Simulation des conditions de trafic intracellulaire d'un réseau sans fil en milieu industriel par un modèle de propagation composite

Sabri Benferhat

▶ **To cite this version:**

Sabri Benferhat. Simulation des conditions de trafic intracellulaire d'un réseau sans fil en milieu industriel par un modèle de propagation composite. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2009. Français. NNT : 2009CLF21923 . tel-00725659

HAL Id: tel-00725659

https://theses.hal.science/tel-00725659

Submitted on 27 Aug 2012

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

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

N° D'ORDRE : D.U : 1923 Année 2009
E D S P I C : 434

UNIVERSITÉ BLAISE PASCAL

ECOLE DOCTORALE SCIENCES
POUR L'INGÉNIEUR DE CLERMONT-FERRAND

Laboratoire d'Informatique,
de Modélisation et d'Optimisation des Systèmes

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ

Discipline : Informatique

Présentée et soutenue publiquement par

Sabri Benferhat

Simulation des conditions de trafic intracellulaire d'un réseau sans fil en milieu industriel par un modèle de propagation composite

Soutenu publiquement le ……. devant le jury :

Directeur :	**M^r^. MISSON M**	**Professeur à l'Université de Clermont I**
Co-directrice:	**M^me^ JACQUET F**	**MCF à l'Université de Clermont I**
Jury	**M^r^. RONDEAU E**	**Professeur à Université Henri Poincaré**
	M^r^. MERCIER J.J	**Professeur à l'Université de Toulouse II**
	M^r^. ANDREU D	**MdC à l'Université de Montpellier II**
	M^r^. SCHNEIDER M	**Professeur à l'Université Blaise Pascal**
	M^r^. GUITTON A	**MdC à l'Université Blaise Pascal**

À ma famille

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein de l'équipe Réseaux et Protocoles du Laboratoire d'Informatique, de Modélisation et d'Optimisation des Systèmes de l'université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II.

Je tiens à remercier :

Monsieur Michel MISSON, Professeur à l'Université de Clermont I à qui j'exprime toute ma gratitude de m'avoir accueilli dans l'équipe, orienté et encadré. Je lui suis infiniment reconnaissant pour son soutien et ses conseils incessants qui ont permis de mener à bien ce travail.

Madame Frédérique Jacquet, Maître de conférences à l'Université de Clermont I pour son aide quotidienne, ses conseils et sa très grande disponibilité dont j'ai largement abusé au cours de ces années. De manière générale, je tiens à la remercier pour sa grande gentillesse et sa rigueur.

J'adresse tous mes remerciements à Messieurs Eric Rondeau, Professeur à l'Université Henri Poincaré, Jean-Jacques Mercier, Professeur à l'Université de Toulouse II, pour avoir accepté d'évaluer mes travaux et d'en être les rapporteurs malgré un emploi du temps extrêmement chargé.

Monsieur Michel SCHNEIDER, Professeur à l'Université Blaise Pascal, pour avoir présidé le jury de ma soutenance. Monsieur Alexandre Guitton maître de conférences à l'Université Blaise Pascal, David ANDREU maître de conférences à l'Université Montpellier 2 de m'avoir honoré en acceptant de participer au jury.

Mes remerciements s'étendent à toutes les personnes qui font ou ont fait partie du groupe de travail "L2I" et du département "Réseaux et Télécoms" pour leur sympathie, leur aide et leurs encouragements. Les étudiants qui ont fait leur projet et qui ont collaboré à la réalisation de la partie expérimentale. Le personnel du département Génie Industriel et Maintenance de l'IUT d'Aubière pour avoir autorisé de nombreuses campagnes de mesures impliquant sa chaîne de production de savonnettes.

Mes profonds remerciments aux anciens et actuels membres de l'équipe « Réseaux et Protocoles » que j'ai côtoyé au cours de ces années. Je leur suis reconnaissant pour l'accueil chaleureux et l'ambiance conviviale qui règne dans les locaux de l'équipe. J'en garderai toujours un bon souvenir.

J'adresse une tendre pensée à mes parents sans qui rien n'aurait été possible et je les remercie ainsi que toute ma famille pour leur soutien sans faille, et leurs encouragements.

Pour finir, je remercie toutes les personnes qui m'ont soutenu durant ces années.

TABLE DES MATIERES

Introduction 2

Chapitre I 5

1. Communication en milieu industriel 5
1.1 Les réseaux industriels 6
1.2 Les niveaux de communication 6
1.3 L'aspect temporel des communications 9
1.4 Les bus de terrain 11
1.5 L'architecture protocolaire des méthodes d'accès au bus de terrain 12
1.6 Les méthodes d'accès les plus populaires 12
1.6.1 Systèmes basés sur un passage de jeton 13
1.6.2 MAP/MMS 14
1.6.3 Autres systèmes 15

2. Solutions sans fil pour les applications industrielles 17
2.1 Champ de besoins et contraintes des applications industrielles 17
2.2 Les avantages d'une solution sans fil 18
2.2.1 Réduction des coûts 19
2.2.2 Adaptation et souplesse 20
2.2.3 Fiabilité et sécurité du réseau 20
2.3 Les technologies sans fil 21
2.3.1 IEEE 802.15.1/Bluetooth 21
2.3.2 IEEE 802.15.4/ZIGBEE 25
2.3.3 HiperLAN 28
2.3.4 IEEE 802.11 29
2.4 Quelques solutions sans fil 32
2.4.1 Solution totalement sans fil 32
2.4.2 Solutions hybrides 34

Chapitre II 37

1. Les caractéristiques du médium sans fil 37
1.1 Les médiums sans fil existants 37
1.1.1 Les infrarouge 38
1.1.2 Les ondes radio 39
1.1.3 Les bandes ISM 40
1.2 Mécanismes de propagation 41
1.2.1 La réflexion 42
1.2.2 La diffraction 43
1.2.3 La diffusion 43
1.2.4 L'absorption 43
1.3 Les effets des conditions de propagation 44
1.3.1 L'effet Doppler 44
1.3.2 L'effet « trajets multiples » et ses conséquences 44
1.3.2.1 La distorsion d'amplitude (ou évanouissement de Rayleigh) 45
1.3.2.2 La dispersion du délai de propagation (Delay Spread) 47
1.3.3 L'effet de dispersion de puissance 48

2. Les modèles de propagation radio 49
2.1 L'atténuation due à la distance ou *Path Loss* 50
2.2 Familles de modèles 50
2.2.1 Les modèles exacts ou déterministes 50
2.2.2 Les modèles empiriques 51
2.2.3 Les modèles stochastiques 51
2.3 Différents modèles pour différentes configurations 52
2.4 Classification des environnements 53
2.4.1 Modèles de propagation à grande échelle 54

2.4.1.1 Free Space Propagation Model 54
2.4.1.2 Two-Ray Ground Reflection Model 55
2.4.1.3 Log-distance Path Loss Model 56
2.4.2 Modèles de propagation à moyenne échelle 58
2.4.2.1 Log-normal Shadowing 59
2.4.2.2 Technique de lancer de rayons 60
2.4.3 Modèles de propagation à petite échelle 60
2.4.3.1 Le fading de Rayleigh 61
2.4.3.2 Le fading de Rice 62

Chapitre III 63

1. Topologies et architectures 63
1.1 Topologie Ad hoc 63
1.2 Topologie avec infrastructure 65

2. Les couches du standard 802.11 66
2.1 La couche physique 66
2.2 Les sous-couches LLC et MAC 69
2.2.1 CSMA / Collision Avoidance (CSMA/CA) 70
2.2.2 Description du mode DCF (Distributed Coordination Function) 73
2.2.3 Binary Exponential Backoff 75
2.2.4 Description du mode PCF 76
2.3 Les extensions 802.11 78

3. 802.11 et les problèmes observés dans les communications radio 80
3.1 La portée et la couverture cellulaire 80
3.2 Le problème du terminal caché 82
3.3 Le problème du terminal exposé 85
3.4 L'effet de capture 86
3.5 Le débit utile 802.11b 87
3.6 Partage du canal entre des flux à débits différents 89

Chapitre IV 91

1. Domaine de l'étude 91
1.1 Présentation du domaine d'application 91
1.2 Projet WAVES 91
1.3 Les solutions envisagées 93
1.4 Choix d'une solution simulée 94
1.4.1 Choix d'un outil de simulation 94
1.4.2 Critiques sur les résultats de simulation 95
1.5 Paramètres de la couche physique influençant la simulation 97
1.5.1 Entête et préambule de la couche physique 97
1.5.2 Path Loss 98
1.5.3 Calcul des interférences 98
1.6 Comparaison entre GloMoSim, NS-2 et OPNET 99

2. Caractérisation du canal en condition réelle 100
2.1 Le site considéré 101
2.2 Campagne de mesures 102
2.3 Outils de mesures 104
2.4 Mesures obtenues 105
2.5 Comparaison avec le modèle ITU-R P.1238-4 109
2.6 Procédure d'analyse 111
2.6.1 La régression linéaire 112
2.6.2 Évaluation de la moyenne et de l'écart type σ des résidus 114
2.6.3 Test de Kolmogorov-Smirnov 117
2.7 OPNET 119
2.7.1 Les niveaux 119
2.7.2 Modélisation du canal radio 121
2.7.3 Pipeline de transmission 121

Chapitre V _____ *127*

1. Qualité de services dans une cellule 802.11 _____ **127**
1.1 Paramètres de la qualité de service _____ 127
1.1.1 Le débit _____ 127
1.1.2 Les pertes _____ 128
1.1.3 La latence _____ 128
1.1.4 La gigue du délai _____ 128
1.2 Taille des cellules _____ 129
1.2.1 Définition de la taille des cellules _____ 129
1.2.1.1 Seuil de sensibilité _____ 130
1.2.1.2 Taux de pertes _____ 132
1.2.2 Taille des cellules avec OPNET _____ 134
1.2.2.1 Validation de la simulation avec OPNET _____ 134
1.2.2.2 Détection de porteuse et seuil de sensibilité _____ 134
1.2.3 Calcul de la taille des cellules _____ 137
1.3 Mesures et simulations du trafic dans la cellule _____ 139
1.3.1 Mesure du taux de pertes _____ 139
1.3.2 Ethereal et mode moniteur _____ 140
1.3.3 Configuration de mesures et de simulation _____ 141
1.4 Résultats sur les pertes _____ 144
1.4.1 Résultats de la simulation _____ 145
1.4.2 Résultats de mesures _____ 147
1.5 Explication des différences _____ 148
1.5.1 Conditions de propagation et zone cachée _____ 149
1.5.1.1 Cas où la propagation est identique _____ 149
1.5.1.2 Cas d'une différenciation des liens _____ 152
1.5.2 Discussion des résultats _____ 156

2. Nouveau modèle de propagation _____ **157**
2.1 Distinctions entre les liaisons _____ 157
2.2 Analyse des données _____ 160
2.3 Prise en compte du split model dans la simulation _____ 163
2.4 Prise en compte de l'effet de capture _____ 164

3. Résultats sur les pertes _____ **165**
3.1 Evaluation du nombre de trames perdues à partir du modèle composite et de l'effet de capture ____ 165
3.2 Pertes et délai _____ 167
3.2.1 L'apport du mécanisme RTS/CTS _____ 168
3.2.2 Impact du trafic sur le délai de bout en bout et sur les pertes _____ 170

Conclusion _____ *176*

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1. LES QUATRE NIVEAUX D'ECHANGES DANS UN RESEAU INDUSTRIEL [IUT 05W]. 7
FIGURE 1.2. LA HIERARCHIE DU CONCEPT CIM. 9
FIGURE 1.3. COMPARAISON DES COUTS ENTRE SOLUTIONS SANS FIL ET SOLUTION FILAIRE SELON LA DISTANCE [BLO 03]. 20
FIGURE 1.4. EXEMPLE DE PICONET. 23
FIGURE 1.5. PLUSIEURS PICONETS FORMANT UN SCATTERNET. 23
FIGURE 1.6. LES TOPOLOGIES DANS 802.15.4 [CHA 08]. 26
FIGURE 1.7. LE FORMAT DE LA SUPERTRAME. 28
FIGURE 1.8. LA TOPOLOGIE AVEC INFRASTRUCTURE. 30
FIGURE 1.9. LA TOPOLOGIE AD HOC. 30
FIGURE 1.10. LES COUCHES ET SOUS-COUCHES OSI DEFINIES PAR IEEE 802.11. 31
FIGURE 2.1. LE SOUS-ENSEMBLE DU SPECTRE ELECTROMAGNETIQUE INFRAROUGE – RADIOELECTRIQUE. 38
FIGURE 2.2. LES MECANISMES DE PROPAGATION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES [DEV 93]. 42
FIGURE 2.3. TRAJETS MULTIPLES DUS AUX DIFFERENTS PHENOMENES. 45
FIGURE 2.4. ÉVANOUISSEMENT DE RAYLEIGH. 46
FIGURE 2.5. MESURES D'ATTENUATION POUR UN SIGNAL (915 MHZ) [HAS 93]. 46
FIGURE 2.6. INTERFERENCES ENTRE SYMBOLES. 47
FIGURE 2.7. L'EFFET D'AVEUGLEMENT. 49
FIGURE 2.8. EXEMPLE TWO-RAY GROUND REFLECTION. 56
FIGURE 2.9. ATTENUATION DE PUISSANCE MESUREE DANS UN BATIMENT DANS LA BANDE DE 914 MHZ [RAP 02]. 58
FIGURE 3.1. MODE AD HOC. 64
FIGURE 3.2. TOPOLOGIE AD HOC. 64
FIGURE 3.3. LA TOPOLOGIE AVEC INFRASTRUCTURE. 65
FIGURE 3.4. LES COUCHES DEFINIES PAR 802.11. 66
FIGURE 3.5. SAUTS DE FREQUENCES. 68
FIGURE 3.6. ÉTALEMENT DU SPECTRE. 68
FIGURE 3.7. RECOUVREMENT DES CANAUX DANS LA BANDE ISM 2.4 GHZ. 69
FIGURE 3.8. ATTENUATION DES SIGNAUX ET DETECTION DE COLLISION. 71
FIGURE 3.9. ESPACE INTER TRAMES. 73
FIGURE 3.10 –PROCEDURE DE REPORT DU BACKOFF. 74
FIGURE 3.11. BINARY EXPONENTIAL BACKOFF. 76
FIGURE 3.12. LA GESTION DE L'ACCES AU MEDIUM EN MODE PCF. 77
FIGURE 3.13. PCF : PHASE DE POLLING. 77
FIGURE 3.14. LES CANAUX DEFINIS PAR 802.11A. 79
FIGURE 3.15. ZONE DE COUVERTURE D'UN POINT D'ACCES. 81
FIGURE 3.16. ILLUSTRATION DU TERMINAL CACHE ET DU TERMINAL EXPOSE. 83
FIGURE 3.17. MECANISME DE RESERVATION DE CANAL PAR RTS/CTS. 84
FIGURE 3.18. LE MECANISME DU NAV. 85
FIGURE 3.19. PHENOMENE DU TERMINAL EXPOSE. 86
FIGURE 4.1. COMMUNICATION DANS LE PROJET WAVES [LAF 03]. 92
FIGURE 4.2. IEEE 802.11B BER VS SNR [PAV 03]. 99
FIGURE 4.3. VUE GENERALE DU SITE DE TESTS. 101
FIGURE 4.4. LA LIGNE CENTRALE ET LES DIFFERENTS TRONÇONS. 102
FIGURE 4.5. CONFIGURATION POUR LES MESURES. 103
FIGURE 4.6. DEPLACEMENT DE LA STATION STA_MOBILE. 104
FIGURE 4.7. EXEMPLE DES INFORMATIONS DONNEES PAR LES CARTES. 105
FIGURE 4.8. PUISSANCES REÇUES. 107
FIGURE 4.9. MOYENNE DES MESURES COMPAREES AUX PRINCIPAUX MODELES. 108

FIGURE 4.10. COMPARAISON DES MESURES AVEC LE MODELE ITU-R P.1238. 111
FIGURE 4.11. EXEMPLE D'UNE REGRESSION LINEAIRE. 112
FIGURE 4.12. DROITES DE HENRY ET DISTRIBUTION DES RESIDUS. 116
FIGURE 4.13. MODELE HIERARCHIQUE D'OPNET. 120
FIGURE 4.14. MODULES RECEPTION ET EMISSION SOUS OPNET. 121
FIGURE 4.15. LES ETAPES DU « PIPELINE » DE TRANSMISSION D'OPNET. 122
FIGURE 4.16. IMPLEMENTATION DU MODELE DU *PATH LOSS* DE *FREE SPACE*. 124
FIGURE 5.1. TAILLE DES CELLULES. 131
FIGURE 5.2. ÉVOLUTION DU FER PAR RAPPORT A LA TAILLE DES TRAMES. 133
FIGURE 5.3. ILLUSTRATION DU PROBLEME DE CSMA/CA D'OPNET. 135
FIGURE 5.4. ILLUSTRATION DE L'AMBIGÜITE DE SEUIL DE RECEPTION D'OPNET. 136
FIGURE 5.5. CONFIGURATION POUR CALCULER LA TAILLE DES CELLULES A 11 MBPS. 138
FIGURE 5.6. PUISSANCES REÇUES ET FER. 139
FIGURE 5.7. INTERFACE D'ETHEREAL. 141
FIGURE 5.8. CONFIGURATION DE MESURES. 142
FIGURE 5.9. EXEMPLE DE CHAMP RETRY. 143
FIGURE 5.10. CHAMP RSSI DES TRAMES. 143
FIGURE 5.11. CONFIGURATION DE SIMULATION. 144
FIGURE 5.12. MESURES DE PUISSANCES REÇUES PAR LES STATIONS AUX EXTREMITES DE LA CELLULE. 145
FIGURE 5.13. VALEUR DU CW. 146
FIGURE 5.14. MESURES DE PUISSANCES REÇUES PAR L'AP. 146
FIGURE 5.15. TRAMES EN COLLISION. 147
FIGURE 5.16. IDENTIFICATIONS DES ZONES CACHEES. 150
FIGURE 5.17. TAILLE DE LA ZONE CACHEE. 153
FIGURE 5.18. PROPORTION DE LA ZONE CACHEE PAR RAPPORT A LA TAILLE DE LA CELLULE. 156
FIGURE 5.19. PUISSANCES REÇUES PAR STA_L ET STA_H. 158
FIGURE 5.19. MOYENNE DES MESURES SELON LE TYPE DE LIEN ET COMPAREES AUX MODELES FREE SPACE ET LOG-DISTANCE PATH LOSS. 160
FIGURE 5.20. DISTRIBUTION DES RESIDUS. 162
FIGURE 5.21. DROITE DE HENRY. 162
FIGURE 5.22. LES EFFETS DU NOMBRE DE RETRANSMISSIONS ET DU RTS/CTS SUR LES ECHANGES. 169
FIGURE 5.23. LE MECANISME DU NAV. 171
FIGURE 5.24. DELAIS DE BOUT EN BOUT (MS). 173
FIGURE 5.25. TAUX DE PERTES EN %. 174

Introduction

Après que les technologies sans fil aient remplacé les réseaux câblés dans bon nombre d'applications allant des utilisations classiques de la bureautique et de l'informatique aux applications du multimédia ou de la domotique, d'autres types d'applications souhaitent aussi bénéficier de leurs avantages. L'exploitation d'ondes électromagnétiques pour la transmission des signaux élimine de nombreuses contraintes et apporte des gains de temps et d'argent substantiels. Entre autres, la suppression des câbles entraîne la disparition de problèmes liés à leur usure, offre une grande liberté de mouvement et la possibilité de couvrir des zones pour lesquelles l'installation de câbles s'avérerait difficile, voire impossible.

Dans un environnement manufacturier, il n'est pas rare de rencontrer des équipements mobiles automatisés tels que des transstockeurs, des véhicules électriques ou des systèmes montés sur rail, utilisés pour le stockage et le transfert de marchandises. La communication par voie câblée dans de tels systèmes impose l'utilisation de matériels spécifiques tels que des câbles collecteurs, des bagues rotoriques, des *drag chains* avec câbles de données hautement flexibles, contribuant à la hausse du coût global de l'installation. On retrouve le même type de contraintes dans le cas de dispositifs amovibles tels que les outillages robotique, pour lesquels les connexions et déconnexions fréquentes peuvent entraîner une usure prématurée des contacts. Là encore, l'utilisation de technologies sans fil peut s'avérer intéressante, avec toutefois un certain nombre de conditions à respecter.

Le développement d'une solution radio présente donc un réel intérêt. Toutefois, le médium radio est plus sensible aux conditions de propagation que les médiums filaires. Dans un environnement manufacturier (souvent clos, obstrué, perturbé, …), les conditions de propagation ont un impact important sur les performances des communications (telle que la portée, le débit ou les interférences). L'objectif de notre travail est de trouver une meilleure modélisation de ces conditions pour les utiliser sur un outil de simulations tel qu'OPNET, et

de réduire les écarts des résultats simulés avec les résultats obtenus en pratique. La réalisation de cet objectif nous permettra de nous baser sur la simulation pour étudier les performances d'un réseau sans fil utilisé pour des applications industrielles telles que des chaines de productions ou de montage par exemple.

Nous avons organisé ce document de la manière suivante.

Le chapitre 1 qui est divisé en deux parties est un état de l'art sur les communications des applications industrielles. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les besoins des applications industrielles en communications. Nous décrivons les différents types de trafics possibles et les contraintes temporelles qui peuvent leur être associées. Nous verrons aussi que le médium utilisé comme support de communication est filaire, quelques protocoles d'accès à ce type de médium seront donnés à titre d'exemples. Dans la seconde partie, nous étudions les avantages que peut apporter une solution basée sur un médium radio. Nous mettons aussi en avant les contraintes imposées par les applications et leur impact sur les technologies.

Le chapitre 2 traite des propriétés d'un canal de propagation radioélectrique. Dans la première partie du chapitre, nous détaillons les caractéristiques des ondes électromagnétiques. Nous parlons des mécanismes de propagation et des phénomènes que subissent les ondes radio dans un milieu clos comportant des obstacles. La seconde partie de ce chapitre est une synthèse des modèles couramment utilisés et développés dans le but de caractériser ces conditions, d'estimer les niveaux de puissances reçues et de prédire la couverture radio.

Le chapitre 3 présente le standard IEEE 802.11, qui est à la base de notre contribution par rapport au domaine applicatif. Les différentes topologies sont ensuite présentées accompagnées de leurs conditions d'utilisation. Ensuite, nous parlons de la couche physique radio, et de la gestion de l'accès au canal radio. Ce chapitre est clos par la présentation de problèmes fréquemment constatés dans les communications radio, à savoir le terminal caché,

le terminal exposé, la différence entre débit réel et théorique, et la description de la manière dont le standard y remédie à certains de ces problèmes.

Le chapitre 4 est divisé en deux parties. La première partie concerne le projet WAVES qui constitue le cadre d'étude de cette thèse. Nous montrons en quoi le type d'applications visées nous oblige à passer par la simulation, et nous soulignons ensuite le problème du choix du modèle de propagation le plus approprié. Ce choix, a un impact considérable sur la justesse des résultats obtenus par la simulation. En effet, sur les simulateurs disponibles, les modèles de propagation couramment utilisés (en général le *free space*, le *two-ray ground* et le modèle *Log-distance Path Loss*), ne sont pas paramétrés en fonction des conditions de propagation du domaine dans lequel le réseau est déployé. C'est pourquoi nous avons implémenté un modèle de propagation très proche des conditions de propagation d'un site industriel représentatif d'une chaine de production. Des mesures effectuées sur ce site nous ont permis d'ajuster ses paramètres.

Le chapitre 5 présente la méthode de calcul de la taille des cellules avec le modèle de propagation obtenu dans le chapitre précédent. Pour l'évaluation des performances attachées à une cellule d'un réseau avec infrastructure, nous avons opté pour une approche par simulation utilisant l'outil OPNET. La comparaison des résultats de notre modèle avec les mesures sur site montre des divergences. Nous prouvons que ces divergences viennent principalement de différences entre les conditions de propagation des signaux en provenance des points d'accès par rapport à ceux en provenance des stations. Ces différences font apparaître des phénomènes de terminaux cachés qui sont constatés sur le site, mais invisibles en simulation lors de l'utilisation d'un modèle générique. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation et à l'interprétation des résultats de simulation obtenus avec notre modèle qui a la particularité de posséder une composante horizontale et une composante verticale.

Finalement, nous concluons notre travail et présentons les perspectives qui en découlent.

Chapitre I

Ce chapitre présente un état de l'art sur les applications industrielles. Nous étudions tout d'abord les besoins particuliers de ces applications en termes de communication et de performances. Puis nous donnons quelques-unes des diverses solutions permettant de faire communiquer des entités au sein d'un site industriel.

Nous verrons que la plupart de ces solutions sont basées sur du câblage et que cela génère de nombreuses contraintes. Enfin, nous montrerons en quoi l'avènement de solutions sans fil permet d'envisager leur utilisation comme nouveau moyen de communication pour les futurs réseaux industriels.

Ce chapitre est divisé en deux parties. La première introduit les applications industrielles, ainsi que leurs exigences et besoins en communication. Nous présenterons les technologies d'accès basées sur un médium filaire et les différents mécanismes utilisés pour les échanges d'informations. La deuxième partie traite des avantages que peut apporter une solution sans fil et de l'utilisation du médium radio dans un environnement industriel. Pour finir, nous listerons les technologies sans fil existantes et les solutions proposées par les scientifiques ou les industriels pour les intégrer dans ces milieux.

1. Communication en milieu industriel

1.1 Les réseaux industriels

Lorsque l'on parle de réseaux, on sous-entend généralement que les entités qui les utilisent sont des ordinateurs. Mais lorsque l'on parle de réseaux industriels, il s'agit là de faire communiquer des entités qui ne sont plus seulement des ordinateurs, mais très souvent des appareils différents qui peuvent être des automates programmables, des appareils de mesures, des équipements spécifiques (fours, machines à commandes numériques, ascenseurs, etc.).

Les réseaux industriels jouent sensiblement le même rôle que tout autre réseau, leur but premier étant toujours de transmettre des informations entre plusieurs entités. Ils doivent assurer un transport fiable des informations de n'importe quel équipement à n'importe quel autre, sans que l'utilisateur n'ait à se soucier du chemin suivi, de la conversion, des formats de données, ou du type d'interlocuteur. Le qualificatif « industriel » pour un réseau sous-entend également un environnement particulier. L'environnement d'un réseau industriel est en général un environnement obstrué et perturbé par la présence d'obstacles et structures souvent métalliques, mais aussi pollué par des ondes électromagnétiques provenant de différents appareils (moteurs, courants forts, champs magnétiques, etc.). Tous ces phénomènes sont à prendre en compte et ceci est d'autant plus vrai si la solution visée est une solution qui utilise le médium radio.

1.2 Les niveaux de communication

Les communications nécessaires aux applications industrielles peuvent être analysées selon une classification par niveau. La pyramide CIM *(Computer Integrated Manufacturing)*, telle qu'elle est représentée sur la figure 1.1, est un concept décrivant la complète automatisation des processus de fabrication [LEP 91]. Ce concept permet aussi de décrire les différents niveaux de communication nécessaires dans un milieu industriel sous une forme quantitative des données à véhiculer et des délais imposés. Au moins quatre niveaux sont retenus si l'on reste dans le cadre des communications locales. Ces quatre niveaux sont :

- le niveau 0, au niveau des machines et entre capteurs/actionneurs ;
- le niveau 1, dans une cellule de production ou automatisme ;
- le niveau 2, dans un atelier (niveau de supervision) ;
- les niveaux 3 et au-delà sont à l'échelle d'une usine ou plus.

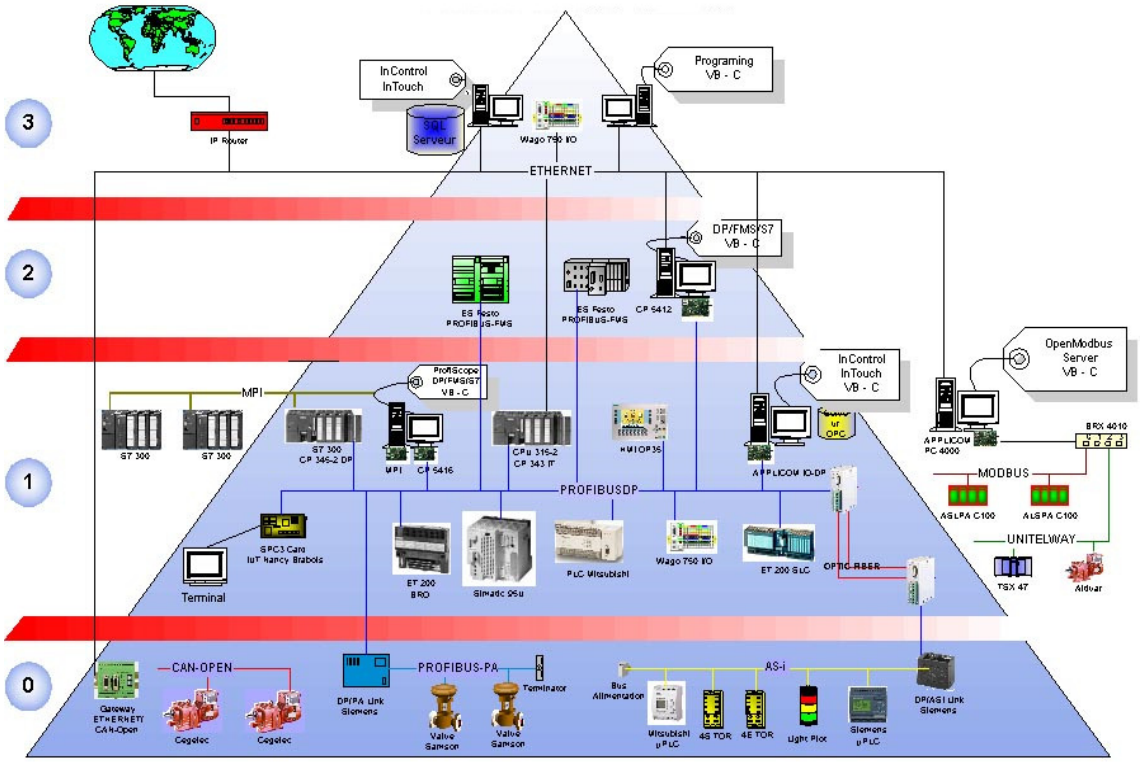


Figure 1.1. Les quatre niveaux d'échanges dans un réseau industriel [IUT 05w].

Le niveau 0, appelé aussi réseau de terrain ou bus de terrain, est le niveau le plus bas. Dans ce niveau, les liaisons se font entre capteurs et actionneurs répartis dans le processus de production et dans les automates primaires. Les communications qui le concernent nécessitent un transfert performant (quelques millisecondes) pour des messages courts (commandes binaires ou données issues de mesures ou d'états de capteurs) ainsi qu'un flux généralement périodique (voir sur la figure 1.2). Les liaisons dans ce niveau se matérialisent d'ordinaire par une paire de fils voire d'un bus par capteur ou actionneur.

Le niveau 1 est au niveau de la cellule de production. Les communications dans ce niveau concernent les entités qui s'occupent de la conduite de production. Elles peuvent concerner un ensemble d'automates programmables, des machines à commandes numériques ou d'autres automatismes. Ces équipements sont souvent pilotés par un système de commande global et

peuvent partager une base de données. Les échanges sont de taille importante par rapport au niveau 0 (chargement de programmes à exécuter, caractéristiques des outils), bien qu'il puisse y avoir des commandes à échanger sous forme de messages courts (voir sur la figure 1.2).

Le niveau 2 concerne une usine ou un atelier. Les communications de ce niveau ont lieu entre différentes cellules de production. À ce niveau les échanges sont variés, entre cellules on échange des fichiers de programme, quant aux échanges entre unités de suivi de production, ils se résument à des ordres de lancement de production, à l'obtention de l'état d'avancement ou l'état des équipements et processus. Le volume d'information peut être important et différents types de données peuvent cohabiter (données, images, vidéo).

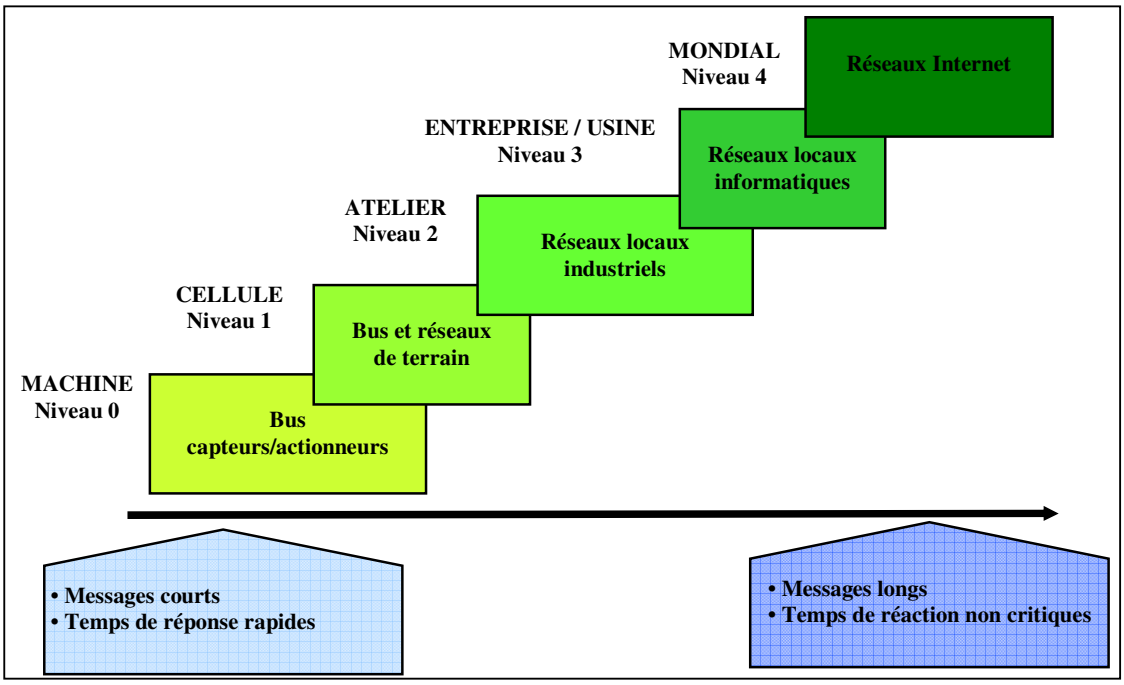


Figure 1.2. La hiérarchie du concept CIM.

Au plus haut niveau, le niveau 3, on trouve les activités de gestion des stocks, de planification de production ainsi que les activités des bureaux d'études. Ces services travaillent dans des environnements de style bureautique comprenant ordinateurs centraux, stations de travail, terminaux, serveurs de fichiers et d'impression. Le trafic est très variable avec des salves

momentanées qui peuvent parfois représenter un volume d'informations important, mais les temps de réponse sont souvent sans importance, si ce n'est pour améliorer le confort des utilisateurs.

1.3 L'aspect temporel des communications

Nous venons de voir que les exigences en communication des applications des niveaux 3 ou plus (une application de bureautique par exemple), sont très différentes de celles observées dans les applications des niveaux 0 à 2 (une régulation de température utilisant des capteurs de chaleur par exemple). Pour ces niveaux dits « bas », il faut prendre en compte et respecter des contraintes temporelles. Ces exigences doivent être considérées avec autant d'importance que l'exactitude des données échangées. Autrement dit, le système ne doit pas simplement délivrer des informations exactes, mais il doit aussi les délivrer dans des délais imposés. Ces exigences dépendent de l'application cible, selon qu'elle est à forte ou à faible contrainte temporelle.

Certaines communications sont utilisées dans des applications de type temps réel strict *(hard realtime application)* [JAN 00, KAN 94]. Dans ce type d'application, il existe une classe de messages avec de très fortes contraintes temporelles qui nécessitent une réaction rapide, sinon ces messages perdent tout intérêt ou signification s'ils ne sont pas transmis dans un délai donné. Si un message appartenant à une telle classe n'est pas transmis avec succès dans une certaine limite de temps, il s'agit d'un défaut de fonctionnement du système, pouvant, selon l'application, avoir d'importantes conséquences. Pour s'en convaincre, il suffit de considérer comme exemple extrême un message d'alarme produit par une sonde de pression dans un système de circulation de l'eau de refroidissement d'une centrale nucléaire. Cet exemple montre que l'information doit d'une part ne pas être perdue en chemin et d'autre part être transmise dans un délai très court.

Les applications de type temps réel souple *(soft realtime application)*, s'accommodent des contraintes temporelles dans certaines limites au-delà desquelles le système devient instable. Comme exemple, nous pouvons considérer un système de transaction en ligne pour lequel les utilisateurs s'attendent à recevoir leurs réponses dans un délai d'une seconde, mais qui ne seront pas gênés si cela prend quelques fois deux secondes. Un autre exemple est la voix sur IP qui impose une exigence stricte sur les retards qui doivent être inférieurs à 250 ms, mais qui tolère un certain taux de perte de paquets, proche de 1% pour certains codecs [HER 00].

En résumé, les besoins des communications pour les applications temps réel peuvent être récapitulés comme suit [IVA 93]:

- Des niveaux de priorité doivent exister pour permettre la distinction entre les messages urgents (sécurité/critiques) et ceux qui le sont moins.
- Les messages de sécurité et les messages critiques doivent être transmis d'une façon sûre et doivent être acquittés dans une limite de temps qui dépend de l'application. Pour une cellule ou un processus de commande, la limite est généralement comprise entre 1 et 100 millisecondes. Si la limite de temps n'est pas respectée, cela doit être signalé aux couches supérieures.
- Les messages avec des contraintes temporelles rigoureuses doivent être courts et ne pas dépasser quelques centaines d'octets de longueur.

Pour que ces contraintes soient satisfaites, il faut assurer une fiabilité dans les communications. Cela ne peut être réalisé qu'en garantissant la fiabilité à la fois du médium et des techniques de modulation et d'encodage qui lui sont associées afin de limiter les taux d'erreur et le nombre de retransmission.

1.4 Les bus de terrain

Le terme *bus de terrain* a été utilisé de tant de façons depuis des années qu'il est difficile de lui donner une seule définition. Cependant, le marché semble s'être accordé sur la définition la plus vaste qui consiste en ce que le bus de terrain fasse uniquement référence à n' importe quel bus d'automatisme installé dans un atelier pour raccorder des organes de détections et de commandes du procédé. Le nom de réseau (ou de bus) de terrain s'est imposé pour désigner ce type de réseau.

Traditionnellement, les systèmes de contrôle/commandes étaient reliés aux capteurs et actionneurs par des lignes point à point. L'évolution technique a permis de remplacer ces lignes point à point par un câble unique exploité selon les techniques propres à la téléinformatique. Les bus de terrain sont apparus dans les ateliers de production à la fin des années 1970 avec l'arrivée des protocoles de communication entre les automates et la console de programmation, puis par la suite entre différents automates et équipements. Un bus de terrain relie différents types d'équipements d'automatisme au sein d'une zone géographique délimitée (usine, voiture, maison).

1.5 L'architecture protocolaire des méthodes d'accès au bus de terrain

L'architecture protocolaire des bus de terrain ne respecte pas généralement le modèle en 7 couches proposées par l'ISO [ISO 94]. Ils ont la propriété que leurs spécifications couvrent seulement les couches 1 (couche physique) et 2 (MAC *(Medium Access Control)* et liaison de données), et 7 (couche application) du modèle de référence OSI *(Open System Interconnection)*. Les autres couches sont vides ou leurs fonctionnalités sont mises dans l'une des couches restantes. Cette architecture est quelquefois désignée par architecture EPA *(Enhanced Performance Architecture)* :

- La couche réseau est vide, puisque l'interconnexion de réseaux n'est pas nécessaire. La cause est que les applications de contrôle/commandes consistent en général seulement en un nombre petit à moyen de stations. Par conséquent, les capacités d'interconnexion de plusieurs réseaux ne sont pas nécessaires.
- La couche transport peut également l'être, car la couche réseau est inexistante.
- La couche session est considérée inutile.
- La couche présentation est inutile, puisque tous les types de données utilisables et leur représentation sont définis d'une façon fixe.

1.6 Les méthodes d'accès les plus populaires

Dans cette section nous donnons un bref résumé de quelques systèmes de communication destinés aux applications industrielles selon les spécificités de leur couche MAC.

Le capteur traditionnel qui ne transmettait que la mesure d'une grandeur physique, va par l'intermédiaire du bus de terrain transmettre des informations sur son état de fonctionnement, sur la validité des mesures, ainsi que sur l'historique des événements. Cette évolution des capteurs qui deviennent plus intelligents, pousse les fabricants à les rendre communicants. Si les premiers réseaux de communications étaient de types « maître/esclaves » avec des services limités, les évolutions technologiques ont permis d'augmenter leurs performances conduisant ainsi aux architectures distribuées. Ces architectures distribuées vont ensuite descendre au plus bas niveau vers les capteurs et les actionneurs.

1.6.1 Systèmes basés sur un passage de jeton

Dans ces protocoles, le mécanisme d'arbitrage pour l'accès au médium est associé à la possession d'un jeton qui représente un droit à la parole et qui circule séquentiellement entre les stations du réseau [COU 79]. Le contrôle de transmission est le mécanisme fondamental de ces protocoles, car c'est lui qui peut garantir des délais d'accès bornés. Ce contrôle de

transmission est basé sur le protocole du jeton temporisé [GRO 82]. L'accès au bus est régi par un mécanisme hybride combinant le passage d'un jeton tournant entre les stations et des échanges maître/esclaves. Chaque station en possession du jeton devient station maître et peut commencer la scrutation cyclique des stations avec qui elle désire échanger des messages, dans ce cas les autres stations seront ses esclaves. Ce mécanisme basé sur la notion d'anneau logique peut être décliné de différentes façons pour aboutir à des systèmes multi-maîtres/multi-esclaves par exemple. Profibus [PRO 96] est un bon exemple de bus de terrain adapté pour des tâches de communication entre différentes entités, comme l'échange de données entre automates intelligents par exemple.

