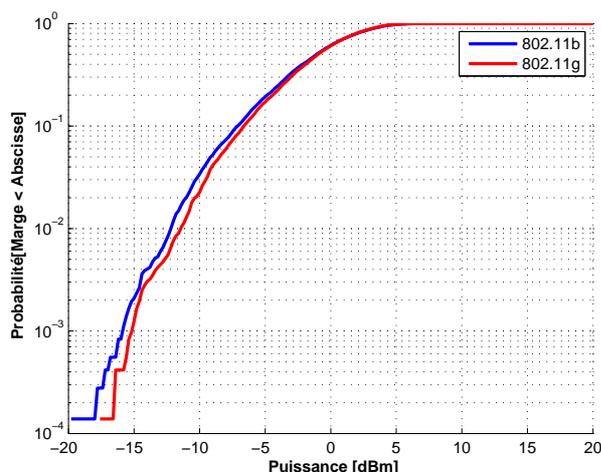


FIG. IV.39 – Statistiques de fading rapide pour les signaux 802.11b et 802.11g

IV-2.3. Distance d’influence des signaux brouilleurs (hors FHSS)

IV-2.3.1. Modélisation

Pour calculer la distance d’influence d’un signal brouilleur sur un récepteur 802.11, on part du scénario suivant : le lien utile est B-A et le lien brouilleur est C-A (Figure IV.40).

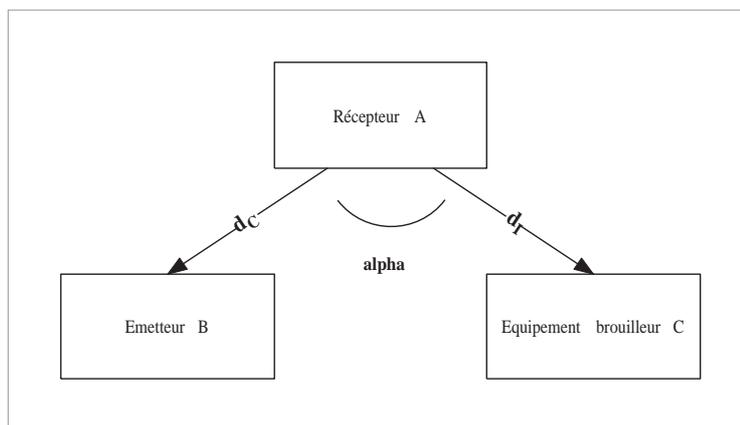


FIG. IV.40 – Scénario de brouillage impactant un récepteur WiFi

Dans ce cas, la valeur du C/I instantané au niveau du récepteur WiFi est donnée par :

$$\begin{aligned}
 C/I[\text{dB}] &= P_B + G_B + G_A - L(d_c) + M^c - (P_C + G_C + G_A - L(d_i) + M^i) \\
 &= P_B + G_B - P_C - G_C - b \log_{10}\left(\frac{d_c}{d_i}\right) + M^c - M^i
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV.23}$$

M^c et M^i sont des variables aléatoires et la fonction de distribution cumulée de $M = M^i - M^c$ est notée $CDF_M()$.

Le rapport signal sur interférence instantané C/I [dB] est la somme d'un terme constant qui dépend de l'affaiblissement de parcours et des distances relatives d_i , d_c ainsi que de la variable aléatoire M représentant le fading rapide et le shadowing affectant le signal utile et le signal brouilleur.

M^c et M^i dépendent des densités spectrales $P^c(f)$ et $P^i(f, \Delta f)$, des réponses impulsionnelles du canal de propagation variant dans le temps $H^c(f, t)$, $H^i(f, t)$ et du masque de réception de l'équipement WiFi $R(f)$ (notations introduites au paragraphe IV-1.5.3.a.). La variable aléatoire $i(t)$ inclut l'effet de la séparation en fréquence avec le signal utile.

(C/I_0) est défini comme le C/I cible pour assurer un niveau de qualité de service.

Notre problème est d'évaluer le C/I de telle manière que la probabilité de couverture en débit, Π , soit supérieure à un seuil de $X\%$, où $\Pi = \text{Probabilité}[C/I > (C/I_0)]$.

Si on considère le facteur d'activité γ de l'équipement brouilleur, I est modélisé par $I_\gamma = \Gamma I$ où Γ est une variable aléatoire prenant pour valeur 0 avec une probabilité $1 - \gamma$ et pour valeur 1 avec une probabilité γ . La probabilité de couverture est donnée par :

$$(1 - \gamma) + \gamma\Pi > X\% \quad (\text{Eq. IV.24})$$

On en déduit le rapport d_c/d_i par :

$$(1 - \gamma) + \gamma CDF_M(P_B + G_B - P_C - G_C - b \log_{10}(\frac{d_c}{d_i}) - SIR_0) > X \quad (\text{Eq. IV.25})$$

$$P_B + G_B - P_C - G_C - b \log_{10}(\frac{d_c}{d_i}) - SIR_0 > CDF_M^{-1}(\frac{X-1+\gamma}{\gamma})$$

$$\frac{d_c}{d_i} < 10^{\frac{P_B+G_B-P_C-G_C-SIR_0-CDF_M^{-1}(\frac{X-1+\gamma}{\gamma})}{b}} \quad (\text{Eq. IV.26})$$

F^c et F^i n'ont pas de raison d'être corrélés. Par contre S^c et S^i peuvent être corrélés. Pour modéliser la corrélation entre S^c et S^i , on peut utiliser l'approche proposée par [FSB⁺00] : le coefficient de corrélation entre S^c et S^i est donné par :

$$\rho_S = \frac{E[S^c S^i]}{\sigma^2} = \cos(\alpha) \quad (\text{Eq. IV.27})$$

où α est l'angle ($B\hat{A}C$). On a aussi :

$$M^c - M^i = F^c - F^i + S^c - S^i \quad (\text{Eq. IV.28})$$

S^c et S^i sont deux variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et d'écart type σ_S . $S = S^c - S^i$ est alors une variable aléatoire de moyenne nulle et d'écart type $\sigma = 2\sigma_S \sin(\alpha/2)$. En fonction de l'angle α , σ peut varier entre 0 dB et 20 dB. F^c correspond au fading rapide large bande mesuré, subi par un signal 802.11b et 802.11g.

Il faut noter que d_c doit être à la portée du point d'accès désiré pour pouvoir appliquer les résultats. A partir de l'équation Eq. IV.26, on peut aussi conclure que grossièrement le rapport $\frac{d_c}{d_i}$ dépend uniquement de la différence des PIRE des signaux utiles et brouilleurs.

IV-2.3.2. Résultats

Cette partie présente les résultats issus de cette étude concernant l'influence des brouilleurs de types bande étroite (Bluetooth sans saut de fréquence), 802.11b, 802.11g et four micro-onde sur des récepteurs 802.11b et 802.11g.

Pour tous ces résultats, les paramètres suivants ont été utilisés :

- PIRE du signal utile : 20 dBm
- Débit du signal utile 802.11b : 11 Mbits/s
- Débit du signal utile 802.11g : 54 Mbits/s
- PIRE du signal brouilleur FMO : 33 dBm
- PIRE des signaux brouilleurs bande étroite, 802.11g et 802.11b : 20 dBm
- Taux d'activité de 100% qui est le pire cas (sauf pour le FMO, taux d'activité de 50%)
- L'angle α prend pour valeur 30° , de cette façon $\sigma = \sigma_S$

IV-2.3.2.a. Cas de brouillage entre un signal 802.11b et un récepteur 802.11b

Les figures IV.41, IV.42 et IV.43 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur 802.11b et le récepteur 802.11b dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

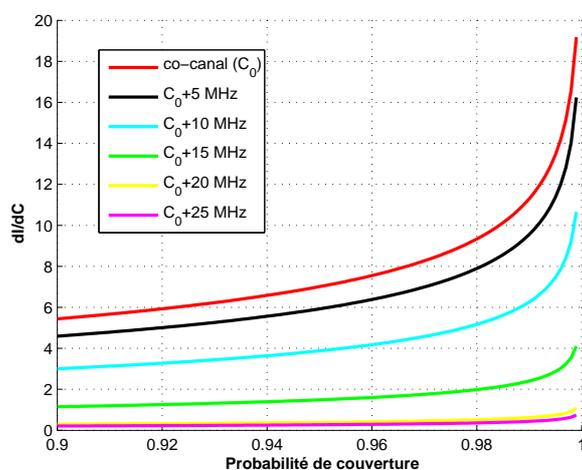


FIG. IV.41 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11b et un récepteur 802.11b dans des environnements LOS de type bureau

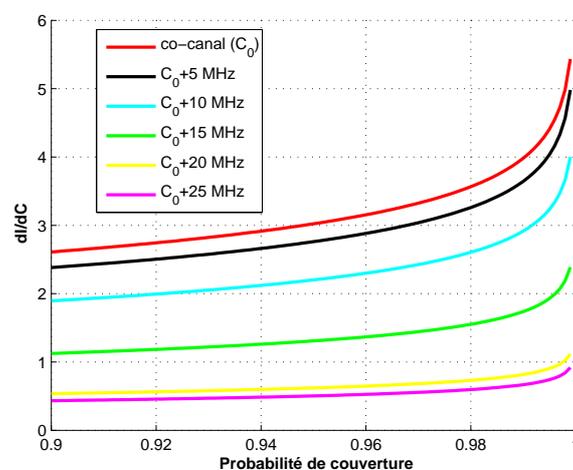


FIG. IV.42 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11b et un récepteur 802.11b dans des environnements NLOS de type bureau

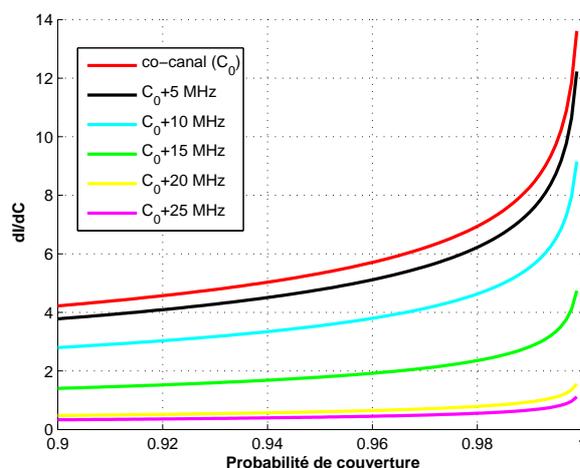


FIG. IV.43 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11b et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial

Le cas co-canal semble être le plus défavorable. Cependant lorsque le mécanisme CCA fonctionne, le débit est partagé entre les deux cellules concurrentes utilisant le même canal (résultats du chapitre V). Pour des espacements plus grands en fréquence entre le signal utile et le signal brouilleur (20 et 25 MHz), on peut noter que le rapport n'est pas nul à cause de l'effet de filtrage en réception qui n'est pas parfait. Cependant les rapports de distance sont très proches de zéro (environ 0,30) ce qui nous permet de conclure que pour des écarts en fréquence d'au moins 20 MHz l'effet du brouillage est quasiment nul.

IV-2.3.2.b. Cas de brouillage entre un signal bande étroite et un récepteur 802.11b

Les figures IV.44, IV.45 et IV.46 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur et le récepteur 802.11b dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

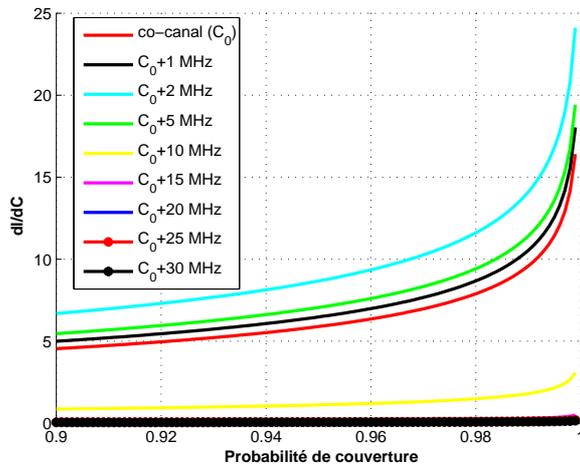


FIG. IV.44 – Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11b dans des environnements LOS de type bureau

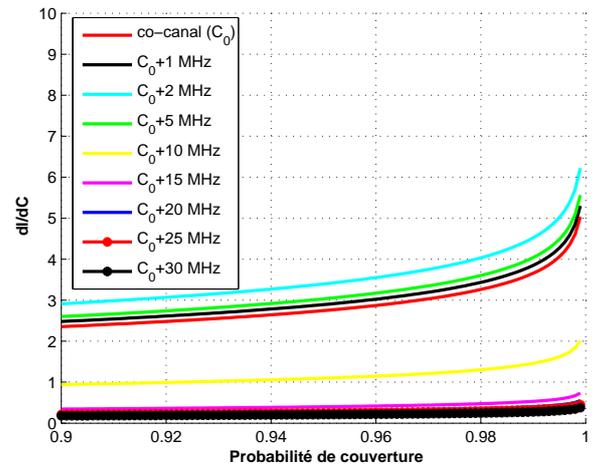


FIG. IV.45 – Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11b dans des environnements NLOS de type bureau

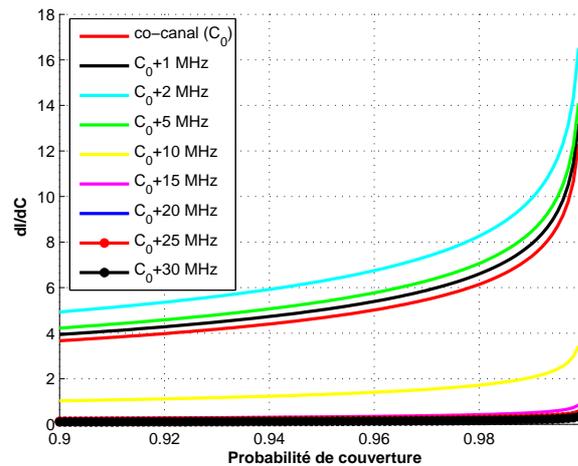


FIG. IV.46 – Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial

On peut souligner le fait qu'un brouilleur bande étroite a un impact moindre sur les systèmes 802.11b qu'un brouilleur 802.11b ayant la même PIRE (20 dBm). Une des explications possibles est que le fading rapide d'un signal bande étroite est caractérisé par des évanouissements plus profonds que celui d'un signal 802.11b. Grâce à des évanouissements plus profonds, le signal brouilleur bande étroite est plus souvent à des niveaux de puissance inférieurs de telle façon que l'effet du brouillage est moins prononcé. On peut aussi observer que le cas co-canal pour un brouilleur bande étroite n'est pas le plus mauvais. En effet, du fait de l'influence du masque de réception de l'équipement 802.11b, on observe une atténuation meilleure autour de la fréquence

porteuse. Avec un écartement de 15 MHz, on obtient des rapports de distance équivalents.

IV-2.3.2.c. Cas de brouillage entre un signal four micro-onde et un récepteur 802.11b

La période du signal actif du four micro-onde est de 8 ms pour les Etats-Unis et de 10 ms en Europe. La durée approximative d'une trame des systèmes 802.11b (L_{11}) et 802.11g (L_{54}) (en considérant une taille de trame de 1500 octets) est donnée par :

- $L_{11} = \frac{8 \cdot 1500}{11 \cdot 10^6} = 1091 \mu s$
- $L_{54} = 4 * \text{ceiling}(\frac{8 \cdot 1500}{54 \cdot 4}) = 224 \mu s$

En comparant les durées du signal actif du four micro-onde et des trames 802.11b et 802.11g, on peut considérer qu'une trame WiFi sera totalement brouillée ou pas du tout par le signal du four micro-onde. Pour le four micro-onde considéré (de type domestique), son facteur d'activité est $\gamma = 0,5$ (une période active sur deux).

Les figures IV.47, IV.48 et IV.49 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur FMO et le récepteur 802.11b dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

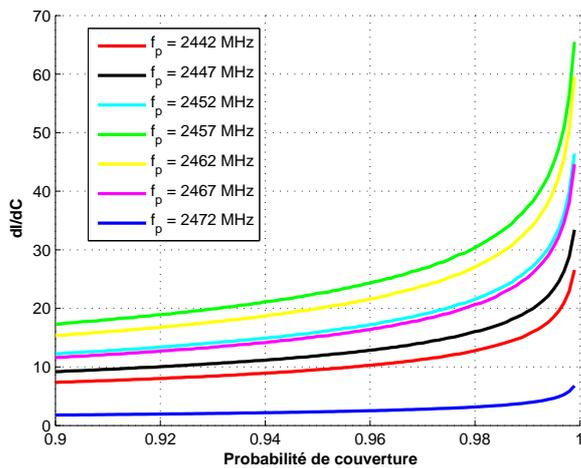


FIG. IV.47 – Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11b dans des environnements LOS de type bureau

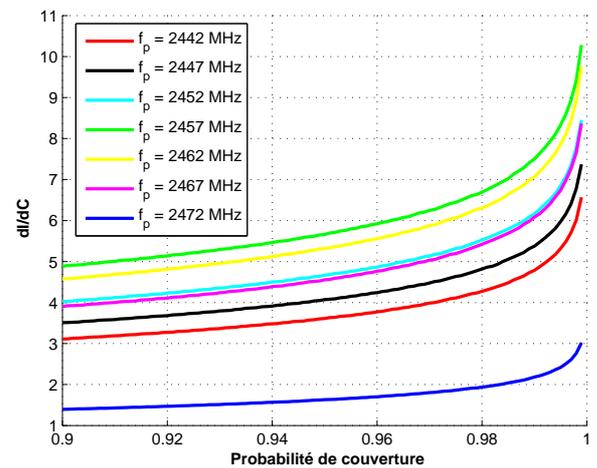


FIG. IV.48 – Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11b dans des environnements NLOS de type bureau

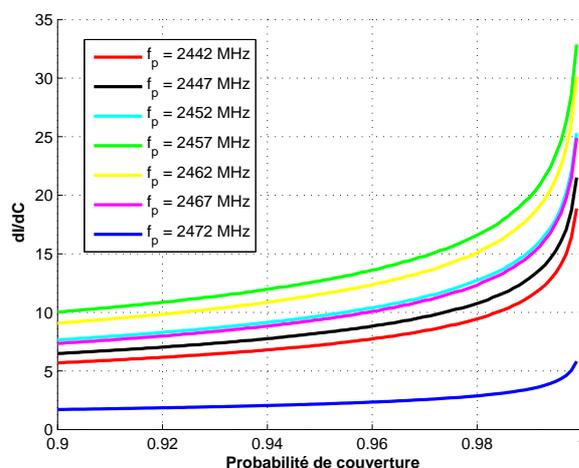


FIG. IV.49 – Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial

Pour le four micro-onde considéré, nous recommandons d'utiliser les canaux 1 ou 2 (de fréquences porteuses respectives 2412 MHz et 2417 MHz) qui sont totalement hors-bande du spectre du signal micro-onde modélisé. Cependant, il est très difficile de généraliser ces résultats à tous les cas de déploiements, dans la mesure où les spectres des fours micro-ondes diffèrent d'une classe à l'autre. Les résultats montrent que le lien radio est cassé pour les autres canaux dans la plupart des cas, lorsqu'un four micro-onde est présent (le rapport d_i/d_c requis est au-dessus de 4 pour tous les cas en situation LOS en environnement de type bureau et au-dessus de 3 en situation NLOS).

IV-2.3.2.d. Cas de brouillage entre un signal bande étroite et un récepteur 802.11g

Les figures IV.50, IV.51 et IV.52 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur et le récepteur 802.11g dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

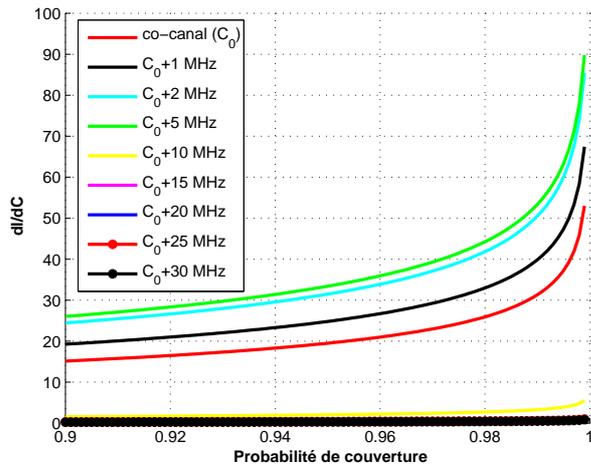


FIG. IV.50 – Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau

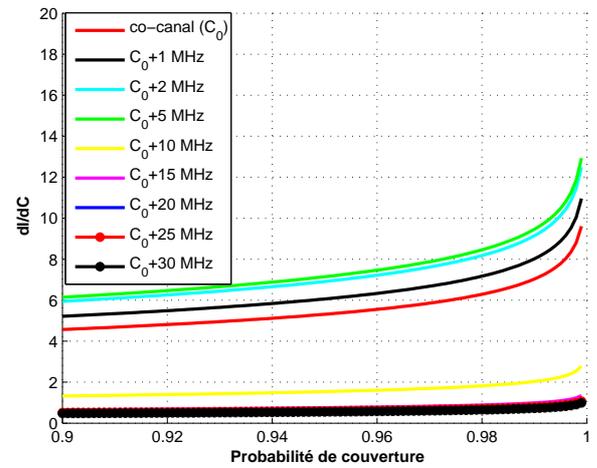


FIG. IV.51 – Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11g dans des environnements NLOS de type bureau

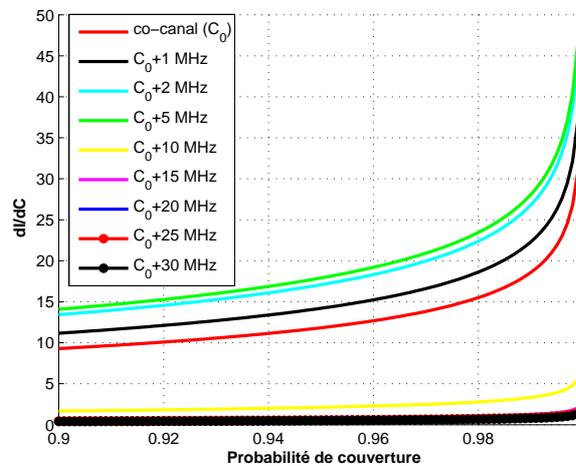


FIG. IV.52 – Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial

Les conclusions sont identiques que dans le cas du récepteur 802.11b. Cependant le récepteur 802.11g à 54 Mbits/s est plus sensible aux interférences bande étroite que pour un récepteur 802.11b à 11 Mbits/s dans la mesure où le seuil de C/I requis pour assurer un niveau de couverture en débit est plus important que pour un récepteur 802.11b.

IV-2.3.2.e. Cas de brouillage entre un signal 802.11g et un récepteur 802.11g

Les figures IV.53, IV.54 et IV.55 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur 802.11g et le récepteur 802.11g dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

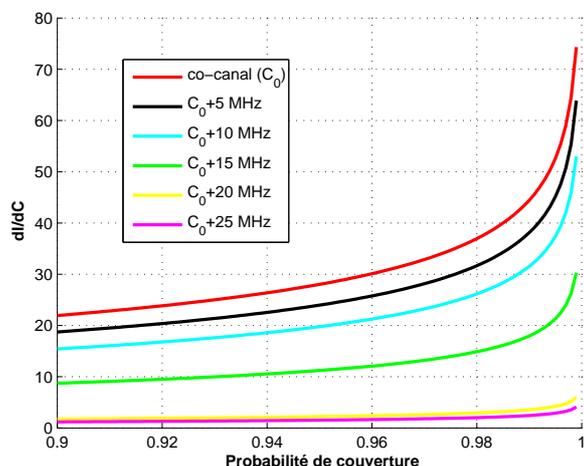


FIG. IV.53 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11g et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau

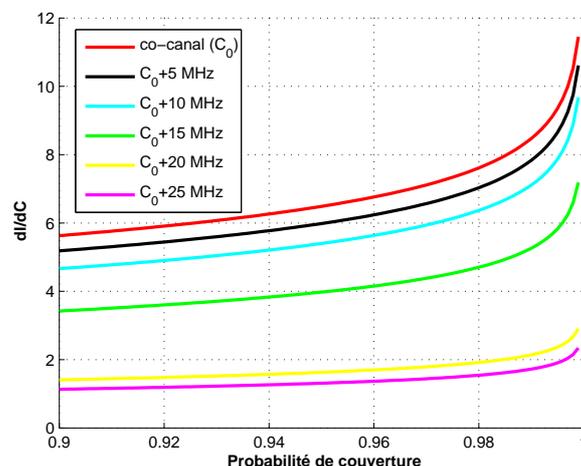


FIG. IV.54 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11g et un récepteur 802.11g dans des environnements NLOS de type bureau

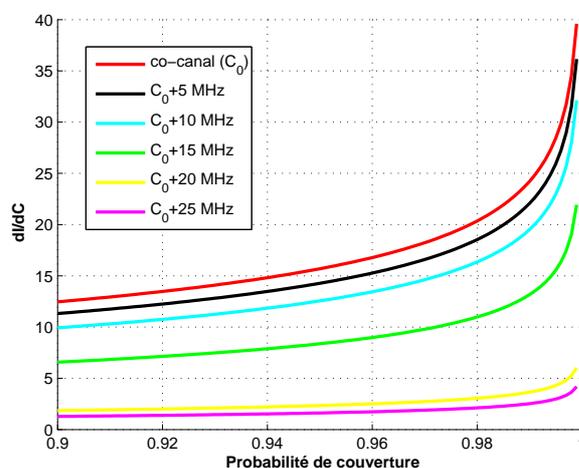


FIG. IV.55 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11g et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial

Comme nous l'avons montré précédemment, les statistiques de fading affectant un signal 802.11b sont identiques à celles affectant un signal 802.11g. C'est pourquoi on ne présentera pas les résultats de brouillage entre un récepteur 802.11g et un signal 802.11b. On notera seulement que les résultats présentés dans ce paragraphe

s'appliquent également pour un signal 802.11b (ces valeurs sont proches mais pas rigoureusement identiques).

IV-2.3.2.f. Cas de brouillage entre un signal four micro-onde et un récepteur 802.11g

Les figures IV.56, IV.57 et IV.58 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur FMO et le récepteur 802.11g dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

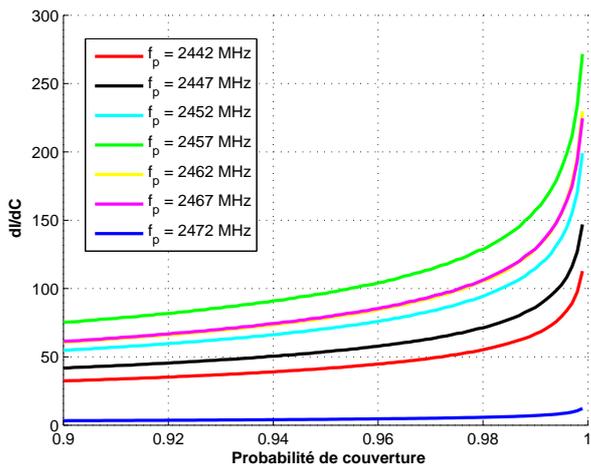


FIG. IV.56 – Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau

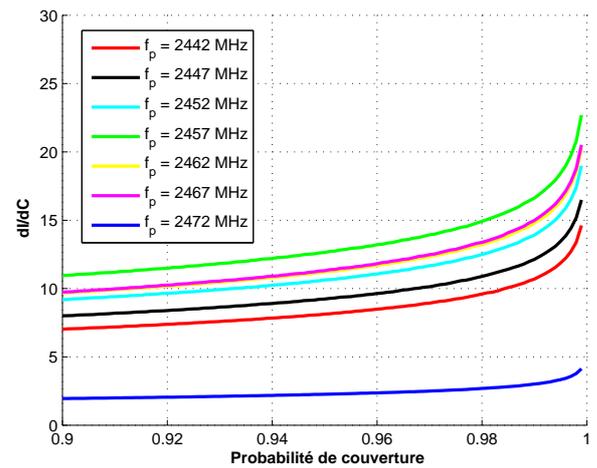


FIG. IV.57 – Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau

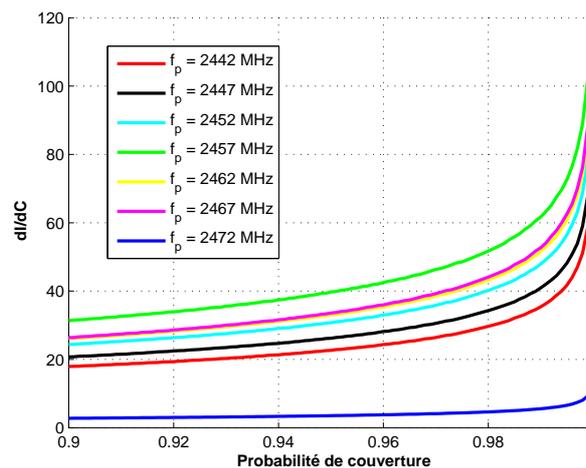


FIG. IV.58 – Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial

IV-2.4. Distance d'influence du signal brouilleur BlueTooth

IV-2.4.1. Modélisation

Lorsque le signal brouilleur utilise une méthode de saut de fréquences (FHSS) comme BlueTooth, la méthode précédente ne peut pas s'appliquer dans la mesure où la fréquence du signal brouilleur n'est pas constante.

Le système BlueTooth a été présenté dans le chapitre III. Notre étude est basée sur le nombre de slots Bluetooth recouvrant une émission 802.11, donné dans la partie III. Dans notre cas 1, 2 ou 3 slots peuvent chevaucher une trame 802.11 suivant le mode 11 Mbits/s ou 54 Mbits/s. Il faut noter que la durée de l'en-tête de la trame n'est pas prise en compte car il est supposé être plus robuste aux interférences et au bruit du fait qu'il est émis à un débit inférieur.

En supposant les erreurs indépendantes entre les slots BlueTooth, le taux d'erreur paquet (PER) est donné par $PER(n) = 1 - (1 - PER_1) \dots (1 - PER_n)$, où PER_i est le taux d'erreur paquet lié au ième slot BlueTooth recouvrant la trame 802.11. Un paquet 802.11 donné est correctement reçu si le C/I instantané est supérieur au seuil de SIR.

La CDF du C/I dépend des sauts de fréquences et de l'écart en fréquence Δf entre le slot BlueTooth et le paquet utile 802.11. Δf prend comme valeurs l'ensemble des fréquences $f = f_0 - (2402 + k)$, pour $k = 0, \dots, 78$. On note $c(k)$, le coefficient de réjection dû à l'effet de filtrage. Ces valeurs ont été issues des mesures précédemment présentées. La CDF du C/I instantané pour un Δf donné est notée M_k . Si les sauts de fréquences sont indépendants, la CDF du C/I suit la loi de $M = \frac{1}{79} \sum_{i=1..79} M_k$.

On cherche les distances d_i et d_c telles que $\Pi > X\%$, où Π est la probabilité d'avoir au minimum 90% du débit maximum avec une probabilité X . Pour cela on utilise la même méthode que pour les signaux brouilleurs non FHSS mis à part que la condition doit être satisfaite pour n slots consécutifs. La probabilité Π est alors donnée par :

$$\Pi = p.f(L\bar{H}) + (1 - p)f(L\bar{H} + 1) \quad (\text{Eq. IV.29})$$

Où

$$f(n) = [CDF_M(P_B + G_B - P_C - G_C - b \log_{10}(\frac{d_c}{d_i}) - SIR_0)]^n \quad (\text{Eq. IV.30})$$

Pour réduire le temps de traitements, M est approximé par :

$$M = \frac{1}{49} (M_0 + 2 \sum_{i=1..24} M_i) \quad (\text{Eq. IV.31})$$

Pour considérer les 28 autres canaux (hors-bande) qui ont un effet négligeable, on considère un facteur d'activité $\gamma = 49/79$.

IV-2.4.2. Résultats

IV-2.4.2.a. Cas de brouillage entre un signal BlueTooth et un récepteur 802.11b

Les figures IV.59 et IV.60 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur BlueTooth et le récepteur 802.11b dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

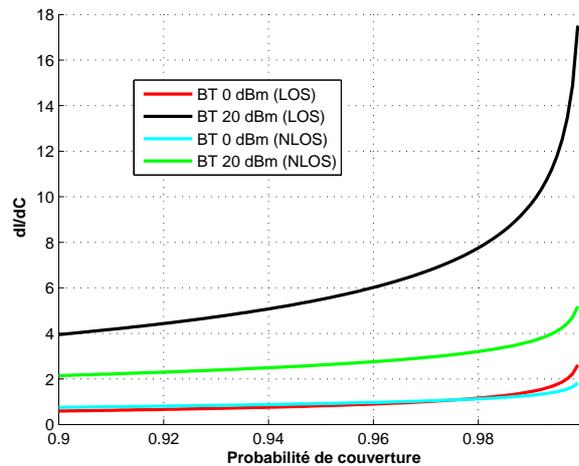


FIG. IV.59 – Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11b dans des environnements de type bureau

Pour un équipement BlueTooth ayant une puissance d'émission de 0 dBm, on peut tolérer un rapport d_i/d_c d'environ 0,9 dans les situations LOS et NLOS. Ainsi par exemple si $d_c = 30$ m, on doit avoir $d_i = 27$ m. Pour un équipement BlueTooth ayant une puissance d'émission de 20 dBm, on doit avoir un rapport d'au minimum 4 (LOS).

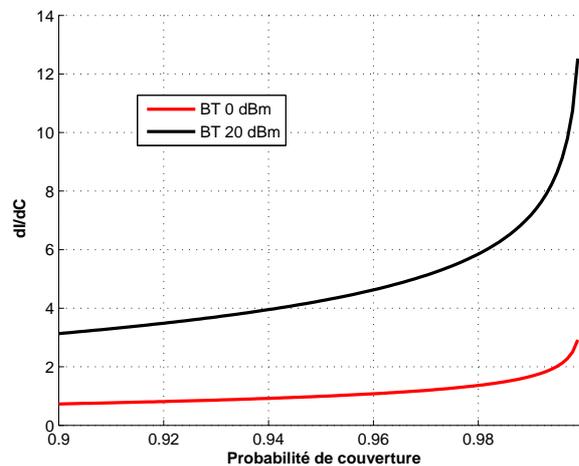


FIG. IV.60 – Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial

Dans le cas d'un environnement de type centre commercial, les mêmes ordres de grandeur sont à respecter pour éviter les interférences avec les équipements BlueTooth.

IV-2.4.2.b. Cas de brouillage entre un signal BlueTooth et un récepteur 802.11g

Les figures IV.61 et IV.62 présentent les distances de dégagement entre l'émetteur brouilleur BlueTooth et le récepteur 802.11g dans des environnements LOS et NLOS de type bureau et centre commercial.

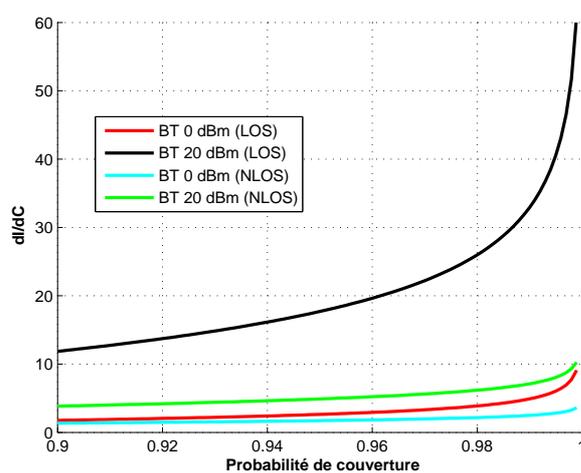


FIG. IV.61 – Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau

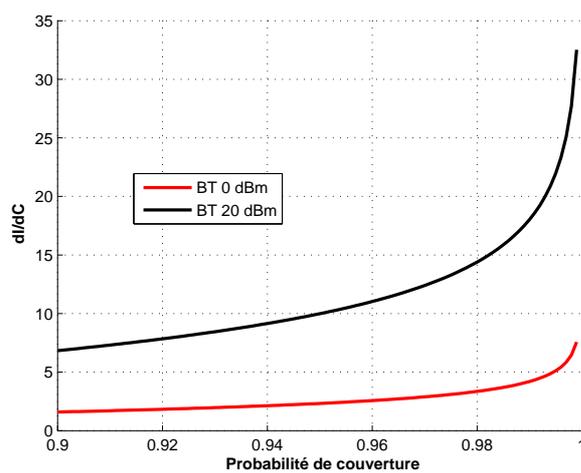


FIG. IV.62 – Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial

IV-2.5. Cas de la bande 5 GHz

Cette partie présente les résultats pour les systèmes 802.11a. Dans notre étude, seuls les brouillages entre systèmes 802.11a sont étudiés. On présente aussi les résultats de portée et de l'influence des brouilleurs 802.11a sur le mécanisme CCA.