De son côté, la norme IEEE 802.4 plus connue sous le nom de jeton sur bus [STA 87, TOK 85] est destinée davantage aux processus de fabrication avec pour objectif la garantie d'un temps limite maximal d'accès au médium [TAN 03]. Cette norme donne les spécifications d'un protocole qui fait partie des protocoles MAP *(Manufacturing Automation Protocol)* décrits plus loin, mais son utilisation reste peu répandue. Il utilise le passage d'un jeton sur un médium partagé entre stations définissant un anneau virtuel. Sur ce point, il est identique à Profibus. Il existe cependant quelques différences entre ces protocoles portant sur la classification des messages, le trafic temps réel, le trafic non temps réel et le concept de temps maximal de cycle.

Bitbus est une spécification développée par Intel en 1983. En 1991 une version améliorée est acceptée comme standard de l'IEEE [IEEE 1118, FRA 94]. À l'origine, il s'agissait d'un système de liaison entre deux processeurs au niveau cellule de production. Le concept inclut un système de communication basé sur le schéma d'accès mono-maître/multi-esclaves et une sélection à tour de rôle orchestré par le maître. Dans d'autres versions améliorées, le maître est remplacé par le passage du jeton.

1.6.2 MAP/MMS

La spécification MAP est née du besoin de connecter d'une manière simple et efficace les différents équipements utilisés dans les applications de productique (automates programmables, commande numérique, robot...) [ISO 90, VAL 92]. MAP définit des profils normalisés pour le pilotage d'équipements de production hétérogènes, en réseau. L'architecture MAP peut se résumer à une pile de protocoles en 7 couches, avec un choix de profils adaptés aux besoins de différents milieux industriels [JON 88, GEN 88].

La norme de messagerie industrielle MMS *(Manufactoring Message Specification)* spécifie le protocole de la couche application mis en œuvre dans le cadre de MAP [ISO 90]. Elle structure le dialogue entre les différentes machines d'un atelier de fabrication et entre équipements de production hétérogènes, ce qui facilite leur interopérabilité. Ces services permettent à une application client de piloter et de contrôler à distance un ou plusieurs équipements de type serveur. Deux applications utilisant les services MMS doivent s'organiser d'une façon dissymétrique, avec une relation de type client/serveur et où la couche MAC de la norme IEEE 802.4 (Token Bus) est utilisée [IEEE 90]. Des normes d'accompagnement ont été définies pour les principaux types de serveurs utilisés : automates programmables, commandes numériques, robots. D'autres normes visent des domaines plus spécifiques, par exemple TASE.2 *(Télécontrol Application Service. élément n°2)* de l'IEC *(International Electrotechnical Commision)* qui vise les services de production d'énergie, d'eau ou de gaz [IECa 96, IECb 96, EPR 98].

MAP et MMS n'ont pas rencontré le succès escompté pour plusieurs raisons. D'une part, leur mise en œuvre est complexe pour des performances jugées insuffisantes. D'une autre part, la pile protocolaire OSI a un coût de développement élevé et la promotion des produits existants par les fournisseurs d'équipements est inexistante [MAD 88].

1.6.3 Autres systèmes

La norme FIP *(Factory Instrumentation Protocol)* satisfait aux besoins spécifiques des bus de terrain et des réseaux de cellule. FIP est un bus de terrain issu d'un standard européen, qui a émergé de la norme française UTE NF C 46-601 [DEC 93, PNE 96]. Cette norme est adaptée aux exigences des communications temps réel pour la mise en œuvre d'automatismes répartis. L'idée de base est que les applications s'intéressent uniquement à des variables de processus, ceci indépendamment des stations qui produisent ces variables. FIP introduit par conséquent un concept de type producteur/consommateur avec la définition d'une station centrale appelée arbitre de bus. Chaque station dispose de la fonction d'arbitrage de bus, mais un seul arbitre est présent dans le réseau à tout instant, son rôle étant de faire circuler indéfiniment sur le bus une table des identifiants de variables. Cela permet d'avoir une vue globale du système. On parle aussi de mécanisme de transfert de *buffers*, car les valeurs des variables sont lues ou écrites dans cette table.

Le protocole P-NET a été développé au Danemark, et ensuite adopté comme standard européen [PNE 96]. Là aussi deux types de stations sont utilisés : les stations maîtres et les stations esclaves. Le droit d'émettre est transmis entre différents maîtres en utilisant un passage de jeton sur une boucle virtuelle. Les communications entre maîtres et esclaves se passent avec un simple échange de type requête/réponse. Dans l'anneau, chaque station maintient un compteur d'accès qui est incrémenté à chaque fois que le médium est libre pendant un temps supérieur à un certain seuil. La station ayant une adresse égale à ce compteur gagne le jeton et donc l'accès au médium et devient le maître.

Le bus CAN *(Controller Area Network)* est une solution qui permet les communications nécessaires dans les véhicules, car la tendance est d'intégrer de plus en plus de commandes électroniques dans un véhicule ou dans un système embarqué en général. En Allemagne,

Bosch a développé au milieu des années 1980 le bus CAN qui a fait l'objet d'une normalisation ISO 11898 [ISO 93]. De type multimaître, orienté messages courts, le bus CAN est bien adapté à la scrutation de variables émises par des stations déportées. Il utilise CSMA/CD *(Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection)* avec arbitrage [LIU 73]. Les données doivent être transmises rapidement afin d'être traitées en temps réel. Cela suppose non seulement une voie physique de transmission atteignant jusqu'à 1 Mbps, mais aussi une assignation rapide du bus dans les cas de conflits, lorsque plusieurs stations souhaitent transmettre simultanément des messages. Le procédé d'attribution du bus est basé sur le principe de l'arbitrage bit à bit, selon lequel les nœuds en compétition, comparent bit à bit l'identificateur de leur message avec celui des messages concurrents. Les stations de priorité moins élevées perdront la compétition face à celle qui a la priorité la plus élevée grâce à la notion de bit récessif.

2. Solutions sans fil pour les applications industrielles

Les technologies sans fil ont d'ores et déjà remplacé les réseaux câblés dans bon nombre d'applications. Puisqu'elles sont devenues des technologies de grande consommation, leur coût est devenu potentiellement faible et séduit ainsi les industriels [VAL 94, HER 03, LLA 06]. En effet, l'exploitation des ondes électromagnétiques pour la communication élimine de nombreuses contraintes. On peut envisager leur utilisation dans les situations où elles apportent des avantages en termes de mobilité et de réduction des coûts de câblage [MCC 06]. C'est le cas dans les applications industrielles engageant des entités mobiles et où le câblage limite leur liberté d'action. Il en est de même lorsque des applications industrielles sont implantées en milieu hostile (centrales nucléaires, centre de stockage de déchets, fonds sous marins, etc.) [CIR 02]. Par exemple le véhicule d'intervention en site contaminé LMF (Leicht Manipular Fahrzeug) développé par la société CYBERNETIX [IXA 06w].

2.1 Champ de besoins et contraintes des applications industrielles

Les réseaux sans fil ont des spécifications qui leur confèrent des performances adaptées aux besoins et aux particularités des environnements industriels. Les champs d'applications de ces technologies sont divers :

- la liaison entre matériels ou équipements mobiles (robots de manutention, contrôle de pression) ;
- la liaison avec des équipements géographiquement dispersés (réservoirs, pipelines) ;
- la connexion d'équipements dans des environnements à risques ;
- la maintenance : télémesure, télégestion et télémaintenance ;
- le relevé de compteur ;
- etc.

Au delà des activités de gestion, la production, le contrôle de qualité, la chaîne logistique, mais aussi la maintenance sont également des domaines qui peuvent être concernés par une telle solution. Seulement, plusieurs contraintes classiques, mais importantes sont à prendre en compte :

- la fiabilité dans un environnement industriel qui est une exigence fondamentale ;
- une portée allant de quelques mètres à plusieurs centaines de mètres ;
- la capacité à transmettre une faible quantité d'informations de façon cyclique ;
- des temps de cycle courts et déterministes de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes ;
- la facilité d'intégration aux systèmes existants ;

- l'interopérabilité (le fait que plusieurs systèmes, identiques ou radicalement différents, puissent communiquer sans ambiguïté) ;
- la maintenabilité et la maintenance nécessaire aux réseaux sans fil ;
- la pérennité.

2.2 Les avantages d'une solution sans fil

Plusieurs raisons rendent les réseaux sans fil avantageux dans l'industrie [FOR 03w]:

- la réduction des coûts ;
- la souplesse et la commodité ;
- la fiabilité et la sécurité de la communication.

Nous développerons ces points dans la suite.

2.2.1 Réduction des coûts

En fait, un réseau sans fil est aujourd'hui très compétitif. L'exemple de la figure 1.3 montre une comparaison des coûts entre diverses solutions utilisant du câblage et du sans fil. Les prix incluent l'acquisition du matériel, l'installation et le coût de raccordement d'un nœud distant à l'automate programmable tel qu'un capteur, par exemple. Si l'installation est parfois un peu plus coûteuse qu'un réseau filaire pour les courtes distances et un petit nombre d'équipements, la solution sans fil reste extrêmement compétitive dans la plupart des cas, parce qu'elle permet de connecter de nouveaux équipements sans surcoût.

Un réseau sans fil permettra également de réaliser des économies au niveau des services, du support, et offre des possibilités de reconfiguration tout au long de la vie de l'application (ajout, suppression, déplacement d'un nœud sur le réseau, par exemple). Ayant aussi des coûts de maintenance très réduits, l'investissement sur le moyen terme est facilement rentabilisé.

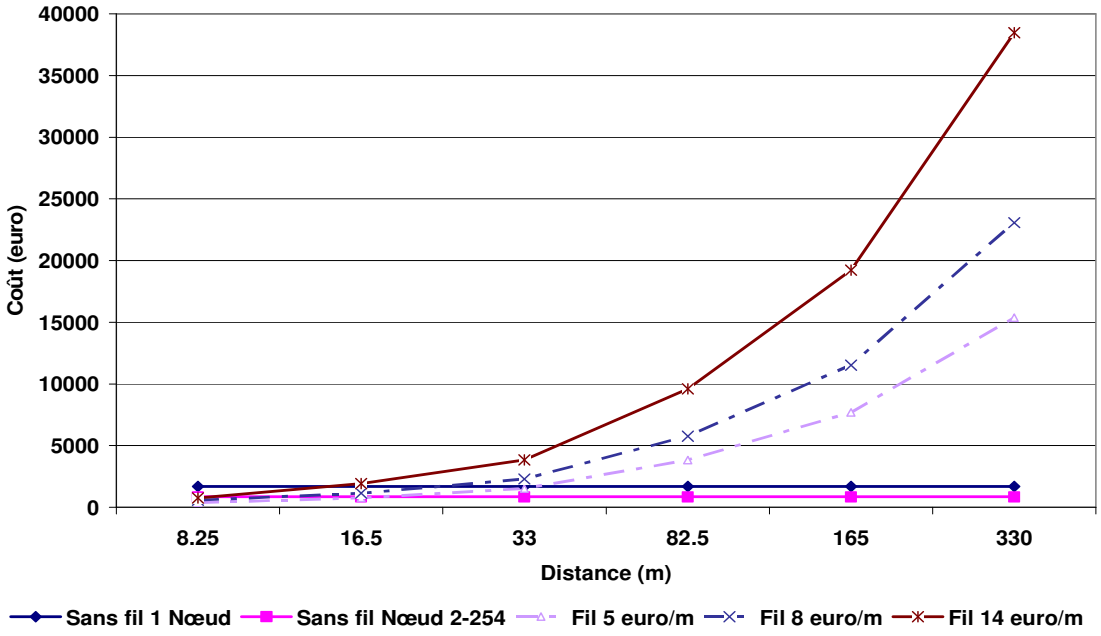


Figure 1.3. Comparaison des coûts entre solutions sans fil et solution filaire selon la distance [BLO 03].

2.2.2 Adaptation et souplesse

Les modems radio offrent d'importantes possibilités d'adaptation et de souplesse. Ces avantages ouvrent de nouvelles opportunités pour les applications qui étaient limitées par des considérations pratiques [LEE 02]. Prenons le cas, par exemple, des systèmes mobiles qui embarquent des automatismes (capteurs et/ou actionneurs) à connecter à un automate fixe. Ces systèmes peuvent être des tables d'usinage, des chariots de convoyage et autres AGV *(Automatic Guided Vehicules)*, des interfaces et terminaux opérateurs, ou encore tous les systèmes qui nécessitent la mise en place d'un connecteur tournant.

Le réseau sans fil permet, de plus, d'avoir accès à des zones où le coût de pose d'un câble est prohibitif pour des raisons techniques ou de sécurité : traversée d'une zone à risque d'explosions, traversée d'une zone à très haute température, etc [RES 05].

En résumé, les communications sans fil simplifient certaines applications et permettent à d'autres d'accéder aux réseaux.

2.2.3 Fiabilité et sécurité du réseau

Un réseau fiable garantit des transmissions sans failles, c'est-à-dire, correctement et dans les temps voulus entre les différents points du réseau. Un réseau sécurisé est protégé contre les intrusions et les risques possibles (mise en panne de l'atelier, mise en danger des personnels, espionnage). Les technologies sans fil offrent aujourd'hui un niveau de fiabilité qui peut s'avérer plus important qu'avec les technologies câblées. Grâce à une solution sans fil par exemple, l'élimination du risque d'écrasement des câbles ou du vieillissement prématuré des lignes à cause des températures trop importantes est devenue possible.

En revanche il est évident que les réseaux sans fil sont sensibles aux perturbations électromagnétiques, car celles-ci sont gênantes pour les liaisons radio. Du point de vue de la sécurité, il existe des techniques dérivées des applications militaires et adaptées aux différentes technologies. Ces techniques ont été mises à l'épreuve et aujourd'hui les réseaux sans fil industriels peuvent offrir des niveaux de protection comparable à celui des réseaux câblés.

2.3 Les technologies sans fil

Les technologies qui sont actuellement disponibles à faible coût sont celles qui ne nécessitent aucune licence particulière pour l'exploitation des fréquences qu'elles utilisent. Ces technologies incluent des réseaux de type WPAN *(Wireless personal area network)* tels que l'IEEE 802.15.1/Bluetooth [BLU 05w] et IEEE 802.15.4/ZigBee [IEEE 802.15.4], mais aussi les technologies sans fil pour les réseaux locaux de type WLAN *(Wireless local area network)* comme HiperLAN *(High Performance Local Area Network)* [HiperLAN 96] ou pour ceux issus de la norme IEEE 802.11 [IEEE 802.11].

2.3.1 IEEE 802.15.1/Bluetooth

Bluetooth, reconnu aussi par le groupe de travail 802.15.1 est une spécification de l'industrie des télécommunications et a été conçu initialement pour remplacer le câblage et permettre une connectivité facile et rapide des équipements en mode *ad hoc* (sans infrastructure) [IEEE 802.15.1, HAA 98, BRA 00, BIS 01, BLU 03].

La communication dans Bluetooth est de type maître/esclaves, et le réseau Bluetooth s'organise sous forme de *piconet* (voir sur la figure 1.4). Un piconet est un mini réseau qui se crée de manière instantanée et automatique quand des périphériques sont dans un même rayon. Le maître a plusieurs fonctions, il gère l'établissement de la connexion et régule le trafic entre ses esclaves. Un maître peut être connecté simultanément à un maximum de sept nœuds esclaves actifs.

Les esclaves ont la possibilité d'être membre de quatre piconets différents, ainsi différents piconets peuvent être reliés entre eux comme le montre la figure 1.5. Le réseau ainsi formé est appelé réseau chaîné ou *scatternet*. Jusqu'à présent, le rôle des scatternets est toujours relativement limité. Une partie des problèmes constatés dans les scatternets sont discutés dans [MIK 00].

Le protocole d'accès utilisé est le TDD *(Time Division Duplex)* [GUM 00]. Dans ce mode, le temps est découpé en tranches, ou slots de temps *(time slots)*. Dans le canal de communication créé par cette suite de slots, les slots pairs sont réservés aux transmissions du maître, et les slots impairs aux réponses des esclaves. Un esclave ne peut transmettre sur le canal que lorsque le maître lui a envoyé un paquet dans le slot précédent.

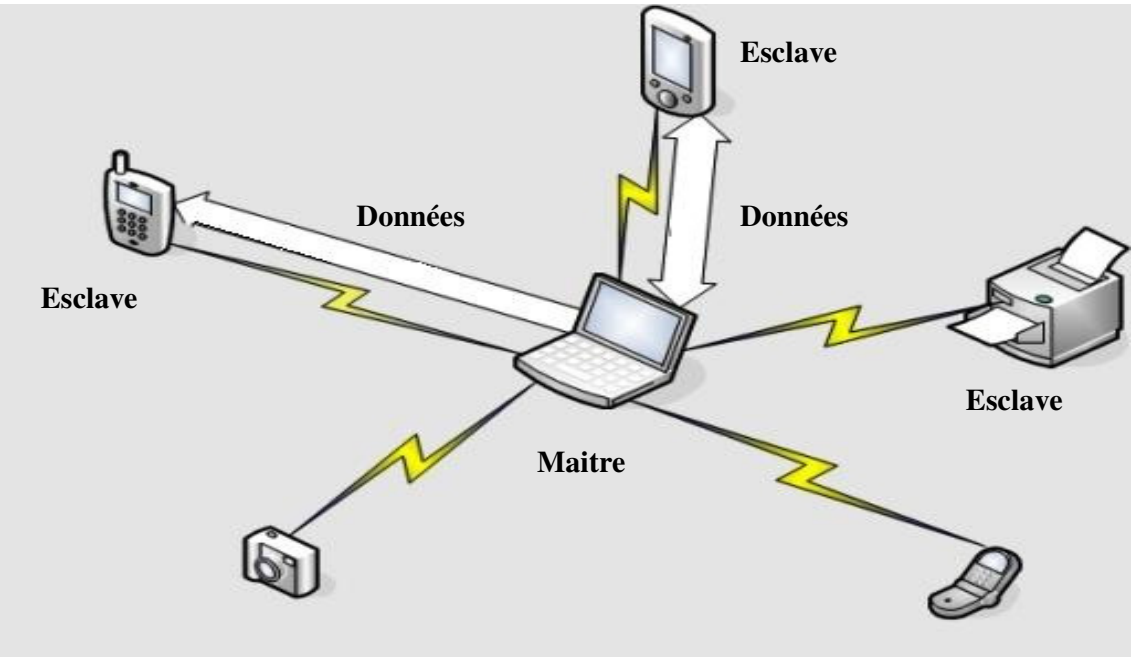


Figure 1.4. Exemple de piconet.

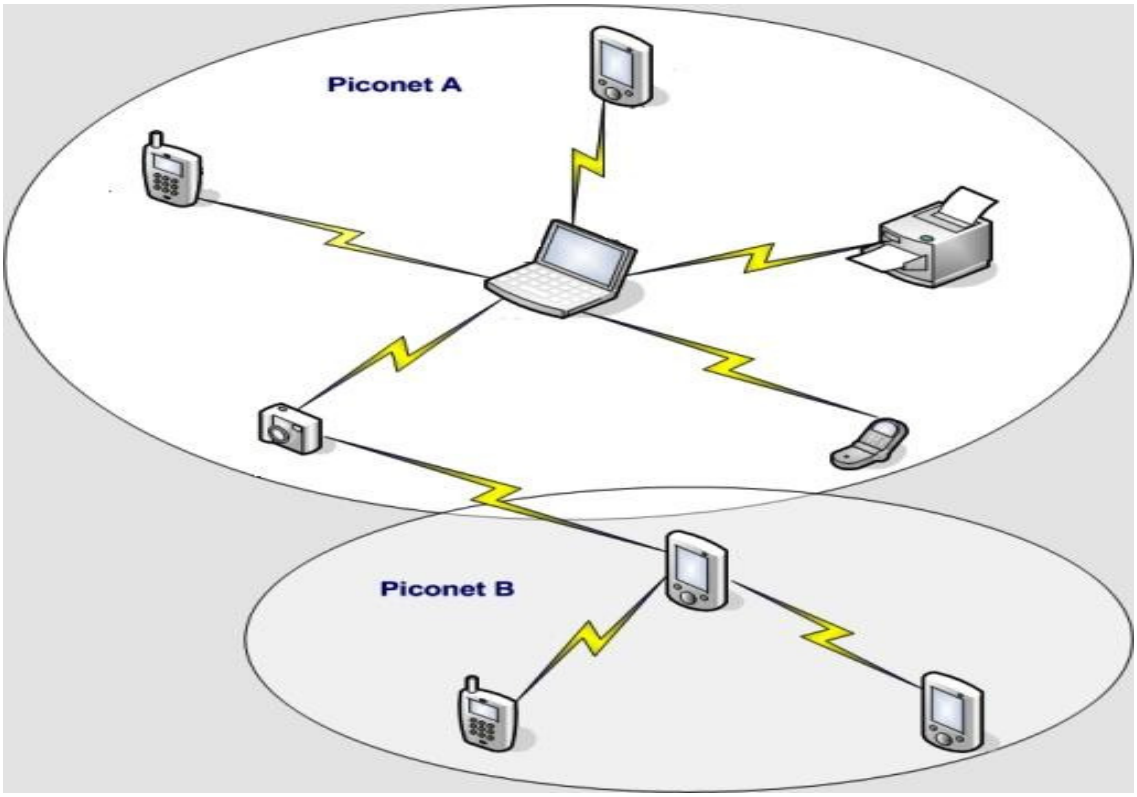


Figure 1.5. Plusieurs piconets formant un scatternet.

À cause du fait qu'il n'y a aucune coordination entre piconets, des collisions peuvent se produire entre deux piconets s'ils sont à portée l'un de l'autre. Afin de réduire les collisions et d'éviter les interférences, le standard utilise la technique d'étalement de spectre par sauts de fréquence FHSS *(Frequency Hopping Spread Spectrum)*. La bande de fréquences utilisée est ainsi découpée en 79 canaux appelés sauts ou porteuses d'une largeur de 1 MHz. Un piconet est alors associé à une séquence de sauts imposée par le maître et connue de ses esclaves. Cette séquence résulte d'un algorithme spécifique utilisant l'adresse du maître et une fréquence de 1600 sauts par seconde (ce qui correspond à 625 µs par saut).

Dans la version 1.2 Bluetooth, un mécanisme pour limiter les interférences entre Bluetooth et d'autres dispositifs travaillant dans la même bande de fréquences ont été ajoutés. AFH *(Adaptive Frequency Hopping*) permet de détecter les porteuses subissant des interférences et de sélectionner uniquement les porteuses non perturbées pour la transmission [MEI 01, TRE 03].

Au niveau de la couche liaison de données, une distinction est faite, entre le mode synchrone SCO *(Synchronous Connection Oriented)* et le mode asynchrone ACL *(Asynchronous ConnectionLess)*. L'ACL est une liaison point à multipoint. Pour garantir la fiabilité des transmissions de données, une demande automatique de retransmission par l'envoi de ARQ *(*Automatic *Repeat Request)* est transmise si l'évaluation du CRC *(Cyclic Redundancy Code)* montre des erreurs. En revanche, les liens SCO sont de type point à point. Pour ce type de liaisons, une réservation de slots de temps à des intervalles réguliers est faite, ce qui permet de supporter le trafic temps réel. Les retransmissions ne sont pas autorisées avec ce type de liens, mais dans les versions de 1.2 et 2.0 de Bluetooth [BLU 94] est prévue une extension permettant un nombre limité de retransmissions.

À l'origine, la couche physique utilise la modulation GFSK *(Gaussian Frequency Shift Keying)* avec un débit brut binaire de 1 Mbps et une transmission à 0 dBm (soit 1 mWatt). Avec une telle puissance, un équipement Bluetooth peut atteindre des stations à une distance d'une dizaine de mètres au plus. En raison de cette faible portée et du petit nombre d'esclaves qui sont activés à un moment donné, plusieurs piconets peuvent coexister sur un même lieu. Des résultats issus de la simulation ont été présentés sur cette coexistence dans [WEI 03, GOL 03, MAT 92]. Certains de ces résultats de simulations ont également été vérifiés dans [MAT 04], ce qui permet de valider par la pratique cette démarche de simulation. Ainsi, ces résultats représentent une base à partir de laquelle il est possible de juger la faisabilité d'utiliser Bluetooth pour des applications spécifiques dans un environnement industriel. Notons finalement que d'autres travaux ont étudié la cohabitation de Bluetooth avec une technologie de type 802.11 [MOB 01, ENN 98, ZYR 98, GOL 01, FUM 01, HOW 01, MAT 02].

2.3.2 IEEE 802.15.4/ZIGBEE

Le standard IEEE 802.15.4 [IEEE 802.15.4] a été finalisé en 2006. Il spécifie la couche physique et MAC pour les réseaux sans fil de type faible portée faible consommation. Le but de cette norme est de créer une solution à très bas coût, mais aussi de très basse consommation d'énergie, idéale pour la connexion de matériels de type capteur, télécommande ou équipement de contrôle dans le secteur industriel [CAL 02]. L'IEEE 802.15.4 a été spécifiquement développé pour être utilisé dans les applications pour lesquelles il existe un besoin de mise en réseau de faible envergure et d'éléments rarement utilisés et qui transmettent seulement de petits paquets de données. De telles applications sont exactement ce que beaucoup d'environnements industriels exigent [VAL 08].

La norme d'IEEE 802.15.4 différencie deux genres de dispositifs, les FFD *(Full fonction device)* qui possèdent toutes les fonctions MAC et physique décrites par la norme et qui

peuvent communiquer avec d'autres FFD en mode point à point et grâce à des fonctionnalités de routage. Les RFD *(Reduced function device)*, sont quant à eux des dispositifs qui ne possèdent qu'une partie des fonctions définies dans le standard. Les RFD sont toujours associés à un FFD et se limitent à échanger des données avec lui, aucune communication n'est possible entre RFD. Toutes les communications passent par un point central appelé Coordinateur du PAN, qui est obligatoirement un FFD.

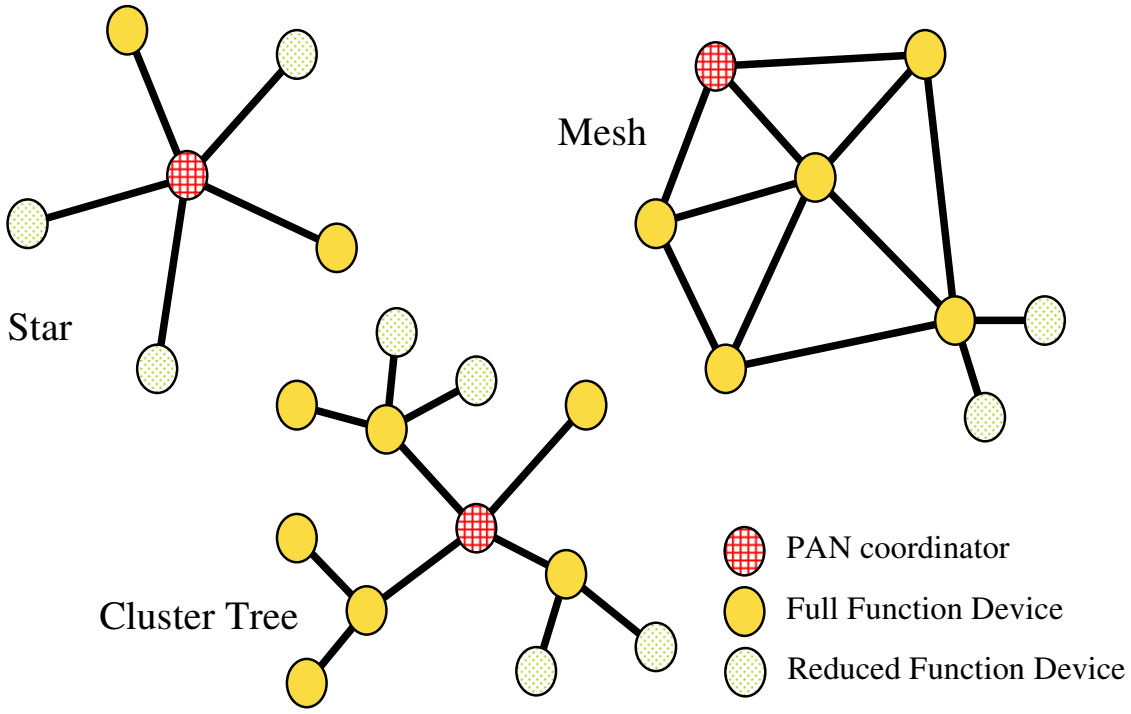


Figure 1.6. Les topologies dans 802.15.4 [CHA 08].

La norme 802.15.4 supporte trois architectures différentes (voir la figure 1.6). La première topologie est simplement une topologie en étoile *(star)*, c'est-à-dire avec un maître au centre tel qu'un piconet, le coordinateur FFD et les différents périphériques autour. Le rôle du nœud coordinateur est d'initialiser et de gérer les autres dispositifs du réseau qui communiquent directement avec lui. La topologie *mesh* ou maillé est une topologie où les nœuds du réseau sont reliés à tous les autres nœuds (réseau totalement maillé) ou à une partie de ses voisins

(réseau partiellement maillé). La dernière topologie est sous forme d'arbre, le *cluster tree* est constitué de coordinateurs reliant différents piconets.

Le protocole MAC de la norme IEEE 802.15.4 utilise deux méthodes d'accès différentes. La principale méthode est basée sur CSMA-CA *(CSMA with Collision Avoidance)* une variante de celle utilisée dans les réseaux 802.11 et qui est implémentée en deux versions, l'une synchronisée sur des *Beacons* et l'autre non synchronisée. La première méthode d'accès est une forme de *polling* par réservation de temps qui est obtenue grâce à un mode de transmission spécifique qui respecte la notion de supertrame (voir sur la figure 1.7). Cette méthode ne peut être obtenue que dans un réseau synchronisé par le coordinateur dont le rôle est de générer les supertrames.

Chaque supertrame commence par l'envoi d'une balise ou beacon par le coordinateur ce qui permet la synchronisation des nœuds. Les *beacons* sont envoyés avec des périodes paramétrables entre 15,36 ms et 251,65 s. Comme le montre la figure 1.7, les supertrames sont divisées en deux parties: une partie active et une partie inactive. Durant la partie inactive, le coordinateur n'interagit pas avec le réseau et se place en mode veille. La partie active est divisée en 16 slots de temps égaux et est composée de deux parties : la période d'accès par contention CAP *(Contention Access Period)* et la période sans collision CFP *(Contention Free Period)*. Durant la période CAP chaque élément du réseau peut envoyer ou recevoir des trames de commandes et de données. L'accès au canal dans ce cas suit le mécanisme CSMA-CA avec écoute du canal pendant une durée aléatoire *backoff* avant d'émettre si le canal est toujours libre. La période CFP est utilisée pour les transmissions nécessitant de la qualité de service et est divisée en *slots* dont le coordinateur gère l'allocation en fonction des besoins. Une station qui se voit attribuer un slot est assurée qu'aucune autre station de l'étoile ne transmettra durant cette période. L'allocation des slots se fait après une négociation entre un

nœud et son coordinateur. Si la négociation aboutit, le coordinateur informe le nœud en plaçant une confirmation dans le prochain beacon.

Le coordinateur peut faire varier le taux d'activité des nœuds en modifiant les paramètres BO *(Beacon Order)* et SO *(Superframe Order)* et en économisant ainsi l'énergie des nœuds du réseau en fonction d'un taux d'activité défini par $2^{SO}/2^{BO}$.

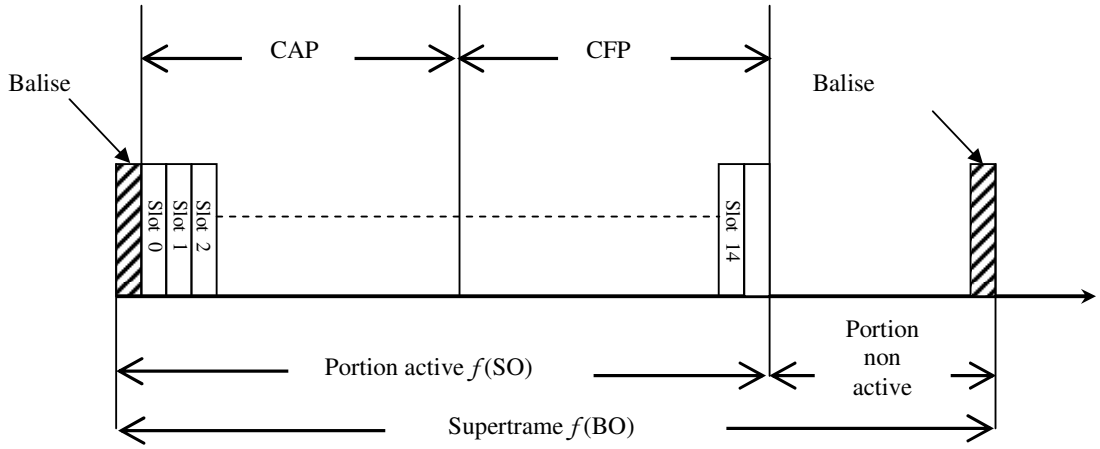


Figure 1.7. Le format de la supertrame.

Pour la couche physique, deux bandes de fréquences ont été retenues la bande 2,4 GHz et la bande 868 MHz (Europe) ou 915 MHz (États-Unis), soit un total de 27 canaux de communication, ces trois bandes de fréquences offrant des débits différents. Le débit maximum est de 250 Kbps dans un canal de la bande ISM 2.4 Ghz qui en totalise 16 canaux, dans la bande 868 MHz le débit est de 20 Kbps et il n'y a qu'un seul canal, tandis que dans la bande 915 MHz 10 canaux de 40 Kbps chacun, peuvent être utilisés. Cependant, les débits réels mesurés sont loin de ces valeurs et restent très faibles [LU 04]. Si les couches supérieures détectent une dégradation du débit dans un canal spécifique, la norme peut balayer la bande pour chercher un canal qui donnera de meilleures performances [HOW 03]. Cette procédure n'est pas possible dans la bande de 868 MHz.

2.3.3 HiperLAN

Standardisé par l'ETSI *(European Telecommunications Standards Institute)* et développé par le groupe technique BRAN (*Broadband Radio Access Networks)*, HiperLAN est une norme exclusivement européenne et est une alternative à IEEE 802.11. Les débits offerts dans la version HiperLAN 1 [HiperLAN 96] de 1996 peuvent atteindre les 20 Mbps, mais trois ans plus tard dans sa seconde version baptisée HiperLAN 2 [HiperLAN 99], la norme permet d'atteindre les 54 Mbps pour des portées similaires à IEEE 802.11. À la différence des normes les plus répandues qui opèrent dans la bande de 2,4 GHz, HiperLAN exploite la gamme de fréquences de 5 GHz (comme 802.11a). Malgré l'intérêt porté par plusieurs industriels impliqués dans la définition de la norme, aucun produit conforme à ce standard n'est actuellement disponible sur le marché.

2.3.4 IEEE 802.11

802.11 est une norme établie par l'IEEE. Elle décrit la couche physique radio et infrarouge, et la couche MAC [IEEE 802.11]. Les débits possibles varient entre 1 et 54 Mbps suivant les extensions de la norme utilisées. Les portées prévues varient de quelques dizaines à quelques centaines de mètres en fonction du débit et de l'environnement. Deux modes de communication sont possibles.

Le mode *infrastructure* est l'utilisation privilégiée de 802.11, les stations sont associées à une station particulière appelée point d'accès par laquelle transite tout le trafic de la cellule. Les points d'accès peuvent être reliés entre eux par un réseau (infrastructure) souvent filaire, permettant d'assurer une couverture plus grande et prendre en charge les mobiles dans des cellules différentes (voir sur la figure 1.8).

Le mode appelé *ad hoc* autorise les communications entre deux stations à portée l'une de l'autre, sans intervention de stations ou d'autres mobiles extérieurs (voir sur la figure 1.9).

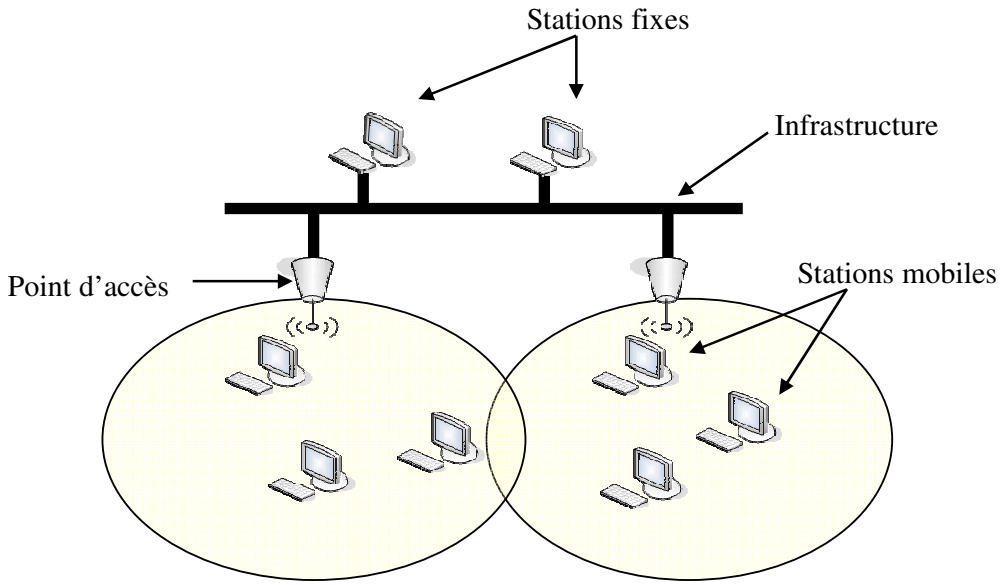


Figure 1.8. La topologie avec infrastructure.

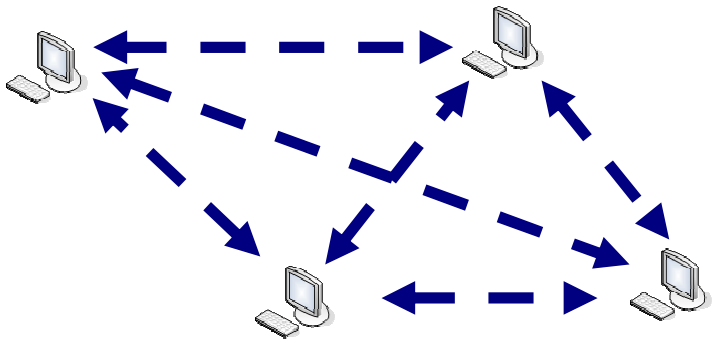


Figure 1.9. La topologie Ad Hoc.

Depuis la norme originelle dans la bande des 900 MHz, des extensions ont été publiées depuis, qui viennent lui ajouter des améliorations et des modes de fonctionnement plus performants [MUH 02]. Afin de permettre la mise en place de ces différentes améliorations et de présenter aux couches supérieures une interface très similaire à IEEE 802.3 la norme Ethernet, 802.11 propose le modèle en couches de la figure 1.10.

La sous-couche LLC est l'interface visible d'une solution conforme à la norme IEEE 802.11, c'est par son intermédiaire que les grandes similitudes avec IEEE 802.3 sont possibles. La sous-couche MAC est spécifique à IEEE 802.11, mais reste la même quelles que soient les

couches physiques employées en dessous. Pour finir, un certain nombre de couches physiques sont définies. Originellement seule une couche infrarouge et une couche radio dans la bande des 900 MHz existaient. La couche physique radio proposait déjà plusieurs techniques de modulation (FHSS et DSSS) à utiliser en fonction du débit désiré. Par la suite, d'autres couches physiques améliorées ont été ajoutées. Les principales extensions sont décrites dans le tableau 1.

<table>
<tr><td rowspan="2">Couche 2
Liaison de données</td><td colspan="6">802.11 LLC</td></tr>
<tr><td colspan="6">802.11 MAC</td></tr>
<tr><td>Couche 1
Couche physique</td><td>FHSS</td><td>DSSS</td><td>IR</td><td>Wi-Fi
802.11b</td><td>Wi-Fi5
802.11a</td><td>...</td></tr>
</table>

Figure 1.10. Les couches et sous-couches OSI définies par IEEE 802.11.