Pour tous ces résultats, les paramètres suivant ont été utilisés :

- PIRE du signal utile : 20 dBm
- Débit du signal utile 802.11a : 54 Mbits/s
- PIRE des signaux brouilleurs 802.11a : 20 dBm
- Le facteur d'activité du signal γ est de 100% (pire cas)

IV-2.5.1. Influence de la fréquence et du spectre d'émission sur les évanouissements rapides large bande

Une campagne de mesures à l'intérieur des bâtiments du site de France Télécom R&D à Belfort nous permet de déduire les statistiques des évanouissements rapides pour les deux bandes 2, 4 et 5 GHz pour un même environnement de propagation (bureau, sans activité humaine). Nous donnons sur la figure IV.63 les statistiques globales pour ces 2 bandes de fréquences avec un spectre d'émission de type "OFDM". Afin d'étudier aussi l'influence de la forme du spectre émis ("OFDM ou bien "DSSS"), nous avons également comparé pour cet environnement les statistiques obtenues pour ces deux types de spectre.

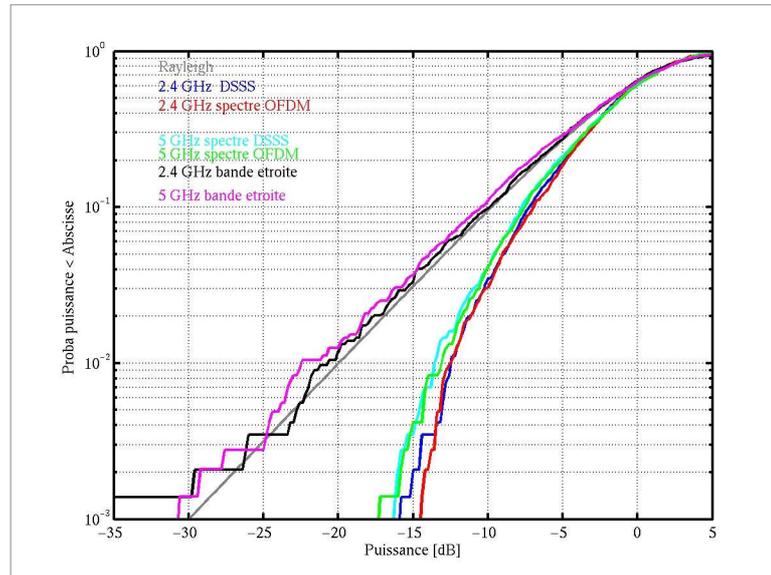


FIG. IV.63 – Fonction de répartition des évanouissements rapides large bande et bande étroite, selon la fréquence et la forme du spectre d'émission

La comparaison des résultats montre que les bandes de fréquences 2, 4 et 5 GHz présentent des statistiques d'évanouissements rapides (bande étroite et sur un canal 802.11) très similaires en environnement bureau,

puisque les écarts entre les deux sont inférieurs à 1 dB pour un seuil de probabilité donné, ce qui est de l'ordre de grandeur de la précision de la mesure des statistiques d'évanouissements.

Pour les largeurs de bande étudiées ici, et pour un environnement de type bureau, nous pouvons donc considérer que les statistiques de fading obtenues à 2,4 GHz restent valables à 5 GHz. Seuls les modèles d'affaiblissement de parcours (présentés au chapitre II) seront différents ainsi que les écarts-types associés.

Comme nous ne disposons pas de modèle d'affaiblissement pour les environnements de type centre commercial à 5 GHz, ce cas n'est pas traité dans la thèse.

IV-2.5.2. Résultats

IV-2.5.2.a. Portée et influence sur le mécanisme CCA

La figure IV.64 représente la portée des systèmes 802.11a pour la bande des 5 GHz, dans un environnement de type bureau pour des situations LOS et NLOS.

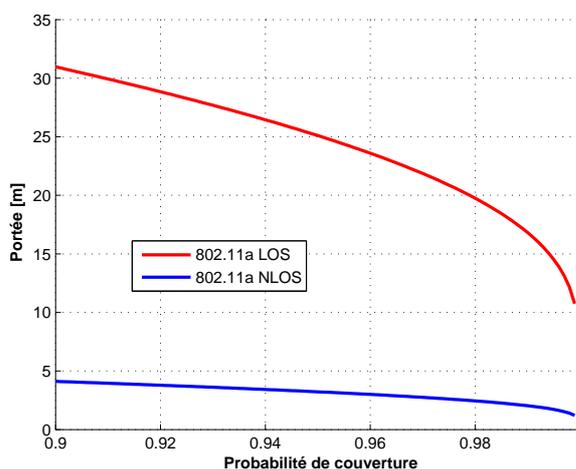


FIG. IV.64 – Portée des systèmes 802.11a pour un environnement de type bureau

On peut remarquer sur la figure ci-dessus que dans des situations NLOS, la portée des systèmes 802.11a à 54 Mbits/s est très faible. La principale raison est liée au fait que l'écart type du modèle de l'affaiblissement de parcours est relativement grand (9 dB), alors que dans des situations LOS l'écart type du modèle est de 4, 5 dB. Au delà de ces limites, la couverture en débit des systèmes 802.11a n'est plus garantie.

L'influence d'un brouilleur de type 802.11a sur le mécanisme CCA d'un équipement 802.11a est illustrée à la figure IV.65.

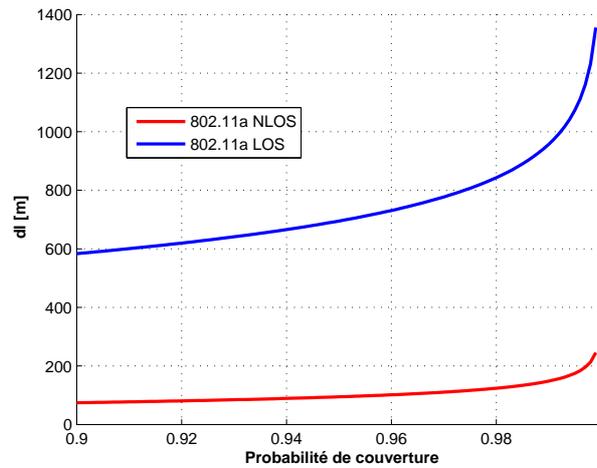


FIG. IV.65 – Distance d’influence d’un brouilleur 802.11a sur le mécanisme CCA dans un environnement de type bureau à 5 GHz

IV-2.5.2.b. Distance d’influence du signal brouilleur 802.11a

Les figures IV.66 et IV.67 présentent les distances relatives de dégagement permettant une couverture en débit de 90%.

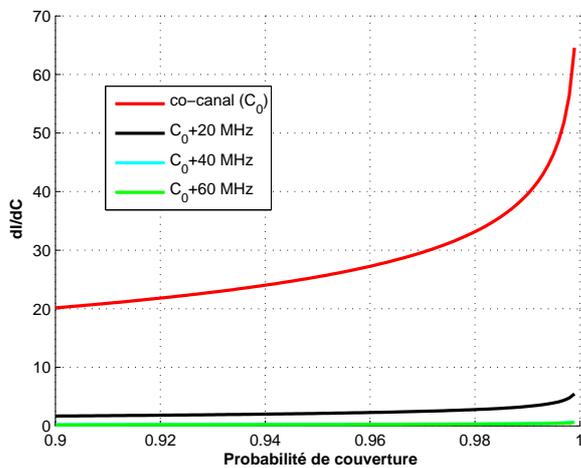


FIG. IV.66 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11a et un récepteur 802.11a dans un environnement LOS de type bureau

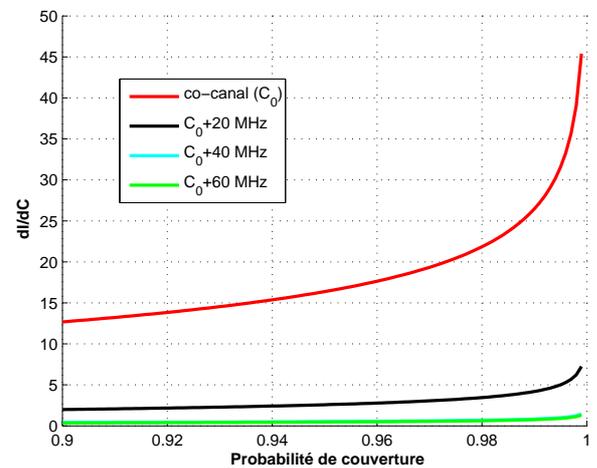


FIG. IV.67 – Distance relative requise entre un brouilleur 802.11a et un récepteur 802.11a dans un environnement NLOS de type bureau

On peut remarquer que seul le cas co-canal est vraiment pénalisant pour les systèmes 802.11a. En effet dans la norme l’espacement entre canaux est de 20 MHz ce qui fait que l’effet du brouillage peut être considéré

comme quasiment nul entre les systèmes 802.11a sauf pour le cas co-canal.

IV-3. Conclusion

Les interférences entre équipements radio sont l'un des paramètres le plus limitant pour l'ingénierie des WLAN. Le but de cette étude a été d'analyser les interférences que subissent les équipements 802.11. Les interférences peuvent affecter le débit utile aussi bien au niveau du récepteur (trame perdue) qu'au niveau de l'émetteur (activation du mécanisme CCA).

Nous avons développé une chaîne de mesures permettant de caractériser l'influence des brouilleurs sur les performances des équipements WiFi. Puis nous avons défini une méthode permettant d'estimer les distances d'influence des équipements brouilleurs. Cette méthode nécessite de caractériser les spectres d'émission de divers équipements. Ensuite le niveau d'interférence a été déduit comme le niveau d'interférence incluant les effets du canal de propagation (shadowing et fading rapide large bande) et l'effet du filtre de réception des équipements WiFi. Cette analyse repose sur l'hypothèse que le rapport signal à bruit instantané doit être supérieur à un seuil dépendant des contraintes de disponibilité du lien radio. Nous avons préféré cette approche aux modèles basés sur le rapport signal à bruit moyen : en effet pour des systèmes haut débit nous considérons que la qualité perçue est plus corrélée aux conditions instantanées radio (le canal radio varie lentement comparé aux temps de transfert des données).

Pour des environnements de type bureau (situations LOS et NLOS) et de type centre commercial, nous avons estimé les portées radio des systèmes 802.11b et 802.11g, pour une probabilité de couverture en débit de 90% et pour des seuils de sensibilité mesurés : -85 dBm (802.11b) et -68 dBm (802.11g).

- environnement de type bureau en situation LOS
 - 802.11b : 143 m
 - 802.11g : 43 m
 - 802.11a : 31 m
- environnement de type bureau en situation NLOS
 - 802.11b : 34 m
 - 802.11g : 18 m
 - 802.11a : 4 m
- environnement de type centre commercial
 - 802.11b : 36 m
 - 802.11g : 14 m

Pour les équipements testés, (AP CISCO 1200, carte WiFi Orinoco Gold), le mécanisme CCA permet de détecter uniquement des signaux WLAN co-canaux, avec un seuil d'énergie d'environ -85 dBm. Pour une probabilité de détection de 10%, les systèmes 802.11b peuvent détecter :

- un signal 802.11b jusqu'à 913 m en environnement bureau LOS, 106 m en environnement bureau NLOS et 230 m en environnement de type centre commercial.
- un signal 802.11g jusqu'à 848 m en environnement bureau LOS, 102 m en environnement bureau NLOS et 217 m en environnement de type centre commercial.

Les systèmes 802.11g peuvent détecter :

- un signal 802.11b jusqu'à 938 m en environnement bureau LOS, 107 m en environnement bureau NLOS et 236 m en environnement de type centre commercial.
- un signal 802.11g jusqu'à 911 m en environnement bureau LOS, 106 m en environnement bureau NLOS et 231 m en environnement de type centre commercial.

Les systèmes 802.11a peuvent détecter un signal 802.11a jusqu'à 583 m en environnement bureau LOS et 74 m en environnement NLOS bureau.

Enfin nous appliquons notre méthode pour quelques scénarios usuels. La distance entre l'équipement récepteur et la station émettrice est notée d_c . La distance entre l'équipement récepteur et l'équipement brouilleur est notée d_i .

Par exemple on doit respecter les rapports d_i/d_c fournis au tableau IV.4 pour un équipement 802.11b brouillé.

Brouilleur		Bureaux LOS	Bureaux NLOS	Centre commercial
802.11b	co-canal	5,44	2,61	4,22
	$f_p + 5$ MHz	4,59	2,38	3,78
	$f_p + 10$ MHz	3	1,89	2,80
	$f_p + 15$ MHz	1,15	1,12	1,40
	$f_p + 20$ MHz	0,30	0,54	0,48
	$f_p + 25$ MHz	0,21	0,43	0,33
802.11g	co-canal	5,05	2,51	3,98
	$f_p + 5$ MHz	4,45	2,35	3,73
	$f_p + 10$ MHz	3,44	2,04	3,11
	$f_p + 15$ MHz	1,46	1,28	1,66
	$f_p + 20$ MHz	0,39	0,62	0,58
	$f_p + 25$ MHz	0,25	0,48	0,38
Bluetooth (0 dBm)		0,59	0,76	0,73
Bluetooth (20 dBm)		3,95	2,15	3,13

TAB. IV.4 – Rapports de distances pour les systèmes 802.11b (bande 2,4 GHz)

Dans le cas d'un équipement 802.11g, ces valeurs sont donnés dans le tableau IV.5.

Brouilleur		Bureaux LOS	Bureaux NLOS	Centre commercial
802.11b	co-canal	39,55	7,6	12,75
	$f_p + 5$ MHz	36,48	7,24	11,74
	$f_p + 10$ MHz	26,75	6,10	9,42
	$f_p + 15$ MHz	12,17	3,96	5,41
	$f_p + 20$ MHz	2,22	1,56	1,42
	$f_p + 25$ MHz	1,83	1,39	1,17
802.11g	co-canal	41,84	7,84	12,46
	$f_p + 5$ MHz	37,17	7,35	11,32
	$f_p + 10$ MHz	31,11	6,63	9,93
	$f_p + 15$ MHz	17,45	4,83	6,58
	$f_p + 20$ MHz	3,42	1,98	1,85
	$f_p + 25$ MHz	2,25	1,57	1,28
BlueTooth (0 dBm)		1,77	1,35	1,59
BlueTooth (20 dBm)		11,87	3,85	6,83

TAB. IV.5 – Rapports de distances pour les systèmes 802.11g (bande 2, 4 GHz)

Dans le cas des signaux four micro-onde, l'utilisation des canaux de fréquences centrales 2412 et 2417 MHz est recommandée dans la mesure où le rapport de distance doit être supérieur à 4 pour les autres canaux dans le cas du 802.11b. Des valeurs encore plus critiques sont relevées dans le cas des systèmes 802.11g.

Pour les signaux bande étroite, l'interférence peut être minimisée en utilisant un écart en fréquence d'au moins 15 MHz avec la fréquence centrale WLAN (pour les systèmes 802.11b et 802.11g).

Pour les interférences entre systèmes WLAN dans la bande 2, 4 GHz, il n'y a pas une grande différence pour des écartements de canaux de 20 ou 25 MHz, ce qui est très intéressant pour l'optimisation de la planification de fréquence et de la capacité par rapport au cas habituel des 3 canaux indépendants.

Dans le cas de la bande 5 GHz, les canaux sont espacés de 20 MHz. Le tableau IV.6 donnent les valeurs du rapport d_i/d_c dans le cadre des brouillages entre systèmes 802.11a.

Brouilleur		Bureaux LOS	Bureaux NLOS
802.11a	co-canal	20,15	12,68
	$f_p + 20$ MHz	1,68	1,99
	$f_p + 40$ MHz	0,20	0,40
	$f_p + 60$ MHz	0,17	0,36

TAB. IV.6 – Rapports de distances pour les systèmes 802.11a (bande 5 GHz)

La méthode peut être appliquée pour d'autres types de signaux brouilleurs. Ces valeurs restent très dépendantes des seuils de SIR mesurés et donc des équipements testés. De plus, les marges liées au fading rapide et au shadowing peuvent être réduites lorsqu'on utilise des modèles de propagation calibrés sur un site particulier de déploiement.

CAPACITÉ DES SYSTÈMES 802.11

Sommaire

V-1. Introduction	164
V-1.1. Contexte	164
V-1.2. Rappel de la technique d'accès	164
V-1.3. Principaux résultats existants	164
V-1.4. Anomalie du protocole 802.11	166
V-2. Capacité maximale (1 utilisateur)	167
V-2.1. Modèle utilisé	167
V-2.2. Mode 802.11b	169
V-2.3. Mode 802.11a	171
V-2.4. Mode 802.11g	173
V-2.5. Récapitulatif	179
V-3. Capacité partagée: contexte multi-utilisateurs	179
V-3.1. Introduction	179
V-3.2. Présentation de l'outil SILAN	181
V-3.3. Résultats de simulation	189
V-4. Validation expérimentale	209
V-4.1. Introduction	209
V-4.2. Contexte des mesures	209
V-4.3. Equipements utilisés	209
V-4.4. Configuration des mesures	210
V-4.5. Scénarios de mesures	210
V-4.6. Résultats	210
V-5. Conclusion	212

V-1. Introduction

V-1.1. Contexte

Les équipements WiFi font l'objet de très nombreuses annonces quant à leurs performances en débits. Commercialement, des débits de 11 et 54 Mbits/s sont très souvent cités, mais il s'agit en fait de débits physiques utilisés par la norme 802.11. Le débit réellement disponible pour l'utilisateur est nettement plus faible. Le débit chute en fonction de la distance et également en présence de plusieurs utilisateurs et d'équipements brouilleurs. De plus la topologie et les paramètres MAC 802.11 ont une influence sur le débit utile.

Le but de cette partie est d'étudier les valeurs limites de la capacité des systèmes 802.11 (débit utile disponible) que l'on peut réellement attendre d'équipements WLAN dans les bandes des 2,4 GHz et 5 GHz dans un contexte multi-utilisateurs pour des réseaux en infrastructure. Pour cela nous nous appuyerons sur des considérations théoriques et sur des simulations réalisées à l'aide de l'outil SILAN (Simulation of Local Area Networks) développé dans le cadre de la thèse et du projet FTR&D AMETISTE. Les résultats obtenus sont relatifs à la couche MAC 802.11 et ne tiennent donc pas compte de la perte de débit occasionnée par les couches supérieures, ni des mécanismes de sécurité, ni des limitations du réseau filaire auquel sont connectés les points d'accès 802.11.

V-1.2. Rappel de la technique d'accès

Les WLAN fonctionnant dans la bande ISM peuvent utiliser 13 canaux espacés de 5 MHz (la première fréquence centrale utilisée étant 2412 MHz). Compte tenu de la largeur de bande des signaux émis, il faut un écart de 5 canaux pour avoir des canaux indépendants du point de vue interférence. En pratique, l'écart entre canaux peut être plus faible, selon les caractéristiques des filtres propres à chaque équipement.

Contrairement aux systèmes cellulaires classiques comme le GSM, la bande de fréquences utilisée pour la voie montante est identique à celle utilisée pour la voie descendante dans un même BSS ou IBSS. Tout le monde ne pouvant dialoguer en même temps au risque de créer trop d'interférences, l'accès dans le temps au canal doit donc obéir à un minimum de règles. Ces règles sont définies par la couche MAC et en particulier par le protocole CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Ce protocole d'accès au médium a été présenté dans le chapitre I.

V-1.3. Principaux résultats existants

Pour un point d'accès unique, le débit utile dont dispose réellement chaque utilisateur va dépendre des besoins de chacun et du nombre d'utilisateurs connectés. Pour plusieurs utilisateurs, la mise en oeuvre du protocole d'accès multiple permet le partage des ressources mais a tendance à dégrader les performances globales [MN01] : des simulations réalisées avec un nombre variable de noeuds (terminaux et points d'accès radio) montrent que le débit utile réellement disponible décroît lorsque le nombre de noeuds augmente à charge totale demandée constante (Figure V.1). D'une part le réseau sature du fait de la demande de charge supérieure à la capacité du réseau et d'autre part à mesure que le nombre d'utilisateurs augmente, la probabilité qu'il y ait des

collisions entre paquets augmente et le débit diminue.

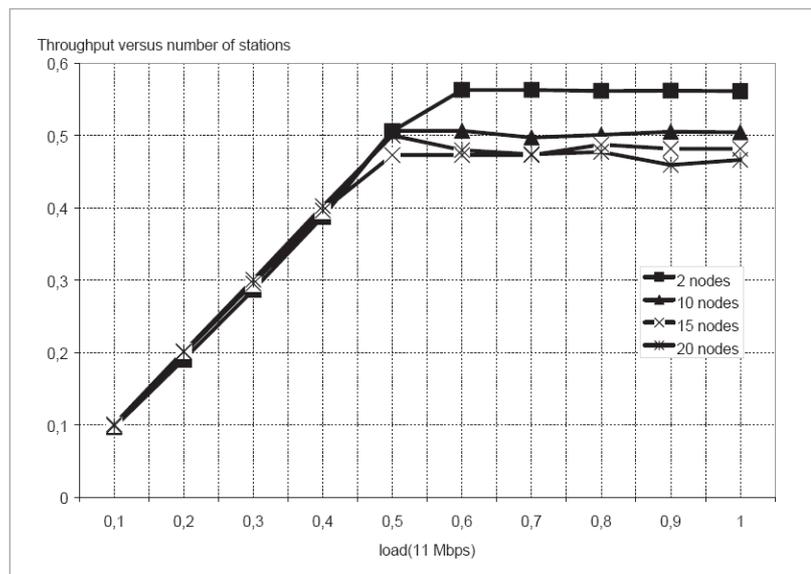


FIG. V.1 – Débit utile en fonction de nombre de stations à 11 Mb/s [MN01]

Ce phénomène est confirmé par des mesures réalisées par [Hen01] pour le débit de 2 Mb/s en présence de un ou de 2 utilisateurs reliés au même AP. Pour un seul utilisateur, le débit utile maximum est obtenu lorsque le SNR dépasse une valeur seuil. En présence de deux utilisateurs, le débit utile total pour les 2 AP est dégradé par rapport au cas d'un utilisateur unique. On note également la présence d'une valeur seuil de SNR et d'une dispersion beaucoup plus importante des résultats.

Des mécanismes de détection de porteuse virtuelle (mécanisme RTS/CTS) sont prévus par la norme pour limiter les risques d'émission simultanée par différents équipements et donc les collisions. Toutefois la mise en oeuvre de ce mécanisme RTS/CTS se traduit par l'envoi de trames de gestions supplémentaires (RTS/CTS) qui vont consommer une partie des ressources. Il s'agira donc de trouver un bon compromis entre la réduction des risques de collisions et le surplus de ressources consommées en données de gestion. La figure V.2 [BFO96] montre le débit obtenu pour un réseau composé de 20 stations en fonction de la charge demandée. Dans ce cas de figure, l'utilisation du mécanisme RTS/CTS n'a d'intérêt qu'à partir d'une charge demandée de 2 kbits/s (comparaison du "Basic standard" avec le "RTS standard").

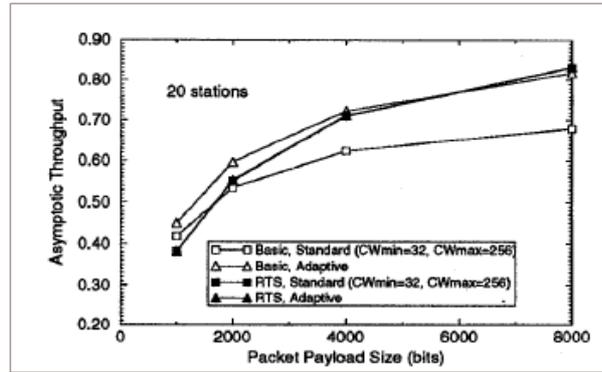


FIG. V.2 – Débit obtenu pour un réseau de 20 stations en fonction de la charge demandée et de l'activation ou non du mécanisme RTS/CTS [BFO96]

V-1.4. Anomalie du protocole 802.11

Une étude publiée en 2003 [HRBSD03] a mis en évidence une anomalie de la technique d'accès CSMA/CA utilisée par 802.11. Lorsque plusieurs utilisateurs émettent de façon continue, et que l'un au moins des utilisateurs émet à un débit plus faible que les autres, cet utilisateur lent perturbe l'ensemble des utilisateurs. Nous détaillons ci-dessous l'analyse de ce phénomène dans le cas d'une cellule unique.

Notations

- N : nombre d'équipements de la cellule, AP compris
- S : longueur moyenne des trames de données transmises (en bits)
- $D(i)$: débit de la couche physique de l'équipement i (en Mbits/s)
- $T(i)$: temps nécessaire pour transmettre une trame (en μs)
- $tr(i)$: durée moyenne de la trame transmise au débit $D(i)$, $tr(i) = S/D(i)$ (en μs)
- $t_{ov}(i)$: durée des différents en-têtes, espaces inter-trames, temps de propagation, et durée de trame d'acquiescement $T(i) = tr(i) + t_{ov}(i)$ (en μs)
- $T_{intertrames}(N)$: durée moyenne inter trames (en μs)

La durée moyenne inter trames $T_{intertrames}(N)$ est le terme le plus difficile à évaluer avec précision. [HRBSD03] propose une approximation sous la forme suivante : $T_{intertrames}(N) = 20 * \frac{1+P_c(N)}{2N} * \frac{CW_{min}}{2}$, où $P_c(N)$ est la probabilité de collision estimée par [HRBSD03] : $P_c(N) = 1 - (1 - 1/CW_{min})^{N-1}$.

$$\begin{aligned}
 P_c(N) &= 1 - \text{probabilité non collision} \\
 &= 1 - (\text{probabilité non collision 2 équipements})^{N-1} \\
 &= 1 - (1 - \text{probabilité collision 2 équipements})^{N-1} \\
 &= 1 - (1 - p)^{N-1}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. V.1}$$

L'idée développée par [HRBSD03] est que deux équipements génèrent une collision si le backoff résiduel du premier équipement est égal au backoff tiré aléatoirement par le second équipement. Le backoff résiduel X du 1^{er} équipement prend les valeurs possibles $[1, 2, \dots, CW_{min} - 1]$, en nombre de slots. Le backoff Y du

2nd équipement prend ses valeurs dans $[1, \dots, CW_{min}]$. La probabilité que $X = Y$ est alors $1/CW_{min}$, d'où l'approximation proposée.

L'hypothèse de départ est que chaque équipement a en réserve une trame à émettre chaque fois qu'il a la possibilité d'accéder au canal. A la base, comme il n'y a pas de mécanisme de priorité des accès aux ressources en 802.11 b/g (pour l'accès standard en mode DCF) tous les équipements auront à long terme la même probabilité d'accéder au canal.

Dans ces conditions à long terme en moyenne, chaque équipement "attend" que les $N - 1$ autres aient transmis une nouvelle trame avant d'émettre à son tour. Le débit utile de l'équipement i est donc $Du(i) = S/T$ où T est le temps correspondant à l'émission d'une nouvelle trame pour chacun des N équipements.

$$T = \sum_{i=1 \dots N} T(i) + NT_{intertrames}(N, T(1), \dots, T(N)) \quad (\text{Eq. V.2})$$

$T_{intertrames}$ est le temps total perdu en collisions : une approximation possible est $\sum_{i=1 \dots N} T(i) \cdot P_c(N)$. Dans certains cas particuliers, on peut calculer de manière plus précise $T_{intertrames}(N)$ [HRBSD03].

Ainsi lorsqu'un utilisateur émet à bas débit, le temps inter-trames augmente pour tous les autres utilisateurs. Le constant est que les équipements bas débit ralentissent tous les autres utilisateurs de la cellule.

V-2. Capacité maximale (1 utilisateur)

V-2.1. Modèle utilisé

La capacité maximale peut être calculée lorsqu'il y a un unique utilisateur sur le réseau et que la liaison radio est optimale, c'est-à-dire sans aucune erreur de transmission. En partant du format des trames, et en tenant compte des différentes trames de gestion et des temps d'attente associés à la transmission d'une trame de données, il est alors possible de calculer le débit utile maximum théorique que peut écouler un équipement 802.11.

Le débit utile dépend du débit physique de la station, des différents overheads liés au protocole 802.11 (backoff et temps d'attente IFS), des en-têtes des trames (en-têtes physiques et MAC) et des trames de gestion échangées (ACK, RTS, CTS).

Au niveau de la couche MAC, le débit utile sera aussi influencé par le mécanisme CTS/RTS et la fragmentation.

Pour les systèmes 802.11, on distingue 3 couches physiques différentes (Chapitre I) :

- la couche physique ERP-DSSS/CCK est utilisée par la norme 802.11b.
- la couche physique ERP-OFDM est utilisée par les normes 802.11a et 802.11g.
- la couche physique DSSS-OFDM est utilisée par la norme 802.11g en mode mixte.

Comme on l'a vu au chapitre I, ces normes se caractérisent par des en-têtes physiques, des encodages et des paramètres MAC (CW_{min} et $SlotTime$) différents. Ces paramètres influencent directement les overheads liés aux temps d'attente (IFS) et au mécanisme de backoff. Les différentes formules permettant de calculer les différents temps d'inter-trames sont données au chapitre I.

V-2.1.1. Mécanisme RTS inactif

La figure V.3 présente l'échange complet d'une trame 802.11 entre une station et un point d'accès lorsque les mécanismes RTS/CTS et fragmentation ne sont pas activés.

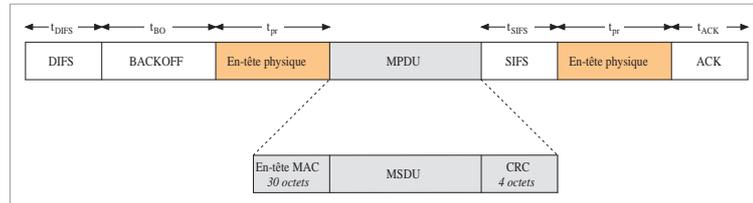


FIG. V.3 – Structure de l'échange d'une trame 802.11

Nous pouvons alors définir le débit utile théorique maximum (TMT pour *Theoretical Maximum Throughput*) de la façon suivante :

$$TMT \text{ [Mbits/s]} = \frac{\text{Taille MSDU [b]}}{\text{Temps de transmission [\mu s]}} \quad (\text{Eq. V.3})$$

Ce débit utile théorique peut aussi s'interpréter de la façon suivante :

$$TMT \text{ [%]} = \frac{\text{Temps de MSDU [s]}}{\text{Temps de transmission [s]}} \quad (\text{Eq. V.4})$$

Où MSDU : MAC Service Data Unit.

Le temps de transmission total est défini par $t_T = t_{tr} + t_{ov} + t_{bo}$.

Avec :

- **Définition de t_{tr}** : c'est le temps de transmission incluant la trame de données, l'en-tête MAC (30 octets) et le CRC (4 octets).
- **Définition de t_{ov}** :

$$t_{ov} = t_{DIFS} + t_{pr} + t_{SIFS} + t_{pr} + t_{ACK} \quad (\text{Eq. V.5})$$

Où

- t_{DIFS} : durée de l'inter-trames DIFS.
- t_{SIFS} : durée de l'inter-trames SIFS.
- t_{pr} : durée de l'en-tête physique de la trame MAC.
- t_{ACK} : durée de l'acquittement (14 octets).
- **Définition de t_{bo}** : c'est le temps de backoff moyen. L'algorithme de backoff a été présenté au chapitre I. En considérant que la transmission est parfaite (pas de perte de paquets), $t_{bo} = t_{slot} * CW_{min}/2$.

V-2.1.2. Mécanisme RTS actif

L'activation du mécanisme RTS dans la norme 802.11 entraîne un changement dans la structure de l'échange des trames. La figure V.4 présente l'échange des trames entrant en jeu dans le mécanisme RTS.

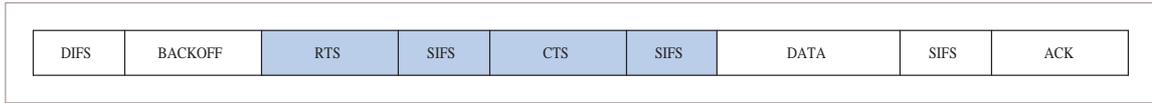


FIG. V.4 – Structure de l'échange d'une trame 802.11 avec le mécanisme RTS

Lorsque le mécanisme RTS est actif, l'overhead est alors défini par :

$$t_{ov} = t_{DIFS} + t_{pr} + 3 * t_{SIFS} + t_{pr} + t_{RTS} + t_{CTS} + t_{pr} + t_{pr} + t_{ACK} \quad (\text{Eq. V.6})$$

Du fait de l'échange préalable de trames de contrôle, l'overhead devient plus grand et donc le débit plus petit. La taille de la trame RTS est de 20 octets et la taille de la trame CTS est de 14 octets.

V-2.2. Mode 802.11b

Les équipements 802.11b utilisent la couche physique DSSS/CCK. Dans ce cas, on a :

$$t_{tr} = \frac{(MSDU + 34) * 8}{D_{phy}} \quad (\text{Eq. V.7})$$

Où D_{phy} est le débit physique de la norme 802.11b utilisé. Dans le cas de la norme 802.11b, l'acquittement est transmis à 1 Mbits/s.

$$t_{ACK} [\mu s] = \frac{14 * 8}{1} \quad (\text{Eq. V.8})$$

Le tableau V.1 donne les valeurs des différents paramètres utilisés dans les calculs.

Paramètres	Valeurs
D_{phy}	1, 2, 5.5, 11 Mbits/s
t_{DIFS}	50 μs
t_{SIFS}	10 μs
t_{slot}	20 μs
CW_{min}	31
t_{pr}	long : 192 μs court : 96 μs

TAB. V.1 – Paramètres physiques et MAC liés à la norme 802.11b

V-2.2.1. Résultats sans le mécanisme RTS

La figure suivante présente les résultats pour les modes 1, 2, 5.5 et 11 Mbits/s en fonction de la longueur de la trame pour la méthode d'accès CSMA/CA sans le mécanisme RTS actif. Le mécanisme de fragmentation est

aussi désactivé. Généralement le mécanisme de fragmentation est activé pour des tailles de trames supérieures à 1500 octets.

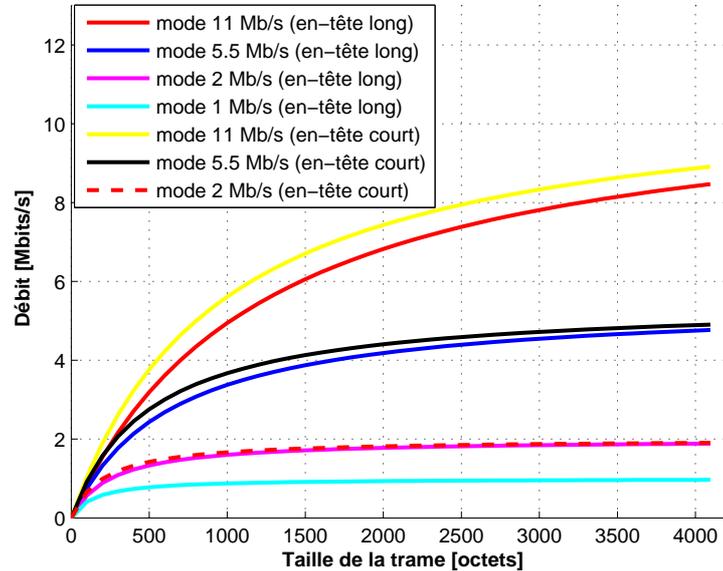


FIG. V.5 – Débit utile maximum pour la couche physique 802.11b

V-2.2.2. Résultats avec le mécanisme RTS

Comme pour l’acquittement, les trames de contrôle RTS et CTS sont transmises à 1 Mbits/s. On a alors :

$$t_{RTS} [\mu s] = \frac{20 * 8}{1} \quad (\text{Eq. V.9})$$

$$t_{CTS} [\mu s] = \frac{14 * 8}{1} \quad (\text{Eq. V.10})$$

Pour les calculs, les paramètres utilisés sont donnés au tableau V.1.

La figure V.6 présente les résultats de capacité pour les modes 1, 2, 5,5 et 11 Mbits/s avec le mécanisme RTS actif.

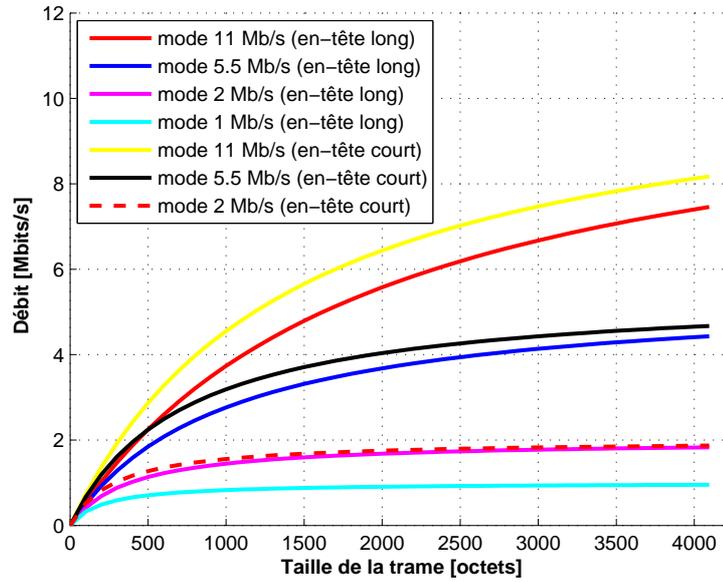


FIG. V.6 – Débit utile maximum pour la couche physique DSSS/CCK avec le mécanisme RTS actif

On peut noter que lorsqu'il y a qu'un seul utilisateur, le mécanisme RTS est inutile puisque l'on a une perte de débit d'environ 20% lorsque celui-ci est activé.

V-2.3. Mode 802.11a

Pour les modes 802.11a, les valeurs entrant en compte dans l'overhead changent : DIFS, SIFS, backoff, en-tête physique. De plus dans ce cas, la longueur de la trame est calculée en nombre de symboles OFDM. Il faut alors considérer le nombre de bits par symbole OFDM, N_{DBPS} : ces valeurs sont données au tableau I.7 suivant le débit physique utilisé.

Les différents champs de la trame (PLCP preamble, signal, service, tail et pad) sont définis dans le chapitre I. Dans le cas de la norme 802.11a et 802.11g, l'acquittement est émis à 6 Mbits/s ($N_{DBPS} = 24$). En gardant les mêmes notations que pour la couche physique 802.11b, on a :

$$\begin{aligned}
 t_{tr} [\mu s] &= 4 * \text{ceiling} \left(\frac{MSDU * 8 + 22}{N_{DBPS}} \right) + t_{pr} \\
 t_{ACK} [\mu s] &= 4 * \text{ceiling} \left(\frac{14 * 8 + 22}{24} \right) + t_{pr}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. V.11}$$

Où $\text{ceiling}(x)$ est une fonction qui retourne le plus petit entier supérieur ou égal à x . t_{ov} est identique à l'équation Eq. V.5.

Le tableau V.2 donne les valeurs des différents paramètres issus de la norme 802.11a et utilisés dans le calcul.

Paramètres	Valeurs
D_{phy}	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbits/s
t_{DIFS}	34 μs
t_{SIFS}	16 μs
t_{slot}	9 μs
CW_{min}	15
t_{pr}	20

TAB. V.2 – Paramètres physiques et MAC liés à la norme 802.11a

V-2.3.1. Résultats sans le mécanisme RTS

La figure suivante présente les résultats pour les modes 6, 12, 18, 24, 36, 48 et 54 Mbits/s en fonction de la longueur de la trame pour la méthode d'accès CSMA/CA sans le mécanisme RTS actif.

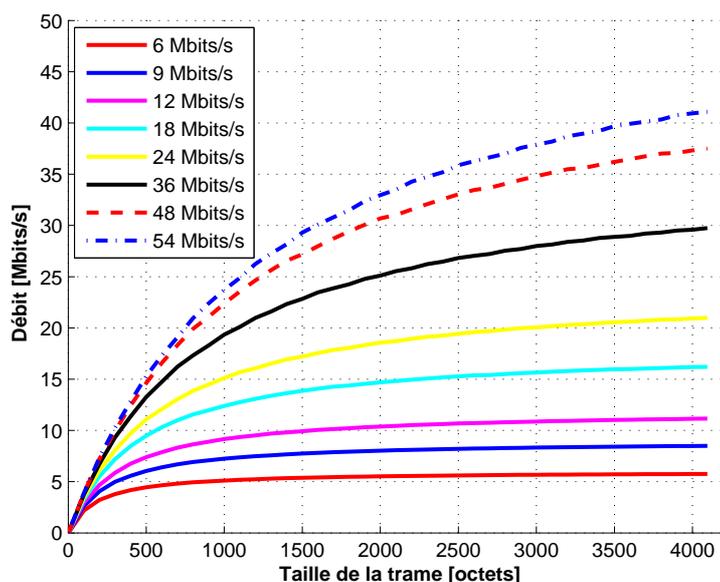


FIG. V.7 – Débit utile maximum pour la couche physique 802.11a sans le mécanisme RTS

V-2.3.2. Résultats avec le mécanisme RTS

Les calculs prenant en compte les trames RTS et CTS sont donnés par les équations suivantes. Ces deux trames sont transmises à 6 Mbits/s.

$$\begin{aligned}
 t_{RTS} [\mu s] &= 4 * \text{ceiling} \left(\frac{20*8+22}{24} \right) + t_{pr} \\
 t_{CTS} [\mu s] &= 4 * \text{ceiling} \left(\frac{14*8+22}{24} \right) + t_{pr}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. V.12}$$

En utilisant les paramètres présentés au tableau V.2 dans les calculs, les résultats sont présentés sur la figure V.8.

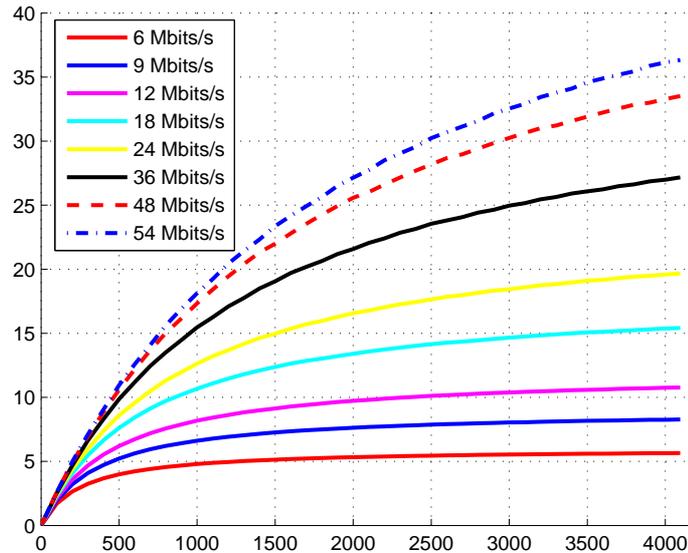


FIG. V.8 – Débit utile maximum pour la norme 802.11a avec le mécanisme RTS actif

V-2.4. Mode 802.11g

Les réseaux 802.11g ont la particularité de pouvoir faire coexister 2 couches physiques différentes. Pour cela, la norme 802.11g prévoit plusieurs mécanismes d'encodage des trames au niveau physique pour permettre l'interopérabilité entre ces couches physiques.

V-2.4.1. Mode ERP-OFDM

Lorsqu'un réseau contient uniquement des stations 802.11g, ces dernières peuvent utiliser soit les paramètres liés à la norme 802.11a (partie I-3.4.4.e.) soit les paramètres 802.11b. Dans le cas où le réseau utilise les paramètres de la norme 802.11a, les résultats sont identiques à ceux présentés à la partie V-2.3. (figures V.7 et V.8).

Lorsque les stations 802.11g utilisent les paramètres de la norme 802.11b, les paramètres MAC utilisés sont ceux de la couche 802.11b tandis que les paramètres physiques sont ceux de la norme 802.11a, au détail près que la trame PSDU possède un champ *SignalExtension* de 6 μs . Ce champ permet au processus de décodage

de la trame OFDM (décodeur convolutionnel) de se terminer afin de respecter le $SIFS_{time}$ de $10 \mu s$ de la norme 802.11b (Pour rappel le $SIFS_{time}$ est de $16 \mu s$ pour la norme 802.11a). Le tableau V.3 présente les valeurs issues de la norme 802.11g et utilisées dans les calculs. De la même façon que pour la norme 802.11a, les trames de contrôle (RTS, CTS et acquittement) sont transmises à 6 Mbits/s.

Paramètres	Valeurs
D_{phy}	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbits/s
t_{DIFS}	$50 \mu s$
t_{SIFS}	$10 \mu s$
t_{slot}	$20 \mu s$
CW_{min}	31
t_{pr}	26

TAB. V.3 – Paramètres physiques et MAC liés à la norme 802.11g

V-2.4.1.a. Résultats sans le mécanisme RTS

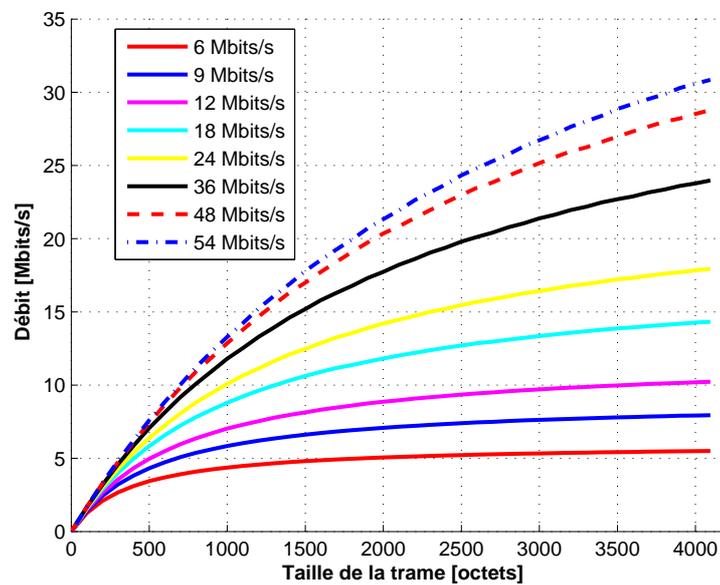


FIG. V.9 – Débit utile maximum pour la couche physique 802.11g en mode ERP-OFDM

V-2.4.1.b. Résultats avec le mécanisme RTS

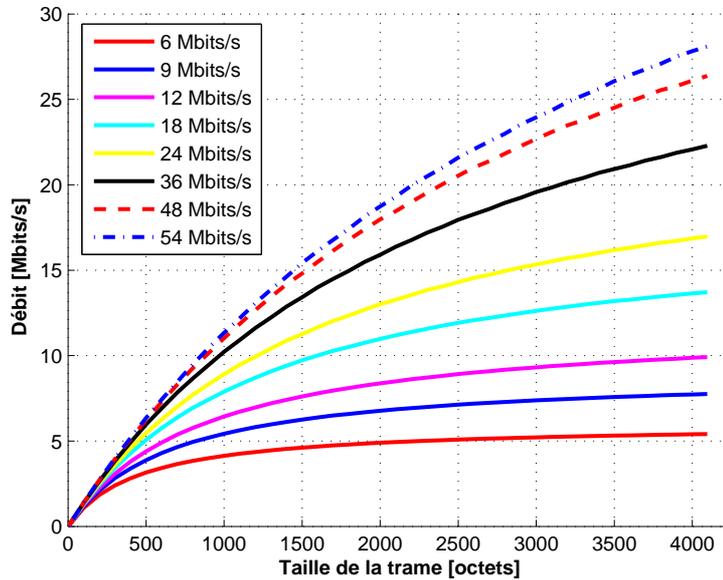


FIG. V.10 – Débit utile maximum pour la couche physique 802.11g en mode ERP-OFDM avec le mécanisme RTS actif

V-2.4.2. Mode DSSS-OFDM

Dans le cas d'un réseau composé de stations mixtes (en mode 802.11b et en mode 802.11g), le format de la trame diffère pour permettre l'interopérabilité entre ces deux modes. Pour permettre au mécanisme de réservation du médium du protocole 802.11 de fonctionner, les stations 802.11b et 802.11g doivent pouvoir décoder les en-têtes des trames. Ainsi les trames en mode mixte possèdent les en-têtes physiques définis par la norme 802.11b (longs et courts). De plus les paramètres de la couche MAC utilisés sont ceux de la couche physique 802.11b (tableau V.1). L'encodage de la PSDU est un peu différente de la norme 802.11a. La figure V.11 présente les différents champs composant la PPDU.

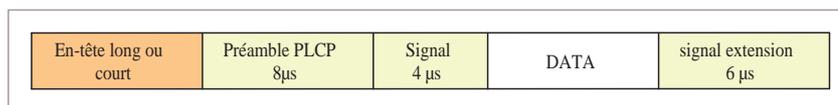


FIG. V.11 – Format de la PPDU 802.11g en mode mixte

Les valeurs présentées dans le tableau V.4 sont issues de la norme 802.11g et utilisées dans les calculs.

Paramètres	Valeurs
D_{phy}	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbits/s
t_{DIFS}	50 μs
t_{SIFS}	10 μs
t_{slot}	20 μs
CW_{min}	31
t_{pr}	18+192 μs (en-tête long) 8+96 μs (en-tête court)

TAB. V.4 – Paramètres physiques et MAC liés à la norme 802.11g

V-2.4.2.a. Résultats sans le mécanisme RTS

La figure V.12 présente les résultats de capacité maximale pour une station utilisant la couche physique DSSS-OFDM avec des en-têtes longs. Le cas pour lequel des en-têtes courts sont utilisés, est présenté à la figure V.13.

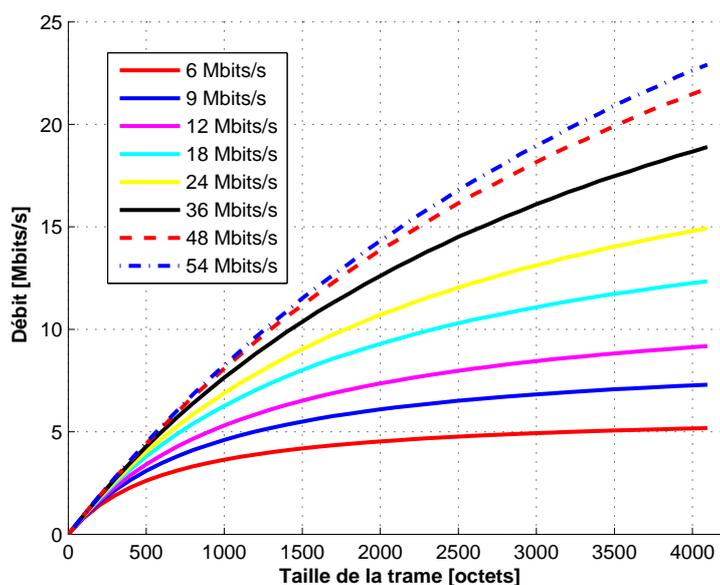


FIG. V.12 – Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête long)

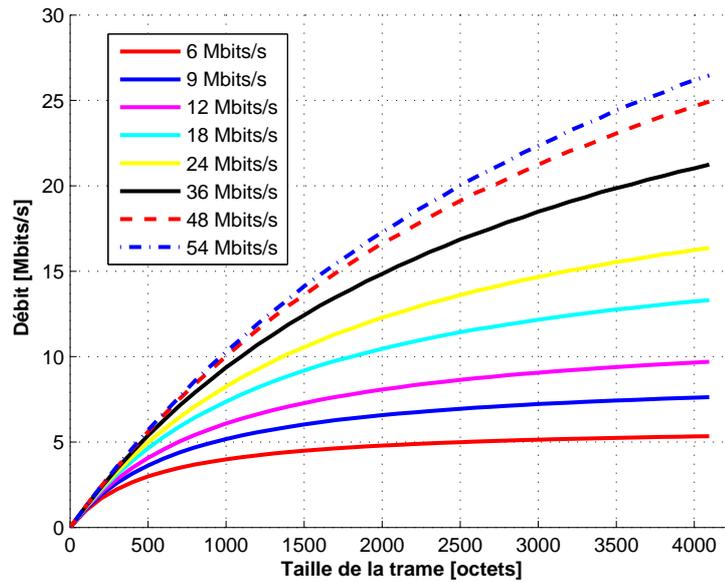


FIG. V.13 – Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête court)

Le débit maximum pour une station utilisant cette couche physique est bien inférieur à celui d'une station utilisant une couche physique OFDM.

V-2.4.2.b. Résultats avec le mécanisme RTS

La figure V.14 présente les résultats de capacité maximale pour une station utilisant la couche physique DSSS-OFDM avec des en-têtes longs. Le cas pour lequel des en-têtes courts sont utilisés est présenté à la figure V.15. Pour ces deux cas le mécanisme RTS est actif.

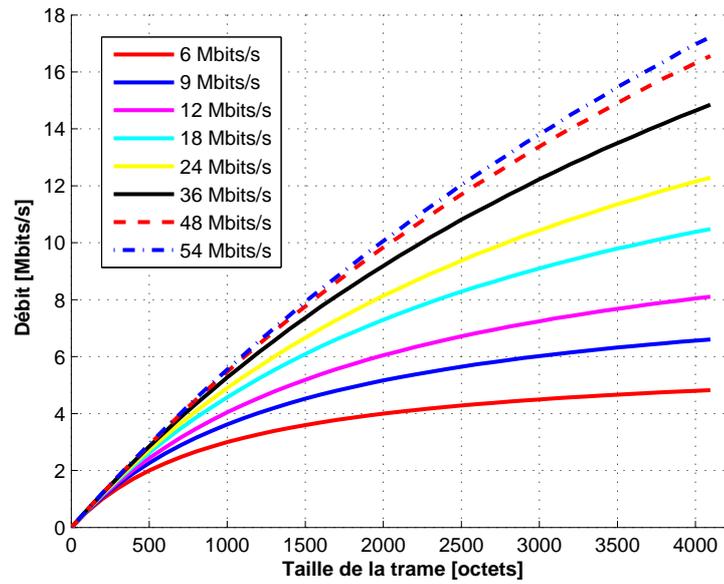


FIG. V.14 – Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête long) avec le mécanisme RTS actif

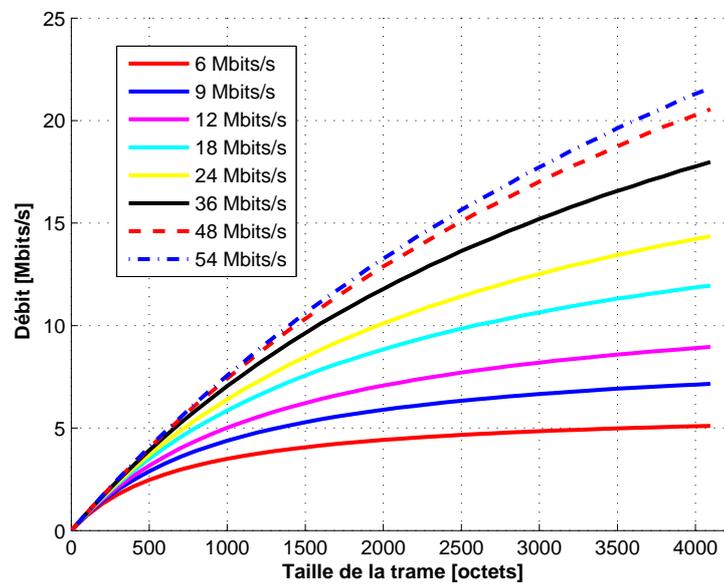


FIG. V.15 – Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête court) avec le mécanisme RTS actif

V-2.5. Récapitulatif

Le tableau V.5 récapitule les débits théoriques maximum pouvant être obtenus pour des tailles de trames de 1350 octets (trafic type vidéo) et de 1024 octets (référence de la norme 802.11) pour les différentes couches physiques du standard 802.11.

Mode		Débit (1024 octets)	Débit (1350 octets)
802.11b (11 Mbits/s)	en-tête long	5,01 Mbits/s	5,77 Mbits/s
	en-tête court	5,68 Mbits/s	6,43 Mbits/s
802.11a (54 Mbits/s)		23,99 Mbits/s	27,73 Mbits/s
802.11g (54 Mbits/s)	ERP-OFDM		13,52 Mbits/s
	DSSS- OFDM	en-tête long	8,41 Mbits/s
		en-tête court	10,48 Mbits/s
		13,01 Mbits/s	

TAB. V.5 – Débits théoriques maximum pour les différentes couches physiques du standard 802.11

V-3. Capacité partagée : contexte multi-utilisateurs

V-3.1. Introduction

Dans un réseau réel, le fait d'avoir plusieurs utilisateurs connectés simultanément peut générer des dégradations par rapport à la capacité maximale théorique calculée pour un unique utilisateur. Les utilisateurs ne bénéficient pas forcément du même débit physique. Cela dépend de la qualité de la liaison, de leur mode d'utilisation (802.11b ou 802.11g) et de la qualité des équipements. La probabilité de collision augmente en fonction du nombre d'utilisateurs. Deux cas limites peuvent permettre d'améliorer la précision des bornes calculées précédemment :

- le cas où le réseau fonctionne de manière optimale alors la répartition du débit sur voie montante et voie descendante est conforme à la demande de trafic.
- le cas où le réseau est entièrement saturé, tous les équipements ont au moins en permanence une trame disponible à émettre (émission en continu).

Notations :

- N : nombre d'équipements de la cellule (AP non compris).
- α : le rapport des demandes de charge entre voie d'une station vers l'AP et voie AP vers une station (rapport voie montante AP / voie descendante AP).
- β : le débit utile réellement émis par chaque équipement client (station mobile).
- γ le trafic total écoulé par l'AP sur la voie descendante.
- $D(i)$ le débit physique de chaque station mobile.
- S la longueur moyenne en bits des trames à transmettre.

– $T(i)$: temps nécessaire pour transmettre une trame (en μs)

V-3.1.1. Borne sur la capacité en fonctionnement optimal

Dans le cas optimal, la répartition du débit sur voie montante et voie descendante est conforme à la demande de trafic : $\gamma = N * \text{debit}$ transmis de l'AP vers une station = $N\beta/\alpha$. Chaque équipement écoule le trafic qu'il demande. La probabilité d'accès au canal est conforme à la répartition des demandes de trafic. La demande totale de trafic est donnée par $N * \beta * (1 + 1/\alpha)$. La probabilité d'accès au canal est donc pour l'AP :

$$P_{AP} = \frac{(N * \beta/\alpha)}{(N * \beta * (1 + 1/\alpha))} = \frac{1}{\alpha + 1} \quad (\text{Eq. V.13})$$

et pour chaque station mobile ($i = 1, \dots, N - 1$) :

$$P_{STA} = \frac{\beta}{N * \beta * (1 + 1/\alpha)} = \frac{\alpha}{N(\alpha + 1)} \quad (\text{Eq. V.14})$$

A long terme, en moyenne la période de transmission notée T est telle que l'AP peut transmettre $S.P_{AP}$ bits et chaque station transmet $S.P_{STA}$, d'où :

$$T = P_{STA} \sum_{i=1 \dots N} T(i) + P_{AP}T(0) + (N - 1) * T_{intertrames}(N + 1, T(0), T(1), \dots, T(N)) \quad (\text{Eq. V.15})$$

Le débit utile transmis par la station i est donné par $D(i) = S.P_{STA}/T$ et $D(0) = S.P_{AP}/T$ pour le point d'accès. Par construction le rapport des débits utiles entre voie montante (station vers point d'accès) et descendante (point d'accès vers station) est respecté car $D(i)/D(0) = \alpha/N$. Le débit utile total est alors :

$$\begin{aligned} D &= N.D(i) + D(0) \\ D &= \frac{N.S.(1+\alpha)}{\alpha \sum_{i=1 \dots N} T(i) + NT(0) + N(1+\alpha).(N+1).T_{intertrames}(N+1, T(0), \dots, T(N))} \end{aligned} \quad (\text{Eq. V.16})$$

V-3.1.2. Borne sur la capacité en fonctionnement saturé

Lorsque le système est saturé, tous les équipements ont en permanence une trame disponible à émettre. Dans ce cas, le rapport des débits utiles sur voie montante et descendante ne respecte plus forcément la demande de trafic. La probabilité d'accès au canal est identique pour tous les équipements ($= 1/(N + 1)$).

Le débit utile total (transmis) est alors :

$$D = \frac{N.S.(1 + \alpha)}{\sum_{i=0 \dots N} T(i) + (N + 1)^2.T_{intertrames}(N + 1, T(0), \dots, T(N))} \quad (\text{Eq. V.17})$$

Le rapport de débit utile sur voie montante et voie descendante du point d'accès est égal au rapport du débit utile des N stations par le débit utile de l'AP, d'où :

$$\alpha = N \quad (\text{Eq. V.18})$$

Lorsque le réseau est en fonctionnement saturé, la voie montante (STA vers AP) est largement favorisée par rapport à la voie descendante. Le résultat est logique puisque la voie descendante concentre pour un seul équipement (le point d'accès) l'ensemble du trafic dans le sens descendant.

Exemple :

Pour une longueur moyenne de trame $S = 1024$ octets, une cellule comprenant 20 stations ($N = 20$), et un rapport de demandes de charge entre voie montante et voie descendante de 1 (soit $\alpha = 1$), nous obtenons les valeurs suivantes. Le temps inter-trames est fixé à 0, nous nous plaçons ainsi dans le meilleur cas. $T(i) = T_{DATA} + T_{SIFS} + T_{ACK} + T_{DIFS}$ dans le cas CSMA/CA sans activation du mécanisme RTS/CTS. $T(i) = T_{RTS} + T_{SIFS} + T_{CTS} + T_{SIFS} + T_{DATA} + T_{SIFS} + T_{ACK} + T_{DIFS}$ dans le cas CSMA/CA avec activation du mécanisme RTS/CTS.

- Cas d'un réseau où tous les équipements fonctionnent à 11 Mbits/s : le débit total maximum D_{max} que l'on peut espérer en zone saturée est : $D_{max} = 7,23$ Mbits/s dans le cas CSMA/CA sans mécanisme RTS/CTS et $D_{max} = 5,07$ Mbits/s dans le cas CSMA/CA avec mécanisme RTS/CTS.
- Cas d'un réseau où tous les équipements sauf deux stations (alors à 1 Mbits/s) fonctionnent à 11 Mbits/s : Le débit total maximum que l'on peut espérer obtenir en zone saturée est : $D_{max} = 5,40$ Mbits/s dans le cas CSMA/CA sans mécanisme RTS/CTS. $D_{max} = 4,09$ Mbits/s dans le cas CSMA/CA avec mécanisme RTS/CTS.

V-3.2. Présentation de l'outil SILAN

V-3.2.1. Motivations

Pour réaliser l'évaluation de performance de la couche MAC d'un système il faut disposer des outils adéquats. Une première manière de faire un modèle abstrait du système en question est de réaliser, à l'aide d'outils mathématiques, une représentation fidèle du système et de ses paramètres d'entrée. Plusieurs approches de modélisations analytiques existent dans la littérature. Elles dépendent de la nature du système à étudier ainsi que des paramètres de performances à évaluer. Par exemple dans [Bia00], l'auteur utilise les chaînes de Markov pour obtenir les performances d'un réseau 802.11 en prenant en compte le mécanisme de backoff. Cependant cette méthode présente le gros inconvénient d'utiliser des simplifications notamment sur les mécanismes de propagation et dans la prise en compte des collisions : par exemple la probabilité de collisions est considérée comme uniforme. La deuxième technique largement utilisée est la simulation (à événements discrets). Il s'agit d'implémenter un modèle simplifié du système et de ses paramètres d'entrée à l'aide d'un programme adéquat. En fonction de la charge du système (paramètres d'entrée), le simulateur permet de fournir en sortie les résultats de simulation permettant d'analyser et de comprendre au mieux le comportement réaliste du système. Avec l'élaboration de plusieurs normes pour les réseaux sans fil en contexte indoor, un certain nombre de simulateurs ont été développés. Les plus connus sont NS2 et OPNET.

Network Simulator 2 est développé à Lawrence Berkeley National Laboratory (LBNL) et distribué gratuitement à partir de l'URL <http://www-mash.cs.berkeley.edu/ns>. Le simulateur est conçu principalement pour le monde de l'Internet. Il permet de simuler le comportement des protocoles standards de l'Internet tels que TCP, IP et permet d'étendre le simulateur aux nouveaux protocoles de l'Internet (routage, transport, application) et aux nouvelles architectures de qualité de service (IntServ, DiffServ MPLS, RED). NS2 permet également de choisir plusieurs modèles de propagation : le modèle d'espace libre, un modèle à 2 trajets (avec réflexion sur le sol) et un modèle statistique incluant l'effet du shadowing [GL05]. La prise en compte des interférences dans

NS2 s'effectue par la comparaison du signal reçu avec chacune des sources actives du réseau.

Comme NS, OPNET est un simulateur à événements discrets. C'est un outil très puissant pour la simulation et l'évaluation de performance de réseaux. Il permet aussi à l'utilisateur de construire ses propres modèles du plus simple au plus complexe. Il possède trois niveaux d'abstraction pour construire les modèles. Il permet de décrire les processus à l'aide d'automates et d'intégrer ces processus dans les noeuds formant un réseau ou un dispositif informatique. Le langage de base d'OPNET est le C.

NS2 est le simulateur de réseaux sans fil le plus utilisé dans le domaine de la recherche. Les principaux inconvénients de NS2 et OPNET sont d'une part qu'ils reposent très souvent sur des modèles physiques peu réalistes et relativement éloignés de la réalité et que d'autre part leur temps de simulation ne permet que d'évaluer des réseaux de taille moyenne et pas des réseaux de grande taille. Dans notre cas, pour évaluer les performances de la couche MAC 802.11, nous avons développé notre propre simulateur à événements discrets, SILAN (Simulation of wireless LAN). Plusieurs raisons nous ont motivé pour développer notre simulateur. Tout d'abord ce simulateur devait pouvoir être intégré à un outil d'ingénierie permettant de faciliter le déploiement de réseaux sans fil. De plus ce simulateur devait pouvoir utiliser nos propres modèles de propagation adaptés aux environnements indoor concernés. Enfin, la prise en compte des événements d'interférence nous semblait un point important pour le simulateur. Le but de SILAN est d'étudier le débit utile sur un site donné et donc de prendre en compte les particularités du site du point de vue de propagation (murs, cloisons,...) alors que NS2 et OPNET sont plutôt des simulateurs théoriques.

V-3.2.2. Caractéristiques du simulateur

SILAN a été développé au cours de la thèse avec l'aide de mon encadrant à France Télécom.

Le simulateur développé permet de modéliser le fonctionnement d'un réseau sans fil conforme aux normes 802.11b et 802.11g. La modélisation orientée objet permet de reproduire la structure réelle du réseau et de ses composants. Le but de cet outil est d'évaluer les performances du protocole MAC 802.11.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- Simulateur dédié aux communications sans fil avec des stations de base et des stations mobiles (réseau en infrastructure, multi-APs).
- Le protocole de simulation est écrit en C++.
- Les résultats de la simulation sont exportés dans des fichiers, pouvant être ensuite utilisables par plusieurs logiciels (Arc View, Matlab, Excel,...).

Le simulateur permet d'étudier les performances du protocole MAC 802.11. Néanmoins certains paramètres de la couche physique influencent les performances du protocole MAC. Ces paramètres ou événements ne font pas partie intégrante de la couche MAC et doivent donc être modélisés de façon à ce que l'effet de ces événements apparaisse au niveau de la couche MAC. Par exemple le protocole MAC d'un réseau sans fil ne détecte pas de collision mais détecte la réception de messages corrompus. Le résultat de la collision est modélisé mais pas la collision elle-même. De plus, nous devons nous assurer que le signal émis est arrivé à destination et a été reçu avec une bonne qualité (contraintes de bruit et d'interférences pour une bonne réception de la trame). D'ici vient l'importance du modèle de propagation utilisé.

V-3.2.2.a. Le générateur de trafic

Le simulateur développé comprend un générateur de trafic. Du fait de sa simplicité, nous avons adopté un générateur Poissonnien classique à taux d'arrivée constant. Bien que le modèle Poissonnien ait été considéré comme inadéquat depuis quelques années, nous estimons qu'il produira des résultats corrects dans la mesure où le générateur ne génère que du trafic de données et où la statistique du trafic ne devrait pas influencer les résultats moyens sur une simulation suffisamment longue et pour les résultats voulus (simulations de montée en charge, capacités). De plus chaque trame est générée avec une taille qui suit une loi exponentielle, de valeur moyenne paramétrable.

V-3.2.2.b. Simulation du canal de propagation

La zone de couverture étudiée pour la simulation est une zone rectangulaire, avec un maillage rectangulaire de pas constant. Lors de la réception de trames, nous nous intéressons principalement à l'atténuation que subira le signal émis. Le modèle d'atténuation utilisé est un modèle en trois niveaux. Il sert à différencier trois types de phénomènes : ceux dus à l'accroissement de la distance entre les antennes d'émission et de réception, ceux liés à l'environnement global et ceux liés à l'environnement local. Dans le cas du canal radiomobile, ces trois facteurs sont nommés affaiblissement de parcours, $PL(d)$, (ou path loss), effet de masque, S (ou shadowing), et évanouissement (ou fading), F_w . La période de rafraîchissement du fading est paramétrable. Il n'est pas tenu compte de l'effet Doppler, les variations étant lentes par rapport à la durée des paquets.

L'affaiblissement de parcours : L'affaiblissement de parcours peut se calculer de deux manières différentes suivant l'option choisie :

- Par l'outil de tracé de rayons MATRIX (présenté à la partie II).
- Par un modèle de type Motley Keenan simplifié en $a + b \log_{10}(d)$ permettant de réduire le temps de calcul.

Pour le calcul de l'affaiblissement de parcours entre le point d'accès et les différents centres de mailles, l'outil de tracé de rayons a été utilisé. En considérant que la voie montante et la voie descendante sont symétriques en affaiblissement, on a aussi les affaiblissements de parcours des centres de mailles au point d'accès. Ces valeurs d'affaiblissement sont ensuite corrigées suivant le type d'antennes utilisées en émission et en réception ainsi qu'avec la puissance d'émission.

Pour le calcul de l'affaiblissement de parcours entre stations mobiles (hors points d'accès), deux modèles différents peuvent être choisis : le modèle de tracé de rayons MATRIX ou un modèle de type Motley Keenan (illustré à la figure V.16) . Le calcul de l'affaiblissement de parcours entre stations mobiles est utile dans notre cas puisqu'il permet de connaître avec précision la puissance reçue du signal brouilleur. L'utilisation du modèle de tracé de rayons a l'avantage de pouvoir prendre en compte la présence de noeuds cachés sur le réseau dus à la présence d'obstacles (murs, cloisons).

Le shadowing : L'effet de masque est lié à la présence et au nombre d'obstacles majeurs de l'environnement global. La grande majorité des mesures réalisées démontre que la variable aléatoire peut être modélisée par une loi normale (en dB). Cette variable est directement liée à l'erreur du modèle d'affaiblissement de parcours

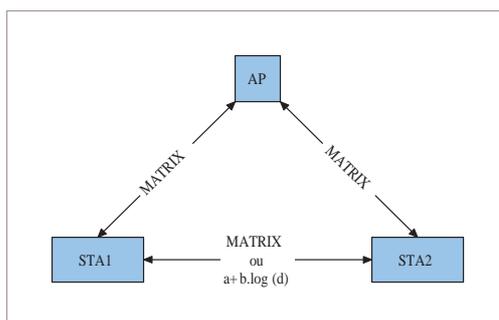


FIG. V.16 – Modèles utilisés pour le calcul de l'affaiblissement de parcours

utilisé pour réaliser la couverture.

Le fading : L'effet du fading est dû à l'environnement local du récepteur. Les distributions utilisées dans le simulateur sont issues des mesures large bande présentées au chapitre II.

V-3.2.2.c. Calcul des interférences

La nature des interférences prises en compte dans le simulateur est de type 802.11. Pour cela on utilise un modèle additif (effet cumulé des interférences). Dans notre modélisation, nous considérons que les paquets interférents n'ont pas forcément la même taille que le paquet en cours de réception. Ainsi, à la réception d'un paquet, un rapport signal sur bruit plus interférences instantané (hypothèse gaussienne en instantané) est associé à chaque fragment du paquet. Pour cela le paquet est fragmenté par parties de durée $1 \mu\text{s}$. La prise en compte du modèle additif d'interférences avec division par parties permet de refléter assez bien la réalité. Cette prise en compte est illustrée à la figure V.17.

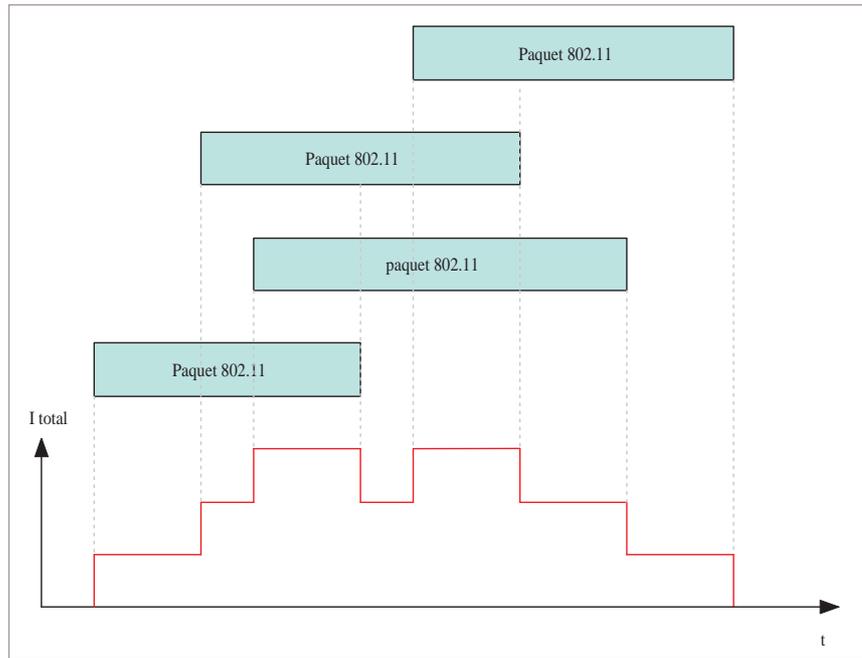


FIG. V.17 – Prise en compte des interférences

Comme l'illustre la figure V.17, le rapport signal à interférences plus bruit n'est pas constant sur la totalité de la durée du paquet. En réalité les différentes interférences ne sont pas synchronisées et sont de durée variable. Cela génère un rapport signal à interférences plus bruit variable pendant la durée de la trame utile.