Norme	Description
802.11a	Baptisée WiFi 5, elle permet d'obtenir un haut débit (54 Mbps théoriques, 30 Mbps réels). La norme 802.11a spécifie huit canaux radio dans la bande de fréquence des 5 GHz.
802.11b	C'est la norme la plus répandue actuellement. Elle propose un débit théorique de 11 Mbps avec une portée importante. La plage de fréquence utilisée est la bande des 2,4 GHz, avec trois canaux radio disponibles.
802.11c	Cette version n'a pas d'intérêt pour le grand public. Il s'agit uniquement d'une modification de la norme 802.1d qui permet établir un pont avec les trames 802.11 au niveau liaison de données.
802.11d	La norme 802.11d permet aux différents équipements d'échanger des informations sur les plages de fréquences et les puissances autorisées dans le pays d'origine du matériel.
802.11e	Cette version donne des possibilités en matière de qualité de service au niveau de la couche liaison de données. Elle définit les besoins des différents paquets de manière à permettre une meilleure transmission de la voix et de la vidéo.
802.11f	Elle propose le protocole Inter-Access point roaming protocol permettant à un utilisateur mobile de changer de point d'accès de façon transparente lors d'un déplacement, quelles que soient les marques des points d'accès présentes dans l'infrastructure réseau. Cette possibilité est appelée itinérance.
802.11g	La norme 802.11g offre un haut débit (54 Mbps théoriques, 30 Mbps réels) sur la bande de fréquences des 2,4 GHz. La norme 802.11g a une compatibilité ascendante avec la norme 802.11b, ce qui signifie que des matériels conformes à la norme 802.11g peuvent fonctionner en 802.11b.
802.11h	La norme 802.11h vise à rapprocher la norme 802.11 du standard européen HiperLAN 2 et être en conformité avec la réglementation européenne en matière de fréquences et d'économie d'énergie.
802.11i	La norme 802.11i a pour but d'améliorer la sécurité des transmissions (gestion et distribution des clés, chiffrement et authentification). Elle propose un chiffrement des communications pour les transmissions utilisant les technologies 802.11a, 802.11b et 802.11g.
802.11j	La norme 802.11j est à la réglementation japonaise ce que le 802.11h est à la réglementation européenne.
802.11n	Cette version est encore à l'état de projet. Celle-ci doit permettre d'atteindre un débit théorique allant jusqu'à 270 Mbps ou 300 Mbps respectivement dans la bande de fréquences des 2,4 GHz ou 5 GHz.

Tableau 1 : Les différentes révisions de la norme 802.11.

Nous reviendrons sur la norme 802.11 dans le chapitre 3, car elle constitue la base de notre travail.

2.4 Quelques solutions sans fil

L'adaptation des technologies sans fil aux applications industrielles a été étudiée par la communauté scientifique, et il est certain que les solutions conformes aux normes actuellement disponibles peuvent être employées en milieu industriel. Elles offrent toutes des débits et des zones de couverture compatibles avec les exigences des applications considérées.

Dans la suite, nous listons les différents projets qui ont initié ces travaux. La plupart des solutions proposées optent soit pour une solution totalement sans fil, soit pour une solution utilisant les deux technologies filaires et sans fil.

2.4.1 Solution totalement sans fil

Le projet R-FIELDBUS [RAU 02, RFI 00, HAE 00], soutenu par la Commission Européenne, vise la mise en œuvre d'une solution complètement sans fil pour les bus de terrain. Le programme évalue l'utilisation de différentes technologies radio (UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System)*, IEEE 802.11, HiperLAN, DECT, Bluetooth) [HAE 00] pour les systèmes spécifiés dans la Norme européenne EN50170 [EN 50170] comme Profibus, P-NET ou WorldFIP [WFI 96]. Le DSSS spécifié par l'IEEE 802.11 a été sélectionné pour la couche physique et décrit comme convenant aux applications industrielles. Un tel résultat a été confirmé par une série de mesures décrites dans [STA 02].

Le projet de la communauté européenne ESPRIT OLCHFA (juin 92 jusqu'en septembre 94) a été élaboré dans le même contexte. Son but est d'associer à FIP des stations sans fil dans la bande de 2,4 GHz en utilisant une couche physique DSSS [IVA 93]. Cependant, les publications disponibles ont mis l'accent sur la gestion des données de configuration et sur les algorithmes distribués pour la synchronisation des horloges. Dans le projet, un contrôleur de communications a été développé, il permet de faire transiter les données entre les réseaux filaires et sans fil. Les couches MAC et liaison de données de FIP n'ont pas été modifiées.

IEC-FieldBus [IEC] utilise un système centralisé, basé sur le *polling* pour supporter les échanges périodiques et sur un jeton pour le passage des données asynchrones. [CAV 97] a proposé une architecture qui permet le couplage de plusieurs segments de bus de terrain en utilisant une connexion sans fil basée sur le *polling* de l'IEEE 802.11.

Un groupe à l'EPFL (Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne) a travaillé sur l'intégration des stations sans fil dans FIP [MOR 95b]. Le protocole MAC est basé sur TDMA *(Time division multiple access)*, et sur une station de base responsable de tous les processus de mise en mémoire cache des variables produites par les stations mobiles. Dans [MORc 95], il est question de la façon dont MAP / MMS [JON 88] peut être renforcée pour la mobilité. Le système proposé s'appuie sur la couche MAC de 802.11 utilisée avec le DCF (*Distributed* Coordination Function). Là aussi les temps critiques, que nous avons introduits en 1.3, ne sont pas considérés. Dans [MORa 95] la même question a été étudiée avec DECT (*Digital Enhanced Cordless Telephone)* comme technologie sous-jacente, encore une fois, les temps critiques n'ont pas été examinés.

Dans [ALV 00] les auteurs décrivent les conditions de base pour les communications sans fil (débit, taux d'erreurs bit, portée, affaiblissement du signal *(path loss)* et la dispersion du délai de propagation *(Delay Spread)*. Ces résultats proviennent de mesures effectuées sur différents sites industriels. Les travaux de [MIA 00] présentent les résultats d'une minutieuse campagne de mesures qui a été menée dans plusieurs sites. Leurs expérimentations ont permis d'associer des seuils à ces paramètres (débits de l'ordre de 2 Mbps, taux d'erreurs bit en dessous de 10-5, portée de plus de 70 m, *path loss* autour de 100 dB et un delay spread en dessous de 200 ns).

Les travaux de [WIL 03] et [RFI 00] expliquent que l'utilisation de la couche MAC de l'IEEE 802.11 seule n'est pas recommandée, en raison des retards dus au temps d'accès au médium qui sont potentiellement long quand il y a une forte concurrence entre stations. Néanmoins,

ces deux documents font référence à la mise en œuvre d'un réseau industriel entièrement sans fil. En général, les configurations actuelles sont basées sur un contrôleur qui gère un ensemble de dispositifs passifs (capteurs/actionneurs). En conséquence, si l'accès au réseau est orchestré par ce contrôleur, la plupart des conflits peuvent être évités. En outre, les protocoles MAC proposés dans [WIL 03] et [RFI 00] impliquent la modification et/ou le remplacement de la couche MAC proposée par l'IEEE 802.11. Une telle solution est difficile à mettre en œuvre, car elle nécessite d'agir directement sur le *firmware* du *chipset* utilisé pour la transmission radio.

2.4.2 Solutions hybrides

Souvent, il existe un certain nombre de systèmes déployé dans les usines exploitant déjà des réseaux câblés de type bus de terrain. L'ajout de stations sans fil ne devrait pas exiger trop de modifications concernant les protocoles et les applications tournant sur ces stations filaires. Des recherches essayent d'introduire dans les architectures câblées des extensions sans fil pour créer des réseaux de communications hybrides filaires/sans fil basées sur un protocole standard Profibus et des mécanismes afin de permettre des communications en temps réel [WIL 05].

Dans une solution hybride, les stations sans fil autant que les stations filaires doivent être capables de communiquer avec n'importe quelles autres stations. Prenons l'exemple d'une configuration maître/esclave, un maître connecté en filaire (respectivement en sans fil) devrait pouvoir interroger une station esclave sans fil (respectivement en filaire) et obtenir une réponse.

Le projet Funbus [RAU 99] est un projet initié par l'industrie dans le but de trouver une technologie fiable et bon marché pour le sans fil qui permet un couplage avec les solutions de type bus de terrain. Trois différentes technologies de bus de terrain (Profibus-DP [MIO 04],

Interbus-S [PFE 97], et CAN [CAN 93]) et plusieurs technologies sans fil (par exemple, GSM, DECT, 802.11, TETRA *(terrestrial trunked radi*o*)* ont été étudiées, mais finalement, les participants à ce projet ont choisi 802.11 DSSS dans la bande ISM de 2,4 GHz.

L'interconnexion en sans fil de plusieurs zones connectées en filaire avec l'utilisation de ponts a été introduite dans [CAV 97]. L'idée derrière une telle interconnexion est de réduire le câblage à certains endroits et d'insérer une liaison sans fil entre les deux sites équipés par exemple. Une telle architecture serait utile, par exemple, pour placer un réseau câblé sur un système mobile, comme sur une grue ou un véhicule mobile. Généralement, le problème pour de telles applications est le retard introduit par les dispositifs d'interconnexion.

Chapitre II

Le fait de s'affranchir du lien filaire et de le remplacer par un lien radio ne rend pas pour autant le déploiement de solutions radio plus facile. L'utilisation des communications radio dans des milieux complexes nécessite l'étude des caractéristiques de propagation de l'onde radio. Cette étude devient de plus en plus importante vu les tâches pour lesquelles ces communications sont utilisées et qui peuvent être réalisées à l'intérieur comme à l'extérieur d'un édifice. L'influence des effets que subit une onde radio est bien souvent différente selon le contexte et la complexité de l'architecture du milieu.

En milieu confiné, par exemple, la propagation des ondes est fortement dépendante de la disposition des murs, des machines, et des personnes. Ces structures vont affecter l'onde radio à cause de certains phénomènes qui ont souvent pour principal effet d'affaiblir la puissance des ondes reçues, ce qui a pour conséquence de limiter la portée. Malheureusement, ces phénomènes sont difficiles à prédire ou à calculer avec précision.

1. Les caractéristiques du médium sans fil

1.1 Les médiums sans fil existants

Le développement de solutions sans fil pour les réseaux locaux, référencées sous le nom de WLAN *(Wireless Local Area Network)* permet de distinguer principalement deux types de médiums potentiels : les ondes infrarouge et radio. La figure 2.1 présente le spectre électromagnétique en situant l'ensemble des fréquences et des longueurs d'onde de ces médiums [SAU 99].

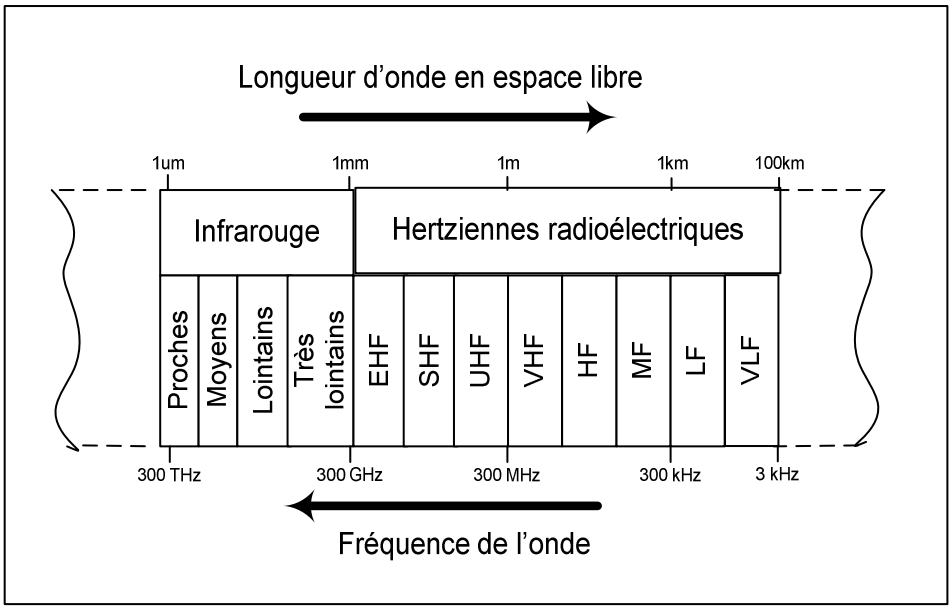


Figure 2.1. Le sous-ensemble du spectre électromagnétique Infrarouge – Radioélectrique.

1.1.1 Les infrarouge

Les infrarouge sont des rayonnements électromagnétiques dont la longueur d'onde est comprise entre 780 nm et 1000 μm. Cette plage est située juste au-dessous de celle de la lumière visible dans le spectre électromagnétique. Malgré cela les rayonnements infrarouge ont les mêmes caractéristiques que la lumière et ils subissent les mêmes phénomènes. Ils peuvent être arrêtés par les objets opaques tels que les murs, les sols, etc. D'autres phénomènes de propagation comme l'absorption ou la dispersion d'énergie peuvent agir sur l'onde infrarouge et de ce fait réduire la quantité d'énergie arrivant au récepteur, entraînant ainsi la détérioration ou la perte des données [KAH 97]. Ces phénomènes seront examinés plus en détail dans la suite de ce chapitre.

Le domaine de l'infrarouge est divisé en quatre bandes comme indiqué sur la figure 2.1. La technologie infrarouge actuelle permet uniquement aux communications sans fil d'exploiter la bande des proches infrarouge, dont les longueurs d'onde varient entre 0.8 et 1.8 μm [IRD 3w].

Ce choix réduit s'explique par le coût élevé ou l'inexistence de produits utilisant les autres bandes infrarouges dont les longueurs d'onde sont comprises entre 1.8 µm et 1000 µm.

Les diodes infrarouge transmettent de manière quasi directionnelle, alors pour qu'un couple émetteur et un récepteur puissent communiquer, il est indispensable qu'ils soient en vue directe ou qu'un dispositif assurant une réflexion des ondes (par exemple) ait été prévu (peinture particulière sur un plafond par exemple).

Les ondes infrarouge résistent bien aux interférences radioélectriques. Cette caractéristique permet à ce médium d'être à la base de solutions adaptées aux environnements pollués par ce type de bruit [SCH 89, BAR 94, JAC 00].

1.1.2 Les ondes radio

Les ondes radioélectriques ou ondes hertziennes sont aussi des rayonnements électromagnétiques dont la fréquence est en général comprise entre 20 kHz et 300 GHz. La transmission par ondes radio ne souffre pas des inconvénients évoqués précédemment. Les ondes radio sont plutôt omnidirectionnelles et s'accommodent de la présence d'obstacles opaques sur leur trajectoire. Une visibilité directe entre les entités communicantes n'est plus nécessaire. Cela devient moins vrai au fur et à mesure que les fréquences de l'onde utilisée augmentent. Malgré ces avantages, les ondes radio souffrent des interférences, des problèmes de trajets multiples surtout en milieu clos et des atténuations dues aux propriétés plus ou moins absorbantes des matériaux.

Dans le cadre des réseaux locaux, les systèmes de communications radio utilisent plus particulièrement le rayonnement radioélectrique dont la bande de fréquences se situe entre 1 GHz et quelques dizaines de GHz: il s'agit de la bande des micro-ondes.

Ces fréquences sont principalement utilisées pour les communications de courte portée, car elles correspondent à des longueurs d'onde très courtes (centimétriques ou millimétriques). Ainsi, à puissance d'émission égale, elles ont une portée significativement plus faible que celle des ondes de plus basse fréquence, appartenant au reste du domaine hertzien.

Il existe aujourd'hui une forte réglementation quant' à l'utilisation des fréquences radioélectriques. Ces règles sont issues d'organismes tels que l'ART *(Autorité de Régularisation des Télécommunications)* en France, le CEPT *(Conférence Européenne des Postes et Télécommunications)* au niveau européen, et le FCC *(Federal Communication Commission)* aux États-Unis. Ces organismes imposent le respect des règles portant sur les bandes de fréquences, les puissances rayonnées, les durées d'émission maximales, etc. Il s'agit d'une part de permettre une cohabitation des différents systèmes de communication radio et d'autre part de garantir l'innocuité de leur usage. Il existe de plus un certain nombre de recommandations concernant la puissance rayonnée pour éviter les effets néfastes sur la santé [DAV 90].

D'un autre point de vue, l'exploitation de ce médium souffre sensiblement d'une pénurie au niveau de la ressource radio. Cela reste vrai malgré les efforts de libération de bandes radio détenues par les militaires, l'économie de bandes de fréquences faites par certaines nouvelles techniques de modulation et la non-soumission à l'acquisition de licences pour certaines bandes radio, notamment les bandes ISM *(Industrielle, Scientifique et Médicale)*.

1.1.3 Les bandes ISM

En 1985, le FCC réserva des bandes de fréquences hertziennes (902 à 928, 2400 à 2483.5, 5725 à 5850 MHz) pour des applications de courte portée de type industriel, scientifique et médical et ne requérant pas l'acquisition de licences. Certaines réglementations d'exploitation doivent toutefois être respectées. Leur rôle est de déterminer les techniques de transmission, la

puissance d'émission ainsi que les principes du protocole de partage du médium. Ces spécifications sont ensuite adaptées aux besoins et contraintes de chaque pays (restrictions d'origine militaire par exemple). La réglementation de puissance d'émission à l'intérieur des bâtiments, pour la bande 2.4 GHz, est un exemple d'adaptation. Alors qu'elle a été limitée par le FCC à 1 Watt, en Europe elle ne doit pas dépasser 0.1 W et au Japon elle est limitée à 0.01 W [ETSI 3w].

Les restrictions de la puissance d'émission dans les bandes ISM font converger les liaisons radio utilisant des bandes de fréquences de plus en plus hautes vers celles de l'infrarouge en terme de portée. Néanmoins, la technologie d'aujourd'hui permet aux solutions radio d'être globalement plus efficaces. Ce fait explique l'engouement observé pour le développement de solutions et l'élaboration de standards de communication dans les bandes ISM radio.

1.2 Mécanismes de propagation

La propagation des ondes radio obéit à des règles complexes, surtout lorsqu'il y a des obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Lorsqu'une onde rencontre un objet ou change de milieu, elle peut subir plusieurs phénomènes, dont la réflexion, la diffraction, la diffusion, et l'absorption (voir la figure 2.2).

Selon l'état du milieu ou de la surface (forme, matière, densité) et les caractéristiques de l'onde incidente (amplitude, fréquence et phase), cela peut engendrer par déviation, une ou plusieurs ondes plus au moins puissantes [DEV 93, SAU 99, MUD 02, RAP 02].

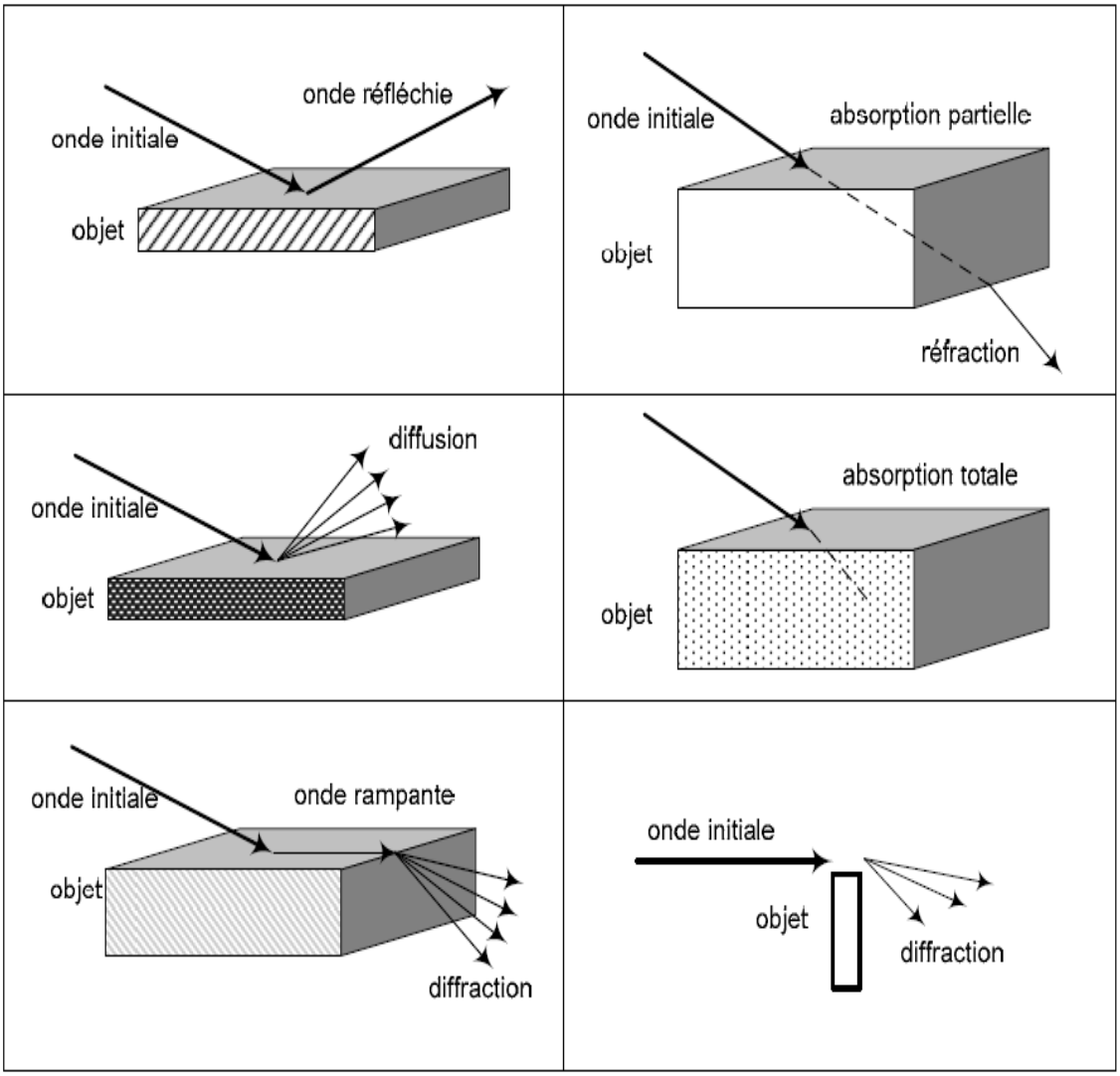


Figure 2.2. Les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques [DEV 93].

1.2.1 La réflexion

Elle se produit quand l'onde électromagnétique dans son parcours est entravée par un obstacle dont les dimensions sont très largement supérieures à la longueur d'onde. Ce mécanisme est souvent dominant dans le cas de la propagation des ondes radio dans les milieux clos. Il est induit par des objets tels que les murs, les sols, etc. [HAR 03]. La réflexion peut avoir pour effet une augmentation ou une diminution du niveau du signal reçu (ceci sera expliqué en 1.3.2.1). Lorsqu'il y a un grand nombre de réflexions, le niveau du signal reçu peut devenir

instable et la composante réfléchie aura une intensité relativement atténuée [MOR 04, REN 06].

1.2.2 La diffraction

Elle se produit quand une onde contourne un obstacle dont les dimensions sont plus grandes que la longueur d'onde du signal émis ou traverse un milieu qui n'est pas opaque. Ce phénomène produit une composante dont la trajectoire est relativement déviée par rapport à l'onde incidente. C'est le plus souvent le cas des objets comportant des irrégularités brusques (l'arête d'un obstacle) ou une surface qui n'est pas parfaitement plane et lisse (aspérité d'un mur ou d'une façade). Ce mécanisme peut s'expliquer par le principe de *HUYGEN*, qui stipule que chaque composante diffractée peut constituer une source pour d'autres composantes diffractées. L'intensité de la composante diffractée, comme pour la composante réfléchie, dépend aussi bien de la nature de l'obstacle que des propriétés (amplitude, fréquence, phase et polarisation) du signal incident [SAU 99].

1.2.3 La diffusion

Elle se produit dans le même cas que la diffraction, mais lorsque les dimensions des obstacles sont comparables à la longueur de l'onde ou quand le nombre d'obstacles dont les dimensions sont relativement petites pour un volume unitaire déterminé est relativement grand. Ce phénomène est également connu sous le nom de dispersion.

Le résultat de ce phénomène est la diffusion du signal dans toutes les directions [SAU 99, MUH 02].

1.2.4 L'absorption

Un objet ou un milieu selon la matière dont il est constitué, peut absorber une partie ou la totalité des ondes qui lui parviennent. De l'absorption totale des ondes par les objets résulte la

création de zones, appelées communément « *zones d'ombre* », dans lesquelles les dispositifs de réception ne seront pas en mesure d'intercepter le signal émis [RAP 02].

1.3 Les effets des conditions de propagation

Nous avons vu précédemment quelques phénomènes physiques qui agissent sur les ondes radio. Il y a d'autres effets qui causent des atténuations des ondes radio [WIL 02], qui sont liés à l'état ou à la position des entités communicantes.

1.3.1 L'effet Doppler

Cet effet agit principalement quand la distance entre les deux entités communicantes varie. Il s'applique par conséquent à toute onde transmise ou reçue par une entité communicante en mouvement. Cette dispersion de fréquence est principalement fonction de la vitesse relative de déplacement. Des travaux ont montré que l'effet Doppler pouvait être observé entre des entités communicantes fixes en raison de mouvements dans l'environnement [NES 00], de personnes ou d'objets [MAR 98].

1.3.2 L'effet « trajets multiples » et ses conséquences

Dans les mécanismes de propagation, nous avons vu qu'au contact d'un objet l'onde incidente peut en créer plusieurs répliques, plus ou moins identiques, qui vont utiliser des trajets différents entre l'émetteur et le récepteur [KAU 02]. Ceci est désigné par l'appellation effet *« trajets multiples »* (voir la figure 2.3). Au niveau du récepteur, cet effet induit la réception de plusieurs copies de l'onde ayant chacune des valeurs différentes de leurs propriétés (phase, amplitude, etc.), interférant entre elles de manières destructives ou constructives selon les cas [SIM 04]. La dispersion des chemins suivis par chacune des composantes d'un signal génère une variation des durées de propagation et produit deux effets différents et dépendants de l'amplitude de ces variations. Ces effets sont :

- La distorsion d'amplitude,
- La dispersion du délai de propagation.

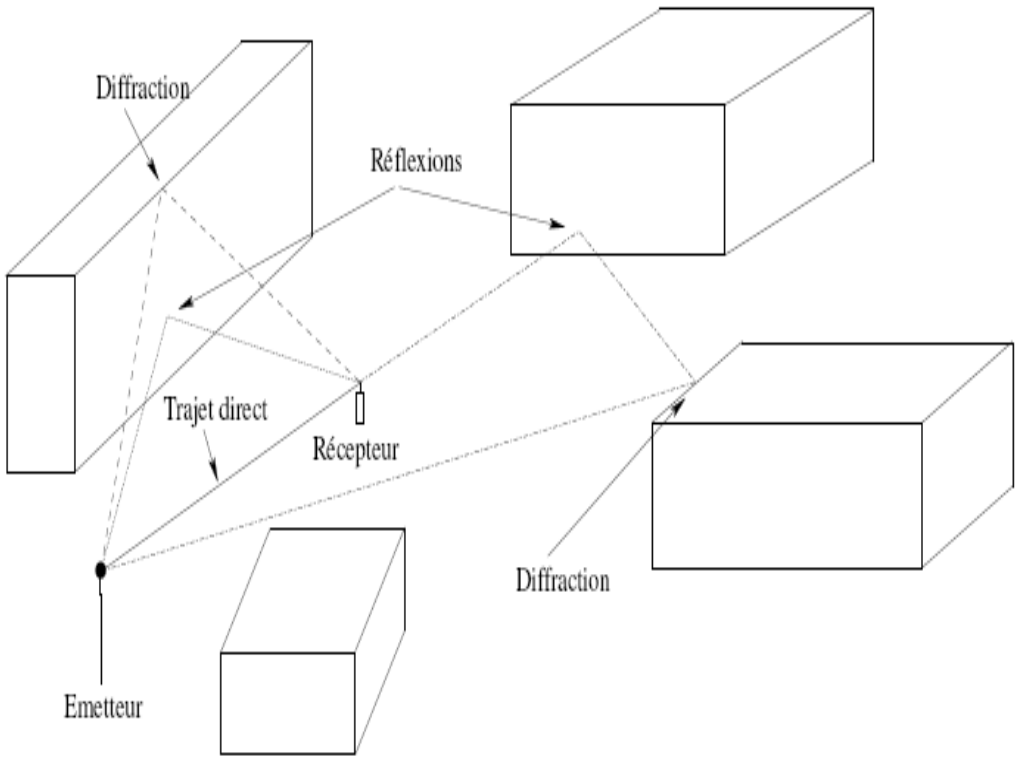


Figure 2.3. Trajets multiples dus aux différents phénomènes.

1.3.2.1 La distorsion d'amplitude (ou évanouissement de Rayleigh)

La superposition des différentes composantes résultant de l'effet *trajets multiples* d'un signal d'une fréquence donnée peut produire un phénomène de compensation mutuelle et engendrer un signal dont la puissance est très largement différente de celles de chacune des composantes reçues. Ceci donne lieu à une courbe de puissance présentant des creux très importants, appelés « évanouissements de Rayleigh » *(Rayleigh fading)* (voir la figure 2.4).

La figure 2.5 extraite de [HAS 93] présente deux exemples d'atténuations subies par un signal transmis dans la bande 915 MHz, entre deux entités communicantes stationnaires, dans un

milieu confiné. La figure 2.5 (a) correspond aux mesures faites pendant trente secondes dans une zone de transmission qui ne comporte aucun objet en mouvement durant les quinze premières secondes. Après ce temps, certains objets ont été mis en mouvement ce qui explique l'existence d'un pic (évanouissement ou *fading*) à la vingtième seconde. Pour la partie (b) de la figure, durant toute la période de mesures dans la zone de transmission se trouvaient des objets effectuant des déplacements à une vitesse constante. On peut remarquer que les deux entités communicantes sont immobiles, alors que les pics d'évanouissement atteignent parfois les 20 dB.

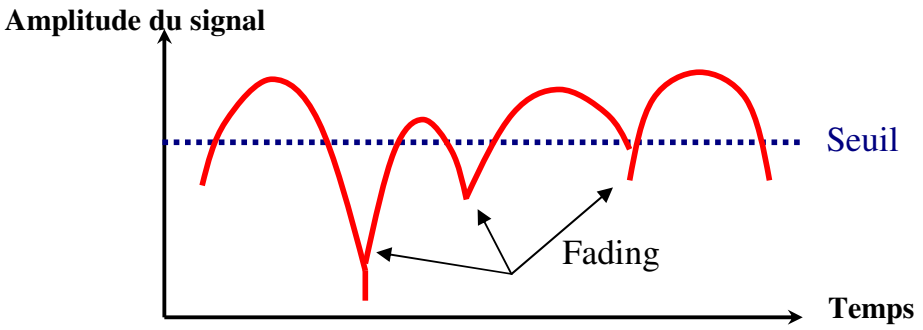


Figure 2.4. Évanouissement de Rayleigh.

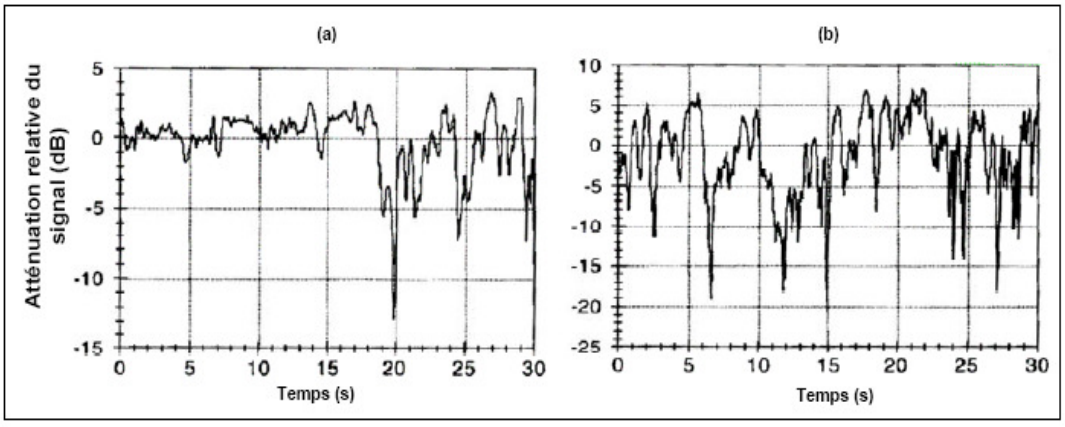


Figure 2.5. Mesures d'atténuation pour un signal (915 MHz) [HAS 93].

1.3.2.2 La dispersion du délai de propagation (Delay Spread)

La dispersion du délai est aussi une conséquence directe de l'effet « trajets multiples ». En effet, la réception des différentes répliques d'un signal initial à travers des chemins ou trajets de longueurs différentes entraîne des arrivées au récepteur à des instants différents. La superposition de ces différentes composantes à la réception forme un signal étalé dans le temps. Lorsqu'il s'agit de transmettre plusieurs symboles consécutifs, tel que schématisé figure 2.6, la dispersion des délais peut donner lieu à un recouvrement temporel des répliques les plus rapides d'un symbole par les répliques les plus lentes du ou des symboles précédents. Ce problème, communément désigné par Interférence Inter-Symboles ou ISI *(Inter Symbol Interferences*), est souvent résolu en espaçant l'émission des symboles, ce qui se traduit soit par l'augmentation de la valence d'un symbole, soit par une diminution du débit de la liaison [SAU 99].

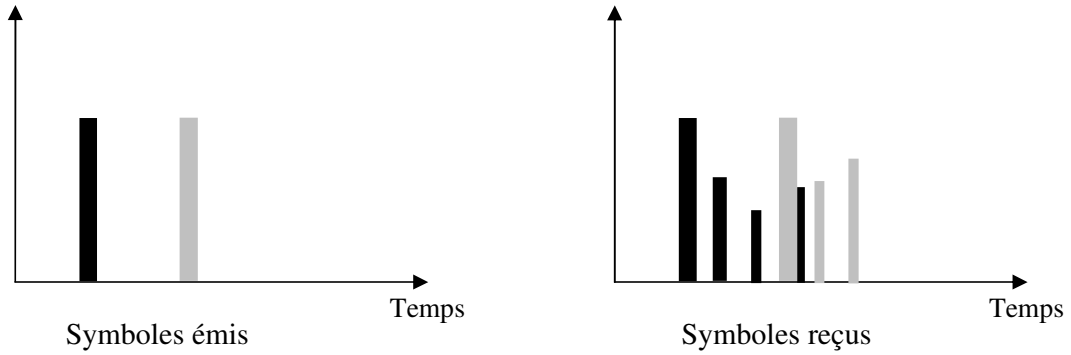


Figure 2.6. Interférences entre symboles.

Le risque et l'ampleur des ISI sont évalués à partir de l'écart type des délais de propagation. Si nécessaire, des techniques particulières consistant à exploiter systématiquement une ou plusieurs redondances du signal sont mises en œuvre pour remédier au bruit induit par ces interférences [SAU 99, RAP 02, KUM 02, BOY 04].

1.3.3 L'effet de dispersion de puissance

La puissance de l'onde reçue par un récepteur, dépend de la puissance de l'onde transmise et de la distance qui sépare les deux entités communicantes. Plus cette distance est importante, plus la puissance du signal reçu est atténuée. Cette décroissance en fonction de la distance est souvent modélisée par la formule suivante :

$$P_r(d) = \frac{P_0}{d^n} \quad \textbf{(1)}$$

Où *Pr* représente la puissance reçue à une distance *d* de l'émetteur, P_0 est la puissance reçue à une distance de référence (généralement un mètre) de l'émetteur, et *n* est un exposant dépendant essentiellement de la bande de fréquences utilisée et du milieu traversé. Pour une onde transmise avec une antenne omnidirectionnelle dans un espace qui ne comporte aucun objet entre les entités communicantes et aucun effet de trajets multiples, la valeur de ce paramètre vaut sensiblement 2 [RAP 02].

Pour comprendre l'importance du paramètre *n*, prenons l'exemple d'un modèle de propagation dans un milieu confiné avec *n* valant 4. Quand les entités A et B (voir la figure 2.7) émettent à puissance égale vers C et si la distance entre B et C est le double de celle entre A et C, la puissance du signal reçue depuis A est 16 fois supérieure à celle reçue depuis B.

Cette décroissance de la puissance reçue en fonction de la distance crée un problème particulier lorsqu'un récepteur reçoit plusieurs signaux provenant d'émetteurs situés à des distances différentes. Ce problème, connu sous le nom « d'effet d'aveuglement » *(Near-far effect)*, entraîne la perte ou le masquage d'un signal provenant d'un émetteur lointain à la faveur d'un signal dont l'émetteur est plus proche. Lorsque le récepteur ne voit que le signal avec la plus forte puissance et qu'il est capable de l'exploiter, on parle alors d'effet de capture.

L'existence d'un tel mécanisme nécessite la prise en compte de l'aspect équité pour l'accès au médium [HAD 02a]. Plusieurs modèles de cet effet capture sont discutés dans [HAD 02b]. Nous montrerons que la dispersion de puissance est la raison pour laquelle l'accès au médium sans fil diffère radicalement de celui du monde filaire.

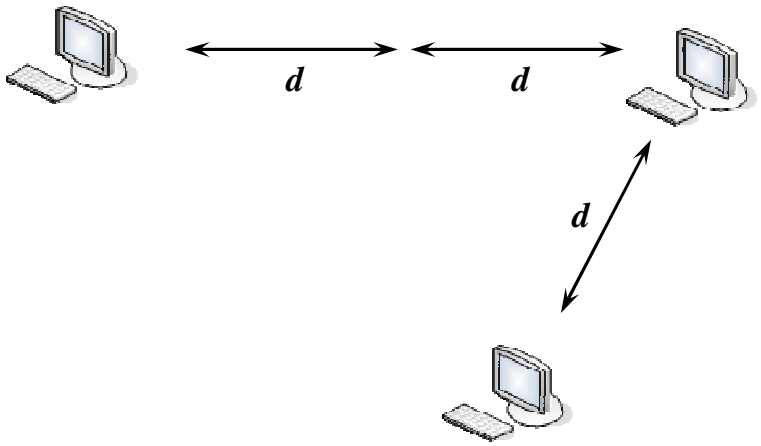


Figure 2.7. L'effet d'aveuglement.

2. Les modèles de propagation radio

Un modèle de propagation est un ensemble d'expressions mathématiques, de diagrammes et d'algorithmes employés pour donner une représentation des conditions de propagation d'une onde électromagnétique dans un site ou environnement donné [DOB 96, NES 00]. L'élaboration de tels modèles a suscité de très nombreuses études, dont les premiers fondements remontent à plus de vingt ans, comme le modèle de Friis connu aussi sous le nom du modèle en espace libre *Free Space* [FRI 46, FRI 71] . Plusieurs modèles figurent dans l'étude de Hashimi [HAS 93] et d'autres plus récents figurent dans les références suivantes : [RAP 02, NES 00, PAH 01, ISK 02, RAN 02, SHI 03, TUA 03, SAR 03].

2.1 L'atténuation due à la distance ou *Path Loss*

Il s'agit d'une combinaison de plusieurs termes d'affaiblissement que subit une onde lorsqu'elle parcourt une distance donnée. Ces affaiblissements sont dus aux différents phénomènes cités dans les paragraphes précédents. Le *path loss* (perte en chemin) est caractérisé par le rapport entre la puissance du signal émis sur celle du signal reçu.

Supposons un nœud A ayant les caractéristiques suivantes : gain d'antenne *Gt* et puissance émise *Pt* désirant émettre une information vers un nœud B distant de *d* avec les propriétés suivantes : gain d'antenne *Gr*. Le signal émis par A sera reçu par B avec une puissance *Pr(d)* qui vaut :

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r}{PL} \qquad \textbf{(2)}$$

Dans cette formule, *PL* désigne le *Path Loss* ou l'affaiblissement encouru par la propagation de l'onde. C'est cette fonction de *d* que les différents modèles proposés cherchent à caractériser.

2.2 Familles de modèles

Afin de s'adapter à un grand nombre de configurations, de nombreux modèles de prédiction de la propagation des ondes radioélectriques ont été élaborés. Ceux-ci peuvent être séparés en trois grandes familles [ISK 02].

2.2.1 Les modèles exacts ou déterministes

Les modèles déterministes, appelés aussi modèles théoriques ou exacts, tentent de prendre en considération tous les phénomènes qui peuvent intervenir sur l'onde radio (coefficients de réfraction, diffraction etc). Leur application nécessite des informations détaillées sur les caractéristiques des matériaux constituant l'environnement, ce qui est difficile ou impossible à

obtenir. Le représentant le plus célèbre de cette catégorie est la méthode de lancer du rayon *(ray tracing)* [AND 95, RAP 02, SHA 02, TOS 03], ou le modèle de Deygout [HAN 97]. D'après Neskovic [NES 00], les algorithmes employés par les modèles déterministes sont souvent très complexes et engendrent de ce fait des calculs longs. L'utilisation d'une base de données des caractéristiques des matériaux de construction utilisés est souvent un handicap puisqu'elle est généralement difficile à constituer. Pour ces raisons, leur utilisation est généralement limitée à de petites zones comme des environnements en intérieurs. Dans le cas où ces arguments ne seraient pas avérés, la grande taille de cette base la rend difficilement exploitable.

2.2.2 Les modèles empiriques

Les modèles empiriques appelés aussi modèles statistiques, sont spécifiques à des environnements bien particuliers et ne peuvent être généralisés à tous les milieux de propagation [LAG 95, WAL 88, IKE 84, BER 94, BER 84]. Dans ces modèles, tous les phénomènes de propagation sont pris en compte implicitement sans qu'ils soient nécessairement identifiés en tant que tel, c'est l'avantage principal de ce type de modèles. En effet, la précision de ces modèles dépend de la similitude de comportement de l'onde entre les sites de propagation modélisés et de la nature des sites dans lesquels les mesures ont été effectuées et de la précision de ces mesures. Dans la majorité des cas, les modèles empiriques pour les milieux confinés peuvent être exprimés par une formule générique [NES 00, RAP 02, GHA 03] qui sera détaillée dans la suite. C'est le cas par exemple du modèle d'Okumura Hata [HAT 80, OKU 68], complété dans le projet COST 231 [COS 99].

2.2.3 Les modèles stochastiques

Les modèles stochastiques tentent de modéliser les propriétés du canal statistiquement en utilisant des données de mesures [PRO 01, PAR 00]. Les paramètres du modèle statistique

obtenus (comme les moyennes et les écarts types des lois utilisées) sont ensuite utilisés pour rapprocher au mieux les phénomènes observés en environnement réel [SAA 04, CHA 05]. Les distributions les plus utilisées : Rayleigh [KAR 04], Rice [KUN 02], Nakagami [CAS 02], lognormal [FOE 02] ou Weibull [ALV 03], font intervenir certaines variables tels que le nombre de répliques, leur amplitude, leur phase, les retards, leur direction, etc.