Par exemple, dans le cas d'erreurs indépendantes, on peut relier le taux d'erreur paquet (PER) d'une trame de N bits au taux d'erreur binaire (BER) dans le cas du 802.11b par :

$$PER = 1 - \prod_{i=1, \dots, N} (1 - BER(SIR_i)) \quad (\text{Eq. V.19})$$

Le SIR variant dans le temps, il est nécessaire de trouver une approximation de la formule du taux d'erreur paquet afin de réduire les temps de calcul. Sachant que le taux d'erreur paquet limite est de 0,01, on arrive rapidement à des taux d'erreurs binaires de 10^{-5} .

La 1^{ère} approximation consiste à utiliser le SIR moyen pour calculer le taux d'erreur paquet. Dans le cas du 802.11b, $BER(x)$ est de la forme $1/2 * \text{erfc}(\sqrt{SIR})$. La fonction $\ln(1 - BER(x))$ est convexe en général. On a alors l'inégalité suivante :

$$\ln(1 - BER(\frac{1}{N} \sum_{i=1, \dots, N} SIR_i)) \geq \frac{1}{N} \sum \ln(1 - BER(SIR_i)) = \ln(\prod (1 - BER(SIR_i))^{1/N}) \quad (\text{Eq. V.20})$$

D'où,

$$(1 - BER(\frac{1}{N} \sum_{i=1, \dots, N} SIR_i))^N \geq \prod (1 - BER(SIR_i)) \quad (\text{Eq. V.21})$$

Et donc,

$$1 - (1 - BER(\frac{1}{N} \sum_{i=1, \dots, N} SIR_i))^N \leq PER \quad (\text{Eq. V.22})$$

L'approximation du SIR par le SIR_{moyen} pendant la durée de la trame utile, conduit à une sous-estimation du taux d'erreur paquet ce qui donne des performances optimistes par rapport à la réalité.

Une autre possibilité est de rechercher la valeur maximale du SIR : SIR_{max} . Dans ce cas, on a l'approximation suivante :

$$PER \geq 1 - \prod_{i=1, \dots, N} (1 - BER(SIR_{max})) = 1 - (1 - BER(SIR_{max}))^N \quad (\text{Eq. V.23})$$

La figure V.18 représente le PER pour 3 signaux interférant avec le signal utile :

- I_1 sur [0 1000] bits au niveau -5 dBm.
- I_2 sur [0 20] bits au niveau -10 dBm.
- I_3 sur [0 4000] bits au niveau -15 dBm.
- trame utile [0 8000] bits au niveau C variant entre -10 et 15 dBm.

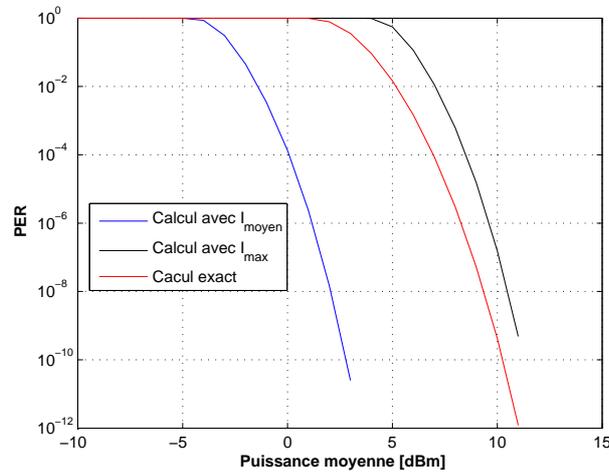


FIG. V.18 – Comparaison des différentes méthodes de calcul du PER en 802.11b

La méthode basée sur l'estimation du SIR_{max} semble la plus proche du calcul exact. Comme nous l'avons déjà dit plus haut, la méthode moyenne sous-estime la prise en compte des collisions. Nous pouvons tenter d'améliorer la précision de la borne en limitant le calcul à la durée N_{max} , sur laquelle le SIR atteint sa valeur maximale. L'approximation est alors équivalente à la valeur exacte dans les zones de très faible PER , mais par contre sous-estime les erreurs dans les zones de forts PER . En reprenant l'exemple précédent et en définissant $N_{max} = 20$, on obtient les résultats illustrés par la figure V.19.

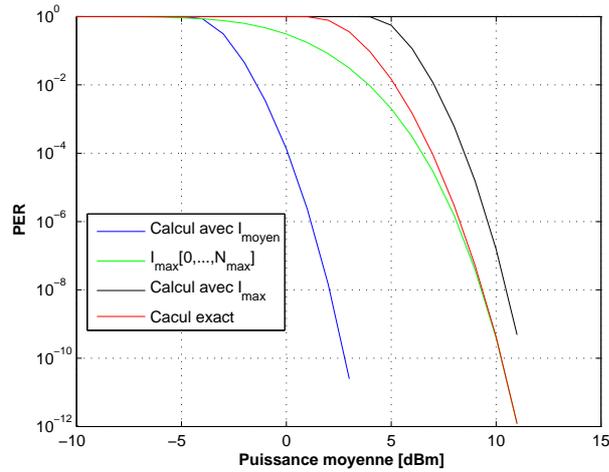


FIG. V.19 – Comparaison des différentes méthodes de calcul du PER en 802.11b

En considérant les résultats théoriques de la partie précédente ($D_{max} = 5,52$ Mbits/s pour le mode 802.11 à 11 Mbits/s avec une taille de trame de 1000 octets), on peut alors définir le débit D par :

$$D = D_{max} * (1 - PER) \tag{Eq. V.24}$$

La figure V.20 présente le débit en fonction de la puissance du signal pour le même scénario que précédemment.

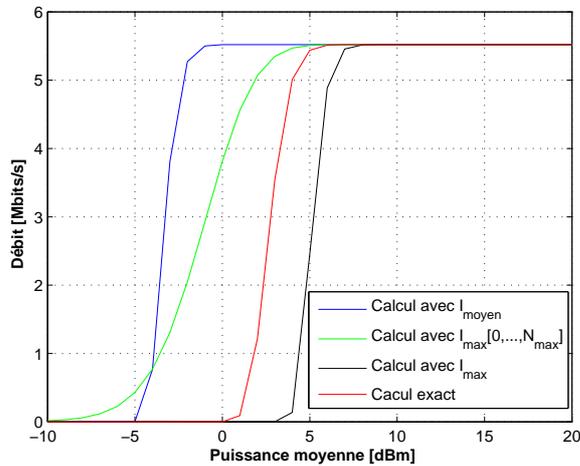


FIG. V.20 – Influence de la méthode de calcul du PER en 802.11b sur l'estimation du débit en Mbits/s ($D_{max} = 5,52$ Mbits/s)

Cette figure montre que la "meilleure" approximation est celle du SIR_{max} . Il n'est pas nécessaire d'avoir une grande précision sur les faibles valeurs de PER (qui conduisent à des valeurs proches de la valeur du débit maximum). Cette dernière figure montre également que la zone de transition entre la coupure et l'obtention

du débit maximum se fait sur moins de 5 dB de variation du (SIR), ce qui a également été constaté pour les mesures (chapitre IV).

V-3.2.2.d. Architecture du simulateur

La simulation événementielle du simulateur utilise un modèle à états discrets. Un événement e possède un instant d'exécution (ou "d'activation") indiquant quand il doit se produire. Les variables du système changent dans le temps à des instants t_i , $i \in \mathbb{N}$, où les événements ont lieu. L'exécution d'un événement peut générer zéro ou plusieurs événements. Par exemple, l'événement "réception d'un paquet à l'instant t ", peut produire un autre événement de retransmission de la trame en $t_i = t_i + S + d$, S étant le temps d'attente (lié au type de trame traitée par le simulateur) et d étant le temps de service (i.e., de transmission) de la trame. Le temps est représenté par une variable appelée l'horloge de simulation. C'est l'ordonnanceur d'événements ou l'échéancier qui possède cette horloge de référence. Pour implémenter le protocole de la couche MAC, le simulateur utilise 5 types d'événements illustrés à la figure V.21.

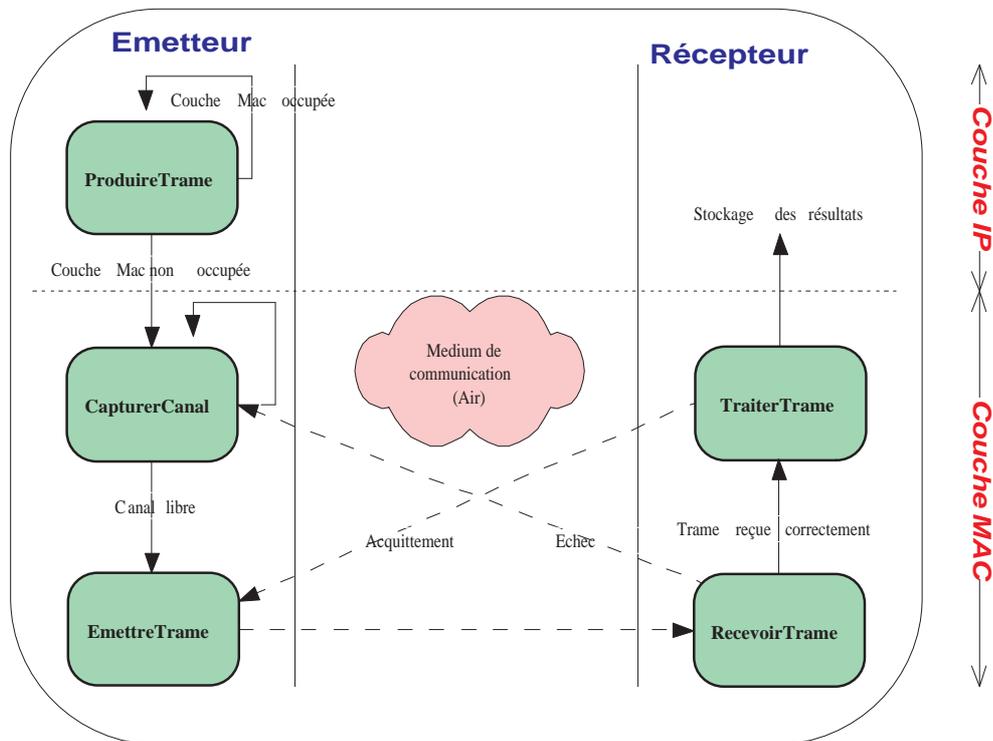


FIG. V.21 – Agencement des événements

Le coeur du simulateur est l'ordonnanceur d'événements. L'ordonnanceur enregistre des événements avec des actions à exécuter à une date définie. Il est constitué d'une file chaînée "d'événements" et d'une horloge, qui correspond à la date courante d'exécution. L'ordonnanceur possède donc une liste d'événements en attente d'exécution, ordonnés par ordre croissant selon leurs instants d'exécution. Cette liste est dénommée l'échéancier. Au cours de la simulation, l'ordonnanceur extrait de l'échéancier un événement prêt à être simulé (plus

précisément, celui ayant l'instant d'exécution le plus petit) et l'exécute.

L'horloge de simulation est avancée au fur et à mesure que les événements sont extraits de l'échéancier. On distingue deux techniques pour faire avancer cette horloge : progression à pas fixes ou synchrone et progression par événements ou asynchrone. Cette dernière technique a été optée pour le simulateur. En effet la technique de "progression à pas fixes" est plus souvent utilisée pour étudier des systèmes synchrones dans lesquels il y a une unité de temps de référence, tels que les systèmes numériques synchrones. La technique de progression par événements est une technique beaucoup plus efficace pour notre simulateur : l'horloge progresse par sauts irréguliers et le système n'est alors évalué que quand il y a un changement dans l'état du système.

Le simulateur SILAN prend en entrée les données suivantes : les points d'accès avec leurs caractéristiques associées, la demande de charge et la description 3D de l'environnement étudié.

V-3.2.2.e. Remarques

Le simulateur SILAN fait maintenant partie intégrante d'un outil d'ingénierie, WANDA. Ce simulateur a fait l'objet d'un dépôt logiciel. Il est principalement utilisé pour mener à bien nos études internes.

V-3.3. Résultats de simulation

V-3.3.1. Environnement type étudié

L'environnement de simulation choisi est la gare de Mulhouse. Cet environnement de type hot spot convient tout à fait aux simulations de montée en charge dans un contexte multi-utilisateurs. Un AP a été positionné dans l'un des halls de la gare de façon à ce que l'ensemble du hall reçoive un niveau de puissance suffisant. Le niveau de puissance minimale reçue dépend du débit choisi pour la transmission des données. Ainsi, pour un débit à 11 Mbits/s, le seuil de couverture en puissance est fixé à $-76,5$ dBm (-85 dBm + $8,5$ dB). -85 dBm correspond au niveau typique de sensibilité d'une carte WLAN à 11 Mbits/s et $8,5$ dB est la marge tenant compte à la fois du fading et de l'erreur liée au modèle de prédiction de champ utilisé pour réaliser la couverture avec une probabilité de 90 % (marge issue des mesures large bande présentées au chapitre II). Le modèle de prédiction de champ utilisé dans notre cas est un modèle type Motley-Keenan d'écart type $5,8$ dB pour cet environnement. A 54 Mbits/s, le seuil de couverture en puissance est de $-56,5$ dBm (-65 dBm + $8,5$ dB). Par ailleurs, un tirage aléatoire de la position de 100 stations a été effectué pour simuler un réseau WLAN. Le simulateur de brouillage SILAN utilise le nombre de stations souhaité en fonction de la configuration de la simulation.

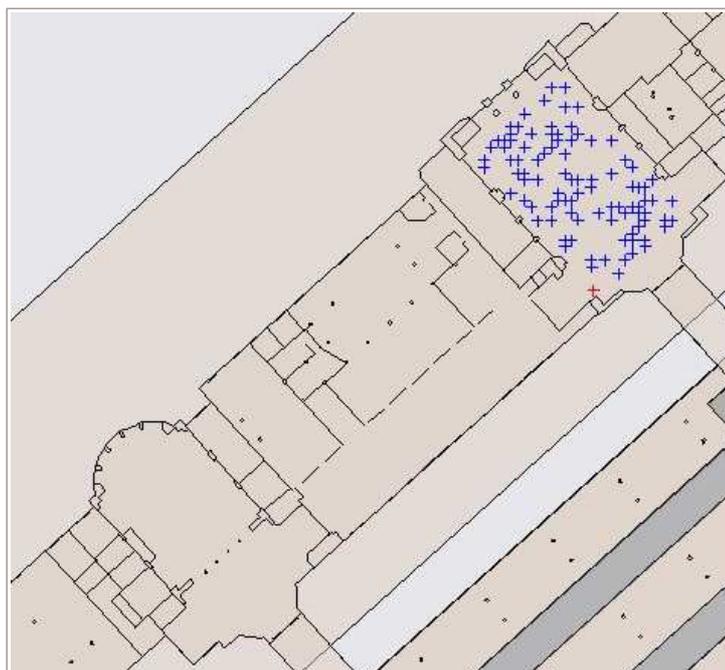


FIG. V.22 – Hall de la gare de Mulhouse avec la position de l'AP (en rouge) et la position de 100 stations (en bleu)

V-3.3.2. Paramètres et hypothèses

Les hypothèses de départ retenues pour les simulations sont les suivantes :

- normes 802.11b/g
- longueur moyenne de trames 1024 octets (référence de la norme)
- mécanisme RTS/CTS activé à partir de trames de longueurs 1024 octets
- écart type du modèle de propagation de 5, 8 dB
- demande de charge identique pour tous les utilisateurs

Les paramètres étudiés sont les suivants :

- nombre d'utilisateurs connectés simultanément
- demande de charge de chaque utilisateur
- répartition du trafic entre voie montante et voie descendante
- débit physique des utilisateurs
- influence d'un réseau concurrent
- activation ou non du mécanisme RTS/CTS

L'étude de la montée en charge a été faite avec la 1^{ère} version de SILAN où c'est le (*SIR*) moyen qui a été pris en compte lorsqu'il y a collision. Les résultats obtenus peuvent alors être un peu optimistes par rapport à la réalité. De plus lorsqu'il y a collision, l'effet de l'EIFS n'a pas été pris en compte.

V-3.3.3. Cas d'une cellule

Le cas "une cellule" signifie ici que le réseau WLAN est constitué uniquement d'un AP et d'une ou plusieurs stations. Les différents scénarios testés sont les suivants :

Scénario 1 : même débit physique pour tous les utilisateurs et trafic symétrique, c'est-à-dire que la charge transmise par chaque équipement sur la voie montante est identique à la charge transmise par l'AP vers chaque équipement sur la voie descendante.

Scénario 2 : même débit physique pour tous les utilisateurs et trafic asymétrique.

Scénario 3 : un ou plusieurs utilisateurs sont en limite de zone couverte et ne bénéficient que du débit 1 Mbits/s alors que les autres fonctionnent à 11 Mbits/s, avec un trafic symétrique.

Scénario 4 : un ou plusieurs utilisateurs sont en limite de zone couverte et ne bénéficient que du débit 1 Mbits/s alors que les autres fonctionnent à 11 Mbits/s, avec un trafic asymétrique.

V-3.3.3.a. Résultats dans le cas du scénario 1

Les figures V.23 et V.24 montrent le débit utile obtenu pour différentes configurations de réseau (de 1 station à 100 stations connectée(s) avec 1 AP) lorsque le débit demandé sur la couche physique est respectivement de 11 Mbits/s (norme 802.11b) et 54 Mbits/s (norme 802.11g) alors que le mécanisme RTS/CTS n'est pas activé.

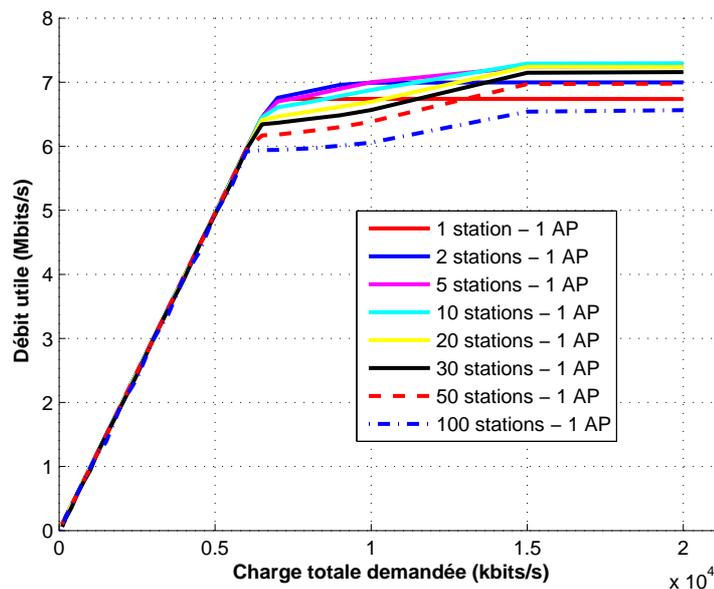


FIG. V.23 – Débit utile obtenu en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé

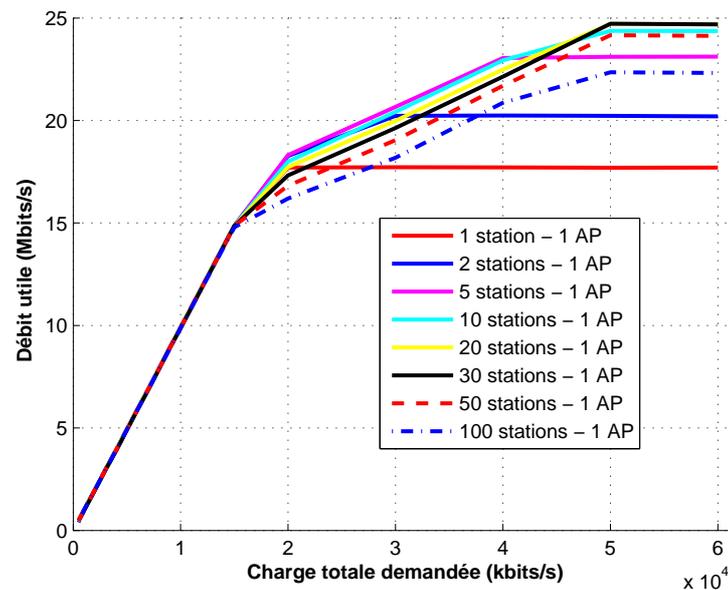


FIG. V.24 – Débit utile obtenu en fonction de la charge demandée, pour le mode 54 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé

Il est à noter que la charge (uplink) demandée par chaque station est égale à la charge totale demandée divisée par 2 fois le nombre de stations et ce quand le trafic est symétrique - c'est-à-dire que le rapport de charges entre voies montante et descendante vaut 1. Jusqu'à une charge demandée d'environ 6,5 Mbits/s pour le cas 11 Mbits/s (respectivement 15 Mbits/s pour le cas 54 Mbits/s), le débit utile obtenu correspond à la charge totale demandée au réseau. Les transmissions s'effectuent sans problèmes. Puis le débit utile atteint progressivement un niveau de saturation qui atteint au mieux 7,3 Mbits/s pour le cas 11 Mbits/s (respectivement 24,7 Mbits/s pour le cas 54 Mbits/s) car le réseau n'arrive plus à écouler toute la charge qu'on lui demande de transmettre. Ces niveaux de saturation sont bien inférieurs aux 11 Mbits/s et 54 Mbits/s demandés initialement. Ce phénomène s'explique par le fait qu'en plus des trames de données, sont transmises des trames de gestion (trames ACK). De plus, des temps d'attente (BO) et des temps inter-trames (DIFS, SIFS) sont à respecter entre chaque transmission de données. Ces trames de gestion, ces temps d'attente et d'inter-trames "pénalisent" la quantité de données utiles transmises.

Le niveau de saturation augmente du cas 1 station jusqu'au cas 10 stations pour le débit 11 Mbits/s (et 20 stations pour le débit 54 Mbits/s). En effet, plus il y a de stations, plus le temps d'attente entre 2 captures du médium de communication a des chances d'être faible (tout dépend du temps d'attente BO restant pour chaque équipement après la transmission d'une trame de données). Néanmoins, ce phénomène a des limites car, à partir du cas 10 stations, le niveau de saturation diminue peu à peu pour atteindre son minimum à 6,6 Mbits/s pour le débit 11 Mbits/s (respectivement 17,7 Mbits/s pour le débit 54 Mbits/s). En effet, plus le nombre de stations augmente, plus le nombre de collisions est important, ce qui représente autant d'échecs de transmission et réduit le débit utile. Pour les modes à 1 et 2 Mbits/s ce phénomène est moins prononcé. En effet les temps de transmission des trames sont plus importants (dus à l'utilisation de faibles débits) relativement aux temps de

backoff. Ce résultat contredit quand même les résultats issus de [Hen01] : l'auteur a montré qu'il y a perte de débit utile lorsque le nombre d'utilisateurs augmente par rapport au cas d'un utilisateur unique, ce qui n'est pas forcément toujours vrai. La figure V.25 illustre ce phénomène.

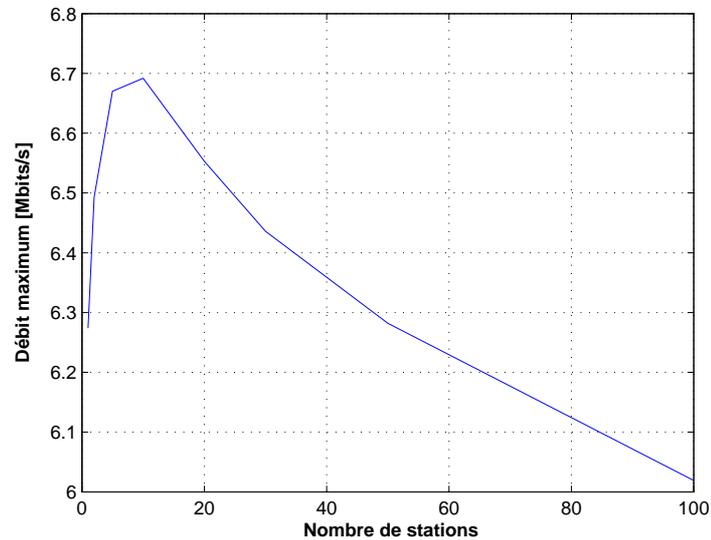


FIG. V.25 – Débits maximum obtenus pour le mode 11 Mbits/s

Les courbes de débit utile pour les autres débits des normes 802.11b (1 Mbits/s, 2 Mbits/s et 5,5 Mbits) et 802.11g (6 Mbits/s, 12 Mbits/s et 24 Mbits/s) suivent toutes la même allure que les courbes précédentes et ce que le mécanisme RTS/CTS soit activé ou non.

Le tableau V.6 donne les valeurs maximales de débit utile obtenu pour chaque débit demandé et en fonction de l'activation ou non du mécanisme RTS/CTS. Pour le calcul de TMT théorique, le temps d'attente moyen (backoff) a été fixé à une valeur moyenne de 310 μ s.

Débit physique (Mbits/s)	Mécanisme RTS non activé		Mécanisme RTS activé	
	Débit utile simulé (Mbits/s)	Débit utile théorique (Mbits/s)	Débit utile simulé (Mbits/s)	Débit utile théorique (Mbits/s)
1 Mbits/s	0,88	0,88	0,83	0,87
2 Mbits/s	1,74	1,67	1,70	1,56
5,5 Mbits/s	4,29	3,70	4,07	3,22
11 Mbits/s	7,29	5,68	6,68	4,61
6 Mbits/s	5,15	4,40	4,93	4,17
12 Mbits/s	9,23	7,10	8,64	6,51
24 Mbits/s	15,44	10,21	13,84	9,04
54 Mbits/s	24,70	13,52	20,95	11,54

TAB. V.6 – Valeurs de débits utiles simulés et théoriques en fonction de l’activation ou non du mécanisme RTS/CTS

Deux remarques principales peuvent être formulées suite à l’analyse de ce tableau :

- Le débit utile maximum simulé en contexte multi utilisateurs est en général plus élevé que le débit utile maximum théorique en contexte mono utilisateur. Ceci s’explique, comme précédemment, par le temps d’attente entre chaque transmission de trames de données. Une valeur moyenne de 310 μ s est utilisée dans le calcul du débit utile théorique. Dans la simulation, le temps d’attente entre chaque transmission de trames de données dépend du temps BO restant de chaque équipement. Ainsi, il est fort probable que ce temps d’attente soit inférieur à la valeur moyenne utilisée pour le calcul théorique, ce qui permet de transmettre plus de données utiles. Remarquons également que ce phénomène est plus marqué pour les très hauts débits (supérieurs à 24 Mbits/s) de 802.11g. Les mêmes résultats ont été mis en évidence dans [Dho03] issus des travaux du CITI de Lyon.
- Le mécanisme RTS/CTS permet de limiter les risques de collisions mais cela se traduit par une baisse du débit utile relativement faible pour la plupart des débits. Néanmoins, pour les débits à 24 Mbits/s et à 54 Mbits/s, les pertes en débit utile sont respectivement de l’ordre de 1,5 Mbits/s et 4 Mbits/s, ce qui n’est pas négligeable. Cette perte en débit utile est directement liée aux trames de gestion supplémentaires (trames RTS et CTS). Dans notre cas de simulation, l’intérêt même de la mise en place d’un tel mécanisme peut être remis en cause puisqu’il n’apporte pas de gain en débit utile. Un tel mécanisme est intéressant surtout lorsqu’il y a de nombreux obstacles à la propagation entre les équipements ce qui n’est pas notre cas avec le hall de gare.

Les figures V.26 et V.27 montrent le rapport entre le débit utile de la voie descendante de l’AP (transmission de l’AP vers les stations) et celui de la voie montante de l’AP (transmission des stations vers l’AP) obtenu pour différents cas de configurations de réseau (de 1 station à 100 stations connectée(s) avec 1 AP) lorsque le débit demandé sur la couche physique est de 11 Mbits/s (norme 802.11b) et 54 Mbits/s (norme 802.11g) alors que le mécanisme RTS/CTS n’est pas activé.

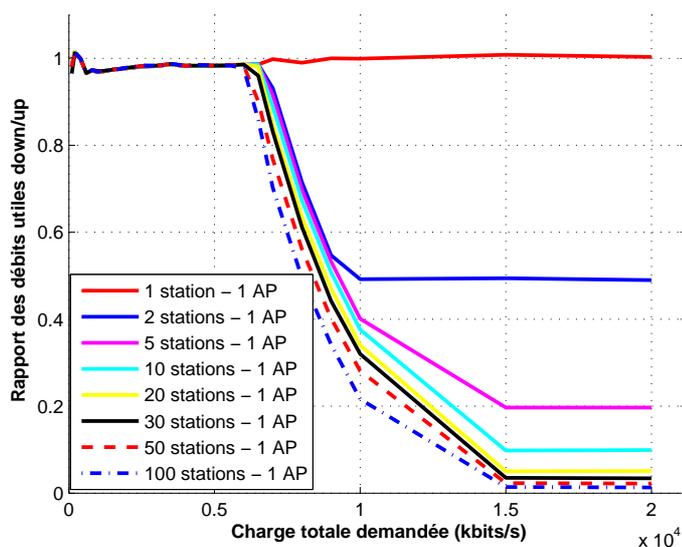


FIG. V.26 – Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé

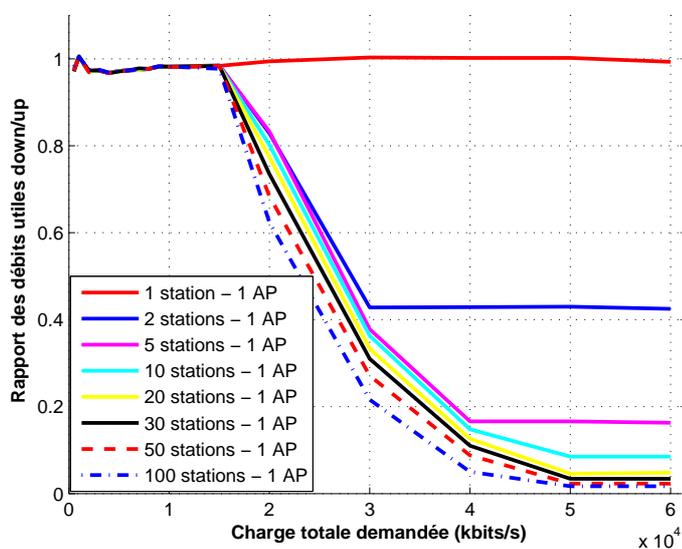


FIG. V.27 – Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, pour le mode 54 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé

Le rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante est toujours proche de 1 avant la zone de saturation. Le trafic reste donc symétrique. En revanche, dès que le niveau de saturation est atteint, le trafic est asymétrique. Ce déséquilibre entre débit descendant et débit montant est proportionnel

au nombre d'utilisateurs. En effet, dans le cas de n utilisateurs, le débit utile de la voie descendante est égal à $1/n * (\text{débit utile de la voie montante})$, ce qui signifie que l'AP comme les stations transmettent la même charge sur le médium (dans le cas de trafic symétrique, l'AP transmet $n * (\text{charge d'une station})$ avant la zone de saturation). On retrouve les résultats théoriques de la section V-3.1.1.. Ce phénomène est également illustré par la figure V.28 qui représente les débits utiles des voies descendante et montante de l'AP dans le cas de débit physique demandé de 54 Mbits/s, sans activation du mécanisme RTS/CTS lorsque le trafic demandé est de 1, dans le cas d'un réseau constitué d'un AP et de 20 stations.

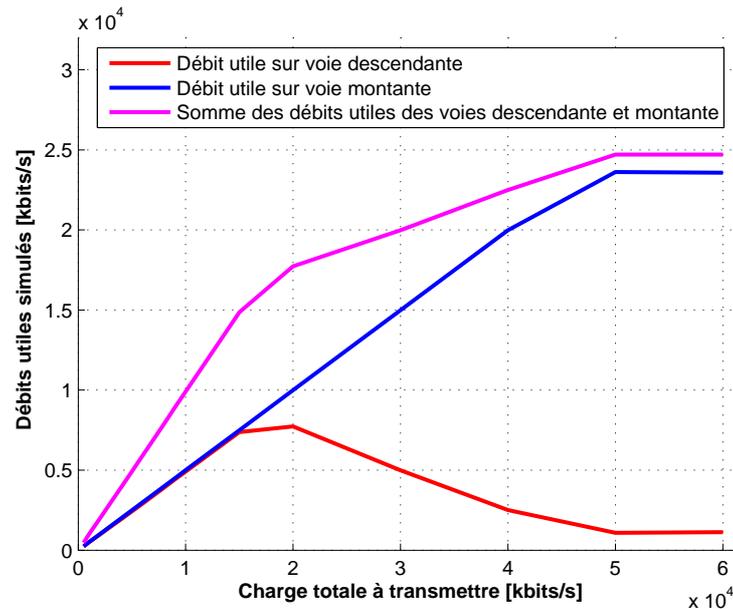


FIG. V.28 – Débits utiles des voies descendante et montante, en fonction de la charge totale à transmettre, pour le mode 54 Mbits/s (cas de 20 stations) - Mécanisme RTS/CTS non activé

Tant que le système ne se trouve pas dans la zone de saturation ni dans la zone transitoire qui précède la saturation, il y a autant de charge transmise sur la voie descendante que sur la voie montante (trafic symétrique). Puis, le système entre dans la phase de pré-saturation où la charge sur voie montante continue d'augmenter mais la charge sur voie descendante s'écroule progressivement. Chacune des voies atteint ensuite son état de saturation où l'AP comme les stations transmettent la même charge.

Quand le mécanisme RTS/CTS est activé, le phénomène décrit précédemment est valable jusqu'au cas de 10 stations. A partir du cas de 20 stations, le déséquilibre entre voies descendantes et voies montantes (rapport de $1/(\text{nombre de stations})$) est moins marqué surtout dans le cas de nombreuses stations comme le montre la figure V.29. En effet, le rapport down/up de l'AP (pour un débit demandé de 11 Mbits/s) pour les cas de 50 stations (respectivement 100) est proche de 0,05 (respectivement 0,03) alors que sans l'activation du mécanisme RTS/CTS, ce rapport est de 0,02 pour le cas 50 stations (respectivement 0,01 pour le cas 100 stations). L'AP peut alors transmettre sur le médium une charge un peu plus importante que chaque station.

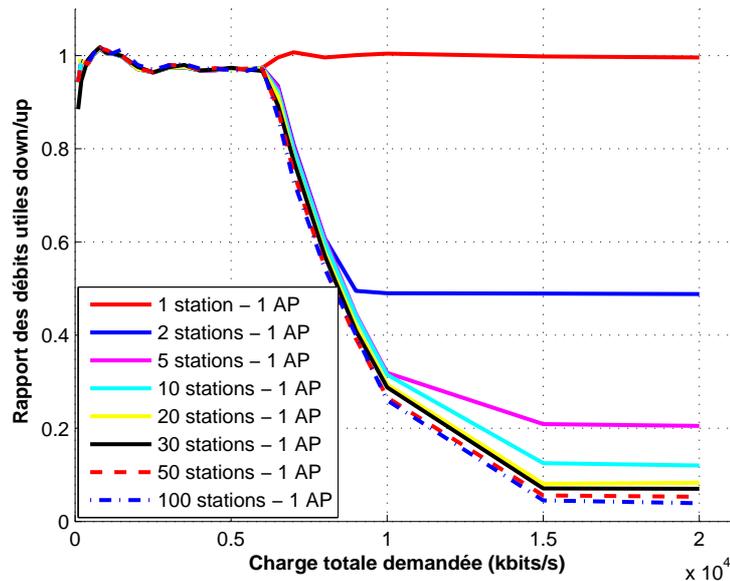


FIG. V.29 – Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS activé

A 54 Mbits/s, le rapport down/up (rapport de débits utiles entre voie descendante et voie montante) est nettement supérieur à $1/\text{nombre de stations}$, toujours à partir du cas 10 stations. En effet, pour le cas 20 stations, le rapport down sur up est de 0,09 au lieu de 0,05 quand le mécanisme RTS/CTS n'est pas activé. Pour le cas 100 stations, le rapport down/up est d'environ 0,05 au lieu de 0,01 quand le mécanisme RTS/CTS n'est pas activé.

V-3.3.3.b. Résultats dans le cas du scénario 2

Ce scénario est identique au premier à l'exception près du choix du déséquilibre du trafic. En effet, dans ce nouveau cas de figure, le rapport entre les charges des voies et les charges des voies descendantes n'est plus de 1 mais est paramétré à 0,27. Ceci signifie qu'il y a plus de charge sensée être transmise de l'AP vers chaque équipement que le contraire. Dans le cas du scénario précédent, il y avait autant de charge transmise de l'AP vers chaque équipement que de chaque équipement vers l'AP. Le choix du rapport à 0,27 est issu de valeurs obtenues sur un réseau réel. Les figures V.30 et V.31 montrent le débit utile obtenu pour différentes configurations de réseau (de 1 station à 100 stations interagissant avec 1 AP) lorsque le débit demandé sur la couche physique est respectivement de 11 Mbits/s (norme 802.11b) et 54 Mbits/s (norme 802.11g) alors que le mécanisme RTS/CTS n'est pas activé.

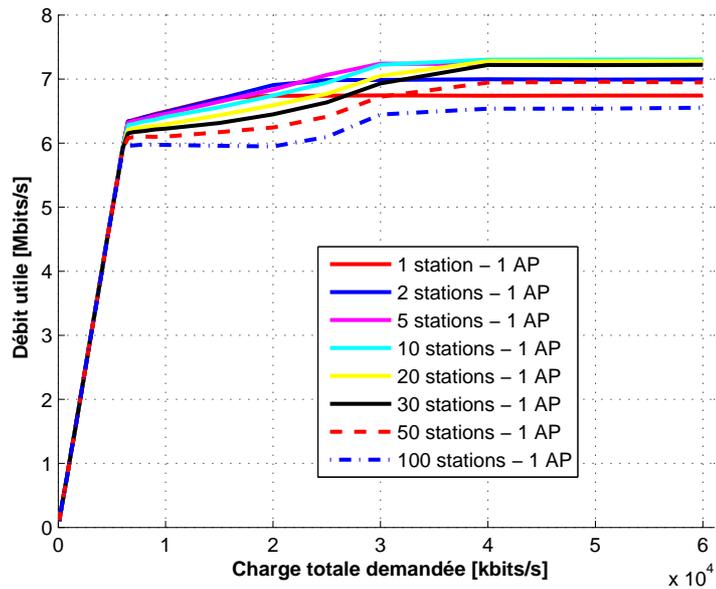


FIG. V.30 – Débit utile, en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3,70 (=1/0,27)

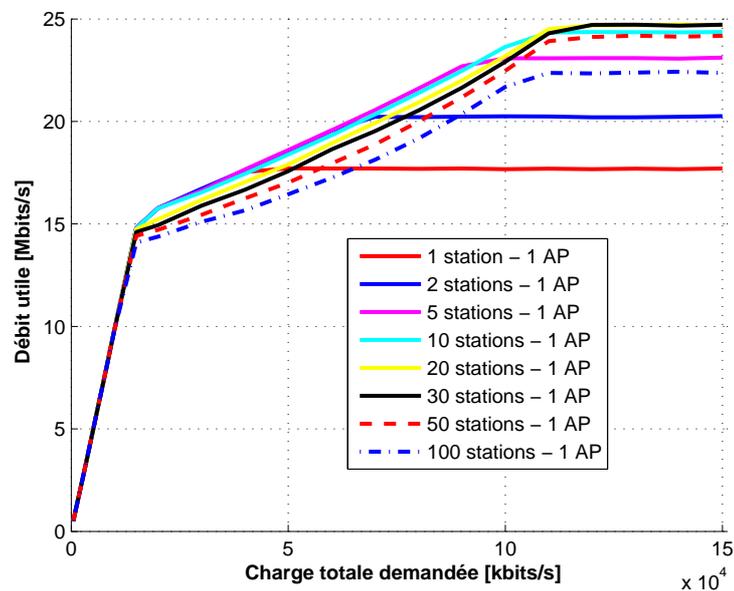


FIG. V.31 – Débit utile, en fonction de la charge demandée, pour le mode 54 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3,70

Il est à noter que la charge (uplink) demandée par chaque station est égale à la charge totale demandée

divisée par 4,7 fois le nombre de stations quand le trafic est asymétrique d'une valeur de 0,27.

La valeur maximum du débit utile simulé n'a pas changé alors que le trafic, lui, est passé de 1 à 0,27. Et cela est normal. Le changement apporté par la modification du trafic se situe au niveau de la charge à partir de laquelle ce niveau de saturation est atteint. Par exemple, dans le cas d'un réseau constitué d'un AP et de 20 stations fonctionnant à 54 Mbits/s, la charge totale à transmettre doit être de 50 Mbits/s pour atteindre la saturation quand le trafic demandé est de 1. Cette charge totale passe à 110 Mbits/s quand le trafic demandé est de 0,27. Observons ce qui se passe au niveau des débits utiles sur les voies descendante et montante dans cette configuration (figure V.32).

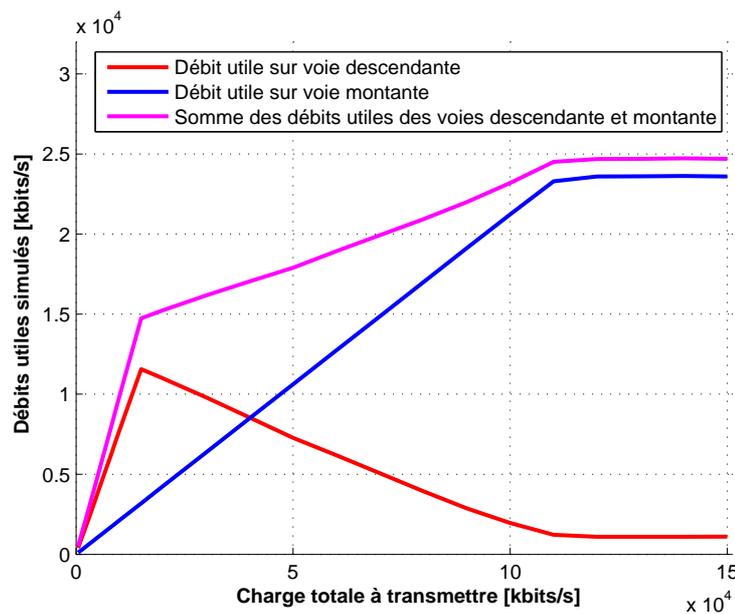


FIG. V.32 – Débits utiles des voies descendante et montante de l'AP en fonction de la charge à transmettre, pour le mode 54 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Configuration 1 AP et 20 stations

La charge transmise sur voie descendante se met rapidement à décroître (dès que la charge totale à transmettre est de 15 Mbits/s). Pour atteindre la saturation globale du réseau, il faut donc que les stations saturent également. Or, d'après les simulations de débit utile, la voie up (les stations) sature à une valeur de 23,6 Mbits/s. La charge totale à transmettre correspond à la somme des charges des voies descendantes et montantes. Or, dans notre cas, la charge de la voie descendante est 3,7 fois supérieure à la charge de la voie montante. La charge totale est donc égale à 4,7 fois la charge de la voie montante. Si la charge de la voie montante vaut 23,6 Mbits/s, la charge totale à transmettre pour obtenir la saturation est donc de 110,9 Mbits/s.

Il est à noter qu'à l'instar du scénario 1, l'activation du mécanisme RTS/CTS fait chuter la valeur du débit utile simulé à cause des différentes trames de gestion associées à la transmission de données. Néanmoins, dans tous les cas, les valeurs de débit utile simulé sont indépendantes du trafic souhaité (se référer au tableau V.6).

Les figures V.33 et V.34 montrent le rapport entre le débit utile de la voie descendante de l'AP et celui de la voie montante de l'AP obtenu pour différents cas de configurations de réseau (de 1 station à 100 stations

connectée(s) avec 1 AP) lorsque le débit demandé sur la couche physique est de 11 Mbits/s (norme 802.11b) et 54 Mbits/s (norme 802.11g) alors que le mécanisme RTS/CTS n'est pas activé et que le trafic est asymétrique (rapport down/up = 3, 7).

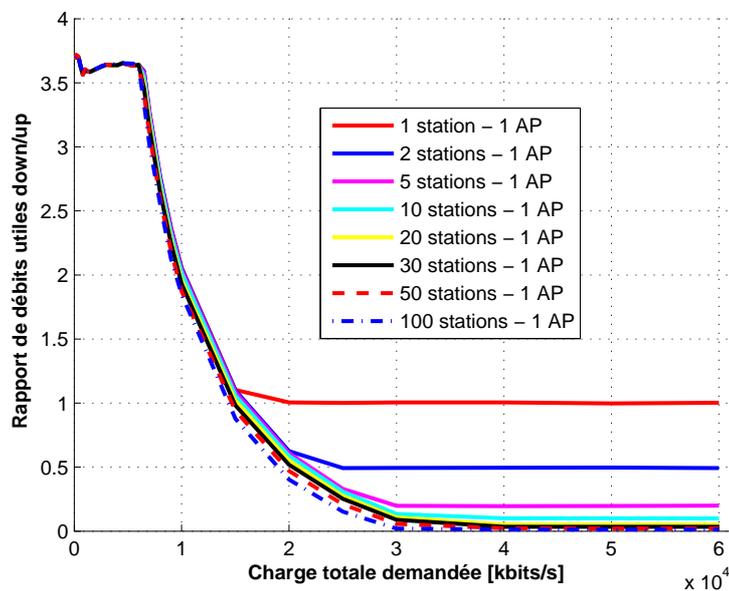


FIG. V.33 – Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée pour le mode 11 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3, 7 (trafic asymétrique)

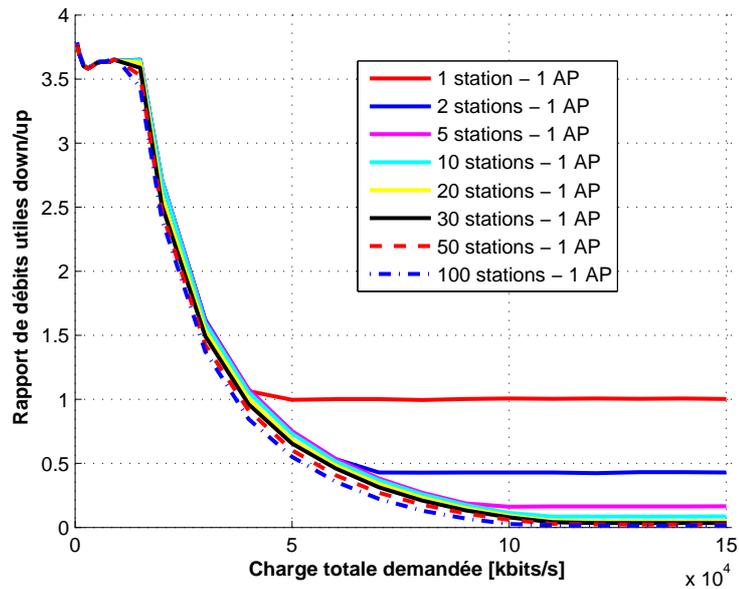


FIG. V.34 – Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée pour le mode 54 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3,7 (trafic asymétrique)

Le rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante est toujours proche de 3,7 tant que le réseau peut fournir la charge qui lui est demandée. Puis, ce rapport décroît progressivement jusqu'à une valeur limite proportionnelle au nombre d'utilisateurs. En effet, dans le cas de n utilisateurs, le débit utile de la voie descendante est égale à $1/n$ * (débit utile de la voie montante), ce qui signifie que AP comme stations transmettent la même charge sur le médium.

V-3.3.3.c. Résultats dans le cas du scénario 3

Pour ce scénario, 2 stations (les plus éloignées de l'AP) ont été choisies pour fonctionner à 1 Mbits/s pour simuler les cas réels où des stations en limite de couverture ne peuvent fonctionner à un débit supérieur à 1 Mbits/s. Les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s. La figure V.35 montre le débit utile simulé obtenu pour différentes configurations de réseau (de 1 station à 20 stations interagissant avec 1 AP). Il est à noter que, dans chaque simulation, les stations fonctionnant à 1 Mbits/s sont utilisées. Ainsi, la configuration "1 station" correspond à une station fonctionnant à 1 Mbits/s. Dans la configuration "2 stations", 1 station fonctionne à 1 Mbits/s, l'autre à 11 Mbits/s. Dans tous les autres cas, les 2 stations fonctionnant à 1 Mbits/s sont utilisées. Quand l'AP échange des données avec une station fonctionnant à 1 Mbits/s (respectivement 11 Mbits/s) alors l'AP fonctionne également à 1 Mbits/s (respectivement 11 Mbits/s). En effet, la norme prévoit que l'AP s'adapte au débit de la station avec laquelle il fonctionne.

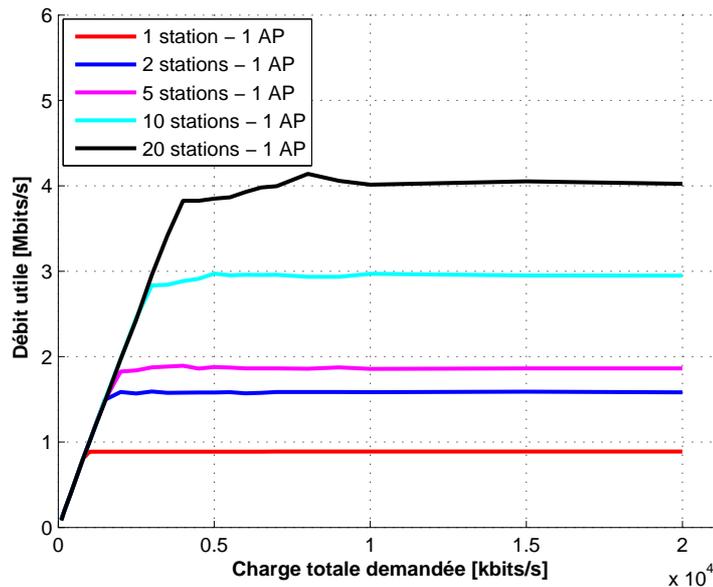


FIG. V.35 – Débit utile simulé, en fonction de la charge demandée, lorsque 2 stations fonctionnent à 1 Mbits/s alors que les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s- Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=1 (trafic symétrique)

A titre de comparaison, la figure V.23 montre le débit utile simulé lorsque toutes les stations fonctionnent à 11 Mbits/s.

Dans le cas de 1 station, le débit utile simulé est de 0,88 Mbits/s dans la zone de saturation ce qui correspond bien au débit utile théorique que l'on peut obtenir pour un débit de 1 Mbits/s. Dans les autres configurations, des stations fonctionnant à 11 Mbits/s entrent en jeu, c'est pourquoi le débit utile augmente progressivement. Plus le nombre de stations fonctionnant à 11 Mbits/s sera important, plus le débit utile fourni par le réseau sera important. Néanmoins, dans le cas de 20 stations et dans la zone de saturation, le débit utile n'atteint que 4 Mbits/s alors qu'il est de 7,2 Mbits/s quand tous les équipements fonctionnent à 11 Mbits/s. Le fait d'avoir des stations fonctionnant à 1 Mbits/s dans un réseau, si peu nombreuses soient-elles, pénalisent de façon significative le débit utile que peut fournir le réseau.

Pour observer ce qui se passe au niveau de chaque équipement, une simulation est effectuée en limite de zone "idéale" (c'est-à-dire lorsque toute la charge à transmettre est effectivement transmise). Dans la configuration 20 stations, la limite de zone idéale est atteinte pour une charge totale à transmettre de 3500 kbits/s (soit une charge par station de 87,5 kbits/s). Une première simulation est effectuée avec toutes les stations fonctionnant à 11 Mbits/s. Une deuxième simulation est réalisée lorsque les 2 stations les plus éloignées fonctionnent à 1 Mbits/s et les autres stations à 11 Mbits/s. Pour les 2 simulations, les stations transmettent toutes avec un débit de 87,5 kbits/s. Les stations fonctionnant à 11 Mbits/s dans la configuration où 2 stations sont à 1 Mbit/s ne sont donc pas pénalisées par rapport à la configuration où toutes les stations fonctionnent à 11 Mbits/s. En revanche, lorsque la demande de charge est telle que l'on se trouve en zone de saturation, (exemple : pour une charge par station de 500 kbits/s, soit une charge totale à transmettre de 20 Mbits/s), le débit des stations en mode

11 Mbits/s est plus faible avec des stations en mode 1 Mbit/s que lorsque dans le réseau tous les équipements sont en mode 11 Mbits/s. En effet, pour le réseau comportant les stations en mode 1 Mbit/s (respectivement le réseau où toutes les stations sont en mode 11 Mbits/s), toutes les stations transmettent avec un débit de 190 kbits/s (respectivement 350 kbits/s) et reçoivent avec un débit de 10 kbits/s (respectivement 18 kbits/s).

Au niveau du rapport entre débit utile de la voie descendante et débit utile de la voie montante, le comportement du réseau comportant des stations à 1 Mbits/s est similaire à celui du réseau où tous les équipements sont en mode 11 Mbit/s à savoir :

- le trafic est symétrique avant la zone de saturation.
- le trafic est asymétrique dans la zone de saturation en sachant que le débit utile de la voie descendante est égale à $1/n$ * (débit utile de la voie montante) dans le cas de n utilisateurs.

V-3.3.3.d. Résultats dans le cas du scénario 4

Ce scénario ne diffère du scénario 3 que par le choix d'un trafic asymétrique. Les simulations sont telles que le rapport souhaité entre les charges de la voie montante et les charges de la voie descendante est paramétré à 0,27. Ceci signifie que l'AP est sensé transmettre 3 fois plus de charge vers chaque équipement que la charge transmise par chaque équipement vers l'AP.

La figure V.36 montre le débit utile simulé obtenu pour différentes configurations de réseau (de 1 station à 20 stations connectée(s) avec 1 AP). Comme pour le scénario 3, il est à noter, que dans chaque simulation, les stations fonctionnant à 1 Mbits/s sont utilisées. Ainsi, la configuration "1 station" correspond à une station fonctionnant à 1 Mbits/s. Dans la configuration "2 stations", 1 station fonctionne à 1 Mbits/s, l'autre à 11 Mbits/s. Dans tous les autres cas, les 2 stations fonctionnant à 1 Mbits/s sont utilisées. Quand l'AP échange des données avec une station fonctionnant à 1 Mbits/s (respectivement 11 Mbits/s) alors l'AP fonctionne également à 1 Mbits/s (respectivement 11 Mbits/s). En effet, la norme prévoit que l'AP s'adapte au débit de la station avec laquelle il fonctionne.

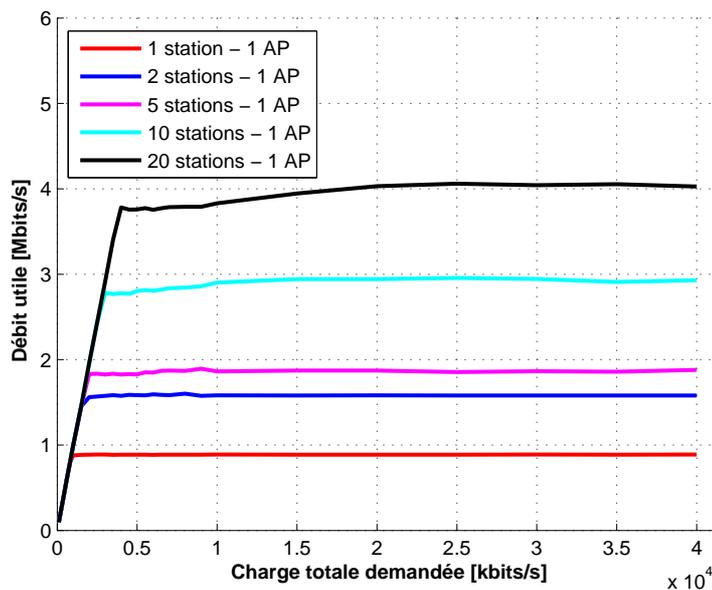


FIG. V.36 – Débit utile simulé, en fonction de la charge demandée, lorsque 2 stations fonctionnent à 1 Mbits/s alors que les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s- Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3,7 (trafic asymétrique)

Les constatations faites dans le cadre du scénario 3 sont valables également ici. Les mêmes valeurs de débit utile sont obtenues dans ce scénario (seules les charges à partir desquelles on entre en zone de saturation varient, ce qui est normal puisque le trafic est asymétrique). Les stations en mode 1 Mbit/s pénalisent donc de façon significative le débit utile que peut fournir le réseau.

La figure V.37 montre le rapport entre le débit utile sur voie descendante et le débit utile sur voie montante obtenu pour différentes configurations de réseau (de 1 station à 20 stations connectée(s) avec 1 AP) lorsque le trafic est asymétrique (rapport down/up = 3,7).

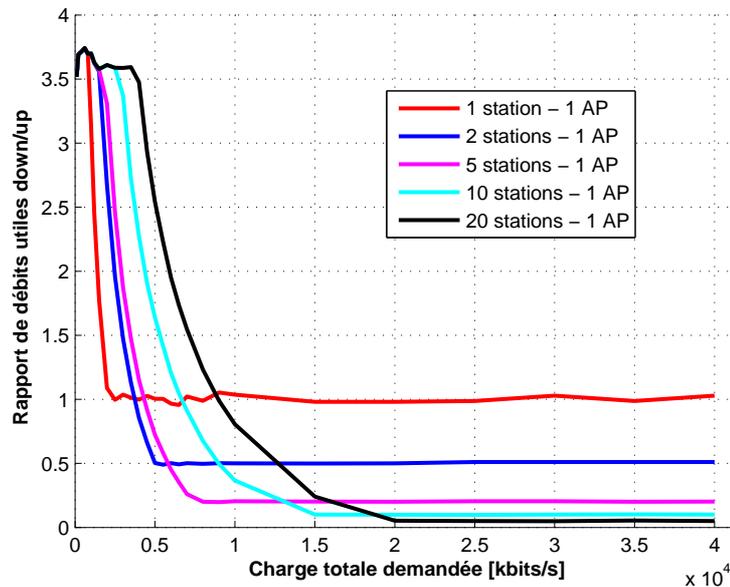


FIG. V.37 – Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, lorsque 2 stations fonctionnent à 1 Mbit/s alors que les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s- Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3, 7 (trafic asymétrique)

Au niveau du rapport entre débit utile de la voie descendante et débit utile de la voie montante, le comportement du réseau avec des stations à 1 Mbit/s est similaire à celui du réseau où tous les équipements sont en mode 11 Mbits/s à savoir :

- le trafic reste asymétrique à la valeur paramétrée soit 0,27 (1/3, 7) tant que le réseau est capable de fournir la charge demandée.
- le trafic décroît progressivement entre cette zone "idéale" et la zone de saturation.
- le trafic est asymétrique dans la zone de saturation en sachant que le débit utile de la voie descendante est égale à $1/n$ * (débit utile de la voie montante) dans le cas de n utilisateurs.

V-3.3.4. Cas de deux cellules d'opérateurs concurrents

V-3.3.4.a. Scénario testé

Sur le même site deux opérateurs ont déployé leur réseau sans se mettre d'accord pour utiliser des canaux différents. Nous considérons, dans ce scénario, que les zones de service sont identiques pour les deux réseaux déployés.

Il s'agit de simuler quel peut être l'effet sur les performances en débit utile de cette coexistence des 2 réseaux sur une même zone. Nous traitons le cas où les caractéristiques des 2 réseaux sont identiques :

- 10 utilisateurs connectés
- mécanisme RTS/CTS non activé
- débit physique de 11 Mbits/s

- répartition up/down du trafic demandé égale à 1
- charge que doit transmettre chaque station = 250 kbits/s. Ainsi la charge totale à transmettre par chaque réseau est de 5 Mbits/s (charge d'une station*10*2 ; on multiplie par 2 car le trafic est symétrique). D'après la figure V.23, le réseau se trouve, dans ce cas, hors saturation et peut transmettre toute la charge demandée. L'observation des courbes de débit utile sur les voies descendante et montante (figure V.38) montre également que pour une charge totale de 5 Mbits/s, on se trouve hors saturation pour chacune des voies (c'est-à-dire que chaque voie transmet la charge prévue).

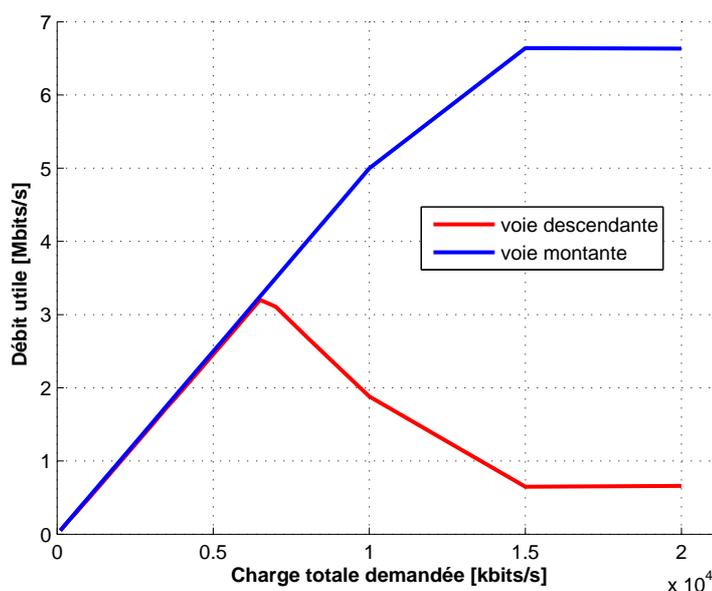


FIG. V.38 – Débit utile obtenu sur voies descendante et montante, en fonction de la charge à transmettre, pour la configuration 1 AP, 10 stations fonctionnant à 11 Mbits/s

Nous étudions alors l'influence de l'écart entre les canaux utilisés lorsque 10 utilisateurs sont connectés sur chaque réseau. Pour cela, une première simulation est effectuée pour laquelle l'un des APs (AP2) utilise le canal 1 et l'AP concurrent (AP1) utilise le canal 6. Une deuxième simulation est réalisée pour laquelle les 2 APs utilisent le canal 1. Il est à noter également que, pour ces simulations, le niveau de puissance prédit en chaque position de la zone de service est suffisant (c'est-à-dire supérieur à $-76,5$ dBm à 11 Mbits/s). La figure V.39 présente la position des APs dans le hall de la gare de Mulhouse ainsi que la zone de service commune des 2 réseaux.

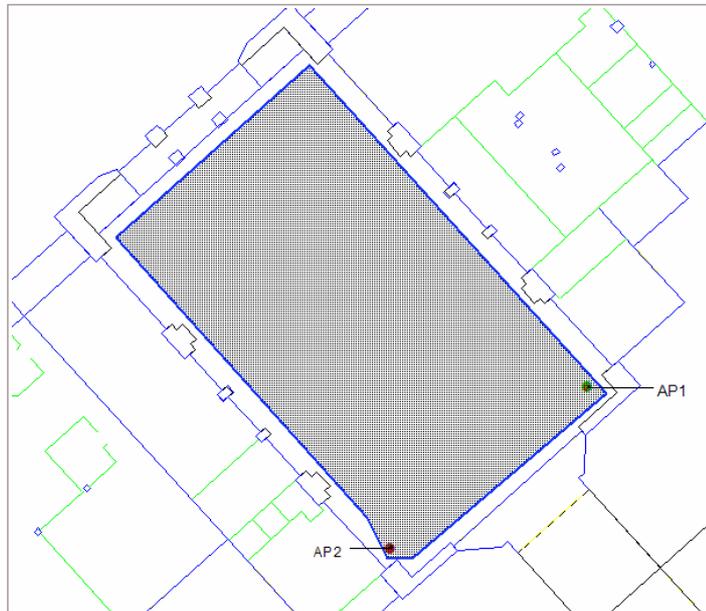


FIG. V.39 – Position des APs concurrents et zone de service des 2 réseaux

V-3.3.4.b. Résultats et analyse

Le tableau suivant montre les résultats des 2 simulations décrites dans le paragraphe précédent.

	Canaux à 1 pour les 2 APs		Canal 1 pour AP2 - Canal 6 pour AP1	
	Débit transmis (Mbits/s)	Débit reçu (Mbits/s)	Débit transmis (Mbits/s)	Débit reçu (Mbits/s)
AP1	0,96	2,5	2,4	2,5
AP2	0,97	2,5	2,4	2,5

Il apparaît clairement que lorsque les deux réseaux se brouillent (canaux à 1 pour les 2 APs), le débit transmis par les APs chute. Alors que le débit transmis souhaité pour chaque AP est de 2,5 Mbits/s, les APs ne peuvent transmettre en réalité que 0,96 Mbits/s. Les stations, quant à elles, peuvent transmettre toute la charge qui leur est demandée, d'où les débits reçus de 2,5 Mbits/s par les 2 APs et dans les 2 configurations.

Cette chute de débit transmis par les APs lorsque les canaux des 2 APs sont à 1 est due au fait qu'en réalité, sur la zone de service, les 2 réseaux fonctionnent comme s'il y avait un seul réseau composé de 2 APs et 20 stations plutôt que comme 2 réseaux indépendants de 10 stations. Pour ce réseau "unique", la charge totale à transmettre est donc de 10 Mbits/s.

Sur la figure V.40, il est constaté que pour une charge totale à transmettre de 10 Mbits/s, la voie montante transmet les 5 Mbits/s (débit reçu) qui lui incombent mais la voie descendante ne fournit que 1700 kbits/s (débit

transmis) !

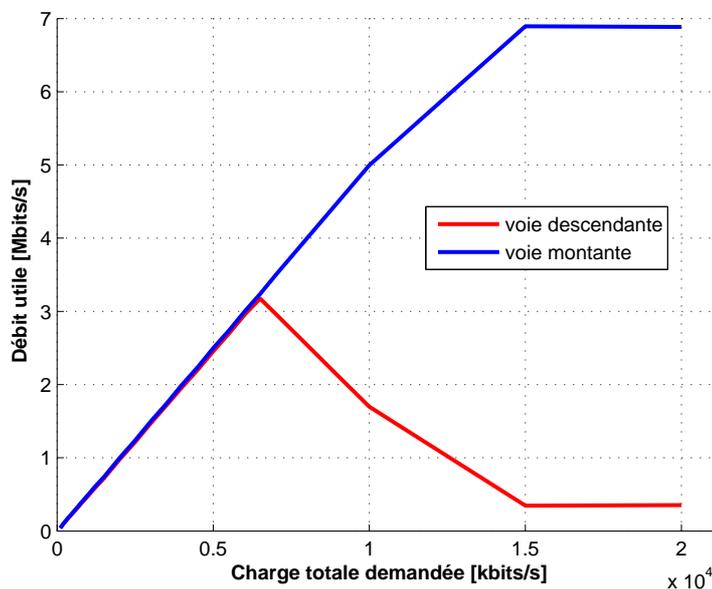


FIG. V.40 – Débit utile obtenu sur voies descendante et montante, en fonction de la charge à transmettre, pour la configuration 1 AP, 20 stations fonctionnant à 11 Mbits/s

Une nouvelle simulation est réalisée pour laquelle le canal 3 est affecté à l'AP1 et le canal 1 est affecté à l'AP2. Les résultats obtenus sont les suivants :

	Canal 1 pour AP2 - Canal 3 pour AP1	
	Débit transmis (Mbits/s)	Débit reçu (Mbits/s)
AP1	1,03	2,5
AP2	1,06	2,5

Le débit transmis par chaque AP est un peu meilleur que dans le cas où le canal 1 est affecté aux 2 APs. Néanmoins, ce débit reste peu élevé car l'écart entre les canaux des 2 APs concurrents reste trop faible. Pour que les 2 réseaux concurrents puissent chacun bénéficier d'une capacité de réseau optimale, il est nécessaire de choisir des canaux suffisamment éloignés pour limiter les brouillages entre réseaux (4 canaux comme recommandé dans le chapitre précédent).

V-4. Validation expérimentale

V-4.1. Introduction

La simulation de montée en charge des réseaux 802.11 permet d'analyser des configurations qui sont difficiles à contrôler et à reproduire dans la réalité compte tenu du nombre d'équipements impliqués. Cependant, ces résultats théoriques doivent être illustrés et validés par des mesures. Le but de cette section est de détailler plusieurs expérimentations mises en place pour valider les résultats de simulation.

V-4.2. Contexte des mesures

Les expérimentations ont été réalisées dans un laboratoire contenant de nombreux appareils de mesures et beaucoup de mobilier en fer.

L'AP a été disposé sur un établi en hauteur. Les PC clients ont été mis dans la salle autour de l'AP en visibilité directe et sont restés fixes tout au long de l'expérimentation. Le canal alloué à cet AP était le canal 11 ce qui permettait de limiter l'effet des APs déjà installés sur le réseau sur le canal 3. Les autres APs présents sur le site n'étaient pas perçus pour nos cartes, et des mesures avec des outils de survey radio (Airmagnet, Yellow jacket) ont montré que les autres APs n'étaient pas perceptibles dans la pièce des mesures. Toutes les mesures effectuées, sauf indication contraire, reposaient sur un usage voie montante/ voie descendante avec une charge demandée identique sur les deux voies (demande de trafic symétrique).

V-4.3. Equipements utilisés

Les mesures initiales ont été menées avec des cartes Cisco Aironet 802.11 a/b/g pour les mesures à 11 et 54 Mbits/s et des cartes Aironet 350 pour les mesures à 1 Mbits/s. Le point d'accès utilisé est un point d'accès Aironet 1200 802.11 b/g.

Certains problèmes sont apparus dans les mesures avec les adaptateurs Cisco Aironet 802.11 a/b/g, c'est pourquoi finalement seules les cartes Aironet 350 ont été utilisées pour faire les mesures à 1 et 11 Mbits/s. Les problèmes liés aux cartes Cisco Aironet 802.11 a/b/g sont des chutes inexplicables de débit.

Le générateur de trafic utilisé pour ces mesures a été le même que celui utilisé pour les mesures de l'effet des brouilleurs présentées au chapitre IV. Le coefficient d'asymétrie entre la voie montante et la voie descendante n'est pas réglable lorsque iperf est utilisé : c'est pourquoi seul le cas de charges symétriques a été étudié.

V-4.4. Configuration des mesures

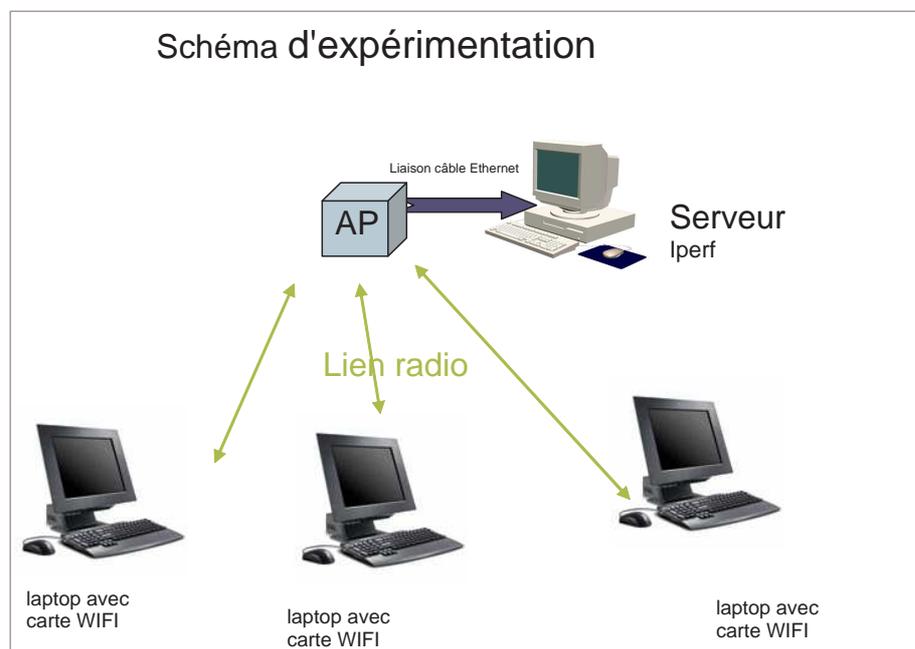


FIG. V.41 – Schéma expérimental

V-4.5. Scénarios de mesures

La taille moyenne des trames UDP a été de 996 octets : ainsi les trames MAC sont identiques à celles utilisées dans les simulations avec l'outil SILAN (8 octets d'en-tête UDP et 20 octets d'en-tête IP).

Les différents scénarios testés sont les suivants :

- Débits physiques uniques (1 ou 11 Mbits/s) ou mixtes (1 et 11 Mbits/s).
- Mécanisme RTS/CTS activé ou non.
- Nombre de stations de 1, 2 ou 3.
- Trafic symétrique.