Ces modèles sont efficaces quand les conditions de propagation sont stationnaires ou quasi stationnaires et ils sont donc inadaptés au cas de la transmission mobile. On peut citer le modèle proposé par Loo [LOO 85, LOO 91], les processus stationnaires de Suzuki [SUZ 77, KRA 90, HAN 97] ou de Suzuki généralisés [YLI 96], ainsi que le processus non stationnaire de Lutz et al [LUT 91].

2.3 Différents modèles pour différentes configurations

De très nombreux modèles de propagation ont proposé de reprendre le modèle de *path loss* (cf. équation 2) pour l'intérieur et l'extérieur en l'adaptant avec des termes complémentaires. C'est le cas par exemple pour le modèle en espace libre [FRI 46, FRI 71], le modèle à deux rayons (réflexion au sol) [LEE 82, PRO 01, RAP 02], et le modèle *shadowing* [PRO 01, RAP 02]. Le choix du modèle de propagation s'avère difficile en raison de la diversité des paramètres pris en compte qui varient d'un environnement à un autre, ou même d'une zone à une autre. Les différents modèles ont été développés sous des hypothèses bien particulières d'environnements de propagation (micro ou macro-cellules, milieu urbain ou rural, avec ou sans visibilité directe). Pour avoir plus de précisions, l'évaluation de la propagation nécessite parfois la combinaison de différents modèles de propagation en se basant sur des données topographiques précises.

2.4 Classification des environnements

Dans cette diversité de choix, il n'existe pas de modèle universel que l'on peut utiliser dans n'importe quel milieu. Un modèle utilisable par exemple dans le domaine de la téléphonie cellulaire, ne peut être utilisé pour les milieux industriels ou en milieu confiné. Aussi le modèle doit prendre en compte les caractéristiques de l'environnement et celle de l'onde utilisée.

Les mesures effectuées sur site présentées dans [MOL 91] ont permis de classifier des immeubles selon les conditions de propagation sans tenir compte des détails de la structure ou des matériaux de construction. Les auteurs considèrent que les sites d'un même groupe possèdent les mêmes caractéristiques de conditions de propagation.

Rappaport [RAP 89] avait fait un travail similaire, mais en se consacrant aux sites et milieux industriels. Il les a divisés en quatre sous-catégories en se basant sur l'architecture et les dispositions des machines ou autres structures dans ces sites (cf. Tableau 2.1).

Type	Classes	Descriptions
1	"LOS with heavy surrounding"	Avec ligne de vue et espace environnant fortement encombré.
2	"LOS with light surrounding"	Avec ligne de vue et espace environnant légèrement encombré.
3	"NLOS with heavy surrounding"	Sans ligne de vue et espace environnant fortement encombré.
4	"NLOS with light surrounding"	Sans ligne de vue et espace environnant légèrement encombré.

Tableau 2.1. Classification de bâtiments en milieux industriels [RAP 89].

D'autres travaux ont inclus les pertes subies dans les mêmes bâtiments de mêmes matériaux de construction et sur plusieurs étages [LAF 90, SEI 92].

Rappaport [RAP 02] a divisé les modèles de propagation selon la taille des cellules étudiées *grandes, moyennes* ou *petites* échelles (cf Tableau 2.2). Les modèles de propagation à grande

échelle tiennent compte principalement de la distance émetteur-récepteur, et ils peuvent prendre en compte de manière très grossière la nature de l'environnement de propagation (urbain, intérieur, espace). À distance égale, la puissance reçue reste la même. Les modèles de propagation à moyenne échelle prennent mieux en compte les obstacles entre émetteur et récepteur capable de fournir plusieurs valeurs de la puissance reçue pour une même distance. Enfin, seuls les modèles de propagation à petite échelle permettent de prendre en compte le phénomène de *fading* et d'en reproduire les variations rapides de puissance reçue.

La suite de cette section décrit certains des modèles de propagation les plus utilisés [RAP 02] dans les trois catégories : grande, moyenne et petite échelle.

Type de cellule		Rayon	Exemple
Grande	Large macro cell	1 km à 30 km	Milieu rural
	Small macro cell	0.5km à 3 km	Milieu urbain/rural
Moyenne	Micro cell	Jusqu'à 1 km	Milieu urbain
petite	Pico cell	Jusqu'à 500 m	Milieu confiné

Tableau 2.2. Classification selon la taille des cellules

2.4.1 Modèles de propagation à grande échelle

Les modèles de propagation à grande échelle estiment la puissance du signal reçu au niveau du nœud récepteur en tenant compte uniquement de l'atténuation de la puissance du signal émis par le transmetteur et de la distance qui sépare ces deux nœuds.

2.4.1.1 Free Space Propagation Model

Le modèle de propagation en espace libre *(Free Space propagation Model)* est utilisé pour déterminer la puissance du signal reçu lorsqu'un émetteur et un récepteur se trouvent dans un environnement totalement dépourvu d'obstacles. Il constitue en quelque sorte le modèle théorique du cas idéal, les résultats qu'il donne sont la plupart du temps erronés car les conditions que nous venons de donner sont rarement respectées. Ce modèle est notamment

utilisé avec pertinence pour caractériser une communication entre une station terrestre et un satellite. La puissance reçue au niveau d'un nœud est calculée avec la formule de Friis [FRI 46, FRI 71] suivante :

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad \textbf{(3)}$$

Où *Pt* représente la puissance de l'émetteur, *Gt* et *Gr* le gain des antennes de l'émetteur et du récepteur, *d* la distance entre l'émetteur et le récepteur, λ la longueur d'onde du signal. Le gain d'une antenne dépend de son type de sa forme de ses dimensions, il est fourni par les fabricants dans le manuel d'utilisation, généralement en décibels (dB). Le *path loss* du signal s'exprime sous la forme :

$$PL(d) = \frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \quad \textbf{(4)}$$

Cependant, cette formule, dite formule de Friis, n'est pas applicable pour les petites valeurs de *d*, si bien qu'il est nécessaire de prendre une valeur d_0 de référence pour déterminer la puissance reçue. Cette valeur $P(d_0)$ peut être calculée en fonction d'un d_0 fixé ou bien mesurée à partir d'un système de transmission réel. Pour des réseaux sans fil dans la bande des 2.4 GHz les valeurs de références qui sont généralement retenues pour d_0 sont de 1 m pour une communication en intérieur et de 100 m ou 1 km pour des communications en extérieur.

2.4.1.2 Two-Ray Ground Reflection Model

Le modèle de Friis permet de modéliser la propagation dans un environnement libre d'obstacles, par conséquent, il n'est pas très réaliste pour caractériser une communication entre deux nœuds terrestres. En effet, pour caractériser une communication terrestre il faut au moins tenir compte des effets de la réflexion correspondant aux rebonds de l'onde sur le sol. Le modèle *Two-Ray Ground Reflection* considère que l'onde captée par le récepteur est

composée de deux ondes, l'onde directe et l'onde réfléchie sur le sol et la puissance reçue peut être exprimée par l'équation (5)

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad \textbf{(5)}$$

Où *ht* et *hr* sont respectivement les hauteurs des antennes de transmission et de réception.

L'exemple présenté sur la figure 2.8 tient compte du rebond de l'onde et de la position de l'émetteur et du récepteur par rapport au sol [LEE 82, PRO 01, RAP 02].

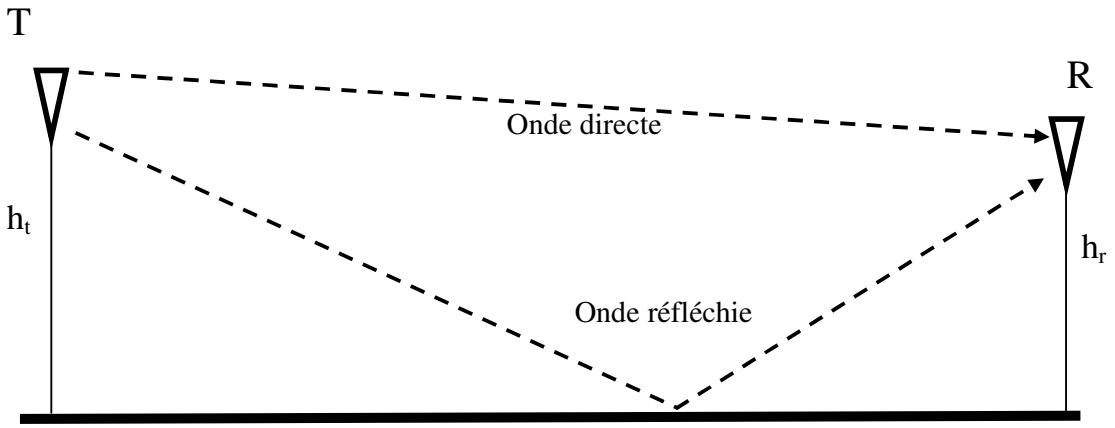


Figure 2.8. Exemple Two-Ray Ground Reflection.

Nous voyons sur l'équation (5) que la puissance du signal reçu diminue beaucoup plus rapidement en fonction de la distance que dans le cas du modèle de *Free Space*. Le *path loss* résultant est beaucoup plus important que précédemment et il se calcule grâce à la formule :

$$PL(d) = \frac{d^4}{G_t G_r h_t^2 h^2_r} \quad \textbf{(6)}$$

Comme il est montre dans [RAP 02], ce modèle donne des résultats plus justes que le modèle de propagation en espace libre quand la distance *d* est assez grande.

2.4.1.3 Log-distance Path Loss Model

Ce modèle repose sur un modèle empirique et le *path loss* s'appuie sur des résultats théoriques ainsi que sur des mesures pratiques qui ont montré que la représentation de la puissance reçue

par un nœud peut être donnée de manière logarithmique en fonction de la distance comme dans l'équation (7). En se basant sur ces résultats la formule de *path loss* retenue pour ce modèle est la suivante :

$$PL(d)\,[dB] = PL(d_0)[dB] + 10\,n \log\,(\frac{d}{d_0}) \qquad (7)$$

Où n est un exposant qui varie en fonction de l'environnement et $PL(d_0)$ est une estimation empirique ou théorique du *path loss* en décibels pour une distance d_0. Les différentes valeurs de cet exposant peuvent être obtenues à partir de la littérature et sont résumées dans le tableau 2.3 [NES 00].

Environnements	*n*
Espace libre	2
zone urbaine	2.7 à 3.5
Zone urbaine avec diffraction	3 à 5
Immeuble sans obstacle	1.6 à 1.8
Immeuble avec obstacle	4 à 6
En intérieur avec obstacle	2 à 3

Tableau 2.3. Valeur du facteur d'atténuation pour le modèle Path Loss.

Un moyen classique pour obtenir la valeur d'un exposant est de capturer des mesures à partir d'un système de transmission réel comme présenté sur la figure 2.9 et d'effectuer sur celles-ci une régression linéaire. La figure ci-dessous ainsi que la description détaillée de cette technique se trouvent dans [RAP 96]. Cette dernière sera détaillée est utilisée dans le chapitre 4.

Il faut également faire attention dans ce modèle à bien relier l'exposant utilisé avec la valeur de d_0. Ainsi pour modéliser un environnement en espace libre, on prendra n = 2 et d_0 = 100m ou d_0 = 1 km.

Toutefois, il est rare lors de simulations de prendre des valeurs pour *n* supérieures à 4 en intérieur [DRI 04]. Le Tableau 2.4 donne quelques valeurs retenues pour ce modèle en fonction de l'environnement.

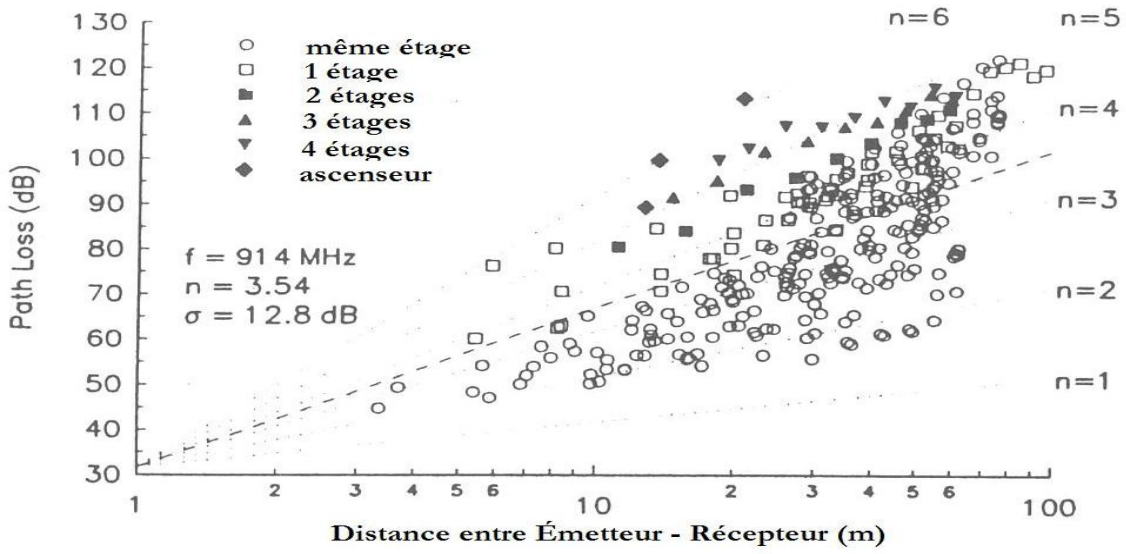


Figure 2.9. Atténuation de puissance mesurée dans un bâtiment dans la bande de 914 MHz [RAP 02].

Environnement		*n*
Extérieur	Espace libre	2
	Zone urbaine avec diffraction	2.7 à 5
Intérieur	Avec ligne de vue	1.6 à 1.8
	Sans ligne de vue	4 à 6

Tableau 2.4. Quelques valeurs pour le coefficient d'atténuation.

2.4.2 Modèles de propagation à moyenne échelle

Les modèles à moyenne échelle tiennent compte des effets de la distance, mais également des effets qui peuvent survenir à cause des obstacles présents entre émetteur et récepteur. En effet, les modèles à large échelle que nous avons présentés supposent que l'émetteur et le récepteur ne sont séparés par aucun obstacle ou que ces obstacles sont répartis uniformément, ce qui est rarement le cas dans la réalité (surtout dans le cas de communications à l'intérieur d'un

bâtiment). Les modèles à moyenne échelle permettent donc de fournir une première réponse pour gérer les obstacles.

2.4.2.1 Log-normal Shadowing

Ce modèle est une extension du *Log-distance Path Loss*, qui fournit une première estimation de la puissance reçue en fonction de la distance *d* mais aussi de la nature et de la quantité d'obstacles présents dans l'environnement de l'émetteur et du récepteur, à travers l'exposant *n*. Cependant, le modèle *Log-distance Path Loss* ne tient pas compte du fait que pour une même distance *d* entre la source et la destination les effets de l'environnement peuvent changer considérablement d'un endroit à l'autre, à cause de la disposition des obstacles sur le terrain par exemple. Pour introduire ces variations, le modèle de *Log-normal Shadowing* ajoute à un modèle de *path loss* exprimés en dB un facteur correctif sous la forme d'une variable aléatoire Xσ qui suit une distribution gaussienne de moyenne nulle et d'un écart type σ dB. Elle reflète les variations de la puissance reçue à une distance donnée, et tient compte de façon statistique de l'effet d'ombre apporté par les obstacles dans l'environnement (cf. Tableau 2.5).

Ce modèle s'appuie généralement sur le modèle de *Log-distance Path Loss*, mais ce n'est pas une obligation. La formule *Log-distance Path Loss Model* devient dans ce cas :

$$PL(d)\,[dB] = PL(d_0)[dB] + 10\,n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X\sigma \qquad \textbf{(8)}$$

Environnement	σ (dB)
Intérieur	4 à 12
Bâtiment, avec beaucoup de séparations	7
Bâtiment, avec peu de séparations	9.6
Atelier, avec ligne de vue	3 à 6
Atelier, sans ligne de vue	6.8

Tableau 2.5. Quelques valeurs pour l'écart type du shadowing Model [RAP 02].

2.4.2.2 Technique de lancer de rayons

L'introduction de la variable aléatoire $X\sigma$ permet de faire varier les conditions entre deux environnements possédant des propriétés similaires (mêmes matériaux de construction par exemple). Cependant, cette solution ne permet pas d'exploiter une connaissance précise des obstacles. Or, la position exacte et le nombre de ces obstacles vont avoir un impact sur l'atténuation qui sera ressentie au niveau du récepteur. Pour améliorer la prise en charge de ces obstacles la technique de lancer de rayons peut être retenue. Cette technique permet en lançant des rayons de l'émetteur en direction du récepteur d'avoir une modélisation beaucoup plus précise de l'atténuation constatée au récepteur. Ces différents rayons prennent différents chemins pour rejoindre la destination. Certains vont en ligne droite s'il n'y a pas d'obstacles tandis que d'autres, rebondissent sur les murs, plafonds et planchers. À chaque rebond, une partie du signal peut être absorbée. Au niveau de la destination, les rayons arrivent avec une énergie différente et une phase différente, et c'est en combinant ces signaux reçus que la puissance reçue est calculée.

Cette technique permet donc d'avoir des résultats très précis, mais par contre, elle est relativement difficile à mettre en œuvre, car elle nécessite de modéliser en détail l'environnement en trois dimensions pour pouvoir effectuer le lancer de rayons. Elle est également très coûteuse en temps de calcul [SCH 03, AGE 00].

2.4.3 Modèles de propagation à petite échelle

La technique de lancer de rayons permet donc d'avoir une connaissance précise de son environnement et des chemins que va suivre le signal pour atteindre sa destination. Cependant, du fait de sa complexité de mise en œuvre, cette solution n'est que très rarement utilisée. De plus, la mobilité remet en cause les résultats de ces calculs. C'est pour cette raison que des modèles probabilistes, pouvant tenir compte de manière statistique des chemins

multiples que peut prendre le signal radio pour atteindre sa destination, ont été proposés. Ces chemins multiples qui sont dus aux rebonds de l'onde sur les obstacles présents dans l'environnement vont interférer entre eux et vont entraîner de fortes variations du signal au niveau du nœud récepteur. Ces variations vont être beaucoup plus importantes et plus fréquentes que celles qui peuvent être observées avec des modèles à grande et moyenne échelle (lancer de rayons mis à part). On parlera ici de modèles de *fading* [RAP 02].

2.4.3.1 Le fading de Rayleigh

L'utilisation d'un modèle de Rayleigh est recommandée lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. La théorie montre en effet que s'il n'existe pas de chemin direct entre émetteur et récepteur, et si les signaux suivants des chemins multiples arrivent avec des angles d'incidence répartis uniformément entre 0 et 2π, alors l'enveloppe *r* du signal reçu suit une distribution de Rayleigh de variance σ². Une variable aléatoire a pour densité de probabilité :

$$\begin{array}{ll} Si \quad r \geq 0 & \Pr = \dfrac{r}{\sigma^2}\exp\left(-\dfrac{r^2}{2\sigma^2}\right) \\ Sinon & \Pr = 0 \end{array} \qquad (\mathbf{9})$$

Et pour espérance :

$$E[r] = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} \qquad (\mathbf{10})$$

Le *fading de Rayleigh* consiste à estimer une puissance reçue, par exemple en utilisant le *Log-distance Path Loss Model* combiné à un *Log-normal Shadowing Model*, à en déduire l'estimation de l'enveloppe du signal reçu, puis à faire varier l'enveloppe suivant une distribution de Rayleigh. On se sert ensuite de l'enveloppe obtenue pour recalculer la puissance reçue.

2.4.3.2 Le fading de Rice

Contrairement au *fading de Rayleigh* qui est utilisé lorsque deux nœuds ne sont pas à portée visuelle l'un de l'autre NLOS *(no line of sight)*, l'utilisation du *fading de Rice* est recommandée dans le cas où ils se trouvent en vue directe LOS (with *line of sight*). Dans ce cas, le signal reçu directement est beaucoup plus fort que le signal reçu par les chemins indirects. Si on note A l'amplitude de crête du signal dominant, et σ^2 la variance d'une distribution dee Rayleigh caractérisant les signaux reçus par chemins multiples, alors l'enveloppe du signal reçu *r* suit une distribution de Rice ayant pour densité de probabilité :

$$\begin{array}{ll} Si \quad r \geq 0 & \Pr = \dfrac{r}{\sigma^2} I_0\left(\dfrac{Ar}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\dfrac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) \\ Sinon & 0 \end{array} \qquad \textbf{(11)}$$

Où I_0 est la fonction de Bessel de première espèce modifiée et d'ordre 0.

On spécifie généralement à la place de *A* un paramètre *K* constant, défini comme le rapport entre la puissance du signal reçu par le chemin dominant et la variance des chemins. Une présentation approfondie de ces formules est donnée dans [RAP 02], d'où elles sont extraites.

Chapitre III

Le standard 802.11 est une norme établie par l'IEEE [IEEE 802.11], qui décrit les couches physiques et MAC des interfaces réseau radio et infrarouge pour les réseaux locaux sans fil. Les différentes extensions de la norme proposent des débits qui varient de 1 Mbps à 54 Mbps et offrent des mécanismes de communication pour répondre aux diverses exigences du trafic dans les réseaux locaux [MUH 02]. La famille des standards 802.11 a largement bénéficié du soutien des industriels, leur regroupement sous l'appellation WI-FI *(WIreless FIdelity)* a permis le développement de produits compatibles [WEC 3w].

1. Topologies et architectures

Du point de vue de l'architecture et du contexte d'utilisation, les communications dans un réseau 802.11 peuvent essentiellement s'organiser selon deux types de topologies.

1.1 Topologie Ad hoc

Dans ce mode, deux stations à portée l'une de l'autre sont autorisées à communiquer sans l'aide d'une quelconque infrastructure (voir la figure 3.1). La topologie ainsi définie est totalement décentralisée et selon le type du maillage formé par les liaisons entre stations, on peut distinguer deux variantes.

• intégralement maillée *(full Meshed)*: la zone de communication est réduite à la zone d'intersection des cellules de toutes les stations du réseau. La diffusion permet d'atteindre toutes les stations comme sur un même brin ou bus d'un réseau local câblé. La figure 3.2.a présente un tel exemple. L'inconvénient majeur de cette topologie est la faible étendue de la zone de communication.

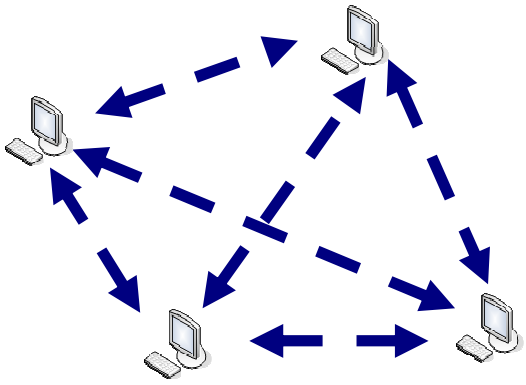
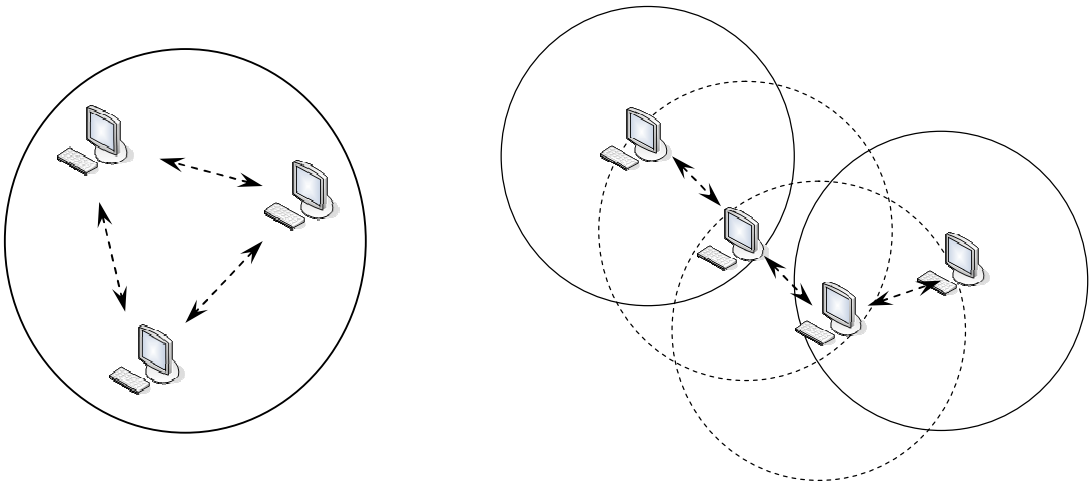


Figure 3.1. Mode ad hoc.

• partiellement maillée *(partially Meshed)*: la zone de communication est plus étendue, un mécanisme de routage multi-saut permettant ainsi la communication entre deux stations même si elles sont hors de portée l'une de l'autre comme dans la figure 3.2.b. Dans ce cas d'autres stations vont jouer le rôle de routeur pour acheminer les données de la source vers la destination finale. Ce mode routeur n'est pas décrit dans la norme.



(a) Intégralement maillée **(b)** Partiellement maillée

Figure 3.2. Topologie Ad hoc.

1.2 Topologie avec infrastructure

Dans ce mode il n'y a pas de communications directes entre les stations même si celles-ci sont à portée. Chaque station fait partie d'une cellule gérée par une station particulière appelée station de base ou point d'accès AP *(*pour *access point)*. Le rôle de cette station est de gérer les communications à l'intérieur de sa cellule et permet de relier toutes les stations situées dans sa portée. Ce mode est le mode privilégié de 802.11, car dans leurs fonctions, les points d'accès gèrent aussi les communications entre les différentes cellules. Dans ce cas les points d'accès sont reliés entre eux par une infrastructure souvent filaire dans le but d'assurer une couverture plus grande et de relayer les trames d'une cellule à une autre (figure 3.3).

L'exemple suivant décrit deux cas de figure.

• Les stations désirant communiquer sont couvertes par le même point d'accès. Si les stations B et C de la figure 3.3 veulent communiquer, leurs échanges sont relayés par leur point d'accès AP2. Cette démarche permet d'établir une liaison entre ces stations même si leur cellule respective ne se recouvre pas, dès lors qu'elles sont sous la couverture d'un même point d'accès.

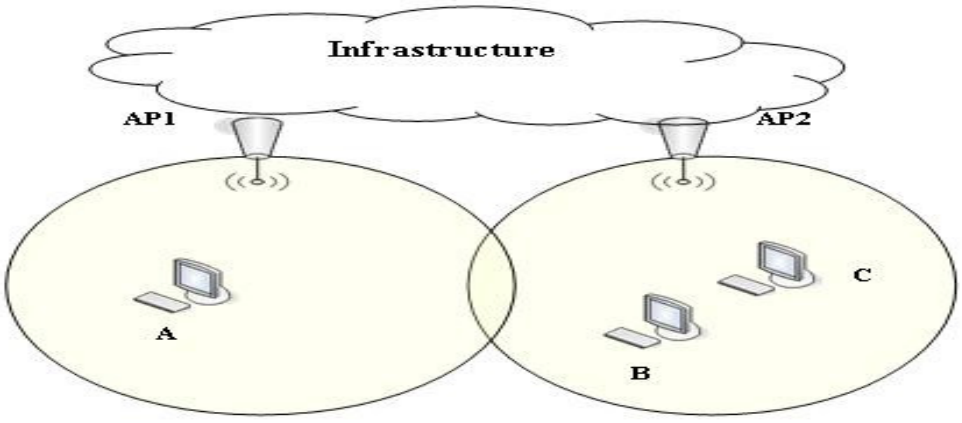


Figure 3.3. La topologie avec infrastructure.

• Les stations n'appartiennent pas à la même cellule, comme les stations A et C de la figure. Dans ce cas pour établir une liaison à travers l'infrastructure, les stations utilisent leur point d'accès respectif.

2. Les couches du standard 802.11

Le standard 802.11 définit la couche physique, MAC et LLC *(Logical Link Control)* (voir la figure 3.4). Afin de garder des similitudes avec 802.3 et la compatibilité avec les couches protocolaires supérieures, la norme utilise la sous-couche LLC 802.2 tout comme les autres réseaux locaux 802 [IEEE 802.2]. La sous-couche d'accès au médium MAC est propre à 802.11, étant conçue pour arbitrer l'accès à un médium partagé entre plusieurs entités communicantes, elle ne change pas quelque soient les couches physiques utilisées en dessous.

<table>
<tr><td rowspan="2">Couche 2</td><td colspan="6">802.11 Logical Link Control (LLC)</td></tr>
<tr><td colspan="6">802.11 Medium Access Control (MAC)</td></tr>
<tr><td>Couche 1</td><td>FHSS</td><td>DSSS</td><td>Infrarouge</td><td>Wi-Fi
802.11b</td><td>Wi-Fi 5
802.11a</td><td>OFDM
…</td></tr>
</table>

Figure 3.4. Les couches définies par 802.11.

Originellement, seule une couche infrarouge et une couche radio dans la bande des 900 MHz étaient définies. La couche physique radio proposait déjà plusieurs techniques de modulation (FHSS et DSSS, présentées dans la section suivante) à utiliser en fonction du débit désiré (qui pouvait aller jusqu'à 2 Mbps). Par la suite, d'autres couches physiques améliorées ont été ajoutées, les plus importantes étant décrites plus loin dans ce chapitre.

2.1 La couche physique

Le rôle de la couche physique est de fournir les moyens mécaniques, fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'activation, au maintien et à la désactivation des connexions

physiques destinées à la transmission entre les entités. Les trois interfaces de communication proposées à la base sont : infrarouge, à étalement de spectre avec sauts de fréquences (FHSS) et à étalement de spectre par séquence directe (DSSS). L'IEEE a ensuite proposé les standards 802.11b et 802.11a qui permettent des débits supérieurs à 10 Mbps sur les bandes de 2.4 GHz et 5 GHz avec OFDM *(Orthogonal Frequency Division Modulation)*.

FHSS *(Frequency Hoping Spread Spectrum)* : repose sur le fait que la plupart des interférences nuisibles aux transmissions radio n'agissent que sur des bandes de fréquence assez étroites. La technique utilisée pour protéger le signal consiste à changer régulièrement de fréquence par des sauts pseudo-aléatoires entre 2.4 et 2.4835 GHz (voir la figure 3.5). Bien sûr les trames envoyées sur la bande perturbée seront affectées, mais ils ne représentent qu'un petit pourcentage des transmissions et leur retransmission peu coûteuse. Pour mettre en œuvre cette technique, l'émetteur et le récepteur doivent connaître à l'avance la séquence des sauts. Des informations contenues dans les trames permettent de savoir où en est le déroulement de cette séquence. Cette robustesse se fait au détriment du débit qui est limité à 2 Mbps. Cela est dû essentiellement à la nécessité de synchroniser les stations et à des réglementations qui restreignent la bande passante des sous-canaux à 1 MHz.

• DSSS *(Direct Sequence Spread Spectrum)* : toujours dans le but de lutter contre les interférences n'affectant que des plages de fréquences assez étroites, il existe la technique de l'étalement de spectre en continu. Cette technique est elle aussi moins sensible aux interférences dues aux fréquences parasites à faible largeur spectrale. Le signal combiné avec un signal pseudo-aléatoire de fréquence beaucoup plus élevée permettra de le faire occuper un spectre plus large, et à la réception, une manipulation inverse est effectuée pour récupérer le signal émis (voir la figure 3.6).

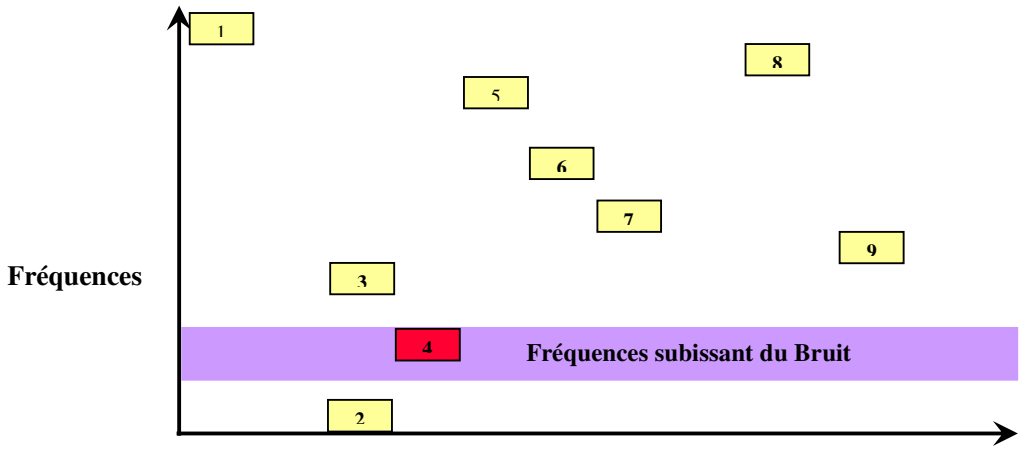


Figure 3.5. Sauts de fréquences.

Le DSSS utilise un code d'étalement, appelé code PN *(Pseudo Noise)*, permettant de remplacer chaque bit d'information par une séquence de bits. Une porteuse à fréquence fixe est modulée par un signal composite. Il en résulte un signal dont la fréquence est beaucoup plus élevée que celui du signal initial, et une augmentation forte de la largeur du spectre. À la réception, le signal subit une opération duale permettant de supprimer les effets d'étalement, et l'énergie du signal est alors restituée tandis que celle d'un éventuel bruit est étalée sur toute la bande passante utilisée, ce qui réduit sa nuisibilité.

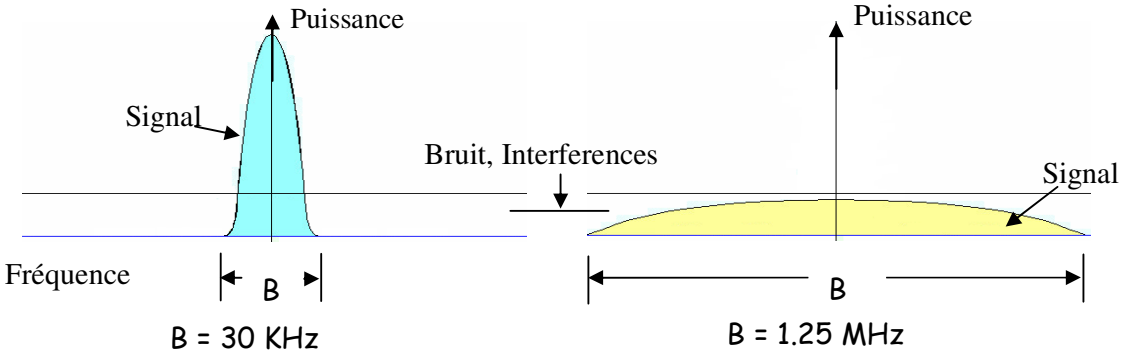


Figure 3.6. Étalement du spectre.

Le DSSS divise la bande ISM en sous bandes de 20 MHz, cependant les transmissions ne se feront que sur un canal donné. La largeur de la bande ISM étant égale à 83.5 MHz, il est possible d'y placer 14 canaux adjacents qui se recouvrent comme le montre la figure 3.7.

Cette division en sous bande permet notamment de faire cohabiter en un même lieu plusieurs réseaux [KAU 02].

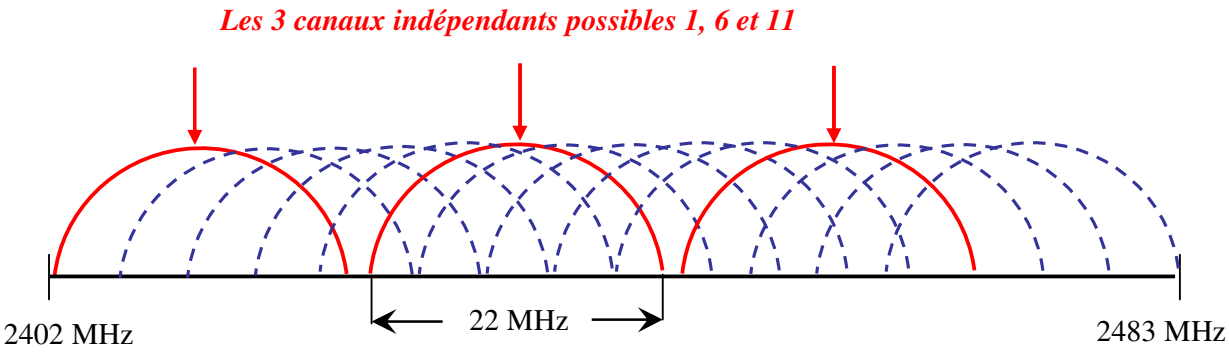


Figure 3.7. Recouvrement des canaux dans la bande ISM 2.4 GHz.

• Infrarouge : Que l'on ne détaillera pas ici du fait de son absence totale sur le marché.

• OFDM *(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* : en présence des chemins multiples, l'onde réfractée et réfléchie se divise et les multiples réfractions et réflexions interfèrent entre elles. Si la différence de temps de parcours des ondes est grande par rapport à la durée de transmission d'un symbole, il y a des chances que des symboles consécutifs se chevauchent. OFDM propose donc d'utiliser des symboles plus longs, mais envoyés en parallèle sur plusieurs porteuses ce qui permet de réduire les interférences inter-symboles. On peut dire pour résumer cette méthode, qu'en présence de chemins multiples et à débit total équivalent, l'agrégation d'un certain nombre de canaux lents donne de meilleures performances qu'un seul canal rapide. De plus si une des porteuses est soumise à un bruit seul une partie de l'information sera altérée. Il sera possible de la reconstituer en utilisant une redondance de type *Hemming* avec des porteuses supplémentaires.

2.2 Les sous-couches LLC et MAC

La couche de liaison de données de 802.11 se compose de deux sous-couches : la sous couche liaison de données (LLC) et la sous-couche de contrôle d'accès au médium (MAC). Le

standard 802.11 utilise le protocole LLC 802.2 tout comme les autres réseaux locaux conformes à une norme 802, simplifiant ainsi le pontage entre ces différents réseaux (sans fil et filaires) [IEEE 802.2]. Par contre, la couche MAC 802.11 est propre aux réseaux sans fil. Elle reste proche de la couche Ethernet 802.3 dans sa conception, et fait partager un même support entre plusieurs entités communicantes [IEEE 802.3].

2.2.1 CSMA / Collision Avoidance (CSMA/CA)

Dans le monde filaire, les émetteurs sont capables de vérifier la qualité du signal qu'ils ont émis sur le médium, si cette qualité est insuffisante (présence d'interférences) cela permet à un émetteur de conclure que son émission est probablement simultanée à celle d'un autre émetteur voir plusieurs. Cette propriété d'écoute et de constatation repose sur la capacité qu'a toute station du réseau de contrôler la qualité du signal transmis pendant une émission. Ceci est à la base de la méthode d'accès CSMA/CD utilisée par Ethernet qui permet de détecter une collision, d'arrêter la transmission et le cas échéant de retransmettre la trame après un temps d'attente aléatoire [IEEE 802.3].

Ce mécanisme d'écoute ne peut pas fonctionner dans les transmissions radio, car l'atténuation du signal en fonction de la distance est bien plus importante en radio que sur un câble. Le signal qu'envoie un émetteur aura toujours une puissance très supérieure à un signal émis par une autre station. Dans l'exemple de la figure 3.8, où deux émetteurs A et B transmettent en même temps, nous présentons les puissances perçues par les deux stations. Si les deux stations tentent de détecter les collisions, le signal lu sur le médium sera quasiment identique à celui émis, car localement sa puissance est supérieure à celle des autres signaux. Du point de vue d'un émetteur, il n'y aura quasiment jamais détection de collision. Du point de vue d'un récepteur en revanche plusieurs signaux peuvent ainsi être reçus simultanément avec des

puissances équivalentes, ce qui engendre une impossibilité de décodage de l'information reçue et que nous désignons par collision.

Pour le standard, la solution qui a été retenue se base sur un système CSMA comme pour Ethernet, mais comme le principe de détection de collisions est impossible, le mécanisme tente de les éviter en utilisant des temps d'attente aléatoires entre les transmissions. On parle alors de CSMA/CA *(CSMA With Collision Avoidance)* où une station qui désire émettre commence par écouter le médium de transmission :

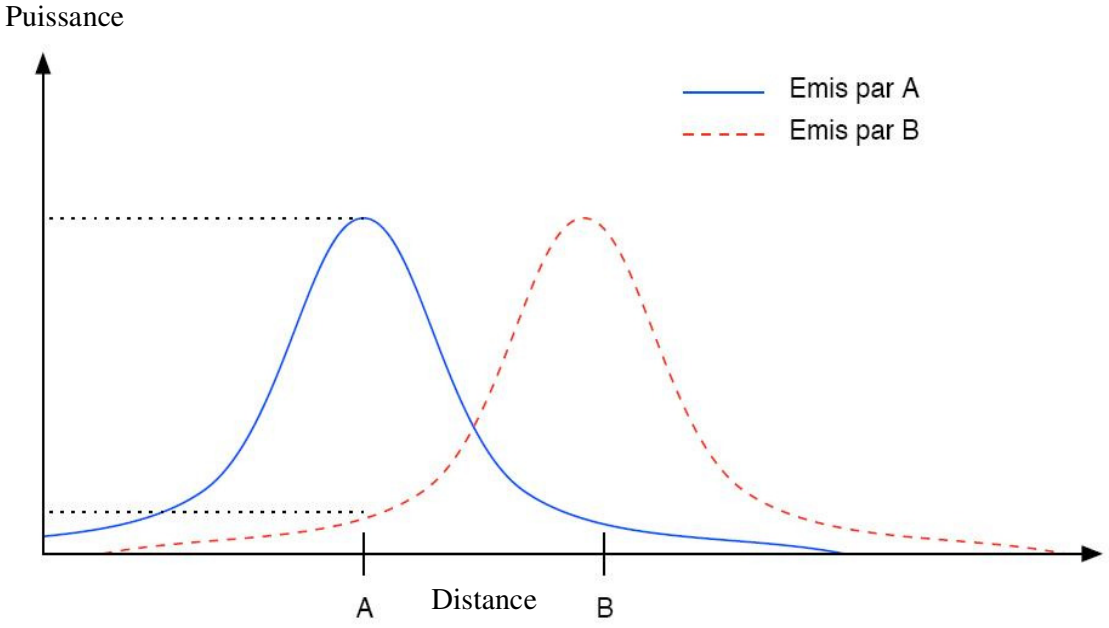


Figure 3.8. Atténuation des signaux et détection de collision.