V-4.6. Résultats

V-4.6.1. Résultats pour les modes mixtes : 1 et 11 Mbits/s

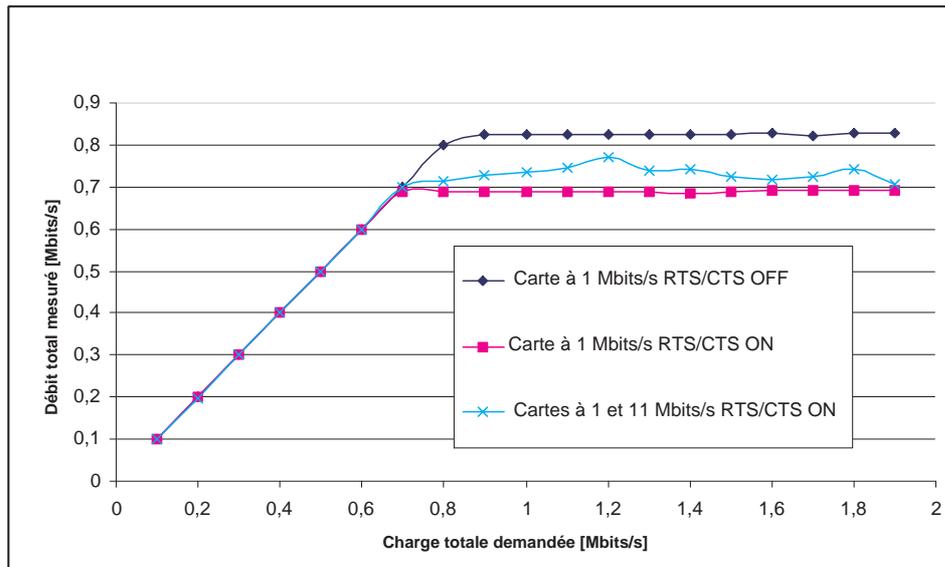


FIG. V.42 – Résultats pour des cartes Cisco Aironet 350 à 1 et 11 Mbits/s

V-4.6.2. Résultats pour le mode 11 Mbits/s avec plusieurs stations

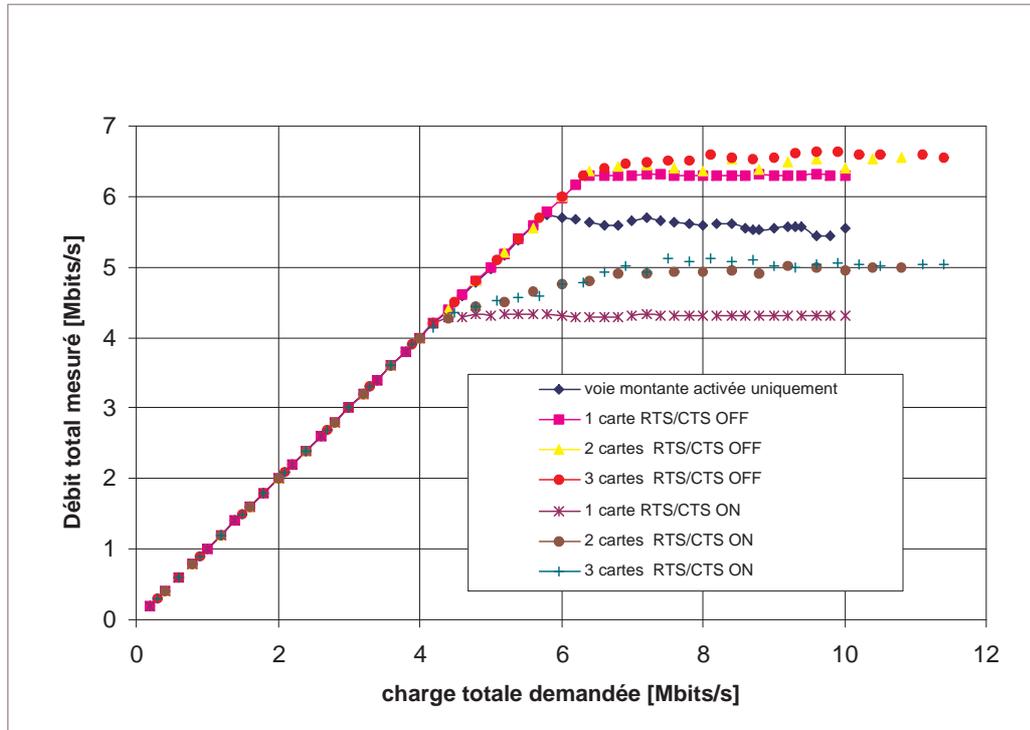


FIG. V.43 – Résultats pour des cartes Cisco Aironet 350 à 11 Mbits/s

V-4.6.3. Analyse des résultats

Les débits moyens maximum sont :

- Pour une carte 1 Mbits/s : 0,84 Mbits/s.
- Pour 1 carte 11 Mbits/s : 6,3 Mbits/s.
- Pour 2 cartes 11 Mbits/s : 6,4 Mbits/s.
- Pour 3 cartes 11 Mbits/s : 6,6 Mbits/s.
- Pour 2 cartes 1 Mbits/s et 11 Mbits/s ensemble : 0,7 Mbits/s.

Avec le RTS/CTS actif :

- Pour une carte 1 Mbits/s : 0,69 Mbits/s.
- Pour 1 carte 11 Mbits/s : 4,3 Mbits/s.
- Pour 2 cartes 11 Mbits/s : 4,95 Mbits/s.
- Pour 3 cartes 11 Mbits/s : 5 Mbits/s.

Ces résultats montrent une perte de débit utile de 0,15 Mbits/s pour une carte à 1 Mbits/s et de 2,1 Mbits/s pour une carte à 11 Mbits/s lorsque le mécanisme RTS/CTS est actif.

Un autre résultat important est que la capacité des systèmes augmente avec le nombre de stations. Cependant le nombre de cartes utilisées dans les mesures ne permet pas d'atteindre la saturation obtenue avec l'outil SILAN (principalement dû au fait qu'ensuite le nombre de collisions augmente).

Enfin le dernier résultat a été la preuve expérimentale de l'anomalie du protocole 802.11 lorsque des stations utilisent des débits physiques différents. Ces mesures confirment ce phénomène mis en évidence par la simulation et la théorie [HRBSD03].

En conclusion, les mesures ont permis de mettre en évidence la tendance observée par l'outil de simulation SILAN ainsi que les résultats théoriques attendus.

V-5. Conclusion

L'analyse théorique et les différentes simulations effectuées dans cette étude ont permis de déterminer les limites en capacité (débit utile disponible) que l'on peut attendre lorsque des systèmes sans fil de types WLAN sont utilisés dans un contexte multi-utilisateurs. Les principaux résultats sont les suivants :

- Les débits utiles obtenus sont bien inférieurs aux débits annoncés par les équipementiers. Pour rappel, un réseau où tous les équipements sont en mode 11 Mbits/s ne fournit en fait qu'un débit utile de 7,29 Mbits/s (quand la longueur moyenne des paquets est de 1024 octets) du fait des trames de gestion et des temps d'attente nécessaires à la transmission de données.
- Le débit utile augmente progressivement en fonction du nombre d'utilisateurs (jusqu'à environ 30 utilisateurs). Quand le nombre d'utilisateurs devient trop important, le débit utile chute à cause des collisions de plus en plus nombreuses.
- Le mécanisme RTS/CTS n'a d'intérêt que dans le cas d'obstacles à la propagation entre équipements. Dans notre contexte hot spot où les équipements sont en visibilité, le mécanisme RTS/CTS engendre des trames de gestion supplémentaires qui font chuter le débit utile.

- Concernant le trafic, il est respecté tant que le réseau peut fournir toute la charge demandée. En revanche, quand le réseau est saturé, le débit utile de la voie descendante est égale à $1/n$ fois le débit utile de la montante ce qui veut dire que AP comme stations transmettent alors la même charge. Dans ce cas, même avec un bon niveau de champ, le réseau ne peut fonctionner correctement (c'est-à-dire que le réseau ne peut écouler toute la charge qui lui est demandée).
- La modification de la valeur du trafic demandé change la charge totale à partir de laquelle le réseau est saturé mais les valeurs de débits utiles restent identiques.
- Quand, dans un réseau, des stations fonctionnent en mode 1 Mbits/s parce qu'elles sont en limite de couverture par exemple, elles pénalisent les stations fonctionnant en mode 11 Mbits/s quand le réseau est saturé. Quand le réseau est capable de fournir la charge demandée alors les stations en mode 11 Mbits/s ne sont pas pénalisées. De plus, le rapport entre le débit utile de la voie descendante et le débit utile de la voie montante suit la même loi que pour un réseau où tous les équipements fonctionnent à 11 Mbits/s.
- Quand un réseau concurrent est installé à proximité et utilise le même canal de propagation alors les 2 réseaux ne forment en fait qu'un seul réseau important avec les problèmes relatifs à une telle configuration : collisions plus nombreuses, zone de saturation atteinte pour une charge plus faible que si les 2 réseaux étaient indépendants.

Pour bénéficier d'un réseau de façon optimale, il faut donc veiller :

- à ne pas affecter trop (moins de 30) d'utilisateurs au même AP pour éviter les collisions et par conséquent les chutes de débit utile.
- à n'activer le mécanisme RTS/CTS qu'en cas d'obstacles à la propagation entre équipements.
- à couvrir la cellule de façon correcte pour éviter que des stations recevant une puissance trop faible ne se mettent à fonctionner en mode 1 Mbits/s quand les autres stations fonctionnent en mode 11 Mbits/s.
- à se mettre d'accord avec les concurrents pour éviter de choisir le même canal de propagation et limiter ainsi les brouillages et les baisses de débit utile valables pour les 2 réseaux concurrents.
- à ne pas mélanger les débits en 802.11b et 802.11g sur un même point d'accès, afin d'éviter l'utilisation du mode DSSS-OFDM qui présente des débits faibles comparés au débit théorique de 54 Mbits/s.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'intérêt pour les réseaux locaux sans-fil n'a pas cessé de croître depuis l'adoption par l'IEEE de la norme 802.11 en 1997. Depuis, une multitude d'extensions a été adoptée. Les différents standards WLAN permettent des débits bruts allant de 1 à 54 Mbits/s (voire plus de 100 Mbits/s avec la norme 802.11n en cours de normalisation). Alors que les besoins en capacité augmentent pour les WLAN, de plus en plus de difficultés apparaissent lors des déploiements de tels systèmes. Une étude des performances des réseaux 802.11 est alors nécessaire pour effectuer l'ingénierie de ces réseaux de manière efficace. Les performances varient selon le site utilisé pour le déploiement, le nombre d'utilisateurs et selon les perturbations générées par les autres équipements utilisant les mêmes bandes de fréquences.

Le but des travaux de recherche que nous avons présentés consiste à étudier les performances des réseaux WLAN à partir de différents critères comme la couverture radio (portée) et la couverture en débit (capacité) en présence de brouilleurs. Si plusieurs études sur le domaine ont été menées, peu d'entre elles se sont intéressées à présenter des règles d'ingénierie pour le déploiement des réseaux 802.11.

Pour étudier les performances d'un système radio, il est indispensable de posséder des modèles de propagation performants et robustes. La seule connaissance de l'affaiblissement de propagation n'est pas suffisante. La sélectivité fréquentielle (du fait de la bande des systèmes considérés) ainsi que le fading jouent un rôle important sur le niveau des performances des réseaux sans fil, comme par exemple dans le calcul de la couverture radio (portée). En nous appuyant sur des mesures effectuées par France Télécom, nous avons présenté des modèles d'affaiblissement de parcours pour les environnements typiques où sont déployés les WLAN (chapitre II). Ces mesures nous ont aussi permis d'extraire des statistiques de fading large bande, nécessaires au dimensionnement des réseaux 802.11.

Les performances que l'on peut attendre d'un réseau sans fil 802.11 ne dépendent pas uniquement du canal de propagation considéré. Les performances des réseaux 802.11 sont liées aussi au contexte multi-utilisateurs ainsi qu'à la présence de systèmes brouilleurs à proximité de ces réseaux. En effet, les bandes de déploiement des réseaux 802.11 sont des bandes libres : la bande ISM à 2,4 GHz et la bande UNII à 5 GHz. Les interférences entre équipements sont l'un des paramètres les plus limitant pour l'ingénierie des WLAN. En connaissant les caractéristiques des différents brouilleurs utilisant ces bandes (chapitre III), leurs effets sur les performances d'un lien WiFi peuvent être étudiés. On peut alors obtenir un modèle précis de ces brouilleurs.

La démarche utilisée pour caractériser l'effet de ces brouilleurs a été expérimentale et a consisté dans un premier temps à définir et à mettre au point le banc de mesures adapté au problème. Les mesures ont porté sur

l'étude de la forme d'onde du brouilleur, de l'écart en fréquence entre la source brouilleuse et l'équipement WiFi et de l'influence du fading et de la sélectivité fréquentielle du canal de propagation (chapitre IV). Ces mesures nous ont permis de proposer un modèle de brouilleurs pour prendre en compte leurs effets sur les performances d'un lien 802.11. Tout d'abord, l'impact de la forme d'onde du brouilleur a été étudié par la mesure de l'effet de plusieurs types de brouilleurs : le signal porteuse pure, le signal bande étroite (BlueTooth), les signaux WLAN (802.11b et 802.11g) et le signal micro-onde. En étudiant conjointement l'effet de la forme d'onde du brouilleur et l'effet de l'écart en fréquence, nous avons démontré que seule la puissance reçue dans la bande du système considéré a un effet sur les performances de ces derniers. L'étude de l'écart en fréquence entre les signaux utile et brouilleur, nous a aussi permis d'affiner les valeurs de réjection données par la norme pour les signaux brouilleurs de type WLAN. Elle nous a aussi permis de mesurer de telles valeurs pour les autres brouilleurs typiques présents dans les bandes des systèmes 802.11, n'étant pas disponibles dans les normes 802.11. Puis en comparant les cas avec et sans brouilleurs pour un canal de propagation constant avec bruit additif gaussien, nous avons mis en évidence le domaine de validité du modèle de brouilleur gaussien. Ce modèle est valide en instantané. Il est alors nécessaire de prendre en compte les statistiques de fading du canal de propagation. Les effets du fading et de la sélectivité fréquentielle dus à la présence de multi-trajets sont opposés aux résultats courants lorsqu'ils sont appliqués au signal brouilleur : un fading plus profond fournit de meilleures performances. Les interférences pouvant affecter le débit utile aussi bien au niveau du récepteur (trame perdue) qu'au niveau de l'émetteur (activation du mécanisme CCA), nous avons aussi étudié l'influence des signaux brouilleurs sur le mécanisme de détection CCA. Les équipements testés ne détectent que les signaux WLAN co-canaux, lorsque ceux-ci arrivent au niveau de l'émetteur avec une puissance de -85 dBm. Les autres signaux brouilleurs et les signaux 802.11 situés sur des canaux adjacents n'ont pas d'influence sur le mécanisme CCA de l'équipement testé.

Dans un deuxième temps, nous avons utilisé les résultats des mesures de brouilleurs pour les appliquer à l'ingénierie. En nous appuyant sur les modèles de propagation définis à partir de mesures, nous avons proposé une méthode qui estime les distances d'influence des équipements brouilleurs sur les équipements 802.11 (chapitre IV). Les interférences peuvent affecter le débit utile aussi bien au niveau du récepteur (trame perdue) qu'au niveau de l'émetteur (activation du mécanisme CCA). Ces deux mécanismes ont été étudiés. L'analyse repose sur l'hypothèse que le rapport signal à bruit instantané doit être supérieur à un seuil. Cette approche a été préférée aux méthodes basées sur l'estimation du rapport signal à bruit moyen : en effet pour les systèmes 802.11 (haut débit) nous considérons que la qualité perçue est plus corrélée aux conditions instantanées radio. Nous avons mis en évidence la portée des systèmes 802.11, l'influence des brouilleurs sur les émetteurs et récepteurs 802.11 et fourni des règles d'ingénierie à respecter lors du déploiement des réseaux 802.11. Ces distances de dégagement ont été obtenues dans le cas des systèmes 802.11 a, b et g en présence de brouilleurs bande étroite, BlueTooth (influence du saut de fréquences), WLAN et four micro-onde. Pour les brouilleurs bande étroite, l'interférence peut être minimisée en utilisant un écart en fréquence d'au moins 15 MHz avec les systèmes 802.11 a, b ou g. Pour les équipements BlueTooth, les règles d'écart en fréquences ne peuvent pas s'appliquer puisque ces systèmes s'appuient sur une technologie à sauts de fréquences. En considérant des puissances d'émission de 0 dBm (la plupart des systèmes BlueTooth utilisent cette puissance d'émission (classe 3)), les rapports entre les distances, permettant d'assurer un débit instantané d'au moins 90% du débit maximum,

sont compris entre 1 et 2. Le brouilleur le plus gênant pour assurer des communications performantes entre deux équipements WiFi est le four micro-onde. Il nécessite un rapport de distances de dégagement supérieur à 3 pour les systèmes 802.11b (et bien plus pour les systèmes 802.11g), ce qui les rend bloquants dans la plupart des situations. C'est pourquoi nous recommandons dans ce cas l'utilisation des canaux 2412 et 2417 MHz. Pour les interférences WLAN sur un équipement 802.11b, un écart d'au moins 20 MHz rend l'effet du brouillage quasiment nul. Ce résultat est intéressant pour l'optimisation de la planification de fréquence et de la capacité comparé au cas habituel des 3 canaux indépendants.

Enfin en contexte multi-utilisateurs, les performances des réseaux 802.11 ont été étudiées dans le chapitre V, par l'intermédiaire du simulateur SILAN. Ce simulateur, développé dans le cadre de la thèse, contrairement aux simulateurs couramment utilisés par la communauté scientifique (NS ou Opnet), utilise une modélisation réaliste de la couche physique. En effet, il permet d'intégrer les modèles de propagation développés dans l'unité "MCR" de France Télécom R&D à Belfort (tracé de rayons MATRIX et modèle Motley-Keenan simplifié), qui présentent de bonnes performances en environnement indoor. De plus ce simulateur intègre un modèle de collisions plus proche de la réalité que NS-2 par exemple. Enfin, il permet d'étudier le débit utile des réseaux 802.11 sur un site particulier de déploiement et donc de prendre en compte les particularités de l'environnement du point de vue propagation. Les simulations effectuées avec cet outil dans le cas d'un déploiement dans un environnement de type hot-spot, ont permis d'obtenir les limites en capacité que l'on peut attendre lorsque des systèmes de types WLAN sont utilisés en contexte multi-utilisateurs. On observe alors que le débit utile augmente progressivement avec le nombre d'utilisateurs mais que celui-ci chute lorsque le nombre d'utilisateurs devient trop important du fait de l'augmentation des collisions. Pour avoir un débit utile optimal le nombre d'utilisateurs est de 20 pour les réseaux 802.11b à 11 Mbits/s et de 30 pour les réseaux 802.11g à 54 Mbits/s. Une autre conclusion, obtenue par les mesures et la simulation, est que les stations bas débit présentes dans une cellule 802.11 pénalisent les utilisateurs haut débit de cette cellule. Il faut donc veiller à ce que la couverture de la cellule soit correcte de façon à éviter que des stations reçoivent une puissance trop faible et fonctionnent sur des débits inférieurs. Enfin, le cas où deux réseaux concurrents sont installés à proximité l'un de l'autre, la perte de débit utile a été mise en évidence. Les résultats obtenus par le simulateur SILAN ont été vérifiés par des mesures.

L'avantage de la bande des 5 GHz réside dans le fait qu'actuellement peu de systèmes y sont déployés. Les systèmes UWB, déjà déployés dans cette bande, sont supposés ne pas brouiller les systèmes 802.11a vues les contraintes spectrales imposées par l'ETSI. De plus les interférences entre systèmes 802.11a sont atténuées. Cette norme utilise en effet des canaux radiofréquences espacés de 20 MHz : elle définit 12 canaux disjoints. Enfin les réseaux 802.11a présentent de meilleures performances en débits utiles que les réseaux composés de systèmes 802.11b et 802.11g car les équipements 802.11a utilisent tous la même couche physique. Néanmoins ces systèmes ont une portée moins grande en environnement bureau que les systèmes 802.11g (4 m en situation NLOS contre 18 m). Le principal avantage de la bande des 2,4 GHz est la portée des équipements 802.11b et 802.11g. Par contre le problème de brouillage est l'inconvénient majeur. Tout d'abord l'espacement des canaux radiofréquences est de 5 MHz. De plus beaucoup de produits actuellement déployés utilisent cette bande. Cependant il n'y a pas beaucoup de fours micro-ondes dans les environnements de type bureau ou centre commercial contrairement aux environnements domestiques. Les brouillages par les fours micro-ondes

sont donc quasiment inexistantes dans ce type d'environnement. De plus, la plupart des systèmes Bluetooth sont des équipements de 3^{ème} classe, ce qui signifie que leur puissance d'émission est de 0 dBm. Comme nos résultats l'ont démontré leurs effets sont donc négligeables. La solution peut consister par exemple à utiliser les atouts des deux bandes en utilisant des équipements bi-bandes. Par exemple des architectures mixtes sont utilisées pour desservir les backbones à 5 GHz et couvrir des environnements à 2,4 GHz. Dans ce cas, la bande à 5 GHz est réservée pour le haut débit tout en assurant une garantie de qualité de services.

Ces règles d'ingénierie sur les réseaux WLAN à 2,4 et 5 GHz permettent de prévoir la meilleure configuration pour obtenir les meilleures performances de ces réseaux. Néanmoins devant l'avancée rapide des technologies 802.11, de nouvelles méthodes restent à explorer. Ainsi les systèmes 802.11n basés sur la technologie MIMO n'ont pas été étudiés. Il serait intéressant de caractériser le comportement de tels systèmes en présence de brouilleurs. La caractérisation de l'environnement domestique n'a pas été considérée dans les travaux de la thèse. De la même façon l'étude de la nouvelle couche MAC 802.11e n'a pas été faite. Du fait de l'introduction de mécanismes de priorités entre les flux, les performances des réseaux 802.11 changent. Le simulateur SILAN pourrait être amélioré en intégrant cette nouvelle norme.

COMPLÉMENTS DE LA NORME 802.11

Cette annexe expose les parties de la norme 802.11 non traitées dans la thèse. Nous étudions d'abord la méthode optionnelle d'accès au médium, PCF. Ensuite nous donnons les détails du champ service de la trame MAC 802.11 et enfin, nous décrivons la couche MAC 802.11e qui permet la QoS.

A-1. La méthode d'accès PCF : Point Coordination Fonction

La méthode d'accès PCF consiste en une gestion décentralisée des ressources. C'est le point d'accès qui ordonne les transmissions et distribue le droit à la parole. C'est par l'intermédiaire de trames de gestion définies à cet effet qu'une sollicitation explicite est effectuée auprès d'une station (mécanisme de polling) pour lui attribuer le droit d'émettre. Ce mode peut être utilisé pour implémenter des services temps réel, comme la transmission de voix ou de vidéo.

Ce mode de fonctionnement est optionnel. Lorsqu'il est activé au sein d'un BSS, les deux méthodes d'accès (DCF et PCF) alternent, avec une période sans contention (**CFP** ou *Contention Free Period*) et une période avec contention (**CP** ou *Contention Period*). Dans ce mode de fonctionnement le point d'accès (appelé **PC** pour *Point Coordinator*) tient à jour une liste des stations qui lui sont associées et les interroge une par une. Aucune station ne peut transmettre sans y être autorisée. Tout d'abord le point d'accès vérifie la disponibilité du canal pendant un intervalle de temps correspondant à un PIFS et commence une période PCF en transmettant une trame de Beacon (en broadcast). L'utilisation du PIFS (plus court que le DIFS) permet au point d'accès d'avoir une priorité d'émission sur les stations utilisant le mode DCF. Lorsque les stations du BSS reçoivent la trame du Beacon, elles mettent à jour leur NAV avec la durée maximum de la période CFP. Le point d'accès autorise alors explicitement et successivement chacune des stations à émettre par l'intermédiaire d'une trame *CF-POLL*. Chaque trame de données doit être acquittée par son récepteur (par une trame *CF-ACK*). Chaque trame émise est espacée d'une durée de SIFS. Pour éviter les surcoûts de bande passante liés aux espaces inter-trames, les acquittements peuvent être agrégés à des données (*CF-ACK+DATA*) lorsque la station a des données à transmettre au point d'accès et vice-versa, à des trames de polling (*CF-ACK+CF-POLL*, uniquement par le point d'accès) ou à des trames de données et de polling (*CF-ACK+DATA+CF-POLL*, uniquement par le point d'accès). Lorsque chaque station a été autorisée à émettre une trame et que le point d'accès a transmis

l'ensemble de ses trames de données, ce dernier signale la fin de la période de contention par une trame *CF-END*. Chaque station peut alors mettre leur NAV à zéro. Une période de contention, pendant laquelle les stations peuvent émettre leur trame de façon distribuée, suit alors la période sans contention. Un exemple d'échanges de trames en mode PCF est présenté à la figure A.1.

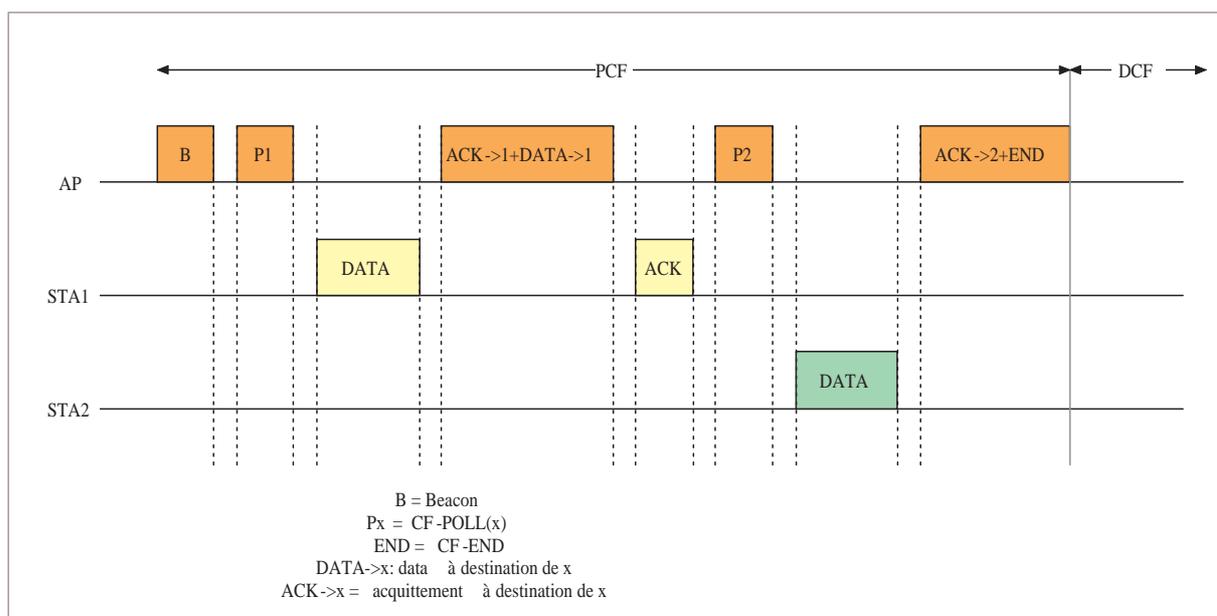


FIG. A.1 – Cycles PCF et DCF

Dans la mesure où la durée maximum du mode PCF est définie dans le standard 802.11, le délai maximum est borné. Ainsi ce mode a été mis en place pour garantir une certaine QoS (*Quality Of Service*). Néanmoins ce mode présente 3 inconvénients majeurs pouvant fournir des performances très limitées en terme de QoS. Le premier problème est lié au fait que le mécanisme de polling est centralisé (par le point d'accès) ce qui détériore les performances de trafic prioritaire, particulièrement lorsque le réseau est composé de nombreuses stations. Le second problème apparaît du fait que les modes avec et sans contention sont incompatibles ce qui entraîne des délais d'émission des Beacon imprévisibles : dans le cas de grandes trames émises pendant la période avec contention, l'émission du Beacon indiquant le début d'une période sans contention peut être décalée. Enfin le dernier problème est dû au fait que la durée de transmission d'une station est inconnue. En effet du fait de l'existence de plusieurs débits au niveau physique, une station peut occuper une grande partie de la période sans contention, empêchant certaines stations d'émettre pendant cette période.

L'utilisation de la méthode PCF est optionnelle et donc peu ou pas implémentée dans les matériels 802.11. C'est pourquoi dans notre problématique d'ingénierie et de déploiement de réseaux 802.11, cette fonction ne sera pas étudiée.

A-2. Le champ contrôle de la trame MAC

Le champ contrôle de trame contient des données telles que le protocole utilisé, le type de trame transmise, le mécanisme de sécurité utilisé. Ce champ est donc composé de plusieurs champs illustrés par la figure A.2. Le champ contrôle de trame contient, entre autre, les informations suivantes :

Version protocole	Type	Sous -type	To DS	From DS	More frag	Retry	Pwr Mgt	More Data	WEP	Order
bits	2	2	1	1	1	1	1	1	1	1

FIG. A.2 – Champs Contrôle de trame

- Version du protocole : Ce champ pourra reconnaître des versions futures possibles du standard 802.11. Dans la version courante, la valeur est fixée à 0.
- Type et sous-type : ces champs définissent le type de trame (données, gestion, contrôle) et le sous-type (accusé, RTS, CTS,...).
- ToDS (pour le système de distribution) : ce champ est mis à 1 lorsque la trame est adressée au point d'accès pour qu'il la fasse suivre soit au système de distribution, soit à une station de la même cellule (BSS).
- FromDS : ce champ est mis à 1 lorsque la trame est relayée par le point d'accès provenant soit du système de distribution soit d'une station de la même cellule.
- More Frag : ce champ est mis à 1 lorsque d'autres fragments suivent le fragment en cours.
- Retry : ce champ est mis à 1 pour indiquer que la présente trame est une retransmission d'une trame précédemment transmise. Ce champ est utile pour la détection de trames dupliquées lorsque l'accusé a été perdu.

A-3. La couche MAC IEEE 802.11e

Le standard IEEE 802.11e [80205a] est une extension du standard 802.11 permettant d'introduire de la qualité de service au sein des réseaux 802.11. A cause des limitations des méthodes DCF et PCF, cette extension définit une unique fonction de coordination, nommée fonction de coordination hybride, **HCF** (*Hybrid Coordination Function*). La fonction HCF permet de fournir des priorités d'accès au canal radio entre les différents émetteurs, fournissant ainsi aux couches protocolaires supérieures un moyen de mettre en oeuvre une différenciation de services.

A-3.1. HCF

La fonction HCF combine les fonctions des méthodes DCF et PCF, d'où le nom hybride. En plus de la définition de la nouvelle fonction d'utilisation HCF, la norme 802.11e définit deux modes d'accès au médium : le

mode **HCCA** (*HCF Controlled Channel Access*) et le mode **EDCA** (*Enhanced Distributed Channel Access*). La fonction DCF utilise le mode d'accès distribué EDCA tandis que la fonction HCF utilise les deux modes d'accès. Dans la norme 802.11e, une supertrame consiste toujours en deux périodes de fonctionnement, une période avec contention (CP) et une période sans contention (CFP). Le mode d'accès EDCA est utilisé seulement dans la période avec contention tandis que la méthode d'accès HCCA est utilisée dans les deux périodes.

La fonction HCF donne un droit à transmettre par l'intermédiaire d'opportunités de transmission, **TxOPs** (*Transmission Opportunity*). Les stations se voient allouer une période de temps, décrite par un instant de départ et une durée à la place d'une autorisation à émettre définie dans la norme initiale 802.11. La durée des TxOPs est annoncée aux stations par l'intermédiaire des trames de Beacon.

La fonction HCF introduit aussi de nouvelles règles pour l'acquittement des trames. Dans la norme 802.11, chaque trame de données requiert une réponse immédiate qui est une trame de contrôle, l'acquittement. La fonction HCF définit deux nouvelles options : l'acquittement par bloc et le non acquittement de trames. Le fait de ne pas acquitter les trames de données est utile pour certaines applications nécessitant des contraintes de délai très forte, comme le streaming multimédia. En effet, les données retransmises ne sont pas utiles du fait du délai engendré par la retransmission. Ces mécanismes sont optionnels et seront décrits par la suite.

Enfin les différentes terminologies utilisées dans la norme 802.11 changent dans la norme 802.11e.

- un BSS qui supporte les nouvelles fonctionnalités de la norme 802.11e est appelé **QBSS** (*QoS BSS*).
- Les stations qui opèrent au sein d'un QBSS sont appelées **QSTA** (*QoS STations*).
- Le point d'accès quant à lui est appelé **QAP** (*QoS AP*).

A-3.1.1. Mode EDCA

Dans le mode EDCA, l'accès différencié et distribué au canal se fait par l'intermédiaire de quatre queues FIFO (*First In First Out*), appelées catégories d'accès (**AC** pour *Access Categories*). Avant d'entrer au niveau de la couche MAC, chaque paquet de données se voit attribuer une des huit priorités utilisateurs spécifiées dans la norme 802.11D (**UPs** pour *User Priorities*) au niveau de chaque QSTA. Le mapping entre les catégories d'accès et les priorités utilisateurs est défini par la table A.1. La mise en application de priorités est effectuée en jouant sur un ensemble de paramètres du protocole d'accès au médium (temps d'attente, fenêtre de contention, temps de transmission maximal). Ces paramètres sont ajustés pour changer la probabilité d'accès au médium, permettant de favoriser les classes d'accès de priorité supérieure.

Priorité Utilisateur (802.1D)	Catégorie d'accès	Description
1	AC_BK	Arrière-plan
2	AC_BK	Arrière-plan
0	AC_BE	Au mieux
3	AC_BE	Vidéo
4	AC_VI	Vidéo
5	AC_VI	Vidéo
6	AC_VO	Voix
7	AC_VO	Voix et contrôle

TAB. A.1 – Correspondance entre classes de trafic et catégories d'accès

Chaque queue d'émission délivre ses trames à une fonction indépendante d'accès au canal, chacune implémentant l'algorithme de contention EDCA. Lorsque plusieurs trames sont disponibles dans plusieurs files d'émission, une phase de contention interne s'opère : cette phase est identique à la phase de contention externe entre stations. Les collisions entre deux files d'une même station (collisions internes) sont résolues de la même façon que si une collision s'était produite entre stations : la file de priorité la plus faible invoque la procédure de réémission définie dans la norme 802.11 (attente d'un délai fixe, l'EIFS, suivie d'un délai aléatoire, le backoff). Chaque file se comporte alors comme une station virtuelle pour accéder au médium (cf figure A.3). Pour chaque catégorie d'accès, une variante de la méthode DCF est utilisée.

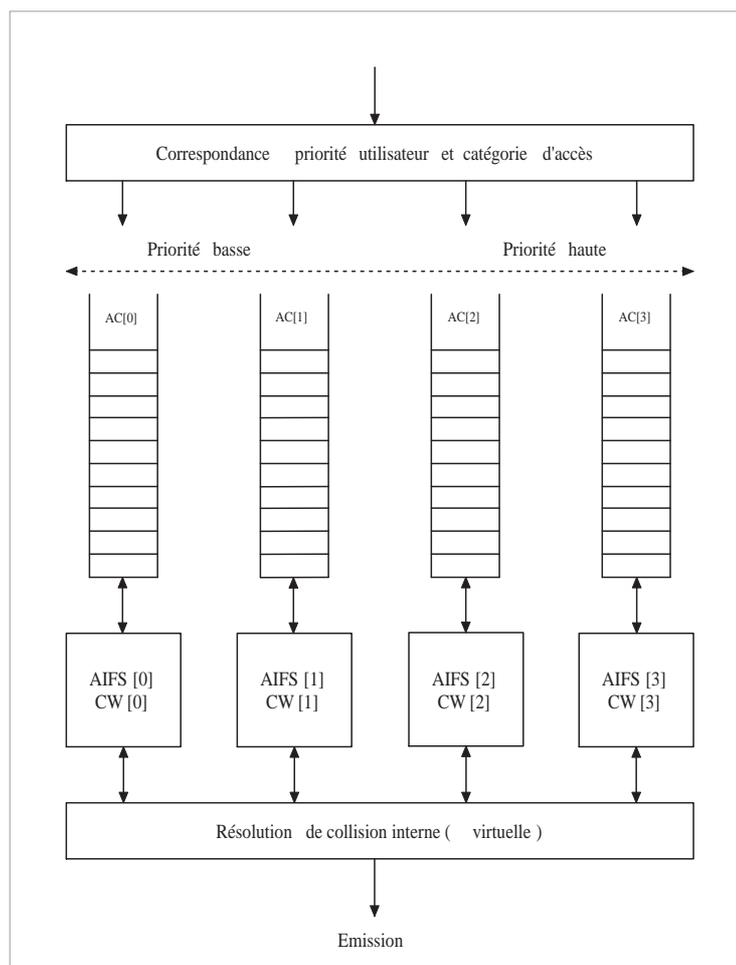


FIG. A.3 – Catégories d'accès pour la norme 802.11e

Les paramètres définis dans la méthode d'accès EDCA, comme le temps d'attente minimum, et la taille des fenêtres de contention sont enregistrés localement par chaque QSTA. Ces paramètres sont différents pour chaque catégorie d'accès (files) et peuvent être changés dynamiquement par le QAP. Ces informations sont envoyées par le QAP dans les trames de Beacon, les trames *Probe-Response* et (*Re*)*Association-Response*. Ces ajustements permettent au point d'accès de contrôler les performances de QoS du réseau considéré.

Les stations et les points d'accès utilisent les mêmes mécanismes d'accès au canal. Une station qui gagne l'accès au médium, se voit attribuer une opportunité de transmission (TxOPs). La durée d'un TxOP est spécifique à chaque catégorie d'accès et est définie par le QAP. Lorsque la séquence d'échanges de trames a été complétée et qu'il reste du temps disponible au sein du TxOP, la QSTA peut transmettre d'autres trames d'une même catégorie d'accès. Elle doit juste s'assurer au préalable que la durée d'émission de la trame et éventuellement des différentes trames d'acquiescement ne dépasse pas la fin du TxOP.