- Si le canal est occupé, il attend qu'il se libère,
- Si le canal est libre, il calcule un temps d'attente aléatoire avant de commencer la transmission effective. En effet, si nous nous contentions d'attendre que le canal devienne libre pour émettre, alors si plusieurs stations sont en attente d'émission, ils détectent tous le canal est libre quasiment en même temps et émettent simultanément.

La couche MAC utilise un mécanisme basé sur des acquittements des trames reçues, en l'absence d'acquittement l'émetteur sait qu'il doit retransmettre la trame perdue. Il faut noter que 802.11 peut envoyer une trame à un récepteur spécifique *(unicast)* ou la diffuser *(broadcast)*. Dans le cas de la diffusion, il n'y a pas d'acquittement et des trames peuvent être perdues de manière tout à fait « silencieuse » (ce qui est logique, car chaque station ayant reçu la trame chercherait à envoyer l'acquittement au même moment et il y aurait une série de collisions sur les acquittements).

L'envoi quasi-immédiat de l'acquittement des trames reçues par la couche MAC est réalisé grâce à un mécanisme de priorité pour l'accès au médium. Différents délais séparant l'envoi de deux trames sont introduits (voir la figure 3.9). Selon la priorité accordée à un type de trame, l'accès au médium sera contraint de respecter des délais inter trames de durées différentes appelées IFS *(Inter-Frame Spaces)*. Les quatre durées définies dans la norme sont :

• SIFS *(Short Inter Frame Spacing)* : qui est la durée la plus courte. Elle permet aux acquittements des trames reçues de précéder toute autre transmission.

• PIFS *(Point Coordination Inter Frame Spacing)* : permet les envois de trames en mode PCF.

• DIFS *(Distributed Inter Frame Spacing)* : permet les envois de trames en mode DCF

• EIFS *(Extended Inter Frame Spacing)* : cette durée est la plus longue. Elle est utilisée dans le cas où la couche physique détecte une trame erronée. Si, pendant cette attente, la station reçoit une trame correcte, EIFS est stoppé et la station repasse en mode DCF.

Ainsi, si la durée DIFS est employée pour constater l'état libre du médium, une durée SIFS, plus petite donc plus prioritaire, est utilisée pour précéder l'envoi de l'acquittement. Cette

durée sert aussi à séparer les échanges au sein d'une même transmission dans le cas de fragmentation d'une trame longue par exemple.

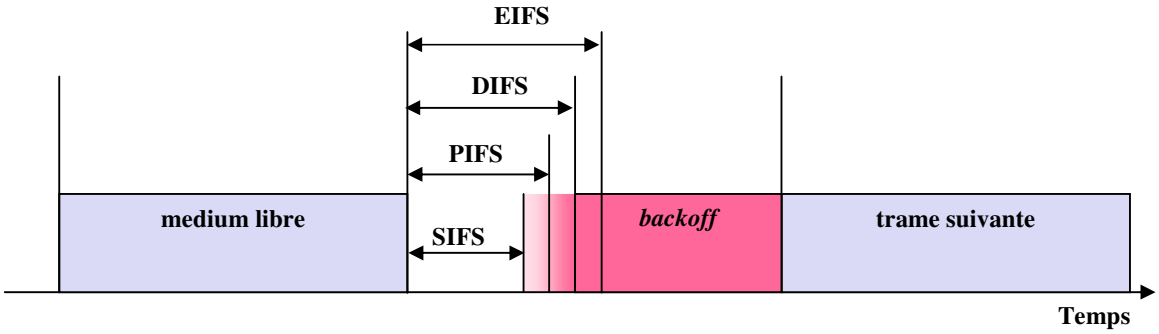


Figure 3.9. Espace inter trames.

La sous-couche MAC de 802.11 définit aussi deux modes de fonctionnement décrits dans les sections suivantes.

2.2.2 Description du mode DCF (Distributed Coordination Function)

DCF est un mode qui peut être utilisé de la même façon par toutes les entités d'un réseau sans fil, et qui permet un accès équitable au canal radio sans aucune centralisation de la gestion de l'accès (mode totalement distribué). Ce mode peut aussi bien être utilisé lorsqu'il n'y a pas de point d'accès (mode ad hoc) que lorsqu'il y en a (mode infrastructure).

Dans le mode DCF, lorsque le canal devient libre, la station doit attendre une durée aléatoire supplémentaire appelée *backoff* représentant le temps pendant lequel le canal doit rester libre avant que la station puisse émettre sa trame. Pour une station, ce mécanisme s'applique lorsque le canal devient libre que ce soit après l'une de ses propres émissions qu'après toute autre émission. Ainsi, si plusieurs entités veulent émettre simultanément, il y a peu de chances pour qu'ils choisissent la même durée de *backoff*. Celui qui a choisi le plus petit *backoff* commence à émettre, et les autres vont se rendre compte qu'il y a à nouveau de l'activité sur le canal et vont attendre.

La figure 3.10 schématise ce qui se passe lorsque deux stations à portée l'un de l'autre veulent émettre quand le canal est libre. Lorsque le canal reste libre pour une période DIFS, les stations qui veulent émettre choisissent un *backoff* pris aléatoirement dans un intervalle compris entre zéro et un entier appelé CW *(Contention Window).* Ce nombre est multiplié par un temps élémentaire appelé *Slot* d'une durée de 20 µs. Dans l'exemple, la station 1 choisit un *backoff* égal à deux et la station 2 un *backoff* égal à cinq. Une fois ce tirage effectué et tant que le canal reste libre, les stations décrémentent leur *backoff* jusqu'à ce que l'un d'eux ait terminé et puisse alors émettre (ici la station 1). Le station 2 étant à portée détecte une activité sur le canal, stoppe la décrémentation de son *backoff* et entre en période de report de transmission.

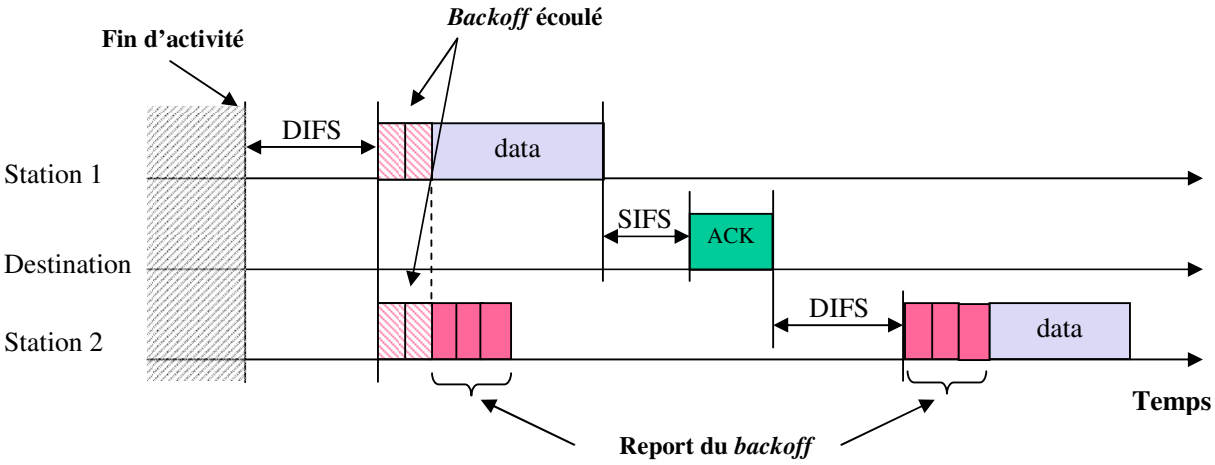


Figure 3.10 –Procédure de report du backoff.

La transmission de la station 1 est terminée une fois que la station réceptrice a renvoyé un acquittement à la station émettrice après avoir respecté une durée SIFS après la fin de la réception de la trame. Ce temps permet à l'émetteur de se mettre en mode écoute du canal. Comme cette durée SIFS est la plus petite et qu'il n y a pas tirage d'un nouveau *backoff*, elle permet au récepteur de gagner le canal avec toute autre station.

La station en période de report de transmission ne peut reprendre la décrémentation de son *backoff* que si le canal est à nouveau libre pendant plus d'un DIFS. La procédure du report du *backoff* augmente la probabilité que la station ayant le moins de slots à décompter d'avoir accès au canal. Ceci évite de cumuler les tirages au sort long et infructueux comme dans le cas de 802.3. Lorsque les données de la station 1 ont été acquittées et qu'une durée DIFS s'est écoulée sans activité sur le canal, la station 2 reprend la décrémentation de son *backoff* et peut donc finalement envoyer sa trame.

2.2.3 Binary Exponential Backoff

Le mécanisme de *backoff* limite les risques de collision, mais ne les supprime pas complètement et le mécanisme DCF prévoit aussi une procédure de retransmission de la trame en cas d'absence d'acquittement. Le protocole MACAW [BHA 94], l'un des ancêtres de 802.11 publié en 1994 (et qui avait d'ailleurs introduit l'utilisation des acquittements), proposait un mécanisme pour résoudre l'iniquité entre stations par l'utilisation du principe de BEB (*Binary Exponential Backoff)* dans l'ajustement de la fenêtre de contention. Ce principe est repris dans 802.11, pour chaque nouvelle retransmission, la valeur courante de CW, définie pour la première transmission à CWmin est doublée à l'issue de toute tentative de transmission infructueuse. Pour que la taille de la fenêtre et donc le nombre de retransmissions soient limités, la norme 802.11 introduit :

- D'une part une borne supérieure CWmax au-delà de laquelle la taille de la fenêtre de contention n'augmente plus.
- Et d'autre part, un nombre maximal de retransmissions au-delà duquel le mécanisme DCF renonce à la transmission de la trame. La borne supérieure de la fenêtre est réinitialisée à CWmin quand une trame a été transmise correctement ou lorsque le

nombre de retransmission expire. L'évolution de la fenêtre de contention est donnée sur la figure 3.11.

Ce système de gestion de la fenêtre de contention, ainsi défini, permet de différer les transmissions pour éviter les collisions dans les réseaux à fort trafic [IEEE 802.11b, MUH 02].

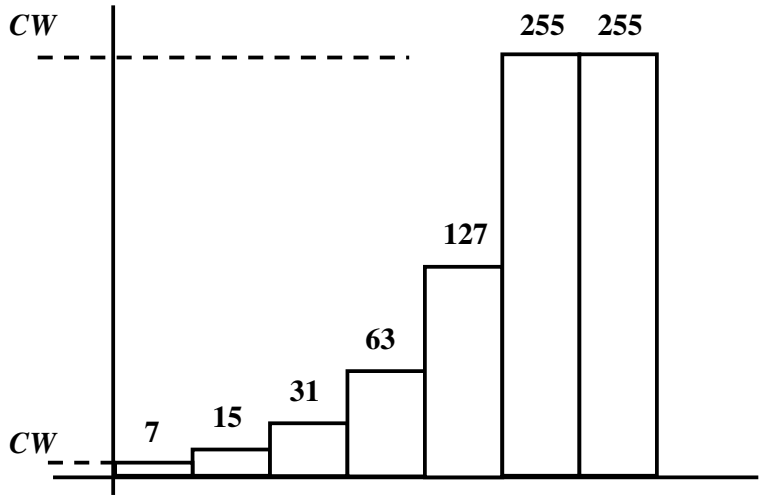


Figure 3.11. Binary Exponential Backoff.

2.2.4 Description du mode PCF

Nous avons vu que dans le mode DCF le temps *backoff* passé à attendre représente du débit effectif perdu. Pour résoudre ce problème, 802.11 propose en option un mécanisme centralisé qui permet un gain d'utilisation du canal. Le PCF *(Point Coordination Function)* disponible uniquement en mode infrastructure, lègue aux points d'accès la charge de centraliser la gestion de l'accès au médium pour les stations qui sont dans leur zone de couverture. Ce mode est conçu pour offrir les garanties nécessaires pour le trafic temps réel.

Une période PCF commence quand le point d'accès diffuse une trame balise *(beacon)* spécifique, annonçant le début de la phase de scrutation *(polling)* (voir la figure 3.12).

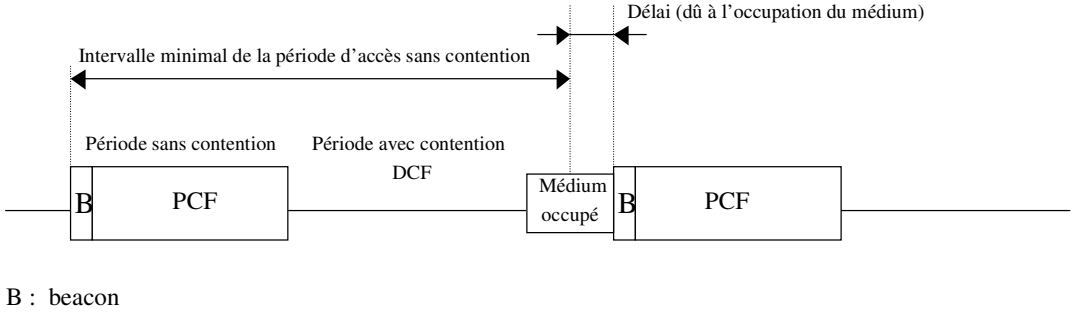


Figure 3.12. La gestion de l'accès au médium en mode PCF.

Durant la phase de polling, le point d'accès alloue à chacune des stations un temps de parole en interrogeant à tour de rôle, et seule l'entité sollicitée est admise à transmettre (voir figure 3.13). Une entité sollicitée n'ayant pas de données à soumettre se contente d'envoyer une trame vide. Les risques de collisions entre stations rattachées à l'AP devenant nuls, le *backoff* aléatoire devient ainsi inutile. Durant toute la phase où le point d'accès impose l'ordre des transmissions, il n'y a pas de contention pour l'accès au canal, on parle de CFP *(Contention Free Period).*

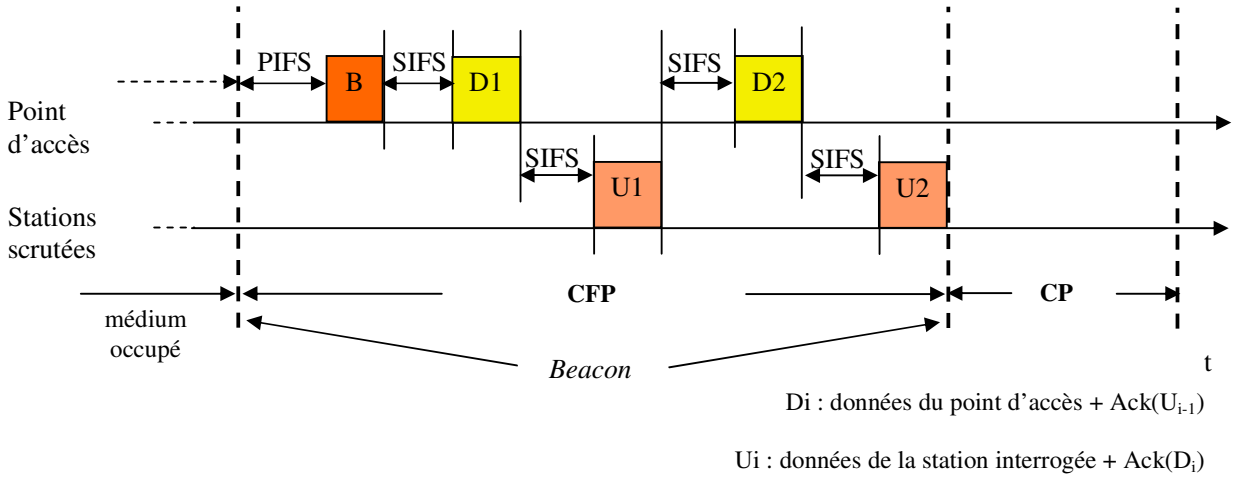


Figure 3.13. PCF : phase de Polling.

De plus, pour permettre aux stations qui n'utilisent pas le PCF d'accéder au canal, dans chaque cycle PCF est suivi d'une période de DCF. Cette période est appelée dans ce cas CP

(Contention Period) comme le montre la figure 3.13. La cohabitation entre les stations implémentant le PCF et ceux ne l'implémentant pas est assurée grâce au temporisateur PIFS. Durant la période sans contention, les trames ne sont en effet séparées que par des délais PIFS ou SIFS suivant les cas qui sont plus court que le délai DIFS. Grâce à ces temporisateurs, une station n'implémentant pas le PCF ne risque pas de prendre la main durant la période gérée par le point d'accès en mode PCF. Notons que PCF reste optionnel et peu implémenté par les fournisseurs de solutions 802.11.

2.3 Les extensions 802.11

À l'origine, la bande de fréquences utilisée était celle des 900 MHz, mais les extensions successives ont ajouté d'autres couches physiques afin de permettre des débits de plus en plus élevés. Lors de l'évolution de la norme 802.11, la bande des 900 MHz a été remplacée par la bande ISM 2.4 GHz. Dans cette bande 14 canaux adjacents ont été définis. Suivant les réglementations, ils ne sont pas tous utilisables dans tous les pays (voir le tableau 3.1).

Pays (organisme régulateur)	Bandes de fréquences
Etats-Unis (FCC)	2.400 - 2.485 GHz Canaux :1 à 11
Europe (ETSI)	2.400 - 2.435 GHz Canaux :1 à 13
Japon (MKK)	2.471 - 2.497 GHz Canaux :1 à 14
France (ART)	2.400 - 2.454 GHz à 100 mW, 2.454-24835 GHz à 10 mW en extérieur 2.400 – 2.4835 Ghz à 100 mW en intérieur

Tableau 3.1 – Réglementations de la bande ISM.

La version 802.11b fonctionne dans la bande des 2.4 GHz et utilise une couche DSSS modifiée *(High Rate DSSS)* avec une modulation CCK *(Complementary Code Keying)*. La norme définit ainsi des débits de 5.5 et 11 Mbps et la compatibilité est préservée avec les modes à 1 et 2 Mbps.

La version 802.11a passe dans la bande des 5 GHz en utilisant une technique OFDM [IEEE 802.11a]. Cette fois-ci, 12 canaux disjoints de 20 MHz ont été définis (voir figure 3.14). La bande UN-II est moins encombrée que la bande ISM 2.4 GHz. 802.11a autorise des débits allant jusqu'à 54 Mbps, mais cela se fait au détriment de la portée de communication qui n'excède pas quelques dizaines de mètres aux débits les plus élevés.

La version de la norme 802.11g, publiée après 802.11a fonctionne dans la même bande ISM que 802.11b, et comme 802.11a elle utilise les techniques OFDM [IEEE 802.11g]. Cela permet des débits allant également jusqu'à 54 Mbps et là aussi, la compatibilité est préservée avec 802.11b.

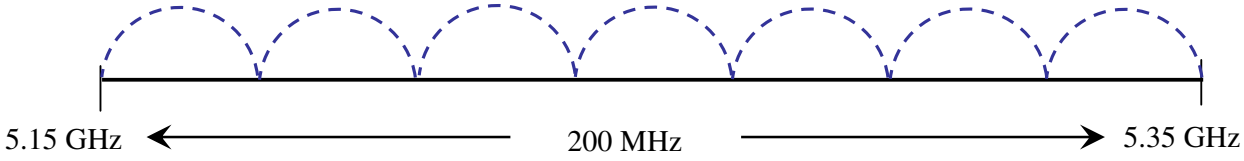


Figure 3.14. Les canaux définis par 802.11a.

Standard	Couche physique	Bande de fréquences	Débit maximum
802.11	Modulation FHSS	Bande de 2.4 GHz (2.400-2.4835 GHz) 75 canaux de 1 MHz	1 ou 2 Mbps
	Modulation DSSS	Bande de 2.4 GHz (2.400-2.4835 GHz) 14 canaux de 22 MHz se recouvrant	
	IR (infrarouge)		
802.11b	HR/DSSS CCK	Bande de 2.4 GHz (2.400 - 2.4835 GHz) 14 canaux de 22 Mhz se recouvrant	1, 2, 5.5 ou 11 Mbps
	DSSS pour la compatibilité avec 802.11 original		
802.11a	Modulation OFDM	Bande de 5 GHz (5.15-5.825 GHz) 12 canaux de 20 MHz indépendants	6, 9, 12, 18, 34, 36, 48 ou 54 Mbps
802.11g	Modulation OFDM	Bande de 2.4GHz (2.400 - 2.4835 GHz) 14 canaux de 22 Mhz se recouvrant	1, 2, 5.5 ou 11 Mbps ou 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 ou 54 Mbps
	DSSS avec CCK pour la compatibilité avec le 802.11 b		

Tableau 3.2. Récapitulatif des technologies et des débits possibles.

Il faut cependant noter que les débits maximum ne peuvent être obtenus qu'à courte portée. Le tableau 3.2 récapitule les différentes technologies et les débits possibles pour chacune des différentes variantes de la norme déjà présentées.

3. 802.11 et les problèmes observés dans les communications radio

3.1 La portée et la couverture cellulaire

À cause de la propagation d'une onde électromagnétique, les liaisons se caractérisent par une distance maximale, appelée communément portée et à laquelle une onde émise peut être reçue correctement. Cette portée est déterminée essentiellement par la nature du médium, mais aussi par l'énergie émise par l'émetteur, l'énergie du bruit ambiant dans la bande utilisée, la directivité des antennes, les conditions de propagation et la sensibilité du récepteur. D'autres paramètres agissent sur la portée d'un lien sans fil, comme la puissance du signal reçu, et le rapport signal sur bruit.

Les schémas qui illustrent les réseaux sans fil représentent le plus souvent les cellules sous la forme de cercles ou d'ovales parfaits. En réalité, la zone de couverture d'un point d'accès, ou cellule, n'est que très rarement une forme simple, comme l'illustre la figure 3.15. Les portées varient de quelques dizaines à quelques centaines de mètres en fonction du débit choisi et de l'environnement considéré [IKE 02]. C'est aussi une grandeur non statique, car la plupart des paramètres énumérés sont amenés à varier dans le temps, [RAP 02, MUH 02]. La portée peut de ce fait évoluer avec le temps. L'établissement d'une liaison entre une entité A et une entité B n'est possible que si le récepteur de B se trouve à portée de l'émetteur de A dans le cas d'un mode ad hoc, ou à portée d'un point d'accès en mode infrastructure. Le support de la mobilité de certaines stations et l'étendue locale du réseau industriel préconisent les topologies résultant de l'usage des liaisons par diffusion. Ces topologies reposent sur la notion de

cellules de communication, qui correspondent au volume dans lequel les trames émises par l'émetteur sont correctement reçues, c'est-à-dire avec un TER *(taux d'erreur trames)* acceptable. On parle aussi de zone de couverture d'un émetteur.

La taille de la zone de couverture peut dépendre aussi de la qualité de service que l'on veut offrir en termes de capacité et de connectivité [GUP 98, GUP 00, SHA 03, SAN 03, DOU 02, RAJ 04], ainsi que du nombre d'utilisateurs [SCH 00]. Exemple, limiter la zone de couverture pour assurer à tous les hôtes le même débit élevé, limitation du débit de chaque source de trafic, et limitation du nombre d'hôtes admis dans chaque cellule.

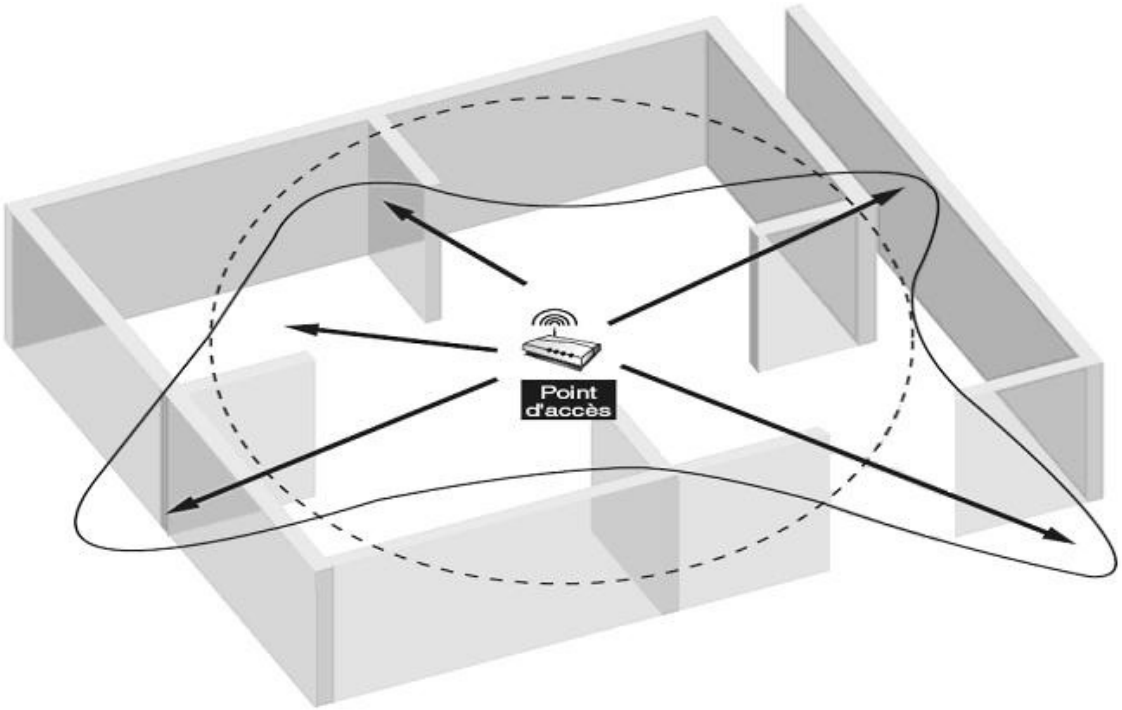


Figure 3.15. Zone de couverture d'un point d'accès.

Des outils de prédiction et détermination de zone de couverture basés sur des modèles empiriques ou du lancer de rayons existent déjà. Toutefois, les méthodes empiriques prédisent des cartes de couverture souvent peu fiables, notamment dans des environnements clos [SEI 92]. Les méthodes théoriques de lancer de rayons sont bien plus efficaces, particulièrement si

elles utilisent le modèle UTD *(Uniform Theory of Diffraction)* qui permet de prendre en compte le phénomène de diffraction [FOR 96].

Généralement les réseaux sans fil 802.11 sont déployés en utilisant plusieurs points d'accès rapprochés, pour former une zone de couverture étendue composée de cellules de couverture contiguës. Chacune des cellules est desservie par un point d'accès disposant d'une partie de la ressource médium. Sachant que l'activité de transmission au sein d'une cellule peut perturber les transmissions des cellules mitoyennes, l'une des propriétés intéressantes d'une couverture est de permettre la séparation de partage du médium. La technique la plus utilisée est de répartir la ressource médium entre les cellules en plusieurs canaux indépendants. L'objectif est de minimiser les éventuelles interférences entre canaux de cellules voisines. On considère que les perturbations au-delà d'une certaine distance comme négligeables à cause des conditions de propagation et la dispersion de l'énergie.

3.2 Le problème du terminal caché

Ce problème se produit lorsque deux stations hors de portée l'une de l'autre émettent simultanément vers une tierce destination se trouvant dans leur portée respective. La situation correspondant à ce problème est illustrée dans la Figure 3.16. La station A est en train d'émettre vers la station B. La station C qui utilise un algorithme de type CSMA ne peut entendre l'émission provenant de A, car la distance qui les sépare ne permet pas au signal d'atteindre C. De ce fait, la station C va croire que le canal est libre et émet sa trame, ce qui produit une collision au niveau de la station B. Dans ce cas, on peut dire que la station A est cachée par rapport à la station C.

D'autres configurations où le problème du terminal caché existe sont décrites et analysées plus en détail dans [WAN 01] ou encore dans [TOH 02].

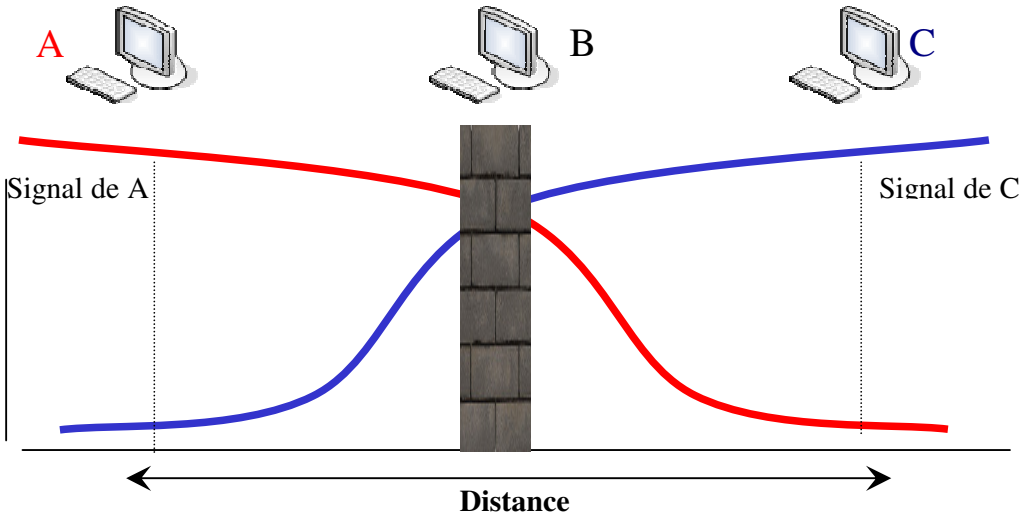


Figure 3.16. Illustration du terminal caché et du terminal exposé.

Pour résoudre le problème des nœuds cachés, qui est causé par une connaissance erronée de l'état du médium, 802.11 propose l'utilisation d'un prélude d'échanges de trames courtes avant l'envoi d'une trame d'informations visant à diminuer la probabilité de collisions dues aux terminaux cachés. Ce mécanisme utilisant des trames de contrôle appelées RTS *(Request To Send)* et CTS *(Clear To Send)* introduit par [KAR 90] permet de tenir au courant les stations voisines de l'émetteur et du récepteur du désir d'effectuer une transmission. Comme illustré sur la figure 3.17, une station désirant émettre une trame de données commence par envoyer une trame courte de demande d'émission RTS. Comme sa taille est petite, les risques de collision sont plus faibles. À cette trame RTS, le destinataire va répondre par une petite trame CTS qu'elle diffuse à tout son voisinage. Les trames RTS et CTS contiennent des informations qui permettent de réserver le canal pour la durée de transmission de la trame énoncée. Une station qui reçoit un CTS alors qu'elle n'a pas envoyé (ni même détecté de RTS) sait que quelqu'un d'autre va émettre et doit donc attendre. La station qui a envoyé le

RTS sait, quand il reçoit le CTS correspondant, que le canal lui a été réservé et peut alors transmettre après une attente d'une durée d'un SIFS.

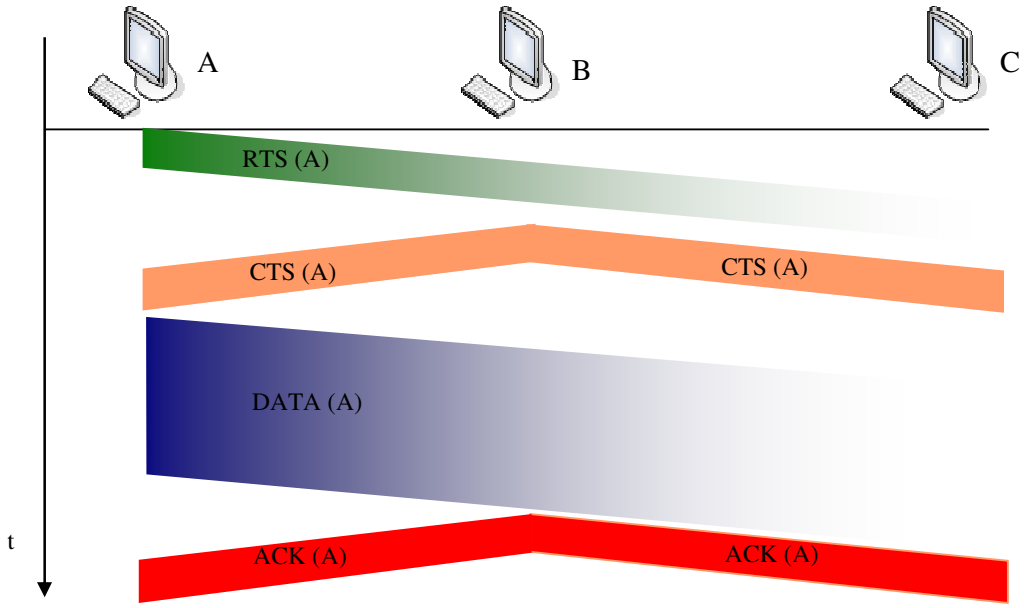


Figure 3.17. Mécanisme de réservation de canal par RTS/CTS.

Aux échanges RTS/CTS la norme associe un mécanisme de réservation appelé Vecteur d'Allocation ou NAV (*Network Allocation Vector)*, qui améliore l'accès au médium. Dans chaque station, le NAV indique pour combien de temps le canal est utilisé par quelqu'un d'autre, indépendamment de ce qui est physiquement perçu sur le canal (on parle aussi de détection de porteuse logique) [IEEE 802.11, MUH 02]. Toute station qui reçoit un RTS, sait grâce aux informations qu'il contient la durée du cycle complet de transmission, et donc s'interdit d'accéder au canal.

Sur la figure 3.18 sont présentées les mises à jour du NAV au niveau d'une station alors qu'une trame est échangée entre deux autres stations. Il est possible que des stations ne puissent recevoir la trame RTS, c'est pour cela que les CTS et les trames de données vont aussi porter les informations de durée, afin que leur réception puisse mettre le NAV à jour. C'est le cas sur l'exemple donné dans la figure 3.17 où seul le CTS a été reçu par la station de droite.

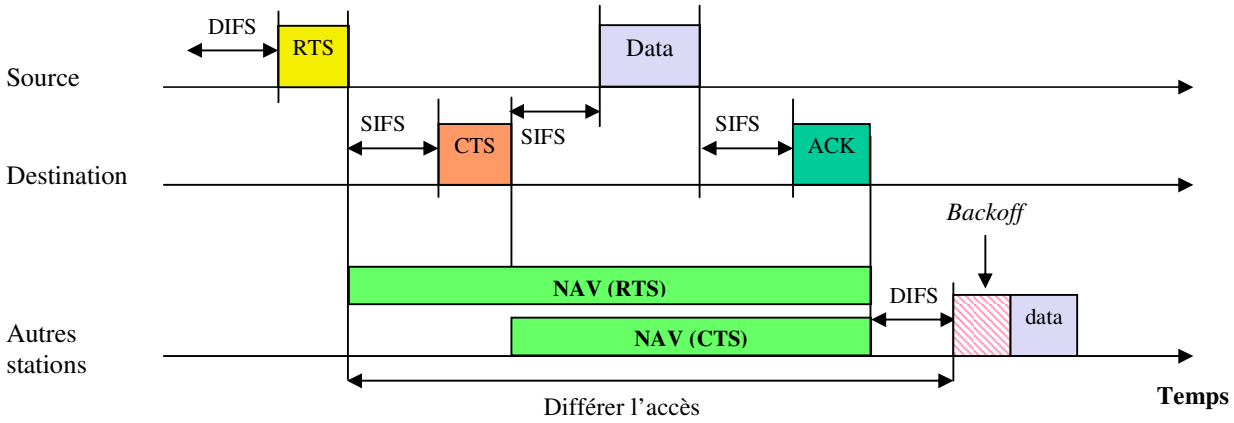


Figure 3.18. Le mécanisme du NAV.

[MOH 98, AMI 00] ont montré par le calcul et des simulations que le surcoût en terme de débit des RTS/CTS est plus que compensé par le gain qu'ils procurent en évitant des collisions à répétition. Dans les réseaux avec infrastructure, le mécanisme RTS/CTS fonctionne généralement bien, même s'il mène dans quelques situations à des iniquités dans les accès au médium ou à des situations de blocages [BHA 98, KAN 02,], lorsque la charge du réseau devient importante [RAZ 07].

Plusieurs variantes plus performantes exploitant ce mécanisme ont été étudiées, certaines peuvent être consultées dans [BHA 94, BHA 96, VEL 3w].

3.3 Le problème du terminal exposé

Le problème du terminal exposé apparaît dans des configurations comme celle présentée sur la figure 3.19. Ici, les stations B et C désirent émettre respectivement vers A et D. En suivant le mécanisme DCF, celui qui a tiré le plus petit *backoff* accède au canal et envoie sa trame, alors que l'autre détecte l'activité et procède au report. Cependant, les deux communications peuvent avoir lieu simultanément, car elles n'ont pas d'influence au niveau des stations destinatrices. Si B et C émettent en même temps, le signal de B reçu au niveau de A est largement supérieur à celui de C reçu au niveau de A, ce qui est suffisant pour une réception

correcte du signal de B. La situation est symétrique au niveau de la station D, qui reçoit correctement la trame de C, malgré le léger bruit venant de B. Dans une situation comme celle-ci, le mécanisme DCF (le CSMA) limite donc inutilement l'accès au médium du réseau. Dans le cas où le problème du terminal exposé n'est pas fortement optimisé, le médium risque d'être sous-utilisé. On peut noter que certains travaux s'intéressent au problème, notamment [VEL 3w] qui propose l'utilisation d'un mécanisme de RTS parallèle pour le résoudre en partie.

Figure 3.19. Phénomène du terminal exposé.

3.4 L'effet de capture

L'effet de capture désigne la capacité d'un équipement de transmission sans fil à recevoir correctement un signal lors d'émissions simultanées [LEE 76]. Des modèles ont été proposés pour le représenter dans [DAV 80, ARN 87, PRA 95, CHE 98]. A priori, cet effet améliore les performances des méthodes d'accès au médium [HAD 02b], cependant il peut introduire des phénomènes d'iniquité, en privilégiant toujours les mêmes stations [ZHA 91].

Dans [ZHA 02], les auteurs présentent les probabilités de capture sous plusieurs hypothèses. [KIM 99] étudie les effets de capture pour un réseau local sans fil en présence des *multipath fading*, évanouissement du signal *(shadowing)*, et effet d'aveuglement *(near far effect)*. [HAD 02a] analysent aussi l'effet de capture sur le débit théorique et sur les délais dans une cellule 802.11b pour les deux modes, infrastructure et ad hoc. Dans un autre document [HAD 02b],

les auteurs estiment l'influence de l'effet de capture sur la méthode DCF au sein d'une même cellule.

3.5 Le débit utile 802.11b

Dans nos travaux, nous nous sommes intéressés principalement à la technologie IEEE 802.11b. Il est donc nécessaire de clarifier la manière dont cette norme calcule le débit maximum. En effet, le débit annoncé pour une communication (1,2, 5.5, 11 Mbps) est le débit au niveau physique, ce qui est très supérieur au débit utile au niveau applicatif.

Lors de l'émission, des entêtes de niveau physique et MAC vont être ajoutés aux données à envoyer. Ces entêtes dans 802.11b ne sont pas transmis au même débit que le reste de la trame. L'entête physique est transmis à un débit de 1 Mbps afin d'assurer qu'il soit bien reçu par n'importe quelle station utilisant une version compatible avec la version d'origine de 802.11. L'entête de niveau MAC peut être transmis au même débit que les données.

Les trames de contrôle (ACK, RTS, CTS) sont transmises à des débits compatibles par l'ensemble des stations. La valeur retenue est de 2 Mbps pour ces trames, en la diminuant à 1 Mbps lorsque l'on constate des taux d'erreurs trop importants. Cependant, certains produits commerciaux ont choisi de les transmettre à 11 Mbps pour assurer un meilleur débit au niveau applicatif. De la même manière que les trames de contrôle, les trames diffusées sont envoyées à un débit supporté par l'ensemble des stations. C'est donc le plus souvent le débit de 2 Mbps qui est retenu pour la diffusion. Il faut cependant noter que les trames de contrôle ainsi que les trames diffusées sont soumises à l'encapsulation de niveau physique et donc leur entête physique est transmis à 1 Mbps.

En se basant sur ces particularités ainsi que sur les valeurs définies dans la norme pour les différents temps d'attente, il est possible de déterminer un débit maximum théorique au niveau

applicatif en l'absence de collisions. Les différentes valeurs définies par la norme 802.11b sont présentées sur le tableau 3.3. Ainsi, en supposant qu'il n'y a qu'un *backoff* d'une valeur égale à la moyenne entre 0 et CWmin, que les trames de contrôle sont transmises à un débit de 2 Mbps et que les entêtes MAC sont transmis au même débit que les données, il est possible de déterminer le temps nécessaire à une trame pour atteindre sa destination.

Paramètre	Taille	Durée (µs)
SIFS	N/A	10
DIFS	N/A	50
EIFS	N/A	364
Backoff	N/A	20
CWmin	31 slots	620
CWmax	1023 slots	20460
Entête physique long	192 bits	192
Entête MAC	272 bits	dépendant du débit
RTS (sans l'entête physique)	160 bits	dépendant du débit
CTS (sans l'entête physique)	112 bits	dépendant du débit
ACK (sans l'entête physique)	112 bits	dépendant du débit

Tableau 3.3. Valeurs retenues dans la norme 802.11b.

Prenons l'exemple d'une trame de 1500 octets émise avec un débit théorique de 11 Mbps. Les délais qu'il va subir sont :

- un DIFS pour accéder au réseau de : 50 µs,
- un *backoff* moyen de : 310 µs,
- la durée d'émission d'une trame: 272 bits d'entête MAC et 1 500 octets de données à 11 Mbps, soit 1116 µs, plus l'entête physique de 192 bits émis à 1 Mbps, soit 192 µs, ce qui donne un total de 1116 + 192 = 1308 µs,
- un SIFS avant de recevoir l'acquittement de : 10 µs,
- une durée d'émission d'une trame ACK avec son entête physique de : 56 + 192 = 284 µs.

Tout ceci nous donne donc un temps total de transmission de 1926 µs ce qui correspond à un débit réel de 6.23 Mbps pour un paquet IP de 1500 octets. Dans le cas d'un échange utilisant le mécanisme RTS/CTS, le temps nécessaire à l'envoi d'une trame de même taille est égal à 2657 µs, ce qui correspond à un débit réel de 4.62 Mbps.

Plus d'information sur les débits théoriques de 802.11 des diverses extensions sont disponibles dans [JAN 03].

3.6 Partage du canal entre des flux à débits différents

L'utilisation des différents débits que propose 802.11 peut conduire à des performances moindres. Lorsque des stations implémentant 802.11 rencontrent de forts taux de pertes, la norme leur recommande de réduire leur débit d'émission (plus le débit est bas, plus le signal est résistant aux interférences et est compréhensible loin de l'émetteur, car cela revient à augmenter Es/N_0). Dans le cas des réseaux en mode infrastructure, les travaux de [HEU 03] ont mis en avant que, indépendamment du taux de transmission dont peut disposer un nœud, la bande passante effective dont il dispose au niveau IP est égale à celle du nœud émettant au plus faible débit.

En effet, la méthode DCF d'accès au médium ne cherche pas à équilibrer les débits de plusieurs flux en contention, mais plutôt à donner à chaque trame des chances équitables d'être envoyée. Lorsque certaines trames sont envoyées à des débits élevés et d'autres à des débits lents, cela se traduit par une alternance plus ou moins régulière entre elles. Les stations émettant leurs trames très lentement vont donc occuper le canal pendant la majorité du temps et faire chuter le débit des autres stations qui ne prennent pourtant pas beaucoup de temps pour émettre leurs propres paquets. Ainsi, dans un environnement de compétition entre plusieurs stations, si l'une d'entre elles émet à 1 Mbps, même si toutes les autres sont à 11 Mbps, leur débit utile sera très bas. Dans un environnement ad hoc, du fait du mécanisme de

routage qui utilise en général les paquets diffusés à 2 Mbps (comme noté au paragraphe 3.3.4), beaucoup de liens ainsi découverts ne supportent pas des débits élevés (5.5 ou 11 Mbps) et s'en tiennent au débit réduit de 2 Mbps. Les trafics sur les liens où le 11 Mbps est possible sont donc le plus souvent affectés considérablement par ces autres liens plus lents.

Chapitre IV

1. Domaine de l'étude

1.1 Présentation du domaine d'application

Le travail de cette thèse rentre dans le cadre l'application générique *Waves (Wi-Fi for Automatic Guided Vehicles)*, qui sert aux membres de l'équipe Réseaux et Protocoles du LIMOS pour élaborer des études sur les communications sans fil pour les applications industrielles [HER 06, HER 04, LAF 03].

L'application générique *Waves* est concentrée sur l'utilisation de mobiles guidés automatisés ou AGV *(Automated Guided Vehicles)*. Chaque mobile est un équipement autonome qui peut se déplacer, pour réaliser différentes tâches. Ce type d'équipements est généralement utilisé dans un contexte industriel ou en milieu hostile: robots d'intervention en milieu dangereux, convoyeurs de bagages, supports de montage dans une chaîne.

Les performances globales d'un tel système dépendent de la mobilité et de la vitesse de déplacement des mobiles, mais aussi du mécanisme de guidage utilisé : repères au sol (magnétique ou optique), câbles, rails, etc. Ces mécanismes génèrent des limites qui peuvent avoir un impact sur le choix et la complexité des missions susceptibles d'être exécutées par ces entités.

1.2 Projet WAVES

Le but du projet *WAVES* est de permettre le radio pilotage d'un tel système en faisant communiquer les différents équipements grâce à une solution sans fil [LAF 03]. Les mobiles peuvent être des chariots transportant des bagages ou des marchandises dans un entrepôt, capables de coopérer avec d'autres chariots ou des balises en échangeant des informations (voir la figure 4.1) [BEN 05].

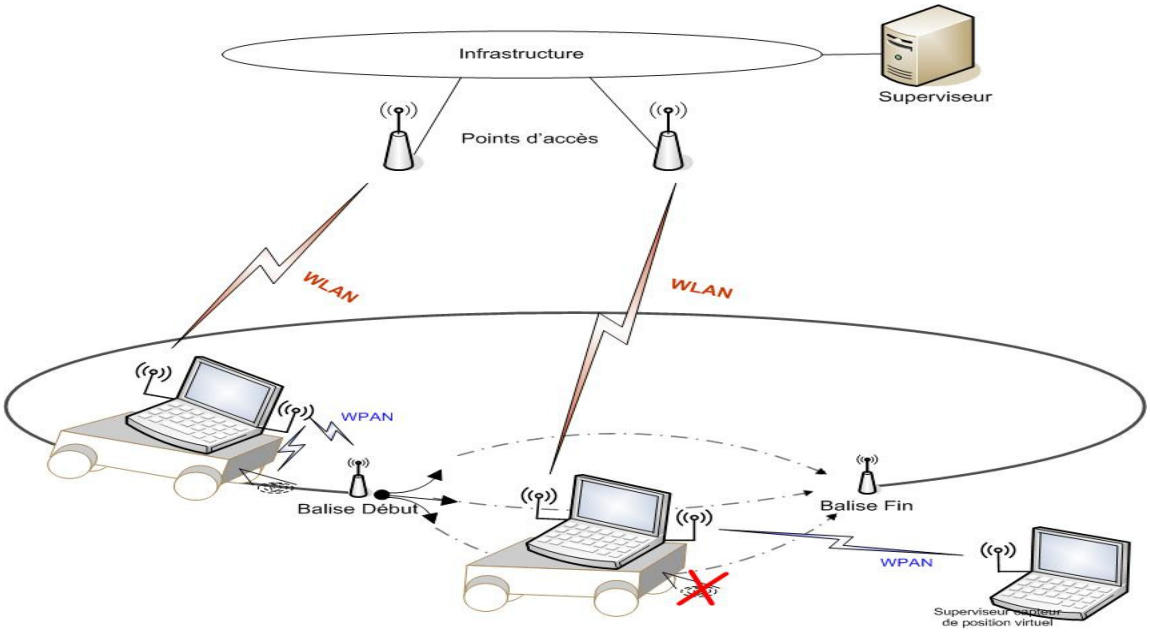


Figure 4.1. Communication dans le projet Waves [LAF 03].

Toute activité nécessite un ensemble d'informations, trois types d'informations sont échangés entre les différents éléments :

• Les informations de supervision : ce sont les informations échangées entre les mobiles et un système de gestion le plus souvent localisé en un poste de pilotage (aussi appelé unité de supervision). Ces informations peuvent être les instructions destinées aux mobiles et nécessaires à la réalisation de leurs tâches. Il peut aussi s'agir d'informations des mobiles destinées au superviseur pour rendre compte de l'état d'avancement de leur activité.

• Les informations de coopération : ce sont les informations nécessaires à la mise en œuvre d'une coopération entre mobiles. Elles permettent aux mobiles d'interagir dans la réalisation d'une mission commune. Divers exemples peuvent être donnés pour illustrer ce type de trafic, parmi lesquels on peut citer le besoin d'utiliser une ressource partagée (accès à un passage étroit, déplacement d'objets lourds, etc.).

• Les informations locales : ces informations concernent les échanges entre mobiles et d'autres dispositifs de l'installation pour gérer une action ou un événement local. Par exemple, c'est le cas lors de l'ouverture d'une porte, de l'appel d'un monte-charge, ou l'activation de l'aiguillage sur un rail.

1.3 Les solutions envisagées

L'utilisation de moyens de communication sans fil s'impose afin de répondre aux besoins des applications que nous venons d'évoquer. Pour le projet, plusieurs solutions issues des technologies existantes et qui assurent la couverture d'une zone géographique importante ont été examinées.

La norme HiperLAN n'a pas été retenue à cause de la non-existence de produits commercialisés [HiperLAN 96]. Bluetooth a été rejeté aussi à cause de la petite taille de ses cellules et de ses limites en connectivité. La solution retenue est l'utilisation des produits issus de la norme IEEE 802.11, leur fonctionnement dans le mode infrastructure convenant parfaitement aux applications décrites dans le projet *WAVES*.

En effet, la norme IEEE 802.11 offre une couverture cellulaire importante capable d'accueillir un nombre important de stations par point d'accès. Toutefois, des études ont montré que pour assurer des temps de communication corrects dans une topologie avec infrastructure, un nombre maximum de stations, n'excédant pas une vingtaine, est recommandé [LAF 03]. Cela s'explique par le fait que dans une solution avec infrastructure, les communications entre entités doivent nécessairement passer par au moins un point d'accès. Son rôle est essentiel, car il lui incombe d'interroger toutes les stations qui lui sont affiliées et de satisfaire leur demande dans des délais courts.

1.4 Choix d'une solution simulée

Pour faire l'analyse et l'évaluation des performances des solutions proposées, il serait particulièrement intéressant de disposer d'un site industriel afin que les résultats obtenus et les conclusions avancées soient issus de mesures réelles. Seulement, avoir un site industriel à sa disposition relève très souvent de l'impossible, car aucun industriel n'autorisera l'accès à ses installations sans avoir obtenu au préalable des garanties de sécurité à tous les niveaux (activité de production, sécurité du personnel, impact sur l'installation, etc.).

Dans le processus de développement de protocoles réseaux, d'autres méthodes d'évaluation sont aujourd'hui utilisées autres que les mesures : les méthodes analytiques et la simulation. Cette dernière, s'impose comme la technique la plus utilisée pour évaluer les performances des systèmes de communication.

La simulation est plébiscitée par la communauté scientifique, car elle a l'avantage de reposer sur des modèles validés, ou au moins reconnus. Elle permet aussi de parvenir à des observations plus approfondies qui ne peuvent être obtenues avec les autres solutions. La simulation représente un moyen utile pour prédire et comparer les performances d'un système sous plusieurs configurations. Un atout majeur de cette technique est sa flexibilité, qui permet de faire des observations sur des scénarios difficilement réalisables dans une expérimentation réelle, le plus souvent pour des raisons de coût.

1.4.1 Choix d'un outil de simulation

Pour simuler des réseaux sans fil, plusieurs outils qui proposent de bonnes fonctionnalités et qui sont reconnus par la communauté scientifique sont disponibles. Parmi ceux les plus utilisés on peut citer OPNET [OPNET 02], NS2 [NS-2], QualNet [QUA 01] ou encore GloMoSim [GloMoSim].

Ce sont là des simulateurs dits à événements discrets, qui se caractérisent par des changements d'état (suite à des événements) qui consistent à reproduire le comportement du système complet. Ils sont dits discrets, car ces événements se produisent à des instants répartis de façon discrète sur l'axe du temps.

La simulation des protocoles nécessite une modélisation complète des piles protocolaires, allant du trafic applicatif aux liaisons physiques. Plus ces modèles sont précis, plus les résultats obtenus seront pertinents. Malheureusement, le temps nécessaire pour définir ces modèles peut être relativement long et fastidieux. Les simulateurs cités précédemment fournissent des résultats en faisant circuler des paquets à l'intérieur de ces piles décrivant leurs comportements.

1.4.2 Critiques sur les résultats de simulation

Pour que la simulation soit utile, il est nécessaire que le comportement simulé soit similaire au comportement réel. Il est possible aussi que le modèle ou l'application simulée s'appuie sur des modèles déjà existants, il est donc crucial que l'implémentation de ces modèles dans le simulateur soit correcte. Un autre aspect à ne pas négliger est la crédibilité des résultats obtenus par les techniques de simulations [DAR 99, JOH 99, TCL 00]. L'étude de Pawlikowski [PAW 02] porte sur cet aspect. En ce qui concerne les réseaux sans fil, la confiance aux résultats de simulation est aussi remise en question [LUC 03, HEI 01b].

Dans le cadre de simulations de réseau sans fil, Heideman et al ont été les premiers à regarder les effets des détails et à évaluer leur impact sur les résultats obtenus par simulation. Toutefois, ils ne parviennent pas à quantifier ces effets [HEI 01a]. Dans d'autres travaux, ils expliquent que, traditionnellement, les protocoles sont définis seulement à des niveaux qui permettent d'obtenir des performances raisonnables. Cela signifie que de nombreuses

décisions d'optimisations sont laissées au concepteur de protocoles [HEI 01b]. Or, dans la plupart des cas, des décisions différentes conduisent à des performances très différentes.

Par ailleurs, Kurkowski [KUR 05] révèle que la négligence des chercheurs dans l'initialisation des paramètres de simulation peut être une source d'erreur. Ils montrent qu'une variation légère de ces paramètres peut donner des résultats très différents.

Un autre problème réside dans le fait que chaque protocole qui est en cours d'évaluation est modélisé de façon détaillée, alors que ses interactions avec les autres couches sont souvent négligées ou non prises en compte. C'est le résultat auquel est parvenu Perkins et son équipe [PER 00]. Ils ont comparé quelques protocoles de routage et essayé d'identifier les différents paramètres de la couche MAC qui pourraient avoir une incidence sur leurs comportements. Ils font observer que l'interaction entre la couche réseau et de la couche MAC pouvait avoir un impact significatif sur les performances. Ils suggèrent qu'une attention particulière soit accordée à ces interactions lors de la conception de protocoles.

Rares sont aussi les études qui comparent le comportement des protocoles et de leurs implémentations sur des outils différents. Dans [CAV 02] les auteurs ont démontré qu'un même scénario de simulation pouvait donner des résultats significativement différents selon le simulateur utilisé. Ils présentent les résultats de simulation d'un simple algorithme de diffusion avec trois simulateurs très utilisés, NS-2 [NS-2], GloMoSim [ZEN 98] et OPNET [OPNET 02]. Bien qu'ils montrent que les résultats donnés par ces outils contiennent des différences non négligeables, souvent même incomparables, ils ne cherchent pas à expliquer les raisons de ces différences. Ils suggèrent que cela est dû à une mauvaise modélisation de la couche physique ou à différents niveaux de détails des modèles implémentés.

Takai et al. [TAK 01] présentent un ensemble de paramètres de la couche physique qui ont une grande importance lors de l'évaluation des performances des protocoles des couches supérieures. Ces paramètres incluent la longueur des préambules, la puissance du signal reçu, le *path loss*, les interférences, le bruit et la mobilité. Leur étude sur NS-2 et GloMoSim conclut que ces paramètres affectent les performances d'un protocole même si celui-ci n'est pas adjacent à la couche physique.

1.5 Paramètres de la couche physique influençant la simulation

L'hypothèse classique et simpliste de supposer que la couche physique fonctionne correctement et n'a pas d'effet sur le comportement des protocoles n'est pas toujours vraie [TAK 01, ZOR 95]. Les résultats de [HSU 03] indiquent que la précision du modèle a un impact très significatif sur les résultats de simulation, surtout pour les réseaux sans fil, la négliger n'est pas une bonne solution. Voilà la liste des paramètres :

1.5.1 Entête et préambule de la couche physique

La longueur du préambule et l'entête de la couche physique ont un effet non négligeable sur les performances des protocoles de couches supérieures. Cela est particulièrement vrai pour les communications radio, car les protocoles ont souvent besoin de longs préambules pour connaître l'état du canal ou pour se synchroniser avant chaque transmission. La norme 802.11 définit un préambule qui nécessite 192 μs, indépendamment du débit utilisé. Les en-têtes et préambules sont transmis au plus bas débit (1 Mbps) utilisant la modulation DBPSK *(Differential Binary Phase Shift Keying)*. Dans une simulation, si le débit le plus élevé (11 Mbps) est utilisé pour le préambule et l'entête physique, leur transmission ne nécessitera alors que 17.45 μs, soit 11 fois moins que le temps réellement nécessaire [PAG 01]. Cette erreur est importante si l'on considère le temps nécessaire à la transmission de paquets de données, en

particulier s'il s'agit de paquets de petite taille, comme ceux souvent utilisés dans les applications temps réel.

1.5.2 Path Loss

Un autre facteur important dans la modélisation du médium radio se situe au niveau des conditions de propagation appelées *path loss*. Là encore, on trouve différents modèles qui sont utilisés pour représenter différents environnements. Cependant, l'utilisation d'un modèle simple ou qui ne reflète pas les vraies conditions de propagation du milieu considéré risque de donner des résultats erronés. C'est le cas du modèle *Free Space*, qui permet souvent d'avoir de résultats plus optimistes que les autres modèles. Sous certains scénarios, comme le modèle génère une faible perte du signal, celui-ci risque de causer des interférences aux transmissions simultanées, et cela peut conduire à des performances simulées inférieures à la réalité.

1.5.3 Calcul des interférences

Le calcul des interférences et du bruit au niveau de chaque récepteur est un facteur critique dans la modélisation des communications sans fil, car c'est la base du calcul du rapport de la puissance du signal sur celle du bruit SNR *(Signal to Noise Ratio)* qui a un impact fort sur le taux d'erreurs par bit BER *(Bit Error Rate)*. Ces deux paramètres ont une forte corrélation avec le FER *(Frame Error Rate)* ou taux d'erreurs par trame. Ainsi, grâce à ces données le simulateur détermine la probabilité de succès ou non de la réception d'une trame. Pour une valeur donnée du SNR, deux techniques sont utilisées pour calculer la probabilité du succès de la réception. Celle basée sur un seuil et celle basée sur le BER.

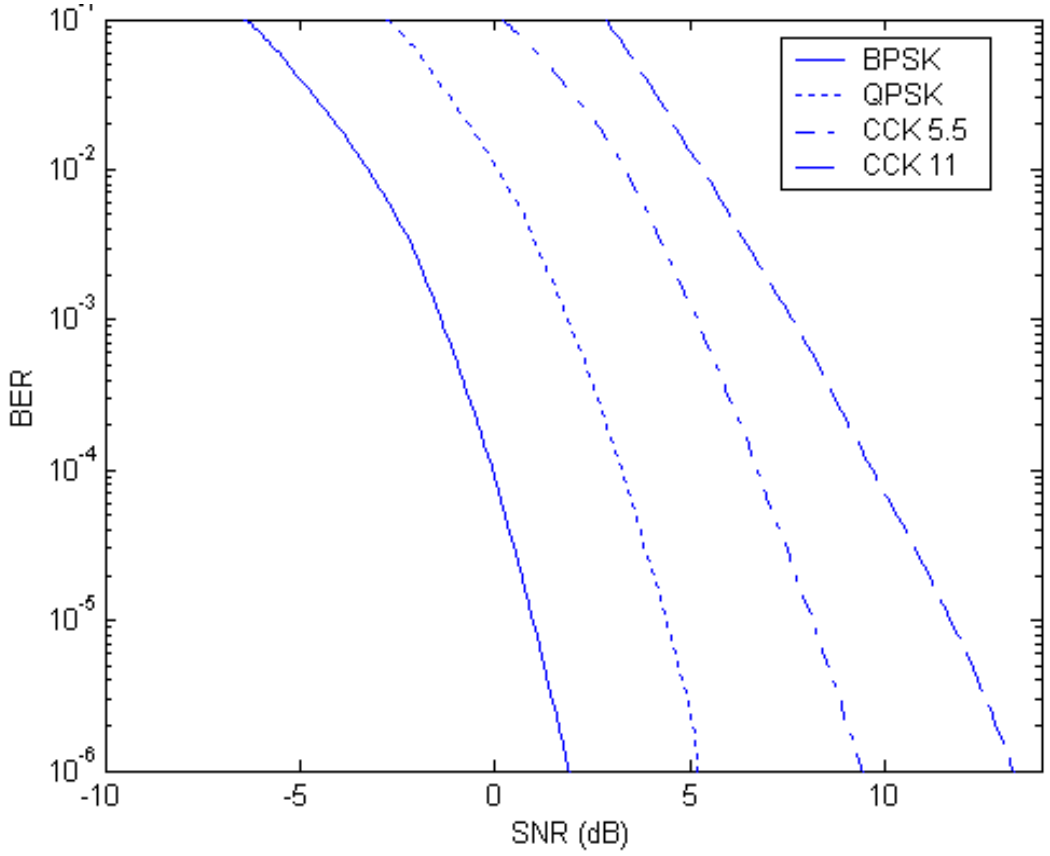


Figure 4.2. IEEE 802.11b BER vs SNR [PAV 03].

La technique à seuil utilise la valeur SNR directement en le comparant à un seuil SNR_Threshold connu et fixé. Seuls les signaux dont la valeur du SNR est supérieure à SNR_Threshold durant toute la durée de réception donnent une trame correcte.

L'autre technique basée sur le BER décide si oui ou non une trame est reçue, par l'utilisation de la longueur du paquet, du SNR, ainsi que de la modulation utilisée pour déterminer une valeur pour le BER en exploitant des fonctions comme celle donnée par la figure 4.2).

1.6 Comparaison entre GloMoSim, NS-2 et OPNET

Le tableau 4.1 résume les couches physiques disponibles dans les simulateurs GloMoSim, NS-2 et OPNET. La couche radio sur GloMoSim et NS-2 est implémentée par défaut sur une couche physique utilisant du DSSS. NS-2 utilise des paramètres par défaut d'une ancienne

version de WaveLAN [KAM 97] dont la fréquence radio est de 914 MHz. En outre, les deux simulateurs définissent deux seuils pour définir le seuil de sensibilité et le seuil de détection de porteuse.

Il existe aussi d'importantes différences dans la réception du signal et du calcul du bruit entre ces trois simulateurs. OPNET permet de calculer l'interférence et le bruit pour un signal donné à chaque fois que la puissance du bruit change, et aussi d'en déduire le BER. NS-2 ne calcule pas de la même façon, dans le cas d'interférence il utilise un seuil SNR_Threshold pour décider si un paquet est bien reçu ou non. GloMoSim comprend les deux méthodes.

Simulateur	GloMoSim	NS-2	OPNET
Interférence (SNR)	Cumulative	Compare les signaux	Cumulative
Réception du signal	BER / SNR_Threshold	SNR_Threshold	BER
Fading	Rayleigh / Rice	Non inclus	Non inclus
Path loss	Free space, Two ray…	Free space, Two ray	Free space

Tableau 4.1. Comparaisons entre GloMoSim, NS-2 et OPNET.

OPNET sera vu plus en détail dans les sections suivantes, car c'est cet outil que nous avons utilisé dans cette thèse. Un travail complémentaire a été entrepris dans l'équipe avec l'outil NS-2. Les principaux résultats sont donnés dans [FAH 08].

2. Caractérisation du canal en condition réelle

Les sections précédentes donnent un aperçu sur l'importance de la couche radio et de la façon dont le canal est modélisé dans les simulateurs. Dans cette section, nous abordons la façon avec laquelle nous avons effectué les mesures de puissances sur site, mais aussi la méthode appliquée pour obtenir à partir de ces mesures le modèle de propagation le plus approprié. Ce

modèle devra représenter les conditions de propagation telles qu'on les observe dans un site industriel que nous considérons comme représentatif.

2.1 Le site considéré

Nous avons choisi pour faire les mesures nécessaires à la simulation une zone de déploiement qui est représentative d'une activité de production ou de chaîne de montage. Il s'agit d'un hangar couvert de dimension 15 x 12 x 5 m et abritant un atelier destiné à l'apprentissage de l'automatisme, de la fabrication mécanique, et de la maintenance industrielle pour des étudiants de l'IUT d'Aubière (voir la figure 4.3) [IUT Aubière].

À l'intérieur, différentes machines et instruments de mesure s'y trouvent. Ces machines sont disposées dans l'atelier de façon à former deux lignes. Une ligne latérale constituée d'outils utilisés pour illustrer les procédés de fabrication mécanique (voir la figure 4.3), et une ligne centrale, qui constitue une chaîne de production de savonnettes (voir la figure 4.4).

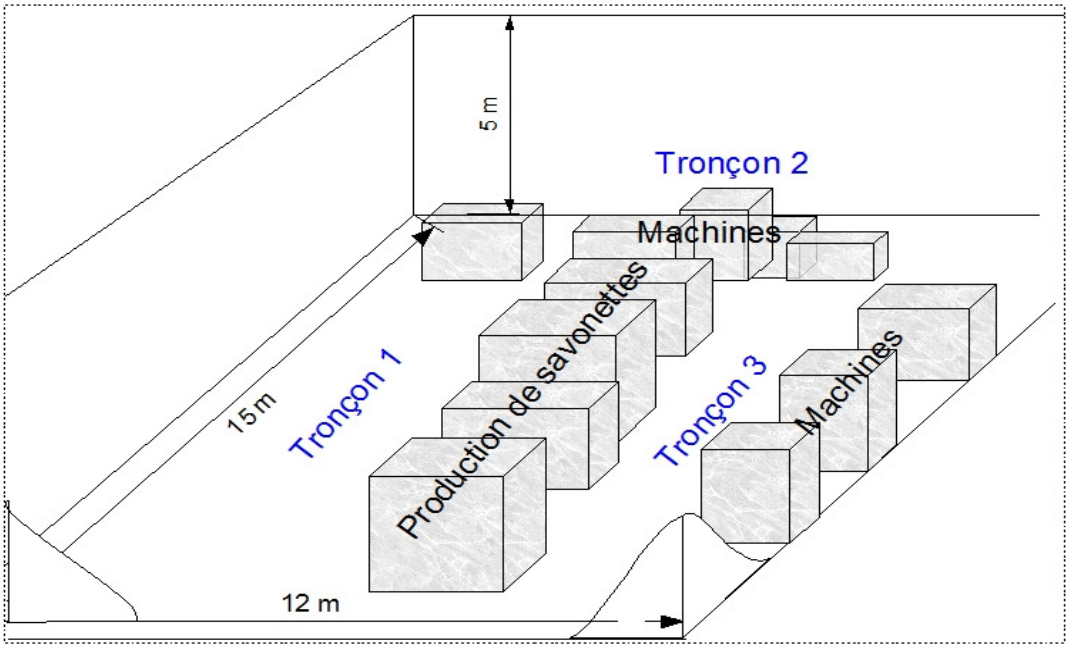


Figure 4.3. Vue générale du site de tests.

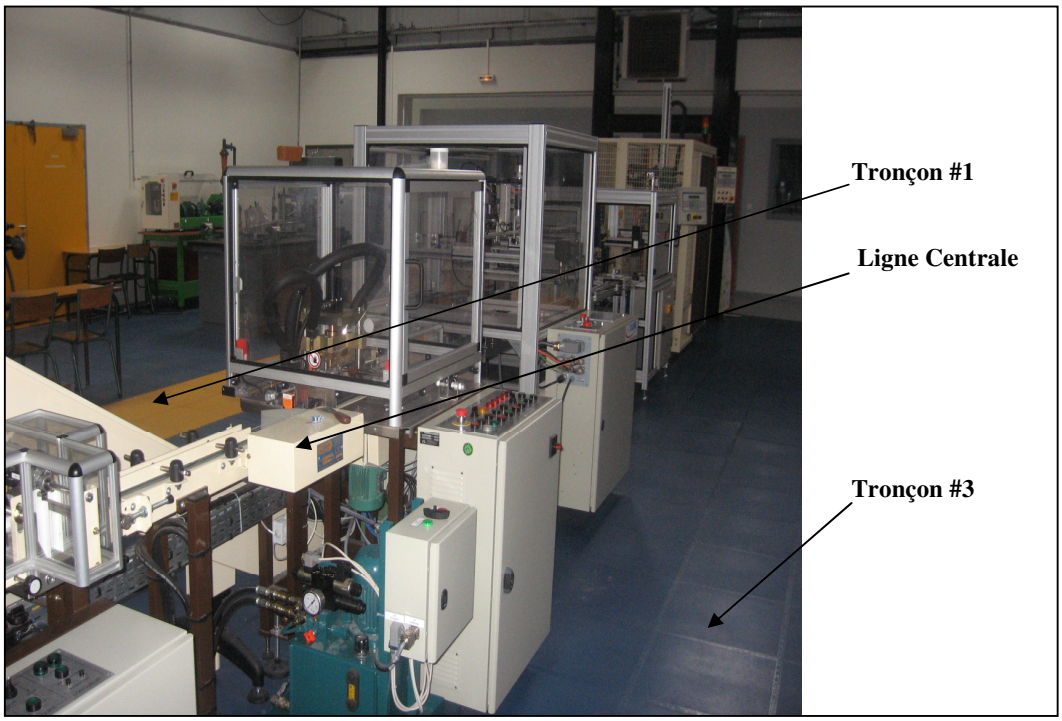


Figure 4.4. La ligne centrale et les différents tronçons.

Entre ces lignes se dessinent trois tronçons (trajectoires) qui séparent les différents blocs dans lesquels peuvent circuler les enseignants, les étudiants ou toute autre entité mobile. Les machines disposées entre ces *tronçons* constituent des obstacles pour la propagation des ondes radio entre les entités communicantes.

C'est donc dans ce site que nous allons faire les mesures nécessaires pour connaître les caractéristiques du modèle de propagation le plus approprié pour le domaine applicatif choisi. Ce modèle sera par la suite intégré et utilisé dans l'outil de simulation choisi.

2.2 Campagne de mesures

Pour réaliser nos mesures, nous utilisons trois stations, deux stations fixes et une station mobile. Une station fixe STA_H est installée à une hauteur de 2.50 m, cette position correspondant à celle que pourrait avoir un point d'accès dans une solution avec infrastructure. La seconde station fixe STA_L est placée dans la même verticale que STA_H à

50 cm du sol seulement. La dernière station STA_Mobile est déplacée sur le même plan que STA_L par des pas de 1 m.

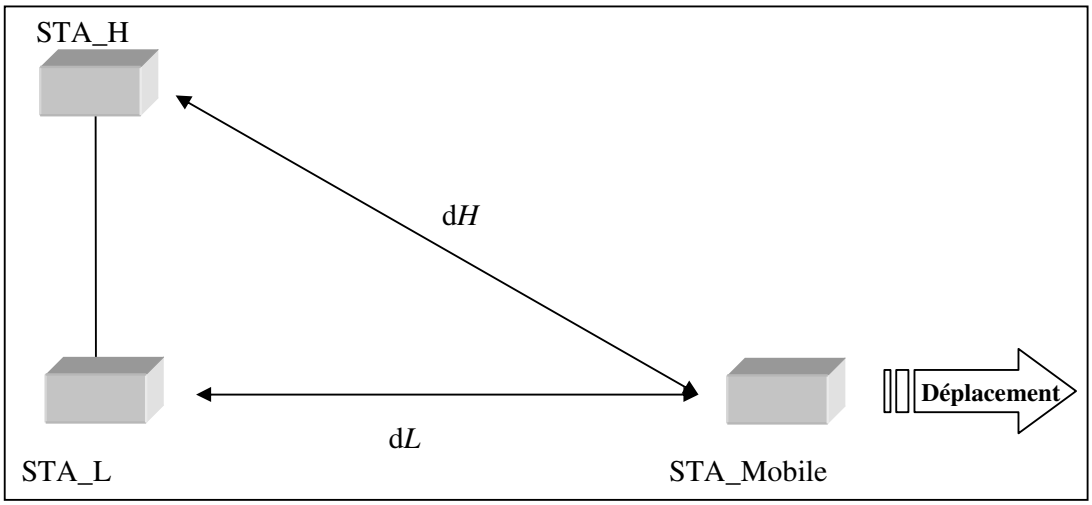


Figure 4.5. Configuration pour les mesures.

Les mesures sont faites au niveau de STA_Mobile. La grandeur mesurée est la puissance du signal reçu par cette station pour chacune des deux entités communicantes décrites auparavant. Ce schéma de communication est décrit par la configuration de la figure 4.5.

D'une part, cette configuration va nous permettre d'obtenir un modèle qui décrit les conditions de propagation à différents points dans l'atelier. D'une autre part, les positions des stations dans cette configuration ressemblent à ceux du mode infrastructure. Ce mode est la configuration recommandée pour être déployée dans des unités industrielles ou des ateliers de fabrication.

En effet, une solution avec infrastructure a beaucoup d'avantages par rapport à une solution *ad hoc*, la plus importante est qu'elle permet une plus large couverture et de meilleures conditions de communications pour les stations, car tout échange entre entités communicantes doit transiter par un point d'accès.

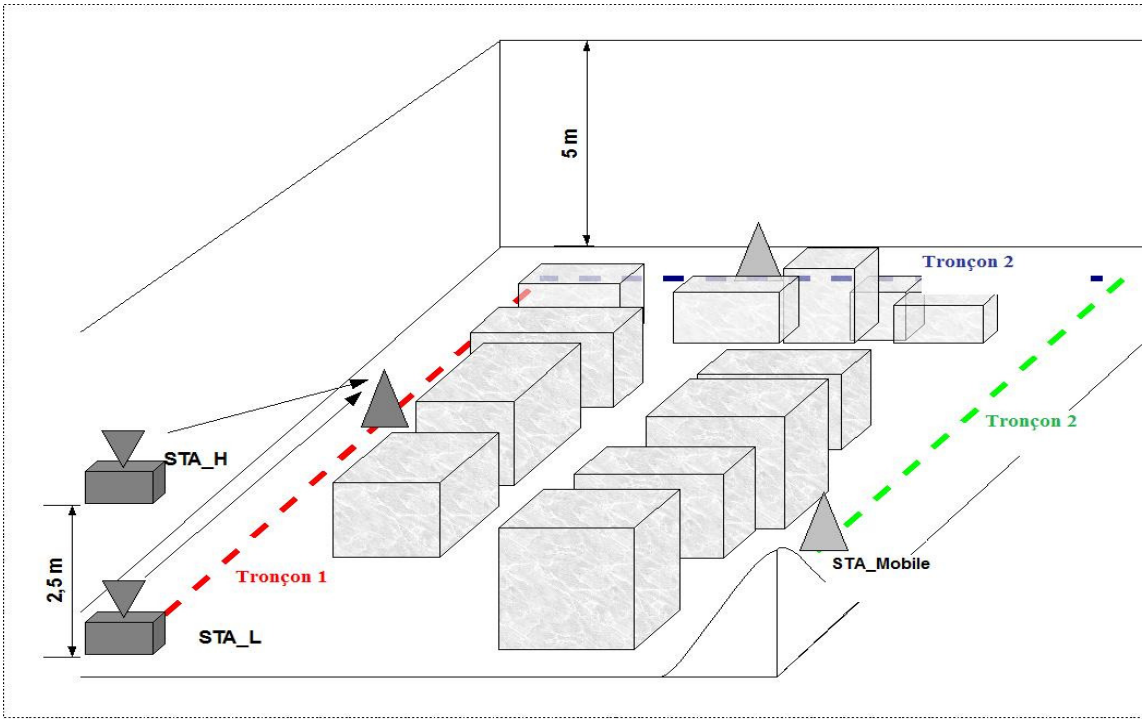


Figure 4.6. Déplacement de la station STA_Mobile.

Les déplacements de STA_Mobile se font le long des trois tronçons comme le montre la figure 4.6. Pour chaque position, STA_H et STA_L envoient 1 000 trames à destination de STA_Mobile.

Ainsi, chaque trame reçue au niveau de STA_Mobile va permettre de déduire la perte de puissances du signal qui est due à la distance et aux obstacles qui séparent les entités communicantes. Cette valeur pourra être déduite, car nous contrôlons et connaissons les autres paramètres tels que la puissance d'émission et les gains des antennes.

2.3 Outils de mesures

Les stations utilisées pour les mesures sont des ordinateurs portables qui utilisent le système d'exploitation *Linux Debian*. Ils sont aussi équipés de cartes sans fil en PCMCIA (*Personal Computer Memory Card International Association*), de marque *Belkin* et basées sur le chipset *Intersil Prism*. La prise en charge par Linux de ce type de carte se fait grâce au pilote *HostAP*

développé par Jouni Malinen [MAL 02]. *HostAP* est un pilote Linux pour les cartes réseau 802.11 basées sur les chipsets Prism 2/2.5/3, et qui permet de faire fonctionner une carte réseau sans fil en mode station. De plus, ce pilote permet d'octroyer aux cartes les fonctionnalités d'un point d'accès. Ce mode de fonctionnement transforme une machine Linux quelconque équipée d'une carte réseau sans fil *Prism*, en un point d'accès logiciel. *HostAP* permet l'accès à plusieurs paramètres de configuration et statistiques sur le trafic dans la cellule (Annexe A).

Les applications utilisées ont été développées à partir des fonctionnalités des *Linux Wireless Tools* et *Linux Wireless Extensions*, qui sont un projet porté principalement par Jean Tourhilles [TOU 96a, TOU 96b]. Ces API génériques permettent aux utilisateurs d'avoir accès aux informations du pilote et de la carte, ainsi qu'à la configuration et aux paramètres des interfaces sans fil. Elles mettent à disposition des commandes permettant de manipuler les caractéristiques des cartes. La fonctionnalité la plus importante pour nous est qu'elles permettent de connaître la puissance et la qualité du signal reçu par les stations, ces informations peuvent être lues directement du fichier */proc/net/wireless* comme le montre la figure 4.7.

```
# cat /proc/net/wireless
Inter-|sta|  Quality    |  Discarded packets
 face |tus|link level noise| nwid crypt  misc
  eth2: f0   15.  24.    4.   181     0     0
```

Figure 4.7. Exemple des informations données par les cartes.

2.4 Mesures obtenues

Les mesures réalisées le long des trois tronçons sont présentées dans la figure 4.8. Cette figure représente la puissance du signal reçue par STA_Mobile en fonction de la distance qui la sépare des stations STA_H et STA_L. On constate clairement que la distance entre les

stations est le facteur le plus important. Lorsque cette distance croit, la puissance du signal reçu diminue. La pente de la courbe permet de définir les caractéristiques du modèle *path loss* du milieu.

Si l'environnement était connu parfaitement et si le problème de propagation était résolu pour chaque position du récepteur, il serait possible d'obtenir la courbe de puissance précise [CHE 04]. Connaître parfaitement l'environnement n'est cependant pas possible et même si cela avait été le cas, la prédiction de la puissance reçue en tout point d'une cellule autour d'une station de base représenterait un travail gigantesque impossible en pratique [POU 03].

Ainsi, le *path loss* pourra être défini à partir de la décroissance globale du signal et en considérant *Pr* comme la puissance reçue moyennée pour une distance d. Le signal reçu va osciller autour de cette valeur moyenne. Ce type de fluctuation qui est le *shadowing,* provient de l'effet des obstacles situés entre le récepteur et l'émetteur.

Dans les courbes a, b et c de la figure 4.9, nous avons utilisé la valeur moyenne des mesures sur les différents tronçons pour les comparer aux modèles les plus utilisés dans les simulateurs. Ces modèles sont le modèle *Free Space,* qui est utilisé souvent comme modèle par défaut, et le modèle *Log-distance Path Loss* (cf chapitre II, **2.4.1.3**) avec un coefficient d'affaiblissement de n=4 (valeur conseillée pour un environnement clos comprenant des obstructions).