A-3.1.1.a. Différenciation sur le temps d'attente

Le premier paramètre sur lequel il est possible d'agir est le temps d'attente avant d'accéder au médium. L'idée est d'utiliser des temps d'attente variables avant d'accéder au médium plutôt que d'utiliser un temps d'attente fixe comme dans la méthode d'accès DCF de la norme 802.11, permettant de définir ainsi des niveaux de priorité différents. Ainsi la méthode d'accès EDCA définit un nouvel espace inter-trame, l'**AIFS** (*Arbitrary IFS*). Les catégories d'accès les plus prioritaires bénéficient du temps AIFS le plus court. De la même façon que pour le DIFS dans la norme 802.11, l'AIFS correspond au délai minimal qu'une station doit attendre avant d'essayer d'accéder au médium, après une période d'activité sur le canal radio. Pour chaque catégorie d'accès AIFS est égal à SIFS auquel on ajoute un temps équivalant à un nombre entier de slots de backoff, noté **AIFSN** (*AIFS Number*). AIFSN est toujours supérieur ou égal à 2 pour les QSTA soit au moins égal à un DIFS, de telle manière que les stations utilisant la norme 802.11 ne soient pas trop pénalisées. Pour le QAP, AIFSN est toujours supérieur ou égal à 1 ce qui permet d'avoir une priorité d'accès supérieur pour le QAP.

$$\begin{aligned} AIFS[AC] &= SIFS + AIFSN[AC] * SlotTime \\ AIFSN[AC] &\leq 2 \quad \text{pour QSTA} \\ AIFSN[AC] &\leq 1 \quad \text{pour QAP} \end{aligned} \tag{Eq. A.1}$$

Les valeurs des différents AIFSN pour chaque catégorie d'accès sont présentées à la table A.2.

A-3.1.1.b. Différenciation sur les fenêtres de contention

Pour obtenir des propriétés de façon statistique d'accès au canal, il est possible de jouer sur un deuxième paramètre, la taille des fenêtres de contention. Une station ayant une fenêtre de contention qui a une valeur inférieure bénéficie d'un temps moyen d'accès au médium plus court qu'une station ayant une fenêtre de contention plus grande. L'idée ainsi mise en oeuvre par l'intermédiaire de la différenciation des fenêtres de contention est de changer le nombre d'opportunités de transmission fournies à chaque classe d'accès. La norme 802.11e permet d'associer à chaque catégorie de trafic des valeurs différentes pour la valeur minimale de la fenêtre de contention (CWmin) et la valeur maximale de la fenêtre de contention (CWmax).

Les valeurs des différentes fenêtres de contention (CWmin et CWmax) pour chaque catégorie d'accès sont présentées à la table A.2.

A-3.1.1.c. Différenciation sur les opportunités de transmission

Dans la norme 802.11e les mobiles ne concourent plus pour une transmission de trames comme dans la norme 802.11 mais pour une opportunité de transmission. Par conséquent, il est possible d'effectuer une différenciation de services en associant à chaque catégorie d'accès une durée maximale d'opportunité de transmission (TxOPlimit[AC]). De plus si le temps restant est suffisant, il est possible d'émettre une rafale de trames. Pour certaines catégories d'accès, la transmission en rafale est impossible : la valeur de TxOPlimit[AC] est alors égale à 0.

Les différentes valeurs de TxOPlimit pour chaque catégorie d'accès sont présentées à la table A.2.

AC	CWmin	CWmax	AIFSN	TxOPlimit	
				couche physique DSSS	couche physique OFDM
AC_BK	aCWmin	aCWmax	7	0	0
AC_BE	aCWmin	aCWmax	3	0	0
AC_VI	$\frac{aCWmin+1}{2} - 1$	aCWmin	2	6.016 ms	3.008 ms
AC_VO	$\frac{aCWmin+1}{4} - 1$	$\frac{aCWmin+1}{2} - 1$	2	3.264 ms	1.504 ms

TAB. A.2 – Paramètres EDCA

A-3.1.2. Mode HCCA

De façon analogue à la méthode PCF de la norme 802.11, le mécanisme d'accès au canal contrôlé HCF, **HCCA** (*HCF Controlled Channel Access*) fournit un accès de type polling au canal. Il utilise une entité particulière pour gérer l'accès au canal, le coordinateur hybride (**HC** pour *Hybrid Coordinator*). Le but de cette méthode d'accès est d'augmenter l'efficacité en diminuant le temps d'attente pour l'accès au médium.

Le HC (généralement le QAP) a un accès privilégié au canal par rapport aux autres stations, dans la mesure où il utilise l'inter-trames le plus court, le PIFS, pour prendre le contrôle du canal. C'est le HC qui dans ce cas fournit aux QSTAs des opportunités de transmission (comme dans la méthode PCF de la norme 802.11), appelées HCCA TxOPs.

Le HC divise le temps entre deux périodes distinctes : une période sans contention CFP et une période avec contention CP. La période sans contention n'est dédiée qu'à la transmission par le point d'accès des trames de broadcast et multicast à destination des stations mobiles. Cette période peut aussi être utilisée par le point d'accès pour inviter les stations traditionnelles 802.11 à transmettre en mode PCF, en émettant des trames CF-Poll. Suit alors une période de contention durant laquelle les mobiles accèdent au canal au moyen de l'EDCA. Le point d'accès peut à tout moment interrompre cette période, déclenchant une phase appelée CAP (Controlled Access Phase). Dans cette phase, seule la méthode d'accès HCCA est utilisée. La figure A.4 présente l'enchaînement de différentes phases CFP, CP et CAP.

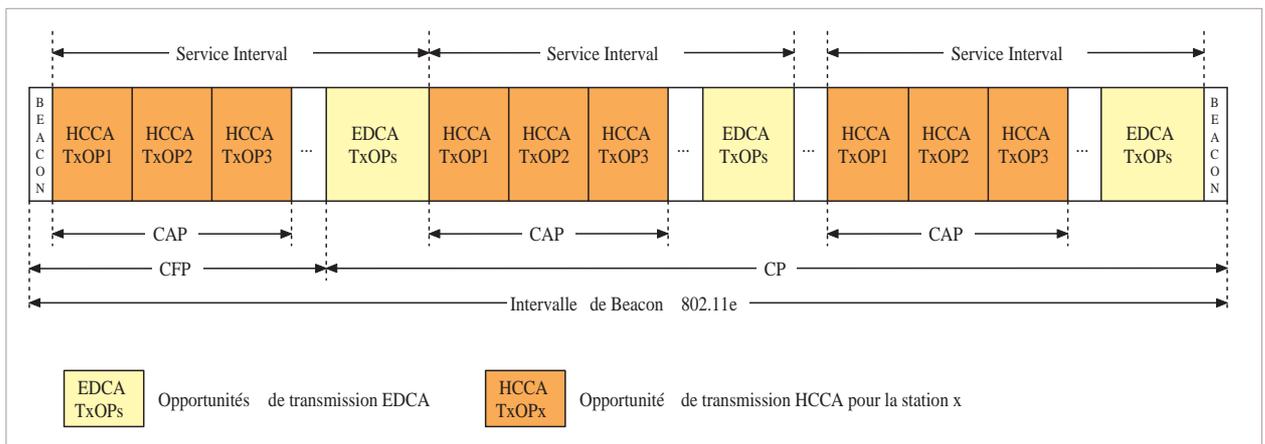


FIG. A.4 – Les périodes CAP, CFP et CP dans la norme 802.11e

La méthode d'accès HCCA est un mécanisme d'accès centralisé. Elle utilise de la même façon que pour la méthode PCF, un mécanisme d'invitations à émettre pour chaque station : le point d'accès transmet aux QSTAs des trames *QoS+CF-Poll*. Le point d'accès peut décider en fonction des besoins des stations, d'autoriser un émetteur particulier à émettre plusieurs paquets à un tour particulier ou encore de modifier l'ordre d'émission. L'agrégation de trames de données et de messages de contrôle est encore possible de la même façon que pour la méthode PCF de la norme 802.11.

Pour être incluse dans la liste de polling du point d'accès, chaque QSTA doit transmettre régulièrement une trame de management de QoS, indiquant le niveau de remplissage des files d'attente correspondant à chaque classe de trafic. La figure A.5 présente le format général d'une telle trame permettant de fournir les caractéristiques de trafic au point d'accès, **TSPEC** (*Traffic SPECification*). Elle inclut entre autre :

- Mean data rate : débit binaire moyen pour la transmission du paquet, en bits par seconde.
- Delay bound : délai maximum autorisé pour acheminer le paquet à travers le lien radio incluant le temps d'attente dans la queue, en millisecondes.
- Maximum service interval : temps maximum autorisé entre deux TxOPs consécutifs alloués à la station mobile, en microsecondes.
- Nominal MSDU size : la taille nominale d'un paquet, en octets.
- Minimum PHY rate : le débit binaire minimum pour acheminer le paquet, en bits par seconde.

En tenant compte de ces informations, le point d'accès peut alors modifier l'ordonnancement d'une période d'invitation. Ce mode de fonctionnement permet de surveiller aussi bien le débit, le délai et la gigue de chacune des stations. Il est alors possible de résoudre dans une certaine mesure des problèmes d'équité entre flux de façon centralisée.

Element ID	Length	TS info	Nominal MSDU size	Maximum MSDU size	Minimum service interval	Maximum service interval	Inactivity interval	Suspension interval
Service Start Time	Minimum data rate	Mean data rate	Peak data rate	Maximum burst size	Delay bound	Minimum PHY rate	Surplus bandwidth allowance	Medium time

FIG. A.5 – Format général d’une trame de management pour la spécification de trafic

A-3.2. Contrôles d’admission

A-3.2.1. EDCA

La norme 802.11e définit un mécanisme de contrôle d’admission pour le mécanisme d’accès EDCA qui doit être implémenté aussi bien au niveau des QSTAs que des QAPs. Pour ce faire chaque QSTA tient à jour deux variables locales : la variable *admitted_time* et la variable *used_time*. Au moment de l’association (ou ré-association), ces variables sont initialisées à zéro. Chaque file d’attente (ou catégorie d’accès) transmet au QAP une requête de QoS (*ADDTS-Request*) contenant la spécification des caractéristiques de trafic correspondant à l’application utilisée (TSPEC). Lorsque le QAP reçoit cette requête, il décide s’il peut l’accepter ou non. Si la requête est acceptée, le QAP calcule le ratio de temps accordée à cette station pour garantir les besoins en termes de QoS de l’application : ce ratio est appelé *medium_time*. L’algorithme utilisé pour effectuer la décision d’admission ainsi que pour calculer la fraction de temps accordée est laissé à l’appréciation des constructeurs. Le QAP envoie alors à la QSTA, une trame de réponse à la requête de QoS (*ADDTS-Response*) indiquant le *medium_time* accordé. La QSTA met alors à jour sa variable locale *admitted_time* avec la valeur de *medium_time*. Pour contrôler le temps total d’accès au canal, la QSTA utilise l’autre variable locale, *used_time*. Cette variable est mise à jour à chaque transmission, réussie ou non. Si *used_time* est plus grand que *admitted_time*, la file d’accès correspondante n’est plus autorisée jusqu’à ce que *used_time* soit réinitialisée. Si la QSTA nécessite plus de temps d’accès au canal pour une file d’accès, elle doit réémettre une nouvelle requête auprès du QAP.

A-3.2.2. HCCA

De la même façon que pour la méthode EDCA, la norme 802.11e spécifie un algorithme d’admission pour la méthode d’accès HCCA. En utilisant les informations de spécification de trafic (TSPEC), le QAP calcule le ratio du temps de transmission réservé pour la méthode HCCA pour K stations sur une période de SI (*Service Interval* voir la figure A.4) :

$$\sum_{i=1}^K \frac{TxOP_i}{SI} \quad (\text{Eq. A.2})$$

Pour permettre l'acceptation d'un nouveau trafic, le QAP doit vérifier si la nouvelle opportunité de transmission plus les TxOPs déjà allouées sont plus petites que le ratio de temps alloué pour la période HCCA, c'est-à-dire :

$$\frac{T_{xOP_{K+1}}}{SI} + \sum_{i=1}^K \frac{T_{xOP_i}}{SI} \leq \frac{T_{CAPLimit}}{T_{Beacon}} \quad (\text{Eq. A.3})$$

où $T_{CAPLimit}$ est la durée maximum de la période HCCA, et T_{Beacon} représente la durée d'un intervalle de Beacon.

A-3.3. Mécanismes optionnels de la norme 802.11e

Les mécanismes optionnels définis par la norme 802.11e incluent des mécanismes sur les acquittements et un protocole de communication directe entre stations.

A-3.3.1. Mécanismes sur les acquittements

Le premier mécanisme sur les acquittements est le mécanisme d'acquiescement par bloc. Il permet à un groupe de trames de données d'être émises au sein d'un même TxOP. Chaque trame d'un bloc est séparée d'un SIFS et cette méthode permet de réduire l'overhead lié à l'acquiescement systématique de chaque trame de données. L'émission de trames de données par blocs nécessite 3 phases : une phase d'initialisation, une phase d'échange des données et une phase d'acquiescement. La figure A.6 présente les 3 phases d'une émission par bloc. L'émetteur émet tout d'abord une trame de requête ADDBA. Le récepteur lui renvoie une trame de réponse ADDBA. S'ensuit ensuite l'échange des trames de données par bloc. Enfin l'émetteur indique la fin de transmission des données par une trame de requête d'acquiescement par bloc (Block-ACKReq), puis le récepteur acquiesce le bloc de trames de données par une trame d'acquiescement par bloc (Bloc-ACK).

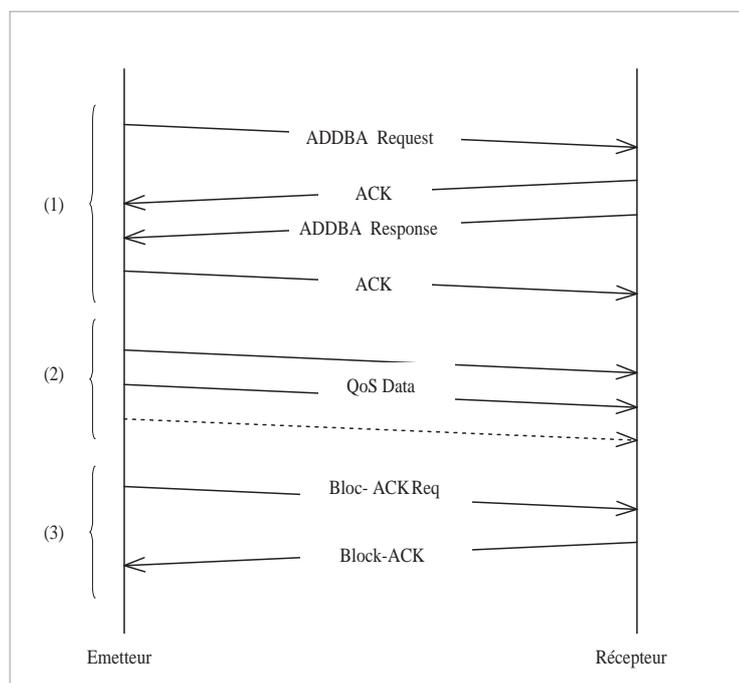


FIG. A.6 – Mécanisme d’acquittement par bloc

Le deuxième mécanisme sur les acquittements est le mécanisme de piggybacking. Ce mécanisme a souvent été utilisé dans les protocoles des couches supérieures. Il consiste à agréger l’acquittement d’une trame dans une autre trame de données. Ce mécanisme améliore les performances globales du réseau en réduisant les overheads dus à l’émission d’acquittements.

Le troisième mécanisme sur les acquittements est l’absence d’acquittement. Pour certaines applications, la norme 802.11e autorise les trames non acquittées. Ce mécanisme est très utile pour des applications ayant des contraintes de délais très fortes mais qui peuvent tolérer un certain taux d’erreur paquet (par exemple la voix sur IP).

A-3.3.2. Protocole de communication directe entre stations

Dans la norme 802.11, le trafic est toujours échangé entre les stations et le point d’accès dans un réseau en infrastructure. La norme 802.11e ajoute aux stations mobiles la possibilité d’échanger des trames directement entre elles dans un réseau en infrastructure, ce qui permet d’augmenter la bande passante de façon significative, notamment dans les réseaux domestiques. Ce mécanisme est appelé DLS. La mise en place d’une telle communication se fait en quatre phases et est illustrée à la figure A.7.

- La station 1 émet une requête au QAP (trame DLS Request) pour utiliser l’option de communication directe, avec l’adresse de la station cible (station 2) et son adresse ainsi que les débits supportés.
- Si la station 2 est associée au même QBSS, le QAP relaie la requête à celle-ci.
- Si la station 2 accepte la communication directe, elle renvoie une trame de réponse au QAP (DLS Res-

- ponse).
- Le QAP relaie la réponse à la station 1, après quoi la communication directe entre les deux stations devient active.

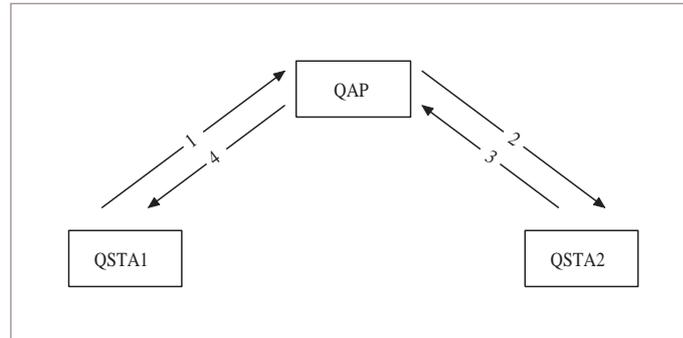


FIG. A.7 – Mécanisme de communication directe entre stations

SIGNAUX PASSE-BANDES, SIGNAUX ANALYTIQUES ET SIGNAUX BANDE DE BASE

Dans cette partie, $x(t)$ désigne un signal réel passe-bande, $\tilde{x}(t)$ désigne l'équivalent en bande de base et $x_a(t)$ le signal analytique correspondant à $x(t)$.

B-1. Définitions

- $\tilde{x}(t)$ est appelé signal bande de base si son spectre $\tilde{F}(f) = 0$ pour $f \notin [-B, B]$, où B est la bande du signal $x(t)$.
 - $x(t)$ est appelé signal bande-passante si son spectre $F(f) = 0$ pour $|f| \notin [f_1, f_2]$ avec $0 < f_1 < f_2 < \infty$.
- $x(t)$ est un signal passe bande réel, son spectre possède alors la propriété de la symétrie hermitienne : $X(f) = X^*(-f)$, où $(.)^*$ désigne l'opérateur complexe conjugué. Ainsi l'information contenue dans la partie positive de son spectre contient toute l'information du signal $x(t)$. On définit alors le signal analytique de $x(t)$, $x_a(t)$ tel que :

$$X_a(f) = 2X(f)U(f) \quad (\text{Eq. B.1})$$

avec $U(f)$, fonction unité (ou de Heaviside). En prenant la transformée de Fourier inverse de Eq. B.1, on obtient

$$x_a(t) = \left(\delta(t) + j\frac{1}{\pi t}\right) * x(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (\text{Eq. B.2})$$

où

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (\text{Eq. B.3})$$

est la transformée de Hilbert de $x(t)$. On a $x(t) = \Re\{x_a(t)\}$.

On peut alors définir l'enveloppe complexe d'un signal $x(t)$ à partir de son signal analytique $x_a(t)$ par :

$$\tilde{X}(f) = X_a(f + f_c) \quad (\text{Eq. B.4})$$

Ainsi, le spectre de l'enveloppe complexe possède la même forme que celui de $x(t)$ mais est centré sur 0 : C'est un signal bande de base. En prenant la transformée de Fourier inverse de Eq. B.4, on obtient :

$$\tilde{x}(t) = x_a(t)e^{-j2\pi f_c t} = (x(t) + j\hat{x}(t))e^{-j2\pi f_c t} \quad (\text{Eq. B.5})$$

et

$$x(t) = \Re(\tilde{x}(t)e^{-j2\pi f_c t}) \quad (\text{Eq. B.6})$$

B-2. Décomposition d'un signal passe bande

Un signal passe bande peut être décomposé de deux manières :

B-2.1. Décomposition en phase et en quadrature

L'enveloppe complexe peut s'écrire sous la forme de coordonnées cartésiennes :

$$\tilde{x}(t) = x_p(t) + jx_q(t) \quad (\text{Eq. B.7})$$

Le signal passe bande est alors égal à

$$x(t) = x_p(t) \cos(2\pi f_c t) - x_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (\text{Eq. B.8})$$

où $x_p(t)$ et $x_q(t)$ sont respectivement appelés composantes en phase et en quadrature. Ces signaux sont des signaux bande de base.

B-2.2. Décomposition en amplitude et en argument

En écrivant l'enveloppe complexe sous la forme

$$\tilde{x}(t) = \rho(t)e^{j\theta(t)} \quad (\text{Eq. B.9})$$

On a

$$x(t) = \rho(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (\text{Eq. B.10})$$

Avec $\rho(t)$, enveloppe du signal et $\theta(t)$ la phase instantanée. Ces signaux sont des signaux en bande de base.

B-2.3. Filtre passe-bande et bande de base

De la même façon qu'on peut représenter un signal passe bande par son enveloppe complexe, on peut représenter un filtre passe bande par son équivalent passe bas (ou bande de base), en décalant son spectre autour de 0. Soit $H(f)$ un filtre passe bande, ayant pour signal d'entrée $x(t)$ et pour signal de sortie $y(t)$. Le système passe-bande a une sortie

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \tau)x(\tau)d\tau \quad (\text{Eq. B.11})$$

En représentant les signaux d'entrée et de sortie (respectivement $x(t)$ et $y(t)$) par leur équivalent en bande de base ou enveloppe complexe, il est possible d'obtenir un filtre hypothétique $h_{PBE}(t)$ (filtre passe-bas équivalent) tel que :

$$\tilde{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{PBE}(t - \tau)\tilde{x}(\tau)d\tau \quad (\text{Eq. B.12})$$

Ce qui donne dans le domaine des fréquences :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(f) &= H_{PBE}(f)\tilde{X}(f) \\ Y(f) &= H(f)X(f)\end{aligned}\quad (\text{Eq. B.13})$$

Or on a :

$$\begin{aligned}X_a(f) &= 2U(f)X(f) \\ Y_a(f) &= 2U(f)Y(f) \\ H_a(f) &= 2U(f)H(f)\end{aligned}\quad (\text{Eq. B.14})$$

On peut donc écrire

$$Y_a(f) = \frac{1}{2}H_a(f)X_a(f) \quad (\text{Eq. B.15})$$

$$Y_a(f + f_c) = \frac{1}{2}H_a(f + f_c)X_a(f + f_c) \quad (\text{Eq. B.16})$$

ce qui donne :

$$\tilde{Y}(f) = \frac{1}{2}\tilde{H}(f)\tilde{X}(f) \quad (\text{Eq. B.17})$$

En combinant Eq. B.13 et Eq. B.17, on obtient :

$$H_{PBE}(f) = \frac{1}{2}\tilde{H}(f) \quad (\text{Eq. B.18})$$

Remarque : Pour passer d'un signal bande de base à un signal passe bande, on peut choisir une fréquence $f_c \in [f_1, f_2]$ de telle manière qu'en translatant le spectre du signal bande de base autour de f_c et $-f_c$ on obtienne un signal passe bande. Généralement f_c est choisie comme la fréquence centrale de $[f_1, f_2]$. Néanmoins il existe des cas pour lesquels f_c n'est pas la fréquence centrale de $[f_1, f_2]$, par exemple pour les signaux SSB (Single Side Band) et VSB (Vestigial Side Band).

LES PARAMÈTRES LARGE BANDE DU CANAL RADIO

Le canal radio se caractérise par sa réponse impulsionnelle. On définit la densité de puissance moyenne à partir de la réponse impulsionnelle par la relation suivante :

$$P_h(\tau, 0) = \frac{1}{T} \int_T h^*(t, \tau) h(t, \tau) dt \quad (\text{Eq. C.1})$$

Cette fonction fournit l'affaiblissement de propagation associé à chaque trajet. Il est utile de caractériser la sélectivité par un ensemble de paramètres déduits du PDP. Différents paramètres ont été proposés pour décrire la sélectivité : le retard moyen, la dispersion des retards, la fenêtre des retards, l'intervalle des retards et la bande de cohérence du canal. Un exemple de PDP est fourni à la figure C.1.

C-1. Le retard moyen

Le retard moyen est la moyenne des retards pondérés par leur puissance. Il est donné par le moment d'ordre un de la réponse impulsionnelle :

$$\tau_m = \frac{\int_{\tau_0}^{\tau_{max}} \tau P_h(\tau, 0) d\tau}{P_m} \quad (\text{Eq. C.2})$$

où P_m représente la puissance moyenne du signal, c'est à dire :

$$P_m = \int_{\tau_0}^{\tau_{max}} P_h(\tau, 0) d\tau \quad (\text{Eq. C.3})$$

C-2. La dispersion des retards

La dispersion des retards représente l'écart type des retards déduit du PDP. Elle est calculée de la façon suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{\tau_0}^{\tau_{max}} (\tau - \tau_m)^2 P_h(\tau, 0) d\tau}{\int_{\tau_0}^{\tau_{max}} P_h(\tau, 0) d\tau}} \quad (\text{Eq. C.4})$$

Ce paramètre est le plus cité dans la littérature.

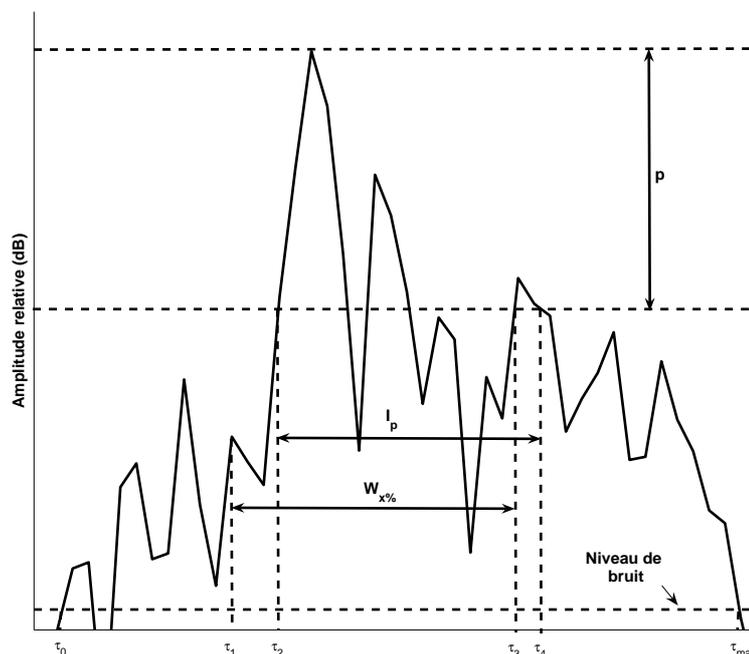


FIG. C.1 – Profil puissance retard

C-3. La fenêtre des retards

La fenêtre des retards à $x\%$ est la portion centrale de la PDP contenant $x\%$ de l'énergie totale. D'après les paramètres illustrés à la figure C.1, la fenêtre des retards est donnée par :

$$W_{x\%} = (\tau_3 - \tau_1) \quad (\text{Eq. C.5})$$

Les instants τ_1 et τ_3 sont définis par :

$$\int_{\tau_1}^{\tau_3} P_h(\tau, 0) = \frac{x}{100} * P_m \quad (\text{Eq. C.6})$$

L'UIT-R recommande des valeurs de 50, 75 et 90 % pour le calcul des fenêtres des retards.

C-4. L'intervalle des retards

L'intervalle des retards à p dB est défini comme l'intervalle de temps entre l'instant où l'amplitude du PDP dépasse pour la première fois un seuil donné et l'instant où cette amplitude devient pour la dernière fois inférieure à ce seuil. Le seuil est défini à p dB au-dessous du maximum du PDP.

$$I_p = (\tau_4 - \tau_2) \quad (\text{Eq. C.7})$$

L'UIT-R recommande l'utilisation des valeurs de 9, 12 et 15 dB pour p .

C-5. Bande de cohérence

La bande de cohérence est définie comme l'écart en fréquences à partir duquel la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal franchit un seuil donné $x\%$. On définit alors la bande de cohérence par :

$$B_{cx\%} = \min\left\{\Delta f, \left| \frac{R_T(\Delta f, 0)}{R_T(0, 0)} \right| \right\} \quad (\text{Eq. C.8})$$

Cette bande de cohérence est considérée comme l'écart fréquentiel assurant une décorrélation des composantes de la fonction de transfert du canal. l'UIT-R recommande les valeurs de 50 et 90 % pour le calcul de la bande de cohérence.

LISTE DES TEXTES, RECOMMANDATIONS ET DÉCISIONS CONCERNANT LES ÉQUIPEMENTS BROUILLEURS DANS LES BANDES 2.4 GHz ET 5 GHz

D-1. Bande 2.4 GHz

D-1.1. Liens ENG/OB

ERC Report 038 : "handbook on radio equipment and systems. Video links for ENG/OB use", Stockholm, *May 1995*.

ECC Report 002 : "ENG/OB spectrum use and future requirements", Lisbon, *February 2002*.

ERC/REC 25-10 : "Ranges for the use of temporary terrestrial audio and video SAP/SAB links", *February 2004*.

D-1.2. Appareil de faible puissance (AFP)

– *ETSI*

EN 300-440-1 : "Electromagnetic compatibility and Radio sepctrum Matters (ERM) ; short range devices ; Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range ; Part 1 : Technical characteristics and test methods", *September 2001*.

EN 300-440-2, "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; short range devices ; Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range ; Part2 : Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive", *September 2001*.

EN 300-761-1, "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; short range devices (SRD) ; Automatic Vehicle Identification (AVI) for railways operating in the 2.45 GHz frequency range ; Part1 : Technical characteristics and test methods", *June 2001*.

EN 300-761-1, "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; short range devices

(SRD); Automatic Vehicle Identification (AVI) for railways operating in the 2.45 GHz frequency range ; Part2 : Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive", *June 2001*.

– *CEPT*

ERC Decision (01)-05 : "Non specific SRD operating in the frequency band 2400-2483.5 MHz", *March 2001*.

ERC Decision (01)-08 : "SRD used for avalanche and alert operating in the frequency band 2400-2483.5 MHz", *March 2001*.

ERC Recommendation 70-03 : "Relating to the use of Short Range Devices (SRD)", *February, 2004*.

ERC Report 11 : "Strategic plans for the future use of the frequency bands 862-870 MHz and 2400-2483.5 MHz for SRD", *Helsinki, May 2002*.

ERC Report 109 : "Compatibility of Bluetooth with other existing and proposed radiocommunication systems in the 2.45 GHz band", *October 2001*.

– *ART*

Décision n° 02-1087 : "Décision attribuant des fréquences pour des installations électriques de faible puissance et de faible portée dans la bande 2400-2483,5 MHz", *Mars 2003*.

Décision n° 02-1088 : "Décision fixant les conditions d'utilisation des installations électriques de faible puissance et de faible portée dans la bande 2400-2483,5 MHz", *Mars 2003*.

Décision n° 02-1008 : "Décision fixant les conditions d'utilisation d'installations radioélectriques dans la bande 2400-2483,5 MHz", *Janvier 2003*.

Décision n° 02-1009 : "Décision attribuant des fréquences aux installations radioélectriques dans la bande 2400-2483,5 MHz", *Janvier 2003*.

Décision n° 02-442 : "Décision fixant les conditions d'utilisation des installations radioélectriques de faible puissance et de faible portée dans la bande des 2,4 GHz", *Juin 2001*.

Décision n° 02-443 : "Décision attribuant des fréquences pour des installations radioélectriques de faible puissance et de faible portée dans la bande des 2,4 GHz", *Juin 2001*.

D-1.3. Systèmes de transmission de données large bande

– *ETSI*

EN 300 328 : "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Wideband Transmission systems; Data transmission equipment operating in the 2.4 GHz ISM Band and using spread spectrum modulation techniques.", *December, 2001*.

ETS 300 826 : "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); ElectroMagnetic Compatibility (EMC) standard for 2.4 GHz wideband transmission systems and High PERformance Radio Local Area Network (HIPERLAN) equipment.", *November, 1997*.

ETS 300 328 : "Radio Equipment and Systems (RES); Wideband transmission systems; Technical characteristics and test conditions for data transmission equipment operating in the 2.4 GHz ISM band and using spread spectrum modulation techniques.", *November, 1996*.

– *CEPT*

ERC Decision 01-07 : "On harmonized frequencies, technical characteristics and exemption form indi-

vidual licensing of Short Range Devices used for Radio Local Area Networks (RLANs) operating in the frequency band 2400-2483.5 MHz.", *March, 2001*.

ERC Recommendation 70-03 : "Relating to the use of Short Range Devices (SRD)", *February, 2004*.

ERC Report 11 : "Strategic plans for the future use of the frequency bands 862-870 MHz and 2400-2483.5 MHz for SRD", *Helsinki, May 2002*.

ERC Report 109 : "Compatibility of Bluetooth with other existing and proposed radiocommunication systems in the 2.45 GHz band", *October 2001*.

– *ARCEP*

Décision 03-909 : "Lignes directrices relatives à l'expérimentation de réseaux ouverts au public utilisant la technologie RLAN", *Juillet, 2003*.

Décision 03-908 : "Fréquences aux installations radioélectriques dans les bandes 2400-2483.5 MHz.", *Octobre, 2002*.

Décision n° 02-1008 : "Utilisation d'installations radioélectriques dans la bande 2400-2483.5 MHz.", *Juillet, 2003*.

Décision n° 02-1009 : "Fréquences aux installations radioélectriques dans la bande 2400-2483.5 MHz", *Octobre, 2002*.

SP/DGPT/ATAS/23 : "Règle technique applicable aux équipements radioélectriques de transmission de données à large bande fonctionnant dans la bande de fréquences à 2.4 GHz et utilisant la technique de l'étalement de spectre".

D-2. 5 GHz

D-2.1. AFP

– ETSI

EN 300-440-1, "Electromagnetic compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM) : short range devices ; Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range ; Part 1 : Technical characteristics and test methods", *September 2001*.

EN 300-440-2, "Electromagnetic compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM) : short range devices ; Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range ; Part 2 : Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive", *September 2001*.

ETS 300-836-1, Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1 ; Conformance testing specification ; Part 1 : Radio type approval and Radio Frequency (RF) conformance test specification", *may 1998*.

ETS 300-836-2, " Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1 ; Conformance testing specification ; Part 2 : Protocol Implementation Conformance Statement (PICS) proforma specification", *may 1998*.

EN 300-674, "ElectroMagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM) ; Road Transport and Traffic Telematics (RTTT) ; Technical characteristics and test methods for Dedicated Short Range Communication (DSRC) transmission equipment (500 kbit/s / 250 kbit/s) operating in the 5.8 GHz Industrial,

Scientific and Medical (ISM) band", *February 1999*.

ES 200-674-1, " ElectroMagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM) ; Road Transport and Traffic Telematics (RTTT) ; Part 1 : Technical characteristics and test methods for High Data Rate (HDR) data transmission equipment operating in the 5,8 GHz Industrial, Scientific and Medical (ISM) band", *February 1999*.

ES 200-674-2, " ElectroMagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM) ; Road Transport and Traffic Telematics (RTTT) ; Part 2 : Technical characteristics and test methods for Low Data Rate (LDR) data transmission equipment operating in the 5,8 GHz Industrial, Scientific and Medical (ISM) band", *February 1999*.

– CEPT

ERC Decision (01)06, "On the harmonized Frequencies, technical characteristics and exemption form individual licensing of Non-Specific Short Range Devices operating in the frequency band 5725-5875 MHz", *March 2001*.

ERC Decision (99)23, "On the harmonized frequency bands to be designated for the introduction of High Performance Radio Local Area Networks (HIPERLANs)", *November 1999*.

ERC Decision (02)02, "Decision on the frequency bands to be designated for the co-ordinated introduction of Road Transport and Traffic Telematic Systems", *March 2002*.

ECC Decision (02)01, "On the frequency bands to be designated for the co-ordinated introduction of Road Transport and Traffic Telematic Systems", *March 2002*.

ERC Recommendation 70-03, "Relating to the use of Short Range Device (SRD)", *February 2004*.

– ART

Décision 02-936, "Décision fixant les conditions d'utilisation des installations radioélectriques de faible puissance et de faible portée dans la bande 5725-5875 MHz", *Octobre 2002*.

Décision 02-940, "Décision attribuant des fréquences aux installations radioélectriques de faible puissance et de faible portée dans la bande 5725-5875 MHz", *Octobre 2002*.

Décision 02-1091, "Décision attribuant des fréquences aux installations radioélectriques à haute performance dans la bande 5130-5350 MHz", *Décembre 2002*.

Décision 02-1092, "Décision fixant les conditions d'utilisation des fréquences aux installations radioélectriques à haute performance dans la bande 5130-5350 MHz", *Décembre 2002*.

Décision 00-05, "Décision attribuant des fréquences nationales pour les systèmes d'information routière", janvier 2000. **Décision 00-145**, "Décision fixant les conditions d'utilisation des systèmes d'information routière", *février 2000*.