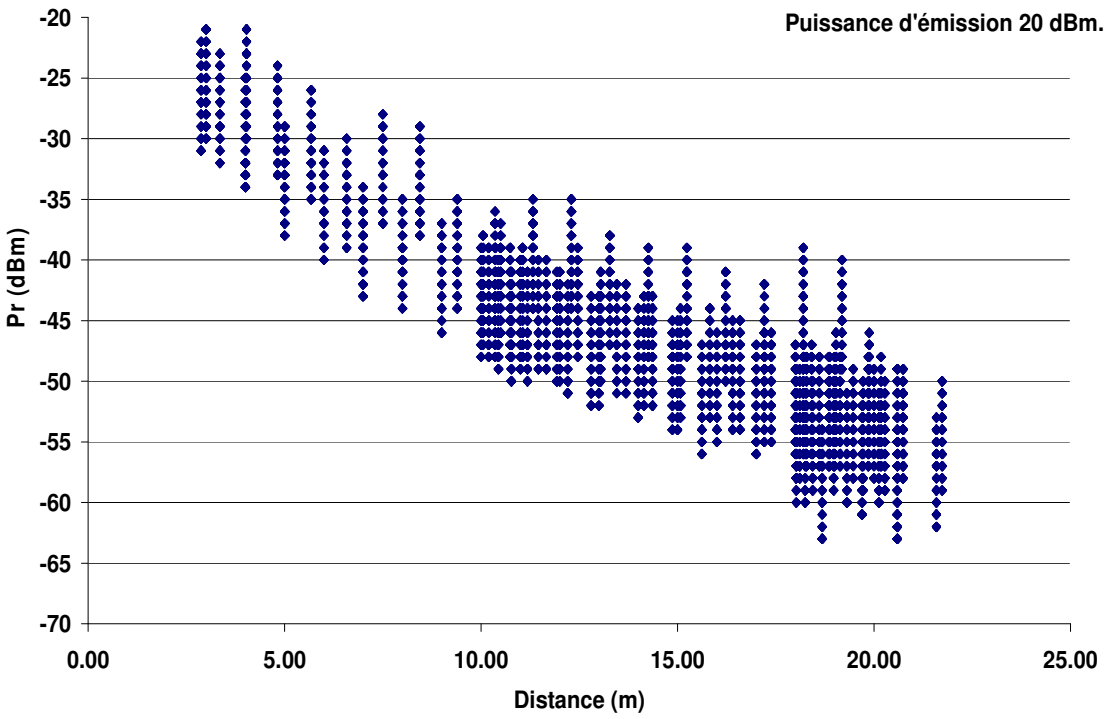
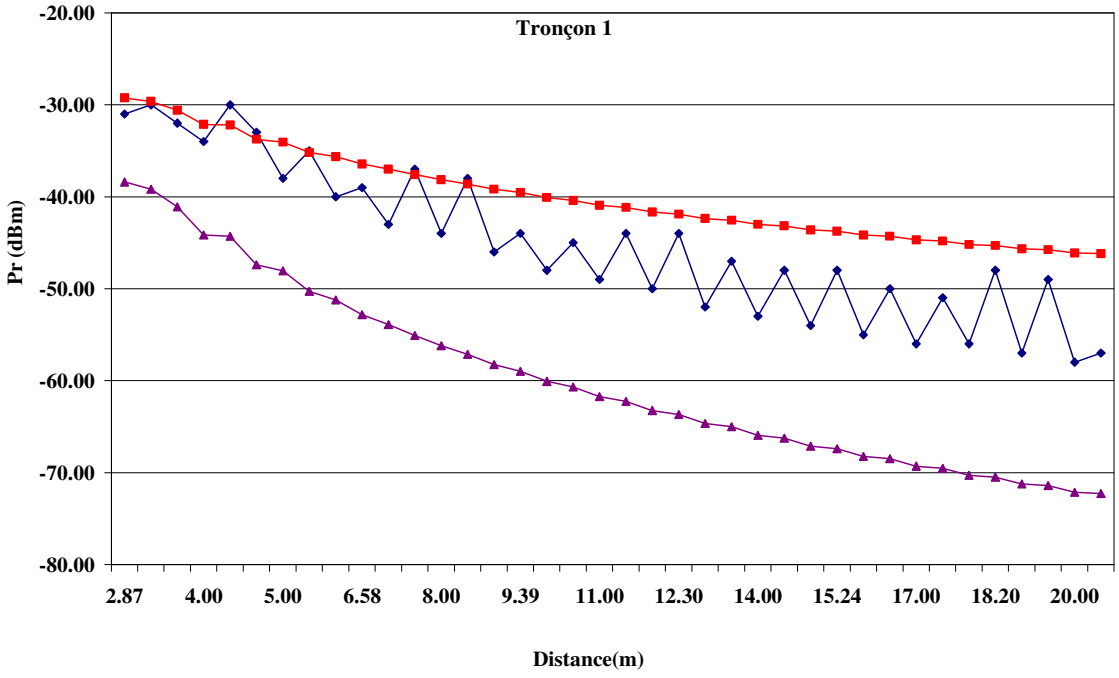
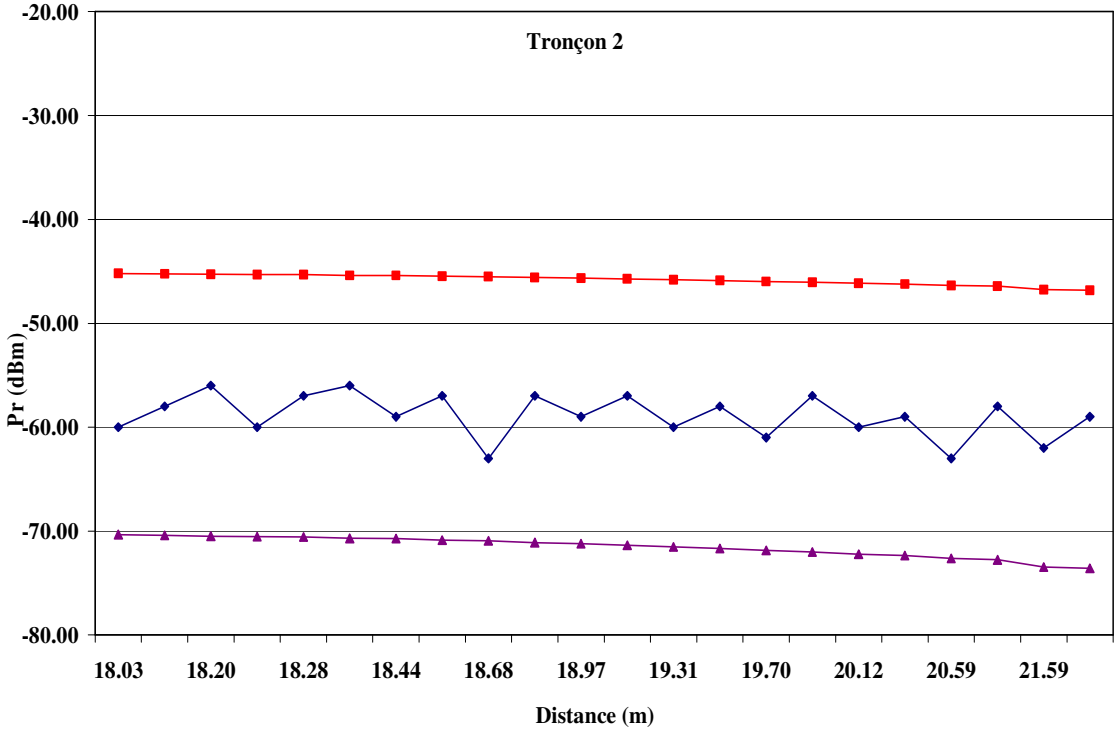


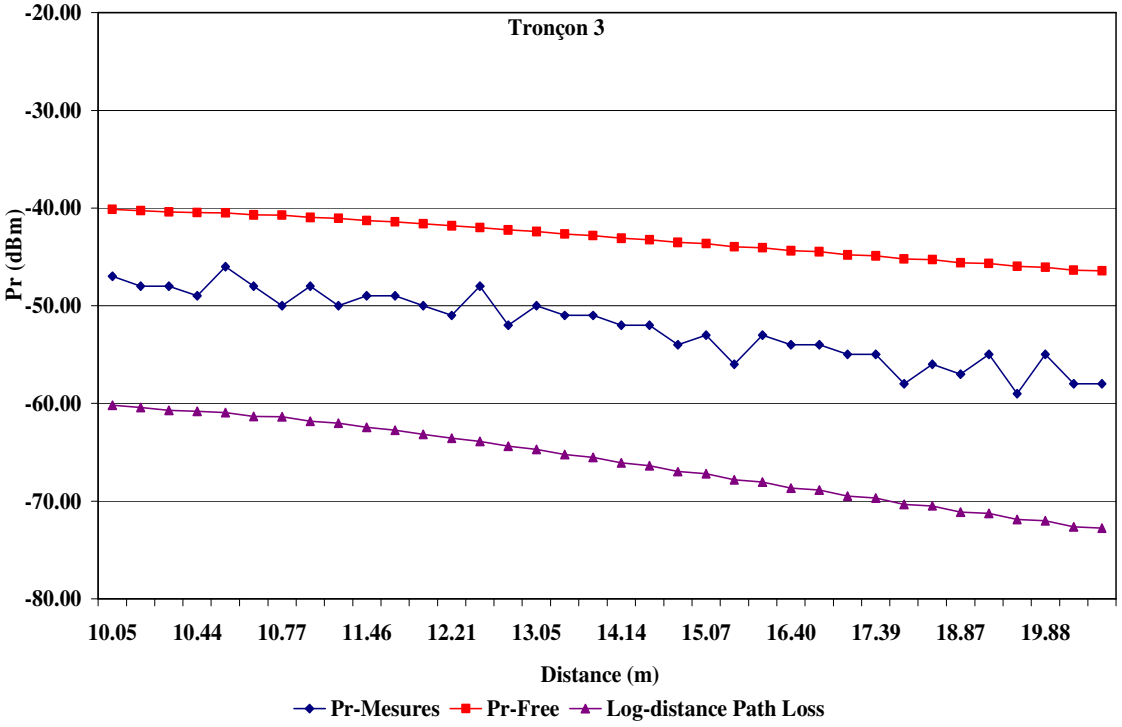
Figure 4.8. Puissances reçues.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.9. Moyenne des mesures comparées aux principaux modèles.

On remarque que sur aucun des trois tronçons de notre atelier, les deux modèles choisis ne conviennent à nos mesures. Le modèle *Free Space* qui a un coefficient d'affaiblissement $n = 2$ est un modèle très optimiste et suppose des conditions idéales de propagation, il ne reflète en rien les conditions de propagation observées dans notre atelier. Même si au niveau du tronçon 1 (cf figure 4.9 (a)) nos mesures se rapprochent un peu plus de ce modèle, la raison est que sur ce tronçon les trois stations utilisées pour les mesures sont en visibilité directe puisqu'il n'y a aucun obstacle pour la transmission sur ce tronçon.

Le modèle *Log-distance Path Loss* ne convient pas non plus pour être utilisé comme modèle de référence pour notre site. À l'inverse du modèle *Free Space*, ce modèle se révèle être trop pessimiste et donne des estimations loin des mesures observées. Toute utilisation de ce modèle dans la simulation donnerait des portées de communications très faibles par rapport à la réalité et des performances moindres comparées à celles qu'on devrait avoir dans une cellule déployée dans un site industriel.

2.5 Comparaison avec le modèle ITU-R P.1238-4

L'organisme de normalisation international du domaine des télécommunications ITU *(International Telecomunication Union)* a développé un modèle applicable aux milieux confinés. Ce document est référencé sous l'appellation ITU-R P.1238 et peut être utilisé pour la bande 2.4 GHz, la formule du *path loss* peut être représentée par l'équation 4.1 [ITU P.1238]:

$$PL(d) = 20 \log (\lambda c) + 10\, n \log(d) + \mathbf{L_f}(m) - 28 + X\sigma \qquad 4.1$$

Avec

PL : *Path Loss,*

d : distance (m),

λc : Longueur d'onde en MHz,

n : Coefficient d'atténuation,

Xσ : Variable aléatoire dont σ est l'écart type,

L_f : Facteur de pénétration d'étage en fonction du nombre d'étages,

m : Nombre d'étages.

Paramètre	*Milieu résidentiel*	*Bureau*	*Milieu commercial*
n	2.8	3	2.2
L_f (m)	4 . m	15 + 4 . (m-1)	6 + 3 . (m-1)
σ (dB)	8	10	10

Tableau 4.2. Paramètres du modèle ITU-R P.1238.

Le tableau 4.2 donne les valeurs des trois paramètres du modèle en fonction du milieu dans lequel le signal se propage le milieu. Selon les catégories décrites dans ce tableau notre site pourrait être considéré comme « bureau », ainsi la valeur de *n* serait égale à 3, et l'écart type de la variable aléatoire *σ* serait égal à 10. Comme le site n'est constitué que d'un seul niveau de ce fait on peut supprimer de la formule précédente le facteur de pénétration (ce qui revient à choisir L_f (m)=0).

À l'inverse des autres modèles auxquels nous avons comparé nos mesures dans la section précédente, le modèle de l'ITU est le modèle testé qui se rapproche le plus des valeurs observées sur le site, comme le montre la figure 4.10. Bien que sur le premier tronçon nos mesures soient meilleures que celles prédites par le modèle, sur le reste du graphe le modèle se rapproche des mesures.

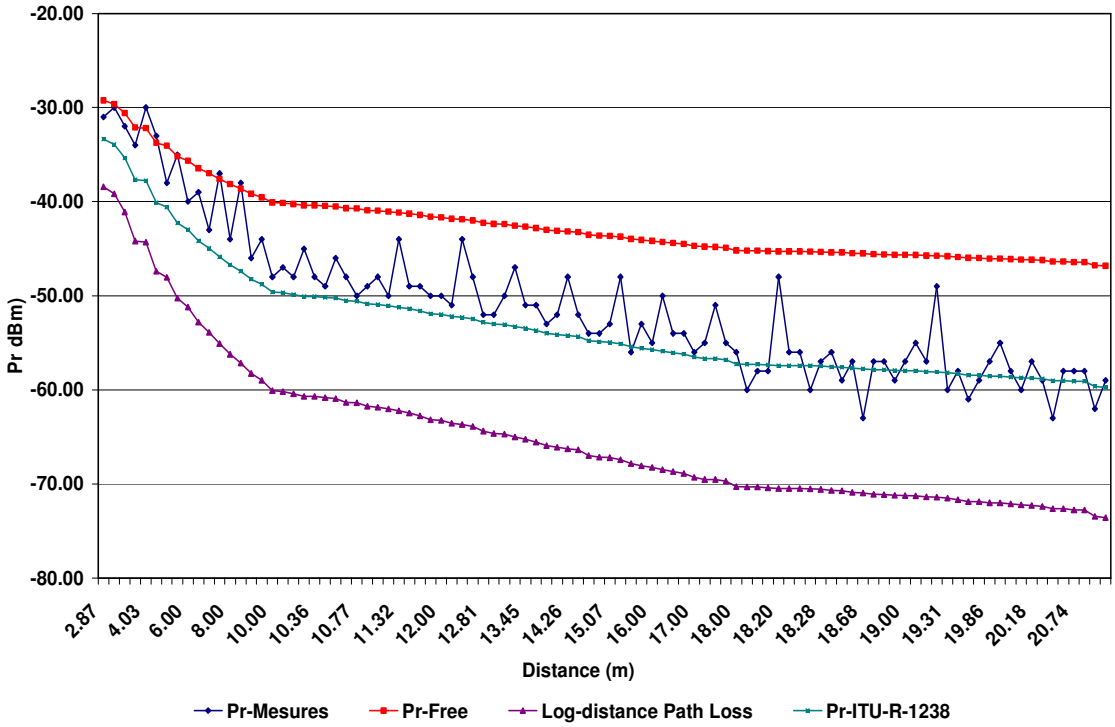


Figure 4.10. Comparaison des mesures avec le modèle ITU-R P.1238.

2.6 Procédure d'analyse

Les traitements effectués sur les mesures afin de construire un modèle sont très importants, car les performances mesurées par simulation pour un site donné reposent sur l'exactitude du modèle de propagation retenu.

Les points suivants expliquent les étapes de la procédure d'analyse que nous avons entreprise [RAP 02]:

1. Utiliser une régression linéaire pour extraire les paramètres du modèle décrivant le *Path Loss*,
2. Vérifier si la distribution des écarts entre valeurs estimées et valeurs observées suit une distribution gaussienne,
3. Calculer la moyenne et l'écart type de cette distribution.

2.6.1 La régression linéaire

L'évaluation ou plus précisément l'estimation des paramètres de ce modèle nécessite l'utilisation d'une méthode statistique prédictive appelée *régression linéaire* [ZEH 74]. C'est une méthode qui traite une grandeur mesurée *y* pour un certain nombre de valeurs d'une autre grandeur *x*, et tente ensuite de donner une représentation linéaire (voir figure 4.11) sous la forme de l'équation 4.2.

$$y = a \,.\, x + b \qquad 4.2$$

où *y* est la variable à modéliser et *x* est la variable utilisée pour déduire la valeur de y. La régression cherche à identifier la "meilleure droite" passant au travers du nuage de points. Cette droite, dite "Droite des Moindres Carrés" sera caractérisée par une pente *b* et une ordonnée à l'origine *a.* Ces grandeurs seront les deux premiers paramètres (ou coefficients) du modèle de la régression linéaire.

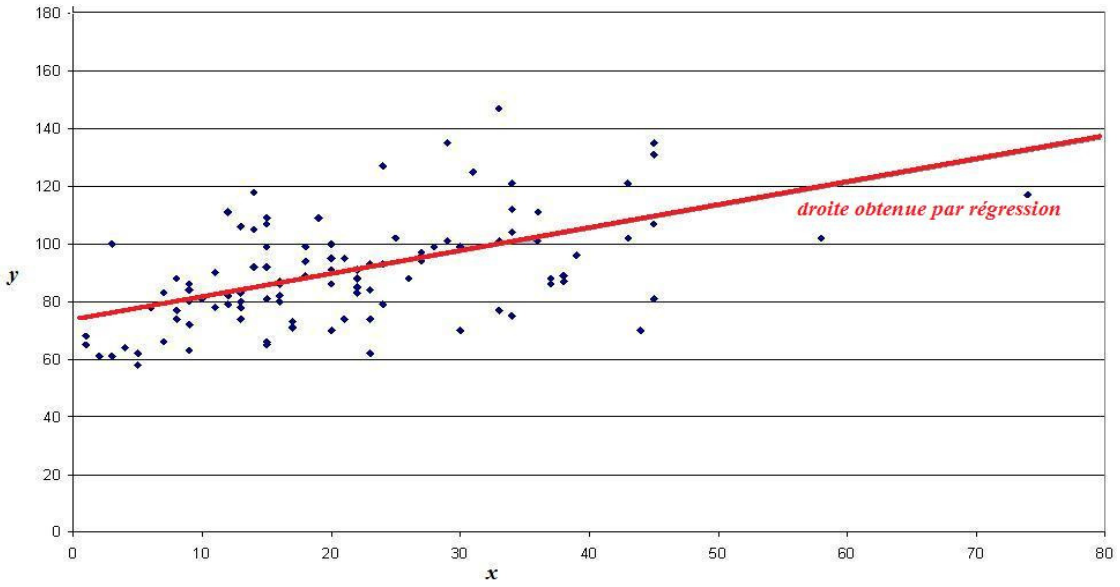


Figure 4.11. Exemple d'une régression linéaire.

Pour trouver les paramètres de la fonction du *PL (path loss)* de notre milieu, nous avons adopté le modèle du *Log-distance Path Loss*. Ce choix est dû au fait que la perte en puissance subie par le signal est une fonction qui dépend de la distance parcourue (cf section 4.5.2). De ce fait, ce modèle colle parfaitement à l'équation linéaire donnée par régression puisqu'il n'a que deux paramètres à déterminer, à savoir le coefficient d'affaiblissement *N* et la constantes $PL(d_0)+X\sigma$.

$$\Pr[dBm] = Pt + Gt + Gr - (PL(d_0) + 10\ N \log(\ d / d_0) + X\sigma) \qquad 4.3$$

Ce qui donne pour *PL* l'équation 4.4 :

$$PL[dBm] = PL(d_0) + 10\ N \log(\ d / d_0) + X\sigma = Pt + Gt + Gr - \Pr[dBm] \qquad 4.4$$

L'avantage d'utiliser un modèle ayant une composante aléatoire est qu'il peut être généralisé facilement. Cette affirmation est due au fait qu'un modèle complexe étudie la propagation en prenant en considération tous les phénomènes que subit une onde radio pour une région donnée, et dans ce cas ces modèles ne peuvent donc pas être utilisés ailleurs que pour cette région. Or, le fait que le modèle *Log-distance Path Loss* sera utilisé comme un modèle générique, dont nous ajustons les coefficients *N* et $PL(d_0)$ de l'équation 4.4.

En utilisant la régression linéaire, nous pouvons alors déduire les paramètres de la droite (*N,PL(d0)*) qui s'agence le mieux possible avec les données expérimentales en minimisant l'erreur moyenne entre la droite obtenue et le nuage de points expérimentaux. Le tableau 4.3 résume les valeurs de *N* et $PL(d_0)+X\sigma$ obtenues pour les différents tronçons tronçon1, tronçon2 et tronçon3. la valeur 20 des modèles représente la puissance d'émission.

Tronçons	*N*	PL(d_0)	Modèle
Tronçon 1	2.465	49.54	Pr = 20 – (49.54+24.65 Log10(*d*))
Tronçon 2	4.605	28.66	Pr = 20 – (28.66+46.05 Log10(*d*))
Tronçon 3	3.292	43.51	Pr = 20 – (43.51+32.92 Log10(*d*))
Tronçon 1, 2, 3	3.257	43.52	Pr = 20 – (43.52+32.57 Log10(*d*))

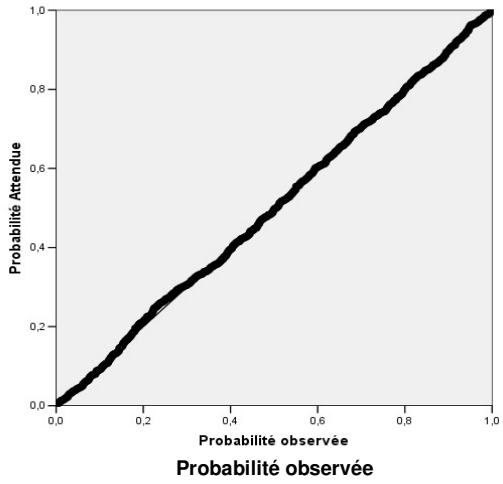
Tableau 4.3. Valeurs obtenues par régression pour les tronçons.

2.6.2 Évaluation de la moyenne et de l'écart type σ des résidus

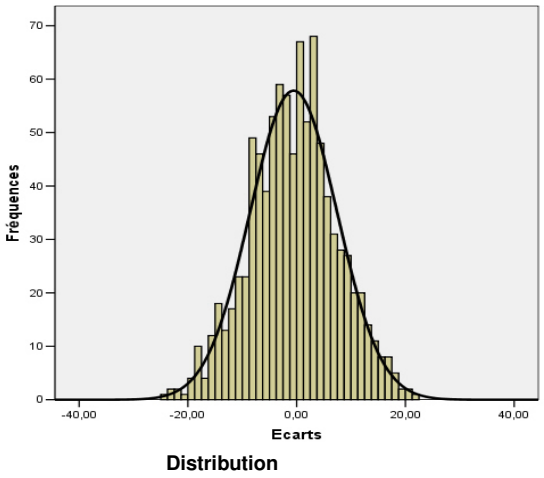
Les résidus, appelés aussi la variabilité de la puissance reçue, sont définis comme étant la différence entre les valeurs mesurées et celles du modèle obtenu par la régression. Ils sont utilisés dans la modélisation statistique afin de fournir une mesure globale de la qualité d'ajustement du modèle en cours d'élaboration [DUR 98]. Ils permettent aussi de reproduire l'effet du *shadowing* (cf chapitre 2 sections 2.4.2.1).

Comme dans [COU 98], pour vérifier si les résidus suivent bien une loi normale, nous allons utiliser une méthode graphique appelée le diagramme de Henry (ou droite de Henry). Il s'applique sur la courbe des fréquences cumulées et permet d'apprécier la congruence de la distribution des résidus à la distribution de la loi de Gauss [STA 99].

Son principe est simple, sachant que la courbe des fréquences cumulées est une droite si la distribution statistique suit une Loi Normale (courbe en forme de cloche ou courbe de Gauss). La droite de Henry correspond aux fréquences théoriques cumulées tirées de la table de la Loi Normale. Les points indiquent les valeurs des fréquences réelles cumulées pour les différentes valeurs de la variable. Si la distribution des valeurs réelles de la variable était parfaitement "normale", tous les points se trouveraient sur la droite de Henry.

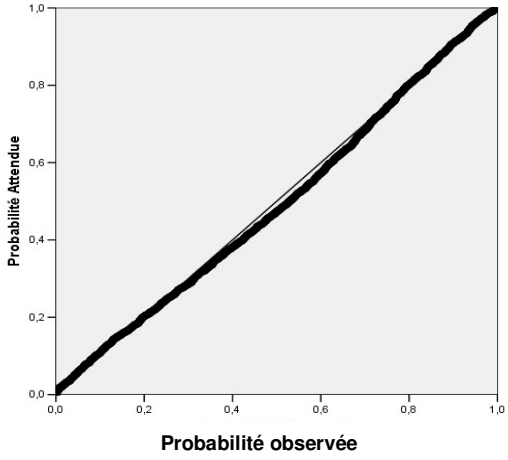


Probabilité observée

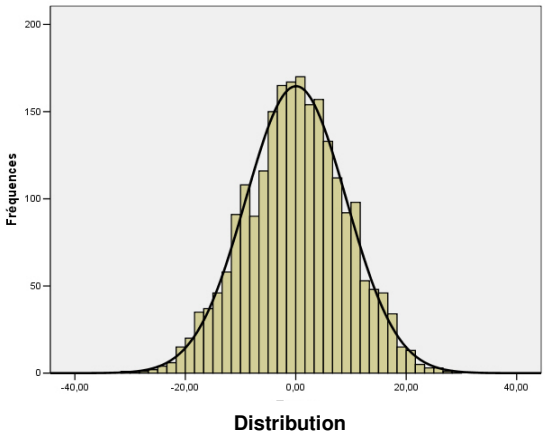


Distribution

Tronçon 1

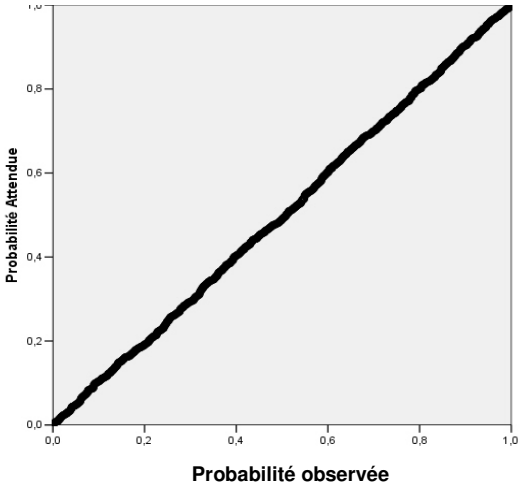


Probabilité observée

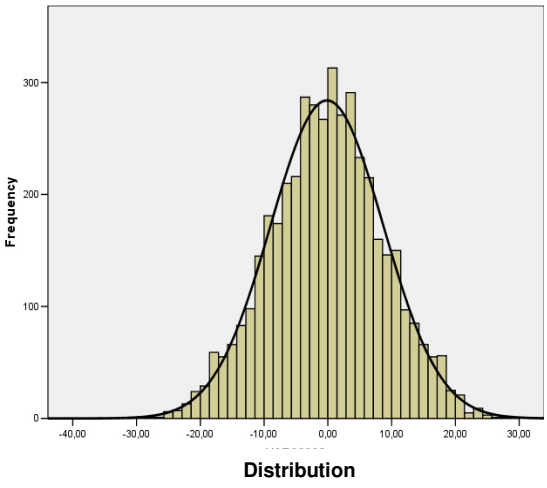


Distribution

Tronçon 2

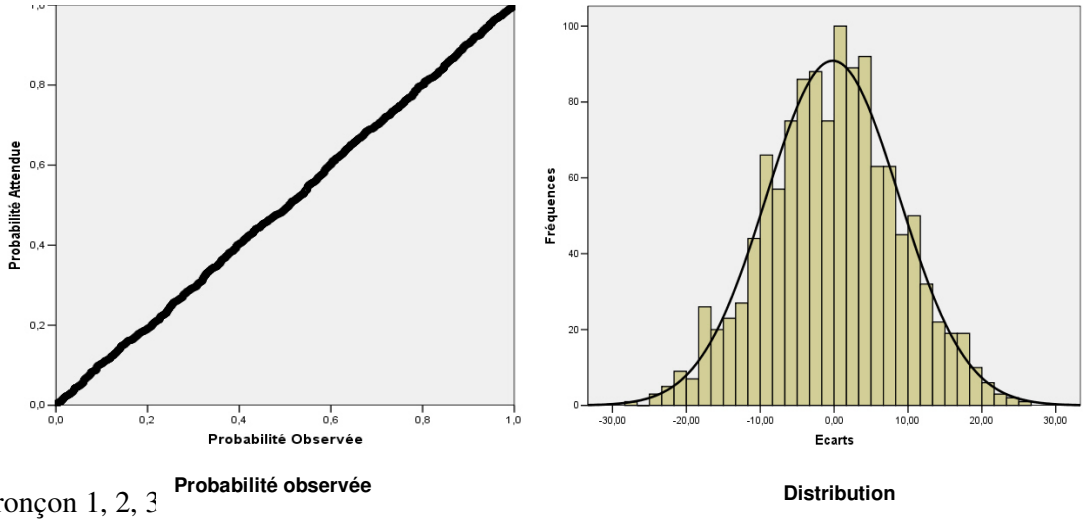


Probabilité observée



Distribution

Tronçon 3



Tronçon 1, 2, 3

Figure 4.12. Droites de Henry et distribution des résidus.

La représentation des résidus pour tous les tronçons comme montré sur la figure 4.12 permet de constater qu'ils sont sensiblement alignés avec la droite de Henry, donc il n'y a aucune raison de rejeter l'hypothèse de normalité. Toutefois, cette méthode n'a pas valeur de démonstration. Pour une décision plus approfondie, il faut la compléter par un test de normalité comme le test Kolmogorov-Smirnov [ZWI 96].

Expérimentalement, les variations de la puissance reçue autour de la moyenne suivent une loi normale exprimée en dB, de moyenne nulle et d'écart type σ. La moyenne et l'écart type ont été calculés pour l'ensemble des tronçons, le tableau 4.4 résume ces valeurs. La moyenne dans tous les cas est très proche de 0, les écarts types sont différents, mais proches.

Tronçons	Moyenne	Écart type σ (dB)
Tronçon 1	$-3.89\ 10^{-12}$	9.07
Tronçon 2	-0.01	8.00
Tronçon 3	$3.48\ 10^{-13}$	8.98
Tronçon 1, 2, 3	$1.87\ 10^{-12}$	9.04

Tableau 4.4. Moyenne et écart type des résidus.

2.6.3 Test de Kolmogorov-Smirnov

• Le test de Kolmogorov-Smirnov fait partie des tests d'ajustement, dont le but est de vérifier qu'un échantillon provient ou non d'une variable aléatoire de distribution connue. Le test consiste à comparer la distribution de fréquences relatives cumulées de la variable observée avec la distribution théorique que cette variable aurait si elle était distribuée selon cette loi. On superpose les deux distributions (observée, théorique), et on cherche là où l'écart est significativement grand comparé à une valeur critique notée dα tirée d'une table de la loi de Kolmogorov-Smirnov [WIL 01]. Cette valeur dépend de n le nombre de mesures dans l'échantillon et d'un seuil de décision ou risque.

• Si l'écart est inférieur à la valeur critique dα, on conclut que la fonction de répartition empirique suit bien la même loi que la fonction de répartition théorique.

• Si l'écart est supérieur à la valeur critique dα, on conclut que la fonction de répartition empirique ne suit pas la même loi que la fonction de répartition théorique.

Dans toute décision statistique, il existe un risque d'erreur, que nous devons fixer avant le test, c'est la probabilité de rejeter l'hypothèse alors qu'elle est vraie. Ce seuil de décision noté α, a été fixé à 1%, une valeur couramment pratiquée. Cela signifie que l'on peut avoir confiance à 99% dans le résultat du test. Pour de plus amples détails sur les tests statistiques on se référera à l' Annexe B et à [SAP 90].

Le tableau 4.5 donne les valeurs du test appliqué sur nos données pour un seuil de décision α=1%.

Pour n>100 et α=0.01, nous aurons $d\alpha = 1.629/\sqrt{n}$

Tronçon	N	d^+	d^-	|Ecart Max(d^+,d^-)|	d_α
Tronçon 1	2251	0.013	- 0.014	0.014	0.03
Tronçon 2	929	0.017	- 0.012	0.017	0.04
Tronçon 3	1228	0.014	-0.011	0.014	0.03
Tronçon 1, 2, 3	4408	0.009	-0.010	0.010	0.02

Tableau 4.5. Test de Kolmogorov-Smirnov.

Les résultats obtenus montrent que tous nos écarts peuvent bien être représentés par une variable aléatoire. Pour l'ensemble des tronçons comme le montre le tableau 4.5, la valeur max indique des différences est inférieure à la valeur critique et pour laquelle l'hypothèse que les variables observées soient gaussiennes serait rejetée.

Pour conclure, le tableau 4.6 donne les modèles de propagation sur l'ensemble des tronçons ainsi que le modèle de propagation moyen pour tout le site. Les valeurs de *N* confirment bien ce qui a été dit dans la section 2.5 sur la ressemblance entre notre modèle et celui proposé par l'ITU.

Area	Modèle
Tronçon 1	49.54+24.65 Log10(*d*) + X (9.07)
Tronçon 2	28.66+46.05 Log10(*d*) + X (8.00)
Tronçon 3	43.51+32.92 Log10(*d*) + X (8.98)
Tronçon 1, 2, 3	43.52+32.57 Log10(*d*) + X (9.04)

Tableau 4.6. Modèles du path loss incluant le shadowing pour tous les tronçons.

Dans la section suivante, nous allons parler d'OPNET, l'outil de simulations que nous utilisons pour toutes les simulations de cette thèse.

2.7 OPNET

Cet outil a été parmi les premiers outils de simulation de réseaux disponibles et reste un outil de référence. Il appartient à une famille de logiciels développée par la société MIL3 [OPNET 02], spécialisée dans la mise en œuvre de logiciels de modélisation, de simulation et d'analyse de performances des réseaux de communication.

OPNET *(Optimized Network Engineering Tool)* est un environnement graphique utilisé dans la conception et l'étude de protocoles et des réseaux offrant une grande flexibilité. Il permet de travailler sur toutes les couches du modèle OSI en proposant pour chacune une grande quantité d'informations. De plus, cet outil fournit un modèle rigoureux pour décrire le comportement du médium radio, et permet d'exprimer ses caractéristiques de façon précise. C'est pour ces raisons que cet outil a été choisi dans le cadre de cette thèse.

2.7.1 Les niveaux

OPNET utilise un modèle hiérarchique permettant de décrire de façon précise la topologie, mais aussi les flux échangés dans un système de communication. Son modèle comporte trois niveaux (voir la figure 4.13).

Pour chaque niveau, l'utilisateur peut utiliser un des modèles prédéfinis dans OPNET ou proposer son propre modèle. Le niveau le plus haut de cette hiérarchie est le niveau réseau *(Network model)* qui représente la topologie physique d'un réseau de communication avec un ensemble de nœuds et de liens pour les interconnecter entre eux. À ce niveau, on peut définir la position géographique et topologique ainsi que les caractéristiques des entités communicantes d'un réseau. Chacune des entités communicantes est décrite par un modèle de nœud *(Node model)*. C'est le niveau intermédiaire, représentant la structure fonctionnelle. Les nœuds sont composés d'un ensemble de blocs appelés modules. Les modules peuvent être soit prédéfinis par OPNET, tels que le module émetteur ou récepteur sans fil, et/ou par des

modules dont on peut spécifier le comportement avec un modèle de processus *(Process model)*. Le modèle processus est le niveau le plus bas dans la hiérarchie OPNET. Il permet de représenter le comportement d'un bloc à l'aide d'un diagramme d'états/transitions dont les actions sont écrites à l'aide de fonctions de la librairie OPNET en C/C++. Les échanges d'informations se font grâce à une structure, appelée paquet OPNET, dont l'utilisateur peut préciser le format et le contenu.

À partir d'un modèle OPNET et durant la phase de simulation, il est possible d'obtenir différents types de statistiques définies dans les modèles grâce à des sondes. Ces sondes peuvent être placées à n'importe quel niveau et des manipulations peuvent être appliquées sur les statistiques. On peut par exemple les représenter graphiquement de plusieurs manières ou éventuellement les exporter vers d'autres logiciels.

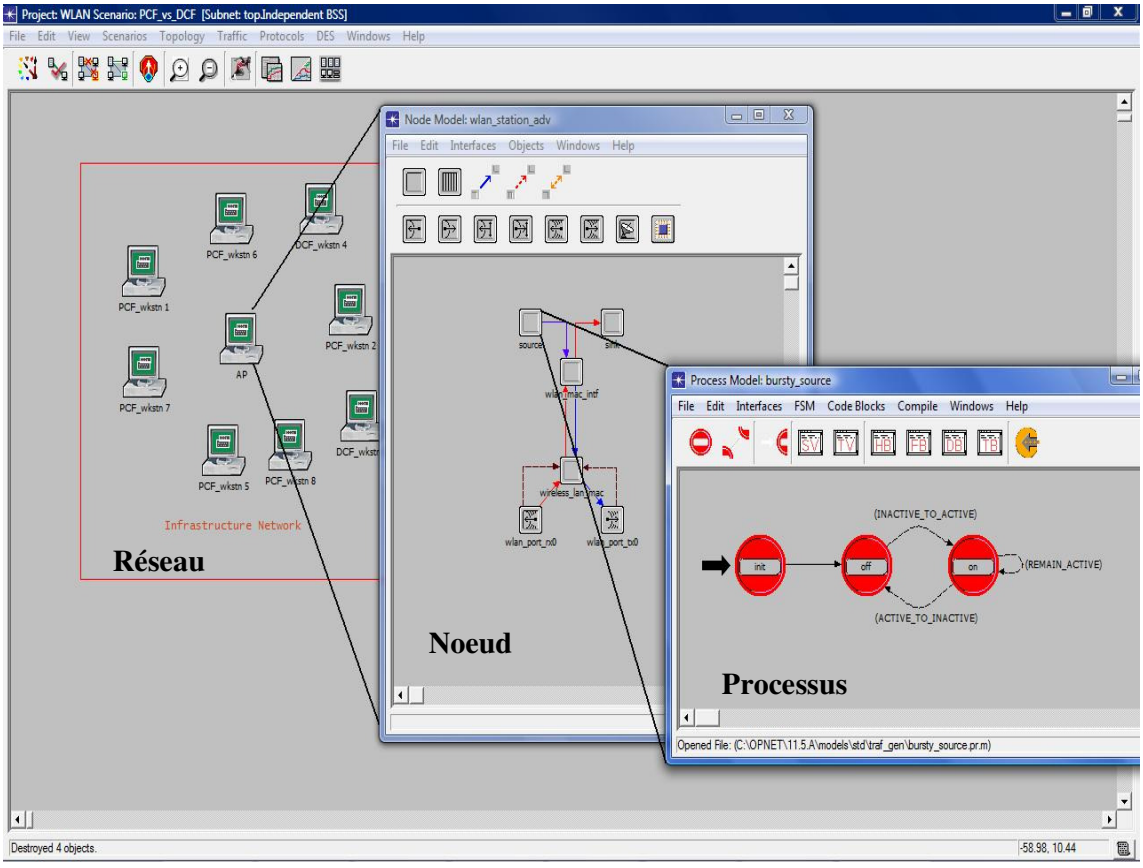


Figure 4.13. Modèle hiérarchique d'OPNET.

2.7.2 Modélisation du canal radio

La présentation qui va suivre concerne l'aspect radio et traite plus particulièrement de la procédure d'établissement d'un lien radio entre deux nœuds. Lors d'une transmission radio, la propagation des ondes émises dans l'air fait qu'un lien est susceptible d'exister entre toutes les paires émetteur/récepteur. Chaque lien est établi dynamiquement au cours de la simulation entre chaque paire si certains paramètres tels que les bandes de fréquence, le type de modulation, la puissance émise et la distance le permettent. Pour caractériser une liaison radio, il est nécessaire d'utiliser un émetteur et un récepteur radio. Ils sont représentés sur la figure 4.14 :

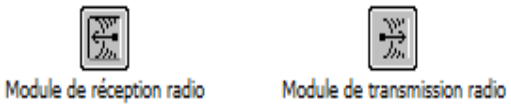


Figure 4.14. Modules réception et émission sous OPNET.

Ces deux modules sont associés les paramètres nécessaires pour déterminer si un lien est possible.

2.7.3 Pipeline de transmission

Les paramètres décrits précédemment, reposent sur une architecture ouverte appelée pipeline de transmission. C'est une série de traitements, appelés étapes de pipeline, qui modélise l'émission de paquets à travers le canal de communication en implémentant les caractéristiques de la couche physique. Le pipeline est composé de quatorze étapes (voir la figure 4.15).

Étape 0 : le groupe de récepteurs

C'est la seule étape qui n'est pas exécutée à chaque transmission de paquets, mais une seule fois au début de la simulation. Son rôle est d'associer à chaque module émetteur radio un groupe de récepteurs radio. La sélection de cet ensemble obéit à des conditions préétablies dans la simulation selon les besoins de la problématique modélisée.