LISTE DES FIGURES

I.1	Catégories de réseaux sans fil	5
I.2	Les principaux standards de réseaux sans fil: capacité et portée maximale	8
I.3	Modèle OSI et norme 802.11	9
I.4	Basic Service Set	10
I.5	Extended Service Set	10
I.6	Independent Basic Service Set	11
I.7	Relation entre SIFS, PIFS et DIFS	13
I.8	Mécanisme CSMA avec Backoff	14
I.9	Principe de l’acquittement positif	15
I.10	Principe de l’algorithme binaire exponentiel	16
I.11	Principe du noeud caché	17
I.12	Principe du mécanisme de paquets d’appel	18
I.13	Format général d’une trame MAC 802.11	18
I.14	Trame RTS	19
I.15	Trame CTS	19
I.16	Trame d’acquittement	20
I.17	PLCP PDU	21
I.18	Fonction d’autocorrélation du code Barker à 11 chips sur une période symbole	23
I.19	Masque d’émission	24
I.20	trame PLCP PDU courte	25
I.21	Efficacité spectrale des méthodes FDM et OFDM	27
I.22	Principe d’un modulateur OFDM	28
I.23	Principe d’un démodulateur OFDM	28
I.24	Format de la trame PPDU 802.11a	29
I.25	Préambule PLCP	32
I.26	Masque d’émission d’un émetteur 802.11a	33
II.1	Mécanismes élémentaires de la propagation	42
II.2	Échelle de variations du champ électromagnétique reçu	43

II.3	Illustration de l'effet Doppler pour un mobile en déplacement	46
II.4	Effet Doppler	46
II.5	Exemple de réponse impulsionnelle en environnement domestique (pièce vide (a), pièce meublée (b))	48
II.6	Exemple de distribution statistique des retards en environnement domestique (pièce vide (a), pièce meublée (b))	48
II.7	Expérimentation en contexte indoor outdoor [KMMP04]	49
II.8	Schématisation de l'expérimentation	49
II.9	Résultats avec 1 personne	50
II.10	Résultats avec 5 personnes	50
II.11	Résultats avec 14 personnes	51
II.12	Les différentes fonctions de densité de probabilité: Rice, Rayleigh/Lognormal, partage du temps LOS/NLOS	51
II.13	Atténuation moyenne (mesures et approximation empirique)	52
II.14	Ecart type (mesures et approximation empirique)	52
II.15	Probabilité d'une liaison LOS (mesures et approximation empirique)	53
II.16	Fonctions caractéristiques d'un canal déterministe	55
II.17	Fonctions de corrélation d'un canal WSSUS	58
II.18	Méthode du tracé de rayons	67
II.19	Path Loss mesuré dans un environnement ouvert indoor	69
II.20	Comparaison des différents modèles à 2.4 GHz	69
II.21	Comparaison des différents modèles à 5 GHz	70
II.22	Emplacement de l'antenne émettrice pour les mesures de statistiques de fading	74
II.23	Emplacement des points de réception pour les mesures de statistiques de fading	74
II.24	Fading large bande pour l'environnement bureau LOS à 5 GHz (histogramme et répartition cumulée)	75
II.25	Fading large bande pour l'environnement bureau NLOS à 5 GHz (histogramme et répartition cumulée)	75
II.26	Fading large bande pour l'environnement bureau LOS à 2, 4 GHz (histogramme et répartition cumulée)	76
II.27	Fading large bande pour l'environnement bureau NLOS à 2, 4 GHz (histogramme et répartition cumulée)	76
II.28	Fading large bande pour l'environnement centre commercial à 2, 4 GHz (histogramme et répartition cumulée)	77
III.1	Systèmes ENG/OB	82
III.2	Description d'un système RFID	85
III.3	Chevauchement temporel entre un paquet 802.11 et des slots BlueTooth	98
III.4	Chevauchement fréquentiel entre un paquet 802.11 et des slots BlueTooth	98
III.5	Impact d'un brouilleur BlueTooth sur les performances d'un équipement 802.11b [ZRL01]	100

III.6	Impact sur les performances d'équipements 802.11b de la présence de piconets dans un rayon de 50m de l'équipement WLAN [HRVF02]	101
III.7	Exemple de spectre émis par un FMO ([ZK98])	102
III.8	Débit utile en présence d'un four micro-onde ([PPK ⁺ 00])	102
III.9	Effet d'un four micro-onde sur le débit utile disponible (mode 11 Mbits/s)	103
III.10	Collision entre un paquet 802.11 et le signal FMO (US) ([ZK98])	104
III.11	Effet d'un radar sur les performances d'un récepteur 802.11a ([Lei03])	105
IV.1	Schéma de principe pour les mesures	111
IV.2	Spectres des signaux 802.11g et 802.11b émis par le point d'accès Cisco Aironet 1200	112
IV.3	Spectre du signal bruit blanc généré, filtré puis transposé	113
IV.4	Diagramme fonctionnel de l'émetteur	114
IV.5	L'émetteur AMERICC	114
IV.6	Modèle Simulink du four micro-onde de type "inverter"	116
IV.7	Modèle Simulink du four micro-onde de type "transformer"	116
IV.8	Spectre du signal brouilleur four micro-onde	116
IV.9	Spectre du signal brouilleur 802.11b	117
IV.10	Spectre du signal brouilleur 802.11g	117
IV.11	Spectre du signal brouilleur Bluetooth (sans saut de fréquence)	118
IV.12	Photo du montage expérimental	119
IV.13	Programmes utilisés pour les mesures	121
IV.14	Influence de la durée des mesures sur la précision	122
IV.15	Prise en compte de la puissance interférante	126
IV.16	Performances du récepteur 802.11b en présence de bruit blanc avec $max(\text{Débit}_{11}) = 6,7$ Mbits/s	127
IV.17	Performances du récepteur 802.11g en présence de bruit blanc avec $max(\text{Débit}_{54}) = 29,3$ Mbits/s	127
IV.18	Effet de l'écart en fréquence du signal brouilleur pour un récepteur 802.11b	128
IV.19	Masque de réjection d'un récepteur 802.11b pour un signal CW	129
IV.20	Masque de réjection d'un récepteur 802.11g pour un signal CW	129
IV.21	Spectre simulé d'un signal 802.11b	130
IV.22	Comparaison des valeurs de réjection mesurées et calculées par convolution	130
IV.23	Effet de la forme d'onde du signal brouilleur sur un récepteur 802.11b	131
IV.24	Effet de la forme d'onde du signal brouilleur sur un récepteur 802.11g	132
IV.25	Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11b pour des situations NLOS	133
IV.26	Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11b pour des situations LOS	133
IV.27	Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11g pour des situations NLOS	134

IV.28	Influence du canal de propagation du signal brouilleur (802.11b) sur les performances d'un récepteur 802.11g pour des situations LOS	134
IV.29	Effet du canal LOS fermé ($S_d = 35$ ns) sur le signal 802.11b à 11 Mbits/s	135
IV.30	Effet du canal 2 trajets ($S_d = 250$ ns) sur le signal 802.11b à 11 Mbits/s	136
IV.31	Effet du canal LOS fermé ($S_d = 35$ ns) sur le signal 802.11g à 54 Mbits/s	136
IV.32	Influence du canal de propagation du signal utile (sélectivité) sur les performances d'un récepteur 802.11b avec et sans la présence d'un brouilleur 802.11b	137
IV.33	Influence du canal de propagation du signal utile (sélectivité) sur les performances d'un récepteur 802.11g avec et sans la présence d'un brouilleur 802.11b	138
IV.34	Scénario de brouillage impactant le mécanisme CCA	140
IV.35	Portée des systèmes 802.11b et 802.11g pour un environnement de type bureau	141
IV.36	Portée des systèmes 802.11b et 802.11g pour un environnement de type centre commercial .	141
IV.37	Distance d'influence d'un brouilleur 802.11 sur le mécanisme CCA dans un environnement de type bureau	142
IV.38	Distance d'influence d'un brouilleur 802.11 sur le mécanisme CCA dans un environnement de type centre commercial	142
IV.39	Statistiques de fading rapides pour les signaux 802.11b et 802.11g	143
IV.40	Scénario de brouillage impactant un récepteur WiFi	143
IV.41	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11b et un récepteur 802.11b dans des environnements LOS de type bureau	145
IV.42	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11b et un récepteur 802.11b dans des environnements NLOS de type bureau	145
IV.43	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11b et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial	146
IV.44	Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11b dans des environnements LOS de type bureau	147
IV.45	Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11b dans des environnements NLOS de type bureau	147
IV.46	Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial	147
IV.47	Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11b dans des environnements LOS de type bureau	148
IV.48	Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11b dans des environnements NLOS de type bureau	148
IV.49	Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial	149
IV.50	Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau	150

IV.51	Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11g dans des environnements NLOS de type bureau	150
IV.52	Distance relative requise entre un brouilleur bande étroite et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial	150
IV.53	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11g et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau	151
IV.54	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11g et un récepteur 802.11g dans des environnements NLOS de type bureau	151
IV.55	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11g et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial	151
IV.56	Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau	152
IV.57	Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau	152
IV.58	Distance relative requise entre un brouilleur four micro-onde et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial	152
IV.59	Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11b dans des environnements de type bureau	154
IV.60	Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11b dans des environnements de type centre commercial	154
IV.61	Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11g dans des environnements LOS de type bureau	155
IV.62	Distance relative requise entre un brouilleur BlueTooth et un récepteur 802.11g dans des environnements de type centre commercial	155
IV.63	Fonction de répartition des évanouissements rapides large bande et bande étroite, selon la fréquence et la forme du spectre d'émission	156
IV.64	Portée des systèmes 802.11a pour un environnement de type bureau	157
IV.65	Distance d'influence d'un brouilleur 802.11a sur le mécanisme CCA dans un environnement de type bureau à 5 GHz	158
IV.66	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11a et un récepteur 802.11a dans un environnement LOS de type bureau	158
IV.67	Distance relative requise entre un brouilleur 802.11a et un récepteur 802.11a dans un environnement NLOS de type bureau	158
V.1	Débit utile en fonction de nombre de stations à 11 Mbits/s [MN01]	165
V.2	Débit obtenu pour un réseau de 20 stations en fonction de la charge demandée et de l'activation ou non du mécanisme RTS/CTS [BFO96]	166
V.3	Structure de l'échange d'une trame 802.11	168
V.4	Structure de l'échange d'une trame 802.11 avec le mécanisme RTS	169
V.5	Débit utile maximum pour la couche physique 802.11b	170

V.6	Débit utile maximum pour la couche physique DSSS/CCK avec le mécanisme RTS actif . . .	171
V.7	Débit utile maximum pour la couche physique 802.11a sans le mécanisme RTS	172
V.8	Débit utile maximum pour la norme 802.11a avec le mécanisme RTS actif	173
V.9	Débit utile maximum pour la couche physique 802.11g en mode ERP-OFDM	174
V.10	Débit utile maximum pour la couche physique 802.11g en mode ERP-OFDM avec le méca- nisme RTS actif	175
V.11	Format de la PPDU 802.11g en mode mixte	175
V.12	Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête long)	176
V.13	Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête court)	177
V.14	Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête long) avec le méca- nisme RTS actif	178
V.15	Débit utile maximum pour la couche physique DSSS-OFDM (en-tête court) avec le méca- nisme RTS actif	178
V.16	Modèles utilisés pour le calcul de l'affaiblissement de parcours	184
V.17	Prise en compte des interférences	185
V.18	Comparaison des différentes méthodes de calcul du PER en 802.11b	186
V.19	Comparaison des différentes méthodes de calcul du PER en 802.11b	187
V.20	Influence de la méthode de calcul du PER en 802.11b sur l'estimation du débit en Mbits/s ($D_{max} = 5,52$ Mbits/s)	187
V.21	Agencement des événements	188
V.22	Hall de la gare de Mulhouse avec la position de l'AP (en rouge) et la position de 100 stations (en bleu)	190
V.23	Débit utile obtenu en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé	191
V.24	Débit utile obtenu en fonction de la charge demandée, pour le mode 54 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé	192
V.25	Débits maximum obtenus pour le mode 11 Mbits/s	193
V.26	Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé .	195
V.27	Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, pour le mode 54 Mbits/s, mécanisme RTS/CTS non activé .	195
V.28	Débits utiles des voies descendante et montante, en fonction de la charge totale à transmettre, pour le mode 54 Mbits/s (cas de 20 stations) - Mécanisme RTS/CTS non activé	196
V.29	Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS activé . .	197
V.30	Débit utile, en fonction de la charge demandée, pour le mode 11 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3,70 (=1/0,27)	198
V.31	Débit utile, en fonction de la charge demandée, pour le mode 54 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3,70	198

V.32	Débits utiles des voies descendante et montante de l'AP en fonction de la charge à transmettre, pour le mode 54 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Configuration 1 AP et 20 stations	199
V.33	Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée pour le mode 11 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3, 7 (trafic asymétrique)	200
V.34	Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée pour le mode 54 Mbits/s - Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3, 7 (trafic asymétrique)	201
V.35	Débit utile simulé, en fonction de la charge demandée, lorsque 2 stations fonctionnent à 1 Mbits/s alors que les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s- Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=1 (trafic symétrique)	202
V.36	Débit utile simulé, en fonction de la charge demandée, lorsque 2 stations fonctionnent à 1 Mbits/s alors que les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s- Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3, 7 (trafic asymétrique)	204
V.37	Rapport entre le débit utile de la voie descendante et celui de la voie montante de l'AP en fonction de la charge demandée, lorsque 2 stations fonctionnent à 1 Mbit/s alors que les autres stations fonctionnent à 11 Mbits/s- Mécanisme RTS/CTS non activé - Rapport down/up=3, 7 (trafic asymétrique)	205
V.38	Débit utile obtenu sur voies descendante et montante, en fonction de la charge à transmettre, pour la configuration 1 AP, 10 stations fonctionnant à 11 Mbits/s	206
V.39	Position des APs concurrents et zone de service des 2 réseaux	207
V.40	Débit utile obtenu sur voies descendante et montante, en fonction de la charge à transmettre, pour la configuration 1 AP, 20 stations fonctionnant à 11 Mbits/s	208
V.41	Schéma expérimental	210
V.42	Résultats pour des cartes Cisco Aironet 350 à 1 et 11 Mbits/s	211
V.43	Résultats pour des cartes Cisco Aironet 350 à 11 Mbits/s	211
A.1	Cycles PCF et DCF	220
A.2	Champs Contrôle de trame	221
A.3	Catégories d'accès pour la norme 802.11e	224
A.4	Les périodes CAP, CFP et CP dans la norme 802.11e	227
A.5	Format général d'une trame de management pour la spécification de trafic	228
A.6	Mécanisme d'acquiescement par bloc	230
A.7	Mécanisme de communication directe entre stations	231
C.1	Profil puissance retard	238

CONTRIBUTIONS

Articles

- S. Allio, V. Guillet, G. El Zein, "Impulse and narrowband interferences evaluation in WLANs", WNCG Wireless Networking Symposium, Austin, 2004 accepté mais non présenté
- S. Allio, V. Guillet, G. El Zein, "Impulse and narrowband interferences evaluation in WLANs", European Conference Propagation and Systems, ECPS 2005, Brest, 15-18 Mars 2005

Rapports techniques

- V. Guillet, S. Allio, "Analyse de la prise en compte statistique des brouillages pour l'ingénierie WLAN", Projet AMETISTE, NT/FTR&D/8266, Octobre 2003.
- S. Allio, "Brouillages subis par les WLANs dans les bandes 2, 4 et 5 GHz (Bibliographie)", Projet ACROPOLE, T&I/FTR&D/RESA/NET/05-470/SA, 31 Juillet 2005.
- S. Allio, "Experimentation WiFi : Modèles de brouilleurs bande étroite et mesures de l'effet des brouilleurs sur les performances", Projet ACROPOLE, FT/RD/RESA/NET/04-362/SA, 12 Octobre 2004.
- S. Allio, V. Guillet, "Interferences modelling and impact on 802.11 b/g radio performances", Projet ACROPOLE, RD/RESA/NET/309-06/SA, 24 Mai 2006.

Séminaires

- S. Allio, "Méthodes avancées pour une ingénierie radio WLAN multistandard", Séminaire de recherche du laboratoire SET (UTBM), Belfort, 26 Mai 2005.

Divers

- Dépôt logiciel pour le simulateur SILAN.
- Encadrement d'un stagiaire d'ingénieur et de DEA, INT Evry, Mars-Août 2005.
- Dispense d'une formation interne (2 jours) sur le WiFi permettant la montée en compétences des ingénieurs radio du laboratoire de FTR&D à Belfort.

BIBLIOGRAPHIE

- [80298] IEEE 802.2. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 2 : Logical Link Control. Technical report, IEEE, 1998.
- [80299a] IEEE 802.11. IEEE Standards for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange between Systems – Local and Metropolitan Area Network – Specific Requirements – Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Technical report, IEEE, 1999.
- [80299b] IEEE 802.11a. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications – Amendment 1 : High-speed Physical Layer in the 5 GHz band. Technical report, IEEE, 1999.
- [80299c] IEEE 802.11b. Supplement to 802.11-1999 – Wireless LAN MAC and PHY specifications : Higher speed Physical Layer (PHY) extension in the 2.4 GHz band. Technical report, IEEE, 1999.
- [80203a] IEEE 802.11f. IEEE Recommended Practice for Multi-Vendor Access Point Interoperability via an Inter-Access Point Protocol Across Distribution Systems Supporting IEEE 802.11 Operation. Technical report, IEEE, 2003.
- [80203b] IEEE 802.11g. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications – Amendment 4 : Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band. Technical report, IEEE, 2003.
- [80203c] 802.15-3. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements part 15.3 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPAN). Technical report, IEEE, 2003.
- [80203d] 802.15-4. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements part

- 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). Technical report, IEEE, 2003.
- [80204] IEEE 802.16. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Technical report, IEEE, 2004.
- [80205a] IEEE 802.11e. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : Amendment 8 : Medium Access Control (MAC) Quality of Service Enhancements. Technical report, IEEE, 2005.
- [80205b] 802.15-1. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. part 15.1 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs(tm)). Technical report, IEEE, 2005.
- [80205c] IEEE 802.3. IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks – Specific requirements part 3 : Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications. Technical report, IEEE, 2005.
- [AC01] I. Aad and C. Castelluccia. Differentiation mechanisms for IEEE 802.11. *INFOCOM 2001. Twentieth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings. IEEE*, 1 :209–218, April 2001.
- [AGZ05] S. Allio, V. Guillet, and G. El Zein. Impulse and narrowband interference evaluation in WLANs. *ECPS'05, European Conference on Propagation and Systems*, 15-18 Mars 2005.
- [Ana] Analogic. DBS 2050A.
<http://www.analogic.com/pdf/dbs2050a.pdf>.
- [Bar95] J.-P. Barbot. *Propagation radioélectrique avec les mobiles pour les communications personnelles à l'intérieur des bâtiments dans la bande 1-3 GHz*. PhD thesis, Université de Paris XI Orsay, Juin 1995.
- [Bel63] P. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *Communications, IEEE Transactions on*, 11(4) :360 – 393, Dec. 1963.
- [BFO96] G. Bianchi, L. Fratta, and M. Oliveri. Performance evaluation and enhancement of the CSMA/CA MAC protocol for 802.11 wireless LANs. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1996. PIMRC'96., Seventh IEEE International Symposium on*, 2 :392–396, October 1996.
- [Bia00] G. Bianchi. Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 18 :535–547, March 2000.
- [BJS03] D.K. Borah, R. Jana, and A. Stamoulis. Performance evaluation of IEEE 802.11a wireless LANs in the presence of ultra-wideband interference. *Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE*, 1 :83–87, March 2003.

- [BL93] J.P. Barbot and A.J. Levy. Indoor wideband measurements at 2.2 GHz in a shopping centre. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1993. PIMRC'93., Seventh IEEE International Symposium on*, pages 397–401, Sept. 1993.
- [BL97] J.P. Barbot and A.J. Levy. Improved wireless propagation channel estimations : some experimental results. *Signal Processing Advance in Wireless Communications SPAWC'97, Proceedings of the 1st IEEE SP Workshop on*, Apr. 1997.
- [BMG05] D. Barankanira and N. Malhouroux-Gaffet, editors. *Radio coverage estimation at 5 GHz and 2.2 GHz for WLAN systems in indoor and outdoor environments. IWS'2005*, 2005.
- [CB99] J. Chow and N.C. Beaulieu. Analysis of cochannel interference in angle modulation systems. *Communications, Computers and Signal Processing, 1999 IEEE Pacific Rim Conference on*, pages 123–127, Aug. 1999.
- [CDPA03] A. Conti, D. Dardari, G. Pasolini, and O. Andrisano. Bluetooth and IEEE 802.11b coexistence : analytical performance evaluation in fading channels. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21 :259–269, Feb. 2003.
- [Cha03] L. Chaigneaud. *Effets du mobilier et des personnes sur la propagation radio indoor à 60 GHz*. PhD thesis, Ecole Doctorale SPI, 2003.
- [Chi97] M. Chiani. Analytical distribution of linearly modulated cochannel interferers. *Communications, IEEE Transactions on*, 45 :73–79, Jan. 1997.
- [Cis] Cisco. Cisco aironet 1200 series access points.
http://www.cisco.com/application/pdf/en/us/guest/products/ps4076/c1650/ccmigration_09186a00800937a6.pdf.
- [CO04] S.S. Choi and W.-J. Oh. Analysis the interference of pulse position modulated UWB into IEEE 802.11 a WLAN. *Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*, pages 328–331, May 2004.
- [Com03] Atheros Communications. Methodology for testing wireless LAN performance with Chariot. Technology white paper, Atheros, October 2003.
- [Cor98] Intersil Corporation. Effect of microwave interference on 802.11 reliability. *IEEE P802.11 Working Group Contribution*, (IEEE P802.11-98/240), 1998.
- [CPT06] J.-M. Conrat, P. Pajusco, and J.-Y. Thiriet. A multibands wideband propagation channel sounder from 2 to 60 GHz. *IMTC 2006 - Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 24-27 April 2006.
- [CS04] I. Cuinas and M.G. Sanchez. Wide-band measurements of nondeterministic effects on the BRAN indoor radio channel. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 53 :1167–1175, July 2004.
- [Dho03] D. Dhoutaut. *Etude du standard IEEE 802.11 dans le cadre des réseaux ad hoc : de la simulation à l'expérimentation*. PhD thesis, INSA : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Décembre 2003.

- [DHT02] Ph. De Doncker, M. Helier, and W. Tabbara. Statistical indoor propagation analysis for broadband personal area networks. *URSI (International Union of Radio Science)*, (17-24), August 2002.
- [dPS01] J. del Prado and C. Sunghyun. Experimental study on coexistence of 802.11b with alien devices. *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, 2 :977–981, 2001.
- [Enn98] G. Ennis. Impact of BlueTooth on 802.11 Direct Sequence. *IEEE P802.11 Working Group Contribution*, (IEEE P802.11-98/319), September 1998.
- [ERCE95] European Radiocommunications Committee ERC. Handbook on radio equipment and systems video links for ENG/OB use. Technical report, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations CEPT, 1995.
- [ERCE99] European Radiocommunications Committee ERC. Decision on the harmonised frequency bands to be designated for the introduction of High Performance Radio Local Area Networks (HIPER-LANs). Technical report, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations CEPT, 1999.
- [ERCE02] European Radiocommunications Committee ERC. Monte-Carlo simulation methodology for the use in sharing and compatibility studies between different radio services or systems. Technical report, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations CEPT, 2002.
- [FCC02] FCC. First report and order, revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems. Technical report, Docket 98-153, April 2002.
- [FNG02] W. Feng, A. Nallanathan, and H.K. Garg. Impact of interference on performance of Bluetooth piconet in 2.4 GHz ISM band. *Electronics Letters*, 38 :1721–1723, Dec. 2002.
- [Fri46] H. T. Friis. A note on a simple transmission formula. *Proceedings of the IRE and Waves and Electrons*, pages 254–256, May 1946.
- [FSB⁺00] M. Fiacco, S. Stavrou, J.A. Browne, S.M.R. Jones, and S. Saunders. Measurement and modelling of small-cell shadowing cross-correlation at 2 GHz and 5 GHz. *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation Japan*, 4 :1449–1452, 2000.
- [Fum01] D. Fumolari. Link performance of an embedded BlueTooth personal area network. *Proceedings of IEEE ICC’01*, June 2001.
- [GL05] I. Guerin-Lassous. Autour de la notion de bande passante dans les réseaux radio multisauts. Habilitation à diriger des recherches, December 2005.
- [GM01] N. Golmie and F. Mouveaux. Interference aware Bluetooth scheduling techniques. *IEEE P802.15 Working Group Contribution*, (IEEE P802.15-01/143r0), March 2001.
- [Hen01] B.E. Henty. Throughput measurements and empirical prediction models for IEEE 802.11b WLAN installation. Master’s thesis, Science In Electrical Engineering, August 2001.
- [HH03] I. Howitt and Seung Yong Ham. Site specific WLAN and WPAN coexistence evaluation. *Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE*, 3 :1487–1491, March 2003.

- [HHWA99] K. Halford, S. Halford, M. Webster, and C. Andren. Complementary code keying for RAKE-based indoor wireless communication. *Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on*, 4 :427–430, June 1999.
- [HM04] H. Haas and S. McLaughlin. A derivation of the PDF of adjacent channel interference in a cellular system. *Communications Letters, IEEE*, 8 :102–104, Feb. 2004.
- [HMG01] I. Howitt, V. Mitter, and J. Gutierrez. Empirical study for IEEE 802.11 and BlueTooth interoperability. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Spring 2001*, May 2001.
- [HMVT94] H. Hashemi, M. McGuire, T. Vlasschaert, and D. Tholl. Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 43(3) :733–737, Aug. 1994.
- [How01] I. Howitt. WLAN and WPAN coexistence in UL band. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 50(4) :1114–1124, July 2001.
- [How02] I. Howitt. Bluetooth performance in the presence of 802.11b WLAN. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 51 :1640–1651, Nov. 2002.
- [HPM⁺02] K. Heiska, H. Posti, P. Muszynski, P. Aikio, J. Numminen, and M. Hamalainen. Capacity reduction of WCDMA downlink in the presence of interference from adjacent narrow-band system. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 51 :37–51, Jan. 2002.
- [HRBSD03] M. Heusse, F. Rousseau, G. Berger-Sabbatel, and A. Duda. Performance anomaly of 802.11b. *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. IEEE*, 2 :836–843, 30 March-3 April 2003 2003.
- [HRVF02] M.J. Ho, M.S. Rawles, M. Vrijkorte, and L. Fei. RF challenges for 2.4 and 5 GHz WLAN deployment and design. *Wireless Communications and Networking Conference, 2002. WCNC2002. 2002 IEEE*, 2 :783–788, March 2002.
- [JB03] B. Jeanne-Beylot. A, B, C de l'identification par étiquettes radiofréquence (RFID). <http://www.ier.fr/rfid>, IER, Decembre 2003.
- [Kam00] A. Kamerman. Coexistence between BlueTooth and IEEE 802.11 CCK : Solutions to avoid mutual interference. *IEEE P802.11 Working Group Contribution*, (IEEE P802.11-00/162r0), July 2000.
- [KE97] A. Kamerman and N. Erkocevic. Microwave oven interference on wireless LANs operating in the 2.4 GHz ISM band. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1997. 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97., The 8th IEEE International Symposium on*, 3 :1221–1227, September 1997.
- [KM90] J.M. Keenan and A.J. Motley. Radio coverage in buildings. *British Telecom technology journal*, 8(1) :19–24, January 1990.
- [KMMP04] M. Klepal, R. Mathur, A. McGibney, and D. Pesch. Influence of people shadowing on optimal deployment of WLAN access points. *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, 6(26-29) :4516–4520, September 2004.

- [KNG⁺04] D. Kotz, C. Newport, R. Gray, J. Liu, Y. Yuan, and C. Elliott. Experimental evaluation of wireless simulation assumptions. Technical report, citeseer.ist.psu.edu/kotz04experimental.html, 2004.
- [KOIT03] M. Kato, H. Okura, K. Ito, and S. Tasaka. Experimental assessment of media synchronization quality in IEEE 802.11b under Bluetooth interference. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*, 3 :2683–2689, September 2003.
- [Koz94] S. Kozono. Received signal-level characteristics in a wide-band mobile radio channel. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 43(3) :480–486, Aug. 1994.
- [Lag00] X. Lagrange. *Les réseaux radiomobiles*. Hermes Science, 2000.
- [Lei03] D. Leiss. Co-interference between military radars and 802.11a WLAN networks. *AUTOTEST-CON 2003. IEEE Systems Readiness Technology Conference. Proceedings*, 290-293, 22-25 Sept. 2003.
- [LF01] M. Lott and I. Forkel. A multi-wall-and-floor model for indoor radio propagation. *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS*, 1(6th) :464–468, May 2001.
- [LM01] D. Leskaroski and W. B. Mikael. Frequency planning and adjacent channel interference in a DSSS Wireless Local Area Network. *Wireless Personal Communications : Bluetooth Tutorial and Other Technologies*, pages 169–180, 2001.
- [LM05] A.G.M. Lima and L.F. Menezes. Motley-keenan model adjusted to the thickness of the wall. *Microwave and Optoelectronics, 2005 SBMO/IEEE MTT-S International Conference on*, (25-28) :180–182, July 2005.
- [LNM00] J. Lansford, R. Nevo, and B. Monello. Wi-Fi (802.11b) and Bluetooth simultaneous operation : characterizing the problem. Technical report, Mobilian white paper, www.mobilian.com, September 2000.
- [LRBM90] A.J. Levy, J.P. Rossi, J.P. Barbot, and J. Martin. An improved channel sounding applied to wideband 900 MHz propagation measurements. *40th IEEE Vehicular Technology Conference*, May 1990.
- [LSDS01] J. Lansford, A.P. Stephens, R.E. Van Dyck, and A. Soltanian. Mobilian text for clause 6. *IEEE P802.15 Working Group Contribution*, (IEEE P802.15-01444r0), September 2001.
- [LT02] S. Loredo and R.P. Torres. Experimental analysis of temporal variations of the indoor radio channels at 1.8 GHz. *Microwave and Optical Technology Letters*, 35(2) :132–137, Oct. 2002.
- [MA05] Y. MATSUMOTO and Al. Analysis of interference problems involving DS-SS WLAN systems and microwave ovens. *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, 47(1), February 2005.
- [MCE01] S. Mangold, S ; Choi, and N. Esseling. An error model for radio transmissions of wireless LANs at 5 GHz. *Proceedings of the 10th Aachen Symposium on Signal Theory*, 0 :209–214, September 2001.
- [MIT02] MIT. 860-930 MHz Class i Radio Frequency Identification Tag Radio Frequency & Logical Communication Interface Specification. Technical report, Auto-ID Center, November 2002.

- [MMFY03] T. Murakami, Y. Matsumoto, K. Fujii, and Y. Yamanaka. Effects of multi-path propagation on microwave oven interference in wireless systems. *Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03. 2003 IEEE International Symposium on*, 2, May 2003.
- [MN01] P. Mühlethaler and A. Najid. An efficient simulation model for wireless LANs applied to the IEEE 802.11 standard. Technical report, INRIA Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique, Avril 2001.
- [MTF⁺03] Y. Matsumoto, M. Takeuchi, K. Fujii, A. Sugiura, and Y. Yamanaka. A time-domain microwave oven noise model for the 2.4 GHz band. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 45 :561–565, Aug. 2003.
- [Noi] NoiseCom. UFX 7000A programmable noise generator.
<http://www.noisecom.com/content/Products/Components/UFX7000/ufx7000.pdf>.
- [NRT04] Q. Ni, L. Romdhani, and T. Turetli. A survey of QoS enhancements for IEEE 802.11 Wireless LANs. *Journal of Wireless Communications and Mobile Computing*, 4 :547–566, 2004.
- [Pag05] P. Pagani. *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2005.
- [PPK⁺00] A.R. Prasad, N.R. Prasad, A. Kamerman, H. Moelard, and A. Eikelenboom. Indoor wireless LANs deployment. *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, 2 :1562–1566, May 2000.
- [PPK⁺03] Jin-A Park, Seung-Keun Park, Dong-Ho Kim, Pyung-Dong Cho, and Kyoung-Rok Cho. Experiments on radio interference between wireless LAN and other radio devices on a 2.4 GHz ISM band. *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, 3 :1798–1801, April 2003.
- [Pro] Proxim. Orinoco 11 b/g PC card.
http://www.proxim.com/learn/library/datasheets/11bgpccard_A4.pdf.
- [Pro89] J.G. Proakis. *Digital communications*. McGraw-Hill International Editions, 1989.
- [PRRB⁺02] M. Planells-Rodriguez, D. Roviras, M.L. Boucheret, A. Duverdier, and G. Mesnager. Modeling the burst error statistics of Viterbi decoding for punctured codes. *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings. (ICASSP '02). IEEE International Conference on*, 3 :2169–2172, 2002.
- [RS] Rohde & Schwarz. Vector signal generator R&S SMIQ03HD.
[http://www.rohde-schwarz.com/www/DownCent.nsf/file/SMIQ03HD_en_web.pdf/\\$file/SMIQ03HD_en_web.pdf](http://www.rohde-schwarz.com/www/DownCent.nsf/file/SMIQ03HD_en_web.pdf/$file/SMIQ03HD_en_web.pdf).
- [She00] S. Shellhammer. Packet error rate of an IEEE 802.11 WLAN in the presence of BlueTooth. *IEEE P802.15 Working Group Contribution*, (IEEE P802.15-00/133r0), May 2000.
- [SRF03] C. Steger, P. Radosavljevic, and P. Frantz. 802.11b operating in a mobile channel : Performance and challenges. *Communications Design Conference*, September 2003.

- [SZK⁺03] T.K. Sarkar, Ji Zhong, K. Kyungjung, A. Medouri, and M. Salazar-Palma. A survey of various propagation models for mobile communication. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 45(3) :51–82, June 2003.
- [UIT94] UIT-R SM1056. Limitation des rayonnements provenant des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM). Technical report, UIT, 1994.
- [ZDN05] ZDNET. WLAN market to reach \$5 bln by 2006. Technical report, <http://blogs.zdnet.com/ITFacts/?p=8280>, 2005.
- [ZK98] J. Zyren and B. Kraemer. Effects of microwave interference on IEEE 802.11 WLAN reliability. Technical report, P802.11 IEEE, May 1998.
- [ZRL01] E. Zehavi, R. Roy, and J. Lansford. Some coexistence issues in 802.11g proposals : Bluetooth impacts. Technical Report IEEE 802.11-01/061r0, IEEE 802.11, January 2001.
- [ZSMH00] S. Zurbes, W. Stahl, K. Matheus, and J. Haartsen. Radio network performance of Bluetooth. *Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on*, 3 :1563–1567, 2000.
- [Zyr99] J. Zyren. Reliability of IEEE 802.11 WLANs in presence of BlueTooth radios. *IEEE P802.15 Working Group Contribution*, (IEEE P802.15-99/073r0) :September, 1999.

RÉSUMÉ

Des produits aux standards IEEE 802.11b et 802.11g (bande 2,4 GHz) et 802.11a (bande 5 GHz) sont actuellement commercialisés et déployés dans les lieux publics (zones hot spot) et également chez les particuliers (bornes ADSL WIFI). Si actuellement les systèmes opérant dans la bande des 2,4 GHz dominent le marché, l'augmentation du trafic pourrait conduire à la saturation de cette bande (seulement 3 canaux disjoints) et conduire aussi les opérateurs à s'orienter vers la bande des 5 GHz. Les différents standards WLAN permettent de fournir des débits bruts allant de 1 à 54 Mbits/s (voire plus de 100 Mbits/s avec 802.11n en cours de normalisation). Ils offrent donc techniquement un grand nombre de possibilités de déploiement. L'une des difficultés pour les opérateurs est de choisir le standard approprié selon les contraintes de déploiements pour la couverture et la capacité. Au fur et à mesure de l'augmentation du trafic, des besoins en densification apparaissent également, auxquels il faut répondre avec les standards appropriés. Il est indispensable de pouvoir identifier leurs limitations, afin de mieux garantir la qualité de service sur les réseaux actuellement déployés et surtout de prévoir les problèmes pouvant apparaître lors de la montée en charge au fur et à mesure de la croissance des usages.

L'objet de la thèse porte donc sur une analyse détaillée des limitations des réseaux WLAN à partir de différents critères de choix, dont notamment la portée, la capacité et la robustesse aux interférences. Il s'agit ensuite de conclure sur des recommandations et règles d'ingénierie quant à leur déploiement en zones de forte densité de trafic. Pour les systèmes opérant dans la bande 2,4 GHz qui est une bande libre, les brouillages entre équipements de différents standards et aussi entre réseaux d'opérateurs concurrents sont les facteurs clés limitant la qualité de service et les débits. La première étape consiste à identifier les sources de brouillages possibles dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz, et à modéliser les principaux paramètres liés aux brouilleurs considérés dans les calculs de bilans de liaisons et de couverture. L'approche expérimentale a été retenue pour caractériser l'effet des brouilleurs sur les performances des systèmes 802.11. Un modèle de brouilleur a été extrait de nos mesures puis nous avons utilisé une démarche statistique pour donner des règles d'ingénierie permettant de garantir les performances des réseaux WLAN. Parallèlement nous avons développé un simulateur de réseaux 802.11 permettant de prendre en compte de façon réaliste les phénomènes de propagation et d'interférences WLAN. Grâce à ce simulateur, nous avons étudié les performances de ces réseaux en contexte multi-utilisateurs et les effets de montée en charge. Les résultats obtenus ont été comparés à nos mesures et à des modèles théoriques.