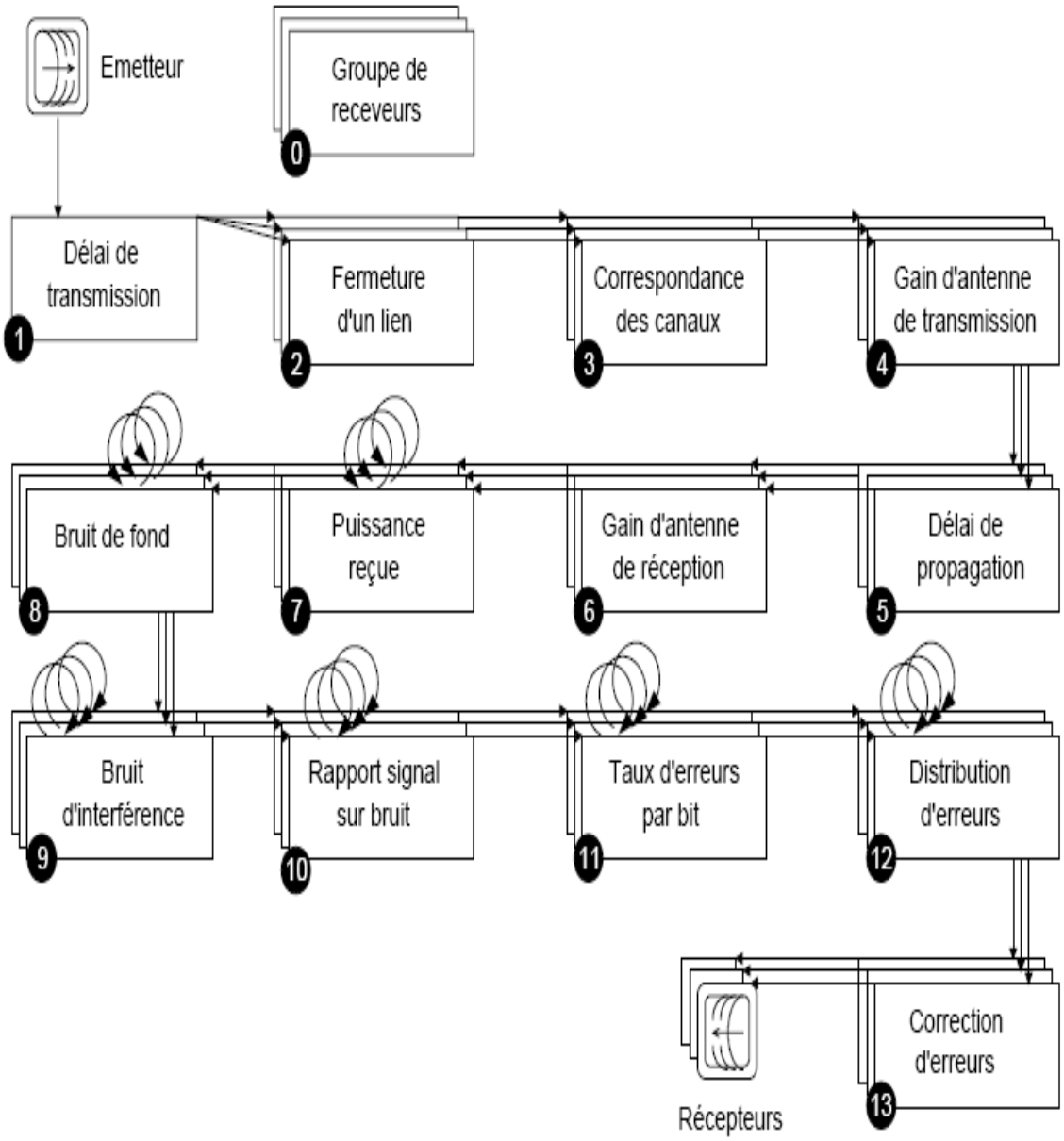


Figure 4.15. Les étapes du « Pipeline » de transmission d'OPNET.

Étape 1 : le délai de transmission

Cette étape est appelée au début de la transmission d'un paquet. Elle calcule le temps nécessaire pour la transmission complète d'un paquet. Cette durée représente la différence entre l'instant du début d'émission du premier bit et l'instant de fin d'émission du dernier bit. La procédure se base sur la taille des paquets et le débit.

Étape 2 : l'établissement du lien

Le rôle de cette étape est de vérifier si le signal porteur du paquet peut physiquement atteindre le module récepteur et l'affecter de quelque façon. Les calculs sont basés la plupart du temps sur des considérations physiques, telles que la présence d'obstacles sur le trajet du signal.

Étape 3 : la correspondance des canaux

Son rôle consiste à vérifier si les caractéristiques de l'émetteur et du récepteur sont compatibles, à savoir la modulation, la bande de fréquences, etc. Dans le cas où les canaux sont distincts, les étapes suivantes ne sont pas exécutées, ce qui revient à abandonner la transmission.

Étape 4 : le gain d'antenne d'émission

Cette étape détermine le gain fourni lors de l'émission par l'antenne associée au module transmetteur. Le gain peut être en fonction du diagramme de l'antenne et de la position relative de l'émetteur ou de chaque récepteur.

Étape 5 : le délai de propagation

Cette étape détermine le temps nécessaire pour traverser le lien sans fil. Cette durée est calculée en fonction de la distance séparant l'émetteur et le récepteur et de la vitesse de propagation caractérisant le lien sans fil.

Étape 6 : le gain d'antenne de réception

Duale de l'étape 4, elle permet de déterminer le gain fourni par l'antenne du module récepteur.

Étape 7 : la puissance reçue

Le rôle de cette étape est de calculer la puissance du signal reçu par le module récepteur. Le calcul se base sur la puissance d'émission, la fréquence, la distance et les gains des antennes. Le pipeline utilise *Free Space* comme modèle par défaut pour le calcul de l'affaiblissement de puissance (voir la figure 4.16).

$$PL\ (d) = 43.52 + 32.57\ \mathrm{Log10}\ (d) + X(9.04) \qquad 3.1$$

```
/* When using TMM, the TDA OPC_TDA_RA_RCVD_POWER will        */
/* already have a raw value for the path loss.               */
if (op_td_is_set (pkptr, OPC_TDA_RA_RCVD_POWER))
    {
    path_loss = op_td_get_dbl (pkptr, OPC_TDA_RA_RCVD_POWER);
    }
else
    {
    /* Caclculate wavelength (in meters).                    */
    lambda = C / tx_center_freq;

    /* Get distance between transmitter and receiver (in     */
    /* meters).                                              */
    prop_distance = op_td_get_dbl (pkptr, OPC_TDA_RA_START_DIST);

    /* Compute the path loss for this distance and           */
    /* wavelength.                                           */
    if (prop_distance > 0.0)
        {
        path_loss = (lambda * lambda) /
            (SIXTEEN_PI_SQ * prop_distance * prop_distance);
        }
    else
        path_loss = 1.0;
    }
```

Figure 4.16. Implémentation du modèle du *path loss* de *Free space*.

C'est à ce niveau que nous avons effectué les modifications pour intégrer le modèle de propagations que nous avons présenté dans la section 4.5.3. Nous allons remplacer la formule du modèle par défaut avec celle de l'équation 3.1.

Étape 8 : le bruit de fond

Cette étape détermine la puissance du bruit de fond auquel la transmission peut être soumise, que ce soit le bruit thermique des récepteurs ou bien des interférences causées par d'autres canaux.

Étape 9 : les bruits d'interférences

Cette étape est invoquée à chaque fois qu'il y a plus d'une trame sur un même canal. En d'autres termes, elle est exécutée à chaque fois qu'une collision risque de se produire .

Étape 10 : le rapport signal sur bruit (SNR)

Le rôle de cette étape est de calculer le rapport de la puissance du signal sur celle du bruit (SNR) du paquet transmis. Ce rapport est fonction des résultats obtenus dans les étapes 7, 8 et 9.

Étape 11 : le taux d'erreur par bit (BER)

Cette étape utilise le SNR calculé dans l'étape précédente et la modulation utilisée pour estimer le taux d'erreur bit ou BER.

Étape 12 : La distribution d'erreurs

Cette étape est utilisée pour répartir aléatoirement le nombre de bits erronés dans la trame en fonction de la longueur de la trame et du BER précédemment calculé.

Étape 13 : La correction d’erreurs

C'est la dernière étape du pipeline. Son rôle consiste à déterminer si un paquet peut être reçu alors qu'il peut contenir des bits erronés. Concrètement, cette étape joue le rôle de correcteur d’erreur puisqu’il choisit, à partir de quel taux une trame erronée ne peut plus être restaurée.

Chapitre V

1. Qualité de services dans une cellule 802.11

Dans cette partie nous allons détailler la qualité de service que le réseau peut fournir dans une cellule 802.11 en milieu industriel.

1.1 Paramètres de la qualité de service

Les performances qu'offre un réseau sont des éléments fondamentaux et nécessaires pour les applications, notamment les applications industrielles. La qualité de service ou QoS *(Quality of Service)* désigne un ensemble de facteurs nécessaires aux besoins d'une application particulière. Cette définition reste générique et doit être précisée dans chaque cas, car les besoins en QoS dépendent de la nature des applications qui utilisent le réseau. La QoS que doit garantir un réseau pour assurer un niveau de performances acceptable se décline en quatre critères principaux: le débit, les pertes, la latence et la gigue.

Mesurer ces paramètres puis les comparer aux besoins des applications visées nous aide à déterminer si un réseau sans fil de type 802.11 est adapté ou non pour assurer les communications dans de bonnes conditions.

1.1.1 Le débit

Le débit, appelé aussi bande passante, est le taux de transfert moyen pouvant être maintenu entre deux points terminaux. Cette grandeur peut être très différente de la capacité du médium, elle exprime la vitesse à laquelle un volume de données est envoyé par unité de temps. On l'exprime en bits par seconde (bps) ou par l'un de ses multiples [STA 01]. On parle aussi de débit utile quand il s'agit du taux de transfert de données applicatives.

Les nouveaux besoins pour les communications et l'évolution des applications industrielles ont conduit à l'augmentation du débit utile nécessaire pour satisfaire les contraintes temps réel

et la qualité de service exigée par ces applications. La garantie et la gestion du débit sont très importantes pour garantir la QoS aux flux temps réels.

1.1.2 Les pertes

Ce paramètre représente le pourcentage de paquets qui ne peuvent pas atteindre leur destination dans un intervalle de temps donné. Les pertes surviennent aussi lorsqu'il y a des erreurs d'intégrité sur les paquets. Face à la perte d'un paquet, un mécanisme de retransmission peut être utilisé, celui-ci augmente les délais, parfois au-delà des délais tolérés par les applications industrielles. Face au risque de paquets erronés, un code auto correcteur peut être utilisé au détriment du débit utile.

Dans un réseau sans fil, comme le médium est très sensible aux perturbations électromagnétiques, les taux d'erreurs sont beaucoup plus importants que ceux observés sur les réseaux filaires. Les erreurs sont majoritairement dues à des problèmes de transmission du signal.

1.1.3 La latence

La latence est le temps moyen que prend un paquet pour traverser le réseau depuis la source jusqu'à sa destination. Les exigences d'une application en termes de délai sont parfois strictes, dans ce cas le réseau doit garantir une latence maximale tolérable. Si un paquet subit un retard trop important, les données qu'il contient deviennent inutiles pour l'application. Il est donc nécessaire de préciser en quels points de la source et de la destination : couche application, couche MAC,…. Les files d'attente peuvent avoir un impact fort sur ce paramètre.

1.1.4 La gigue du délai

La latence peut fortement varier en fonction du trafic proposé au réseau et de l'architecture de celui-ci. Cette variation porte le nom de gigue de délai. Les causes principales de l'apparition

de la gigue sont les changements d'intensité de trafic, les délais variables d'accès au médium ou encore les temps de séjour variable dans les files d'attente des nœuds chargés du routage. Dans le cas où ce temps varie dans un intervalle relativement grand, les applications subissant ce phénomène risquent un fonctionnement incorrect ou dégradé.

1.2 Taille des cellules

Dans cette partie nous montrons comment la taille des cellules peut avoir un impact important sur la QoS.

1.2.1 Définition de la taille des cellules

La zone de couverture d'un réseau WiFi varie selon l'environnement dans lequel ce dernier est installé. Dans un milieu clos comme un atelier, les murs, les machines, et même les personnes sont autant d'obstacles à la transmission des ondes radio qui limitent ou modifient la portée d'une source.

Il existe d'autres facteurs qui influencent sur la portée. Le premier facteur est la puissance du signal émis. Plus cette puissance est faible, plus la zone de couverture est restreinte. Le deuxième facteur est la puissance du signal à la réception. Cette puissance diminue avec la distance, mais aussi à chaque fois que le signal rencontre des obstacles. Un troisième facteur limitant cette zone est le débit du réseau. Plus le débit est important, plus la zone de couverture est petite. La portée pour un débit de 11 Mbps est moins importante qu'à 1, 2 ou 5 Mbps [BRA 01]. Tous ces paramètres doivent être considérés lorsque l'on veut déployer des cellules 802.11.

Pour notre site, nous considérons la mise en place d'un réseau 802.11 en mode infrastructure avec un point d'accès placé à une hauteur *h* pour avoir une couverture importante au sol. La

taille de la cellule voulue dépend des paramètres précédents (puissance d'émission, affaiblissement du signal, débit souhaité,…).

Nous voulons que le réseau déployé offre de la qualité de service aux stations associées au point d'accès. Parmi les critères cités dans la première partie de ce chapitre, seul un débit physique pour les échanges entre point d'accès et stations peut être garanti. Cette garantie est possible, car le débit dépend du seuil de sensibilité et du taux de pertes sur la liaison [BRA 01, QIA 02, PAV 03, HAT 04, LAC 04].

1.2.1.1 Seuil de sensibilité

Le seuil de sensibilité détermine la puissance minimale qui doit être reçue et à partir de laquelle il est possible de décoder les trames envoyées avec un débit donné. Si la puissance reçue est inférieure à ce seuil, les interfaces sans fil réduisent le débit.

Si nous prenons l'exemple de 802.11b, le standard offre au niveau physique différents débits (11, 5.5, 2, et 1 Mbps). Nous pouvons définir une cellule par la zone dans laquelle toutes les stations qui y évoluent bénéficient des conditions favorables pour l'utilisation du plus grand débit, à savoir 11 Mbps. La zone dans laquelle cette hypothèse est vérifiée est un volume le plus souvent représenté par une sphère, dans laquelle la puissance du signal reçu en tout point est supérieure à -82 dBm. Cette valeur correspond au seuil de sensibilité pour le débit de 11 Mbps [INT 00]. L'évolution des entités communicantes se faisant sur le sol d'un atelier, la couverture cellulaire que nous avons à considérer est l'intersection de cette sphère avec le plan d'évolution des stations. Cette intersection est souvent modélisée par la surface d'un disque de rayon R (voir la figure 5.1).

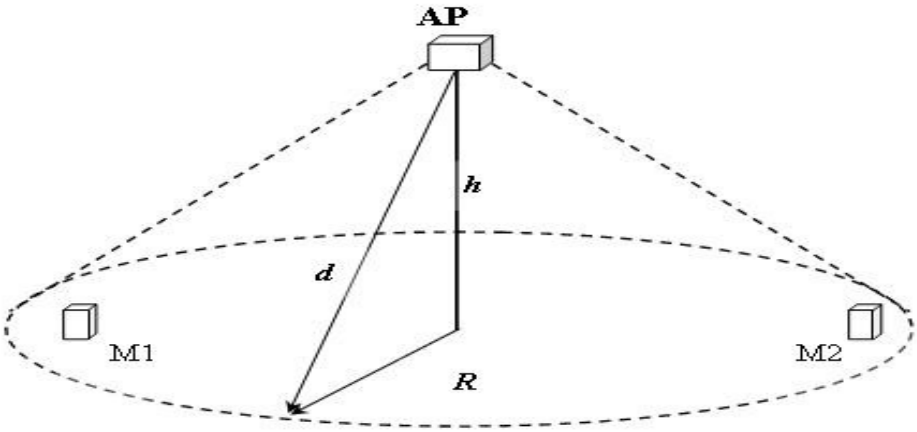


Figure 5.1. Taille des cellules.

				Seuil de sensibilité selon débit			
		Pr	Gt	11	5.5	2	1
Cartes WIFI	*D-Link DWL-G650*	15±2	*N.A.*	−82	−85	−86	−89
	EDIMAX ED-7108PCg	16−18	*N.A.*	−85	*N.A.*	*N.A.*	−93
	EDIMAX EW-7608PG	18±2	*N.A.*	−90	*N.A.*	*N.A.*	−95
	3COM 3CRXJK10075	N.A.	*N.A.*	−86	−88	−91	−93
	Cisco Aironet 350	20	*N.A.*	−85	−89	−91	−94
AP en extérieur	*3COM 3CRWE725075A*	17	*N.A.*	−83	−87	−89	−91
	D-Link DWL-7200AP	18	5	−83	−88	−89	−92
	NETGEAR ProSafe Dual Band WAG302	20	5	−89	−92	−92	−93
	SMC SMC2552W-G	16	2	−87	−90	−90	−93
	Intel PRO/Wireless 2011 LAN Access Point	18	*N.A.*	−81	−84	−85	−87
	Cisco Aironet 1500	24	*N.A.*	−88	−90	−94	−94
	Lightweight Outdoor Mesh Access Point	20	5	−83	−88	−89	−92
AP en intérieur	*D-Link AirPremier DWL-2700AP Outdoor*	23	7.5	−89	−91	−93	−95
	InPath Outdoor Access Point 2480AA						

Tableau 5.1. Caractéristiques de la puissance de transmission, du gain de l'antenne de transmission et du seuil de sensibilité pour différentes cartes sans fil et AP conformes à 802.11b.

D'une manière générale, il faut que la puissance d'émission (augmentée des gains d'antennes) et diminuée par l'atténuation (à une distance du point d'accès *d* inférieure ou égale à *R)*, soit supérieure à -82 dBm (voir la figure 5.1).

Le tableau 5.1 donne quelques valeurs des différents paramètres (puissance de réception Pr, gain de l'antenne de transmission Gt, Seuil de sensibilité) pour des cartes sans fil et des points d'accès provenant de différents fabricants.

1.2.1.2 Taux de pertes

La puissance du signal reçu n'est pas le seul paramètre qui détermine le débit de la transmission, il y'a aussi la qualité de la liaison. Les interférences que subit un signal et qui se caractérisent par le rapport signal sur bruit SNR *(signal to noise ratio)* ont un impact sur le débit utilisé et par conséquent sur la portée [PAV 03].

À partir du SNR, il est possible de calculer le taux d'erreurs par bit dans un paquet, le BER *(Bit Error Rate)*. Dans le cas d'un réseau conforme à 802.11b, la norme autorise un BER maximum pour des MPDU *(MAC Protocol Data Unit)* de taille 1024 octets de l'ordre de 10e-5 [IEEE 802.11].

À partir du BER, il est possible de déduire le taux de trames perdues : le FER *(frame error rate)*. Le *FER* correspond à la probabilité de la présence d'erreurs dans une trame. Pour qu'une trame soit rejetée il faut au moins un ou toute une combinaison de bit en erreur qui ne peut être récupéré par le code correcteur éventuellement utilisé au niveau MAC. D'une manière duale, le FER peut s'écrire sous la forme :

FER = 1 – probabilité qu'il n'y'ait pas d'erreur dans une trame 5.1

La probabilité qu'il n'y ait pas d'erreur dans une trame correspond à la probabilité que tous les bits soient corrects. La probabilité qu'un bit soit correct étant égale à 1-BER, la probabilité que tous les bits soient corrects est le produit des probabilités, si nous considérons que ce sont des événements indépendants.

Pour une trame de N bits, la probabilité qu'elle soit reçue correctement est représentée par l'équation 5.2 :

$$P = (1\text{-BER})^N \qquad 5.2$$

Ce qui donne le FER de l'équation 5.3 :

$$\text{FER} = 1\text{-}(1\text{-BER})^N. \qquad 5.3$$

Si nous considérons des trames de 1024 octets, nous aurons un FER maximum égal à celui de l'équation 5.4 :

$$\text{FER} = 1 - (1 - 10^{-5})^{(1024*8)} = 0.081 \qquad 5.4$$

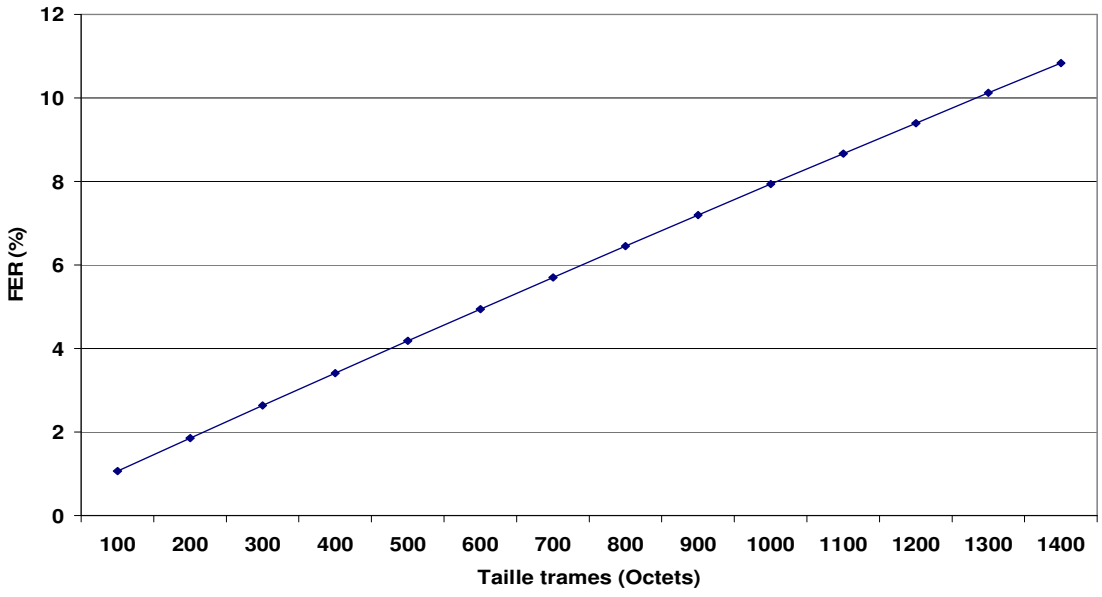


Figure 5.2. Évolution du FER par rapport à la taille des trames.

Le FER maximal est donc de 8%. Au-delà de cette valeur, l'interface radio baisse son débit pour avoir plus de robustesse [STE 97, INT 00]. La figure 5.2 montre l'évolution du FER en fonction de la taille des paquets.

1.2.2 Taille des cellules avec OPNET

Pour évaluer la taille des cellules, nous allons utiliser l'outil OPNET. Tout d'abord, une étape de validation de la couche MAC implémentée sur l'outil est nécessaire. Une fois le fonctionnement des couches supérieures validé, il faut voir comment se fait la prise en charge du seuil de sensibilité et du seuil de détection de la porteuse.

1.2.2.1 Validation de la simulation avec OPNET

La couche MAC 802.11 telle qu'elle est implémentée sous OPNET a été validée dans [BAL 98]. Dans leurs travaux, ils ont comparé le comportement du modèle 802.11 d'OPNET avec la spécification SDL-92 *(Specification. and Description Language)* de la norme. Ils ont utilisé les résultats présentés dans [BIA 96] pour comparer le débit en fonction de la charge, le débit de saturation par rapport au nombre de stations, et le nombre moyen de retransmissions par paquet pour différentes valeurs de CWmin et CWmax.

1.2.2.2 Détection de porteuse et seuil de sensibilité

Rappelons tout d'abord que le mécanisme de détection de porteuse CCA est distinct de la capacité du récepteur à décoder les signaux reçus. Ainsi, ces fonctions doivent correspondre à deux seuils de puissance reçue distincts. Or, OPNET ne définit qu'un seul seuil nommé seuil de réception d'un paquet *(packet reception power treshold)* qui est utilisé par les deux fonctions. Ceci peut conduire à d'importants dysfonctionnements et écarts entre simulation et réalité. Nous allons décrire un tel exemple :

Nous allons simuler le comportement de quatre stations A, B, C et D, telles que représentées sur la figure 5.3. Les stations B et C émettent des trames respectivement vers A et D avec un débit de 11 Mbps. La station B commence la transmission à une seconde du début de la simulation, et la station C à cinq secondes du début de la simulation. La fréquence de transmission est de 100 trames par secondes. Notons que nous avons positionné C et D de telle sorte que la distance entre ces stations permette que la puissance du signal émis par C soit reçu par B (et inversement) avec une puissance égale à -85 dBm.

Deux scénarios sont mis en place dans lesquels nous changeons la valeur du seuil de réception d'OPNET. La première valeur utilisée est -82 dBm, elle représente le seuil de sensibilité à 11 Mbps à partir duquel les paquets peuvent être décodés. La seconde valeur est -95 dBm qui est la valeur du seuil de CCA en dessous de laquelle le médium est considéré libre.

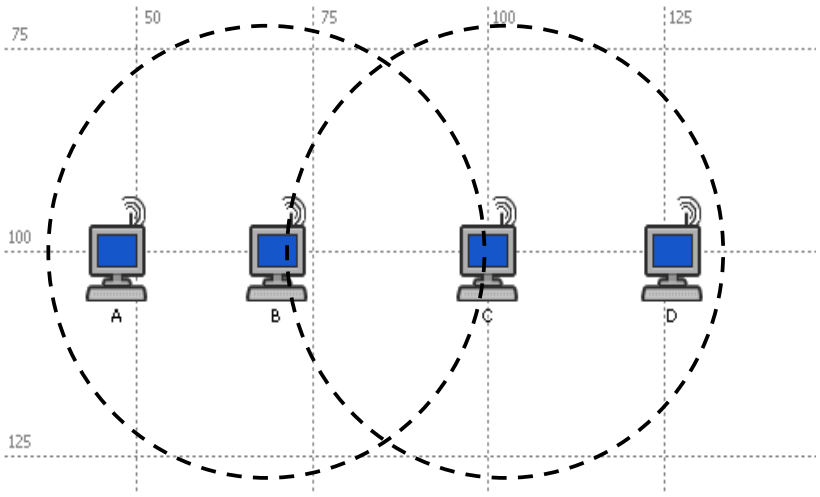


Figure 5.3. Illustration du problème de CSMA/CA d'OPNET.

Dans la réalité, les deux stations B et C sont en concurrence pour l'accès au médium. Comme elles sont à portée l'une de l'autre, elles devraient différer leurs transmissions quand elles détectent que le médium est occupé, et ce quelque soit la valeur du seuil de sensibilité. Or, si l'on considère la figure 5.4 qui représente les délais d'accès au médium de la station B, on

remarque que quand la valeur du seuil de réception est égale à -82 dBm, les délais d'accès restent nuls alors que B et C sont en concurrence pour l'accès au médium. Malgré les transmissions de C à partir de la cinquième seconde, B considère toujours le médium libre et émet ses trames sans délai. Rappelons que B reçoit bien un signal dont la puissance est égale à -85 dBm de la station C, qui est une puissance supérieure au seuil de détection de la porteuse qui est égal à -95 dBm. Ce problème n'est pas constaté lorsque l'on fixe le seuil de réception à -95 dBm. En effet sur la figure 5.4, nous constatons que les délais d'accès au médium pour la station B augmentent à partir de l'instant ou la station C commence à émettre.

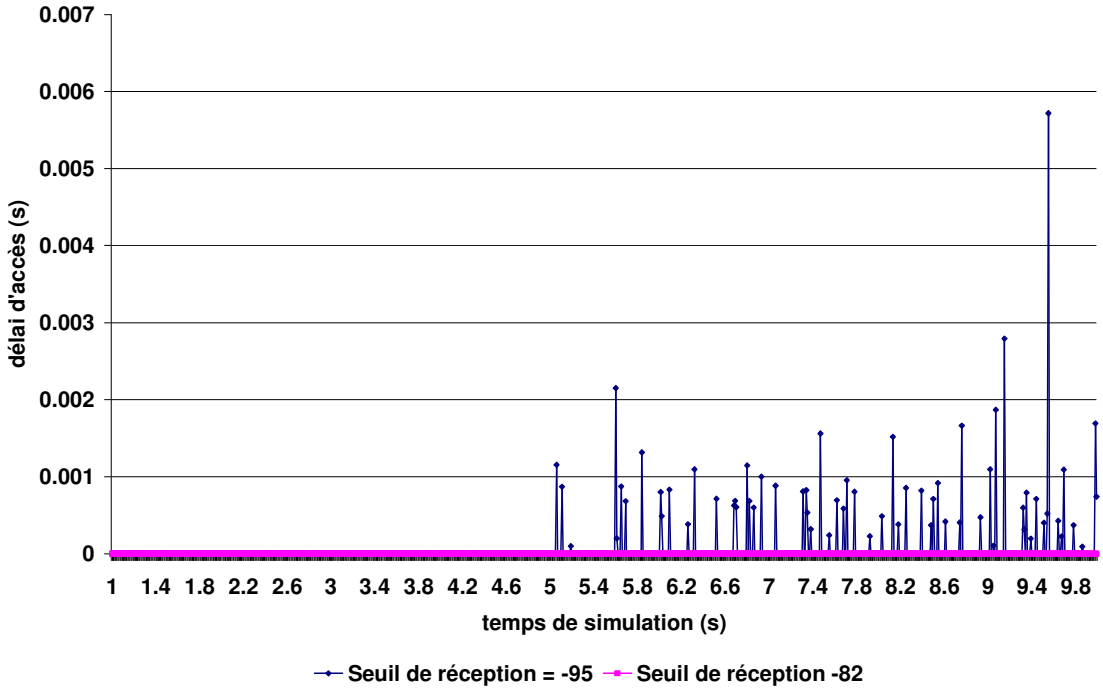


Figure 5.4. Illustration de l'ambigüité de seuil de réception d'OPNET.

Une solution à ce problème a été proposée par les auteurs de [HUI 06]. Nous avons pu vérifier et réutiliser la modification qu'ils ont apportée sur OPNET et ainsi nous assurer du bon fonctionnement du mécanisme CCA (voir Annexe C).

1.2.3 Calcul de la taille des cellules

Nous avons dit que la taille d'une cellule dépend de l'environnement et de l'emplacement du point d'accès. Les murs, les meubles et les personnes qui se déplacent dans cet environnement peuvent faire varier la portée. La qualité du signal radio d'un point d'accès est modifiée à chaque fois que le signal rencontre un obstacle et dépend notamment du facteur d'absorption de cet obstacle.

Pour connaître approximativement cette taille pour notre site, nous allons implémenter sur OPNET le modèle de propagation obtenu par les mesures et représenté par l'équation 5.5. Dans la configuration choisie, une station joue le rôle d'un point d'accès (noté *Access Point* sur la figure) placé à une hauteur de 2.5 m (l'attribut altitude sur la figure 5.5).

$$PL= 43.52+32.57\ \mathrm{Log10}\ (d) + X_{\sigma}\ (9.04) \qquad 5.5$$

La seconde station se déplace selon une trajectoire rectiligne (flèches en noir) augmentant ainsi la distance qui la sépare de l'AP (voir la figure 5.5).

La station mobile se déplace avec une vitesse constante, et pour chaque pas de 1 m, elle émet une rafale de 100 trames de 1024 octets à destination du point d'accès, avec une puissance de transmission égale à 100 mW (20 dBm). Au niveau de l'AP, le simulateur estime la puissance de réception des trames, ainsi que le nombre de trames perdues, afin de connaître la distance pour laquelle un FER de 8% est atteint ou que le seuil de sensibilité à -82 dBm est atteint.

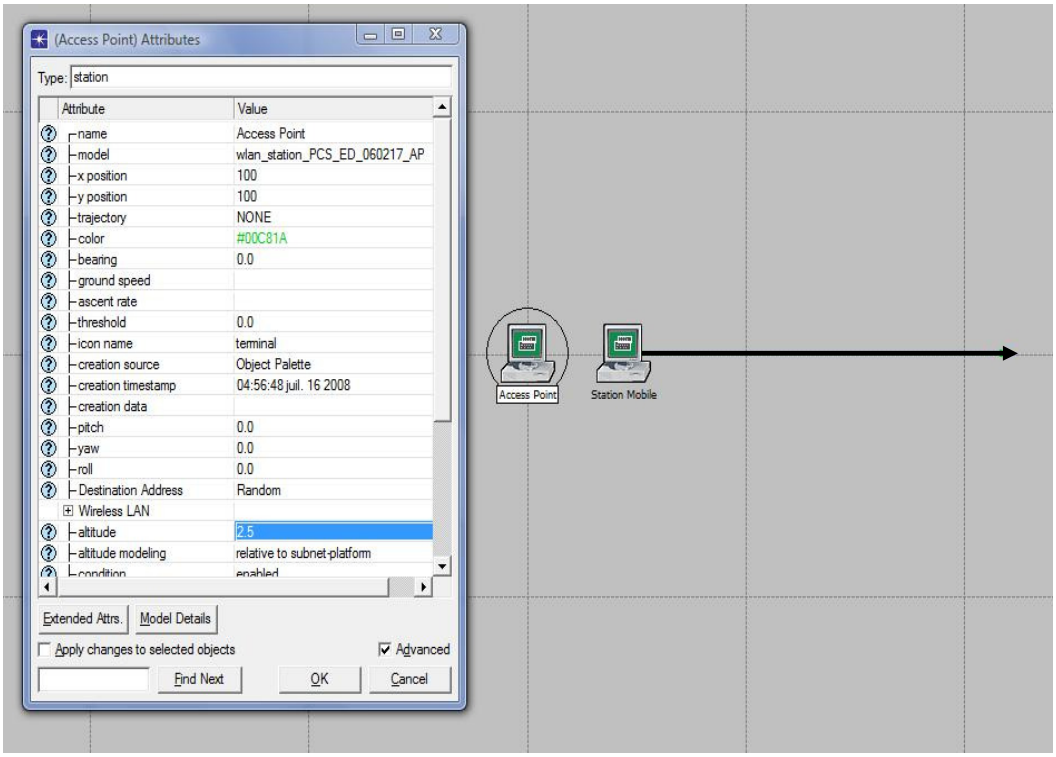


Figure 5.5. Configuration pour calculer la taille des cellules à 11 Mbps.

Sur la figure 5.6, nous avons superposé les mesures de puissances et du nombre de paquets perdus en fonction de la distance qui sépare la station de l'AP. Comme le montre la figure, la distance pour laquelle le FER dépasse les 8% est aux alentours de 55 m. Les mobiles qui désirent utiliser un débit de 11 Mbps lors des échanges avec l'AP doivent impérativement être dans cette zone. Pour une telle distance, la plupart des trames ont une puissance au dessus du seuil de sensibilité.

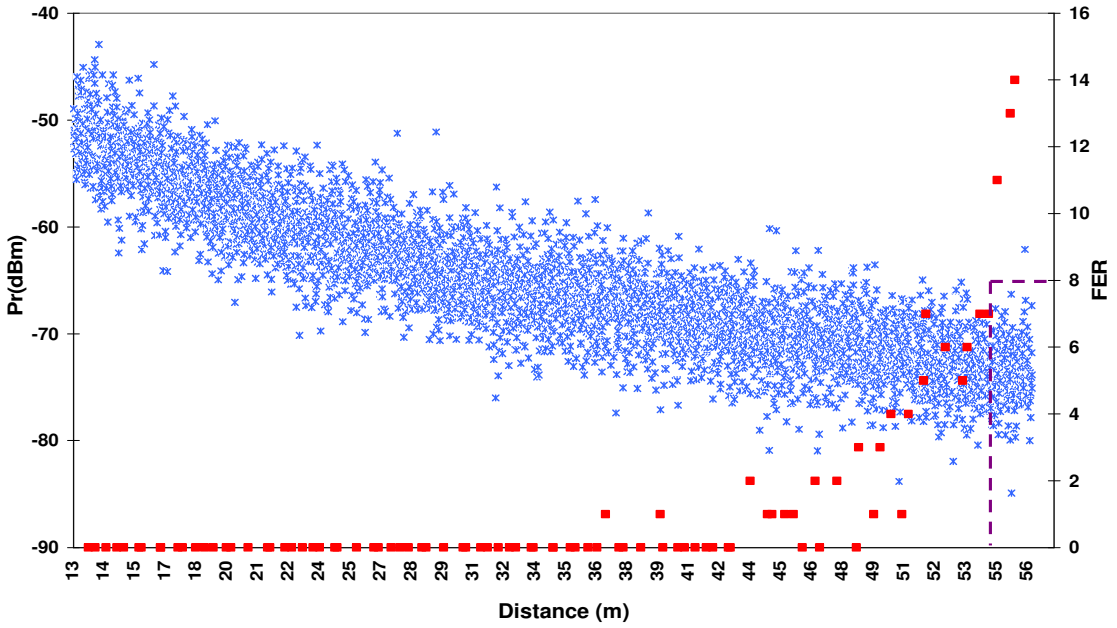


Figure 5.6. Puissances reçues et FER.

1.3 Mesures et simulations du trafic dans la cellule

Les pertes, la latence et la gigue du délai seront les paramètres qui vont nous servir à l'évaluation des conditions de communication dans cette cellule dont nous venons de définir la taille. Ces performances dépendent de la qualité du signal provenant du point d'accès, mais aussi du fonctionnement de la couche MAC qui gère le partage du médium.

Une bonne qualité du lien avec l'AP va permettre d'atteindre des débits physiques optimums. La gestion de l'accès au médium entre les stations aura un impact sur les pertes, les délais, mais aussi le débit réel offert aux couches supérieures.

1.3.1 Mesure du taux de pertes

Quand nous avons décrit le fonctionnement de la couche MAC dans le chapitre III, nous avons dit qu'en cas d'échec de transmission (collision, perte d'acquittement, …), le standard a prévu un mécanisme de retransmission des trames. Ces retransmissions causent ainsi une

variation des délais de transmission et par conséquent de la latence et de la gigue. Mesurer l'impact du taux de pertes sur les performances est donc nécessaire.

Nous allons mesurer le nombre de retransmissions nécessaires aux stations en environnement réel afin de le comparer aux résultats de la simulation. Cela va nous permettre de vérifier l'analogie entre les deux, et nous donnera une idée sur la qualité des résultats que nous pouvons obtenir grâce à l'outil OPNET.

1.3.2 Ethereal et mode moniteur

Nous allons obtenir les résultats de mesures grâce à des outils d'analyse de réseaux. Ces outils rendent possible la visualisation des échanges de trames sur un canal. Dans la configuration présentée dans la figure 5.8, nous allons intégrer l'un de ces outils pour avoir la possibilité de voir le nombre de retransmissions nécessaires pour envoyer les trames. Mais avant, nous donnons une brève description de l'outil d'analyse *Ethereal*.

Ethereal (rebaptisé *Wireshark*) est l'un des outils les plus connus dans le domaine de la surveillance des échanges sur un réseau [*Ethereal*]. Couplé à une carte sans fil utilisant un pilote qui permet de la configurer en mode moniteur, il permet de capturer toutes les trames échangées dans une ou plusieurs cellules. Ce mode de fonctionnement particulier des cartes va nous permet de capturer également les trames de gestion de 802.11 (acquittements, beacons,…) et de voir leur contenu.

L'interface du logiciel, présenté sur la figure 5.7, est composée de trois zones. La zone supérieure liste les trames capturées avec quelques informations telles que l'heure de la capture de la trame, les adresses (IP ou MAC) de la source et de la destination et le type de protocole utilisé. La zone centrale permet de voir tous les en-têtes constituant la trame sélectionnée. Comme le logiciel reconnaît la plupart des protocoles, il est capable de faire un

découpage des différents champs associés aux différentes couches. La zone inférieure affiche les informations de la trame au format hexadécimal.

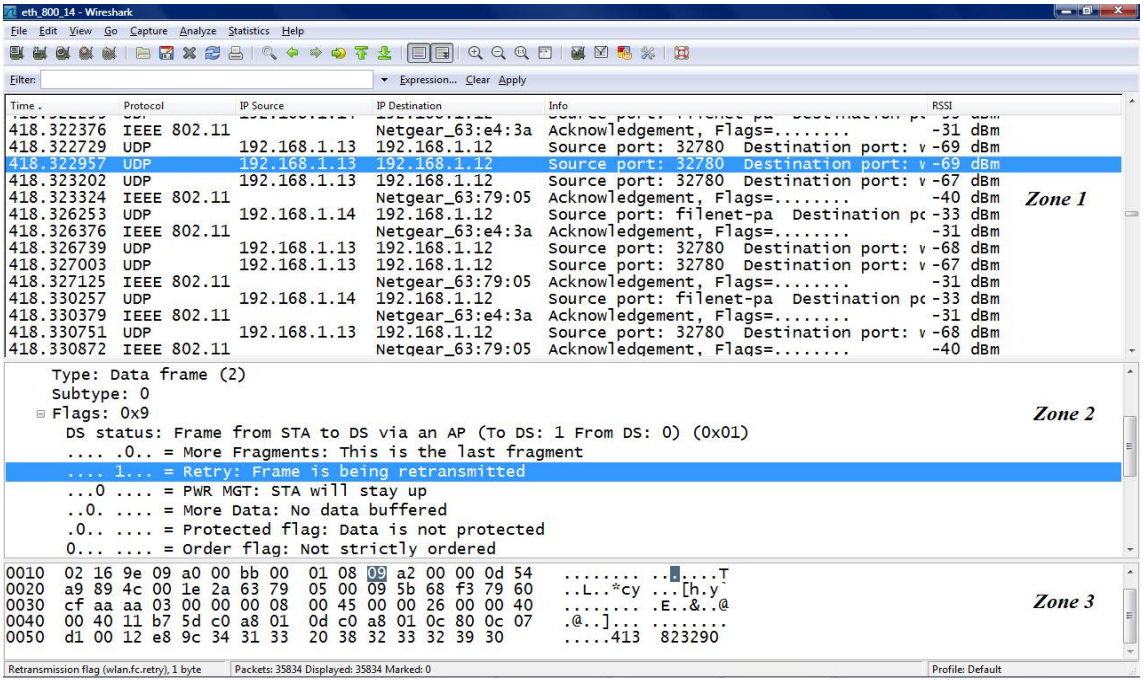


Figure 5.7. Interface d'Ethereal.

1.3.3 Configuration de mesures et de simulation

Dans cette configuration, nous utilisons quatre stations et un point d'accès. Deux stations fonctionnent dans le mode normal et vont effectuer des échanges avec le point d'accès. Les deux autres stations sont en mode moniteur, leur rôle est de capturer les échanges sur le médium entre les stations et l'AP.

Dans cette configuration (voir figure 5.8), le point d'accès est placé au centre de l'atelier à une hauteur de 2.50 m. Les stations sont diamétralement opposées et l'on déplace les stations par couple (station, moniteur) le long de la diagonale avec des pas de 1 m. La distance maximale qui peut séparer l'AP et une station est égale à 10 m, elle est notée *dmax*. Nous avons aussi fixé les puissances de transmission de l'AP et des stations à 1 mW (0 dBm). Avec

une telle puissance, le rayon de la cellule dans laquelle est assuré un débit de 11 Mbps est égal à une dizaine de mètres.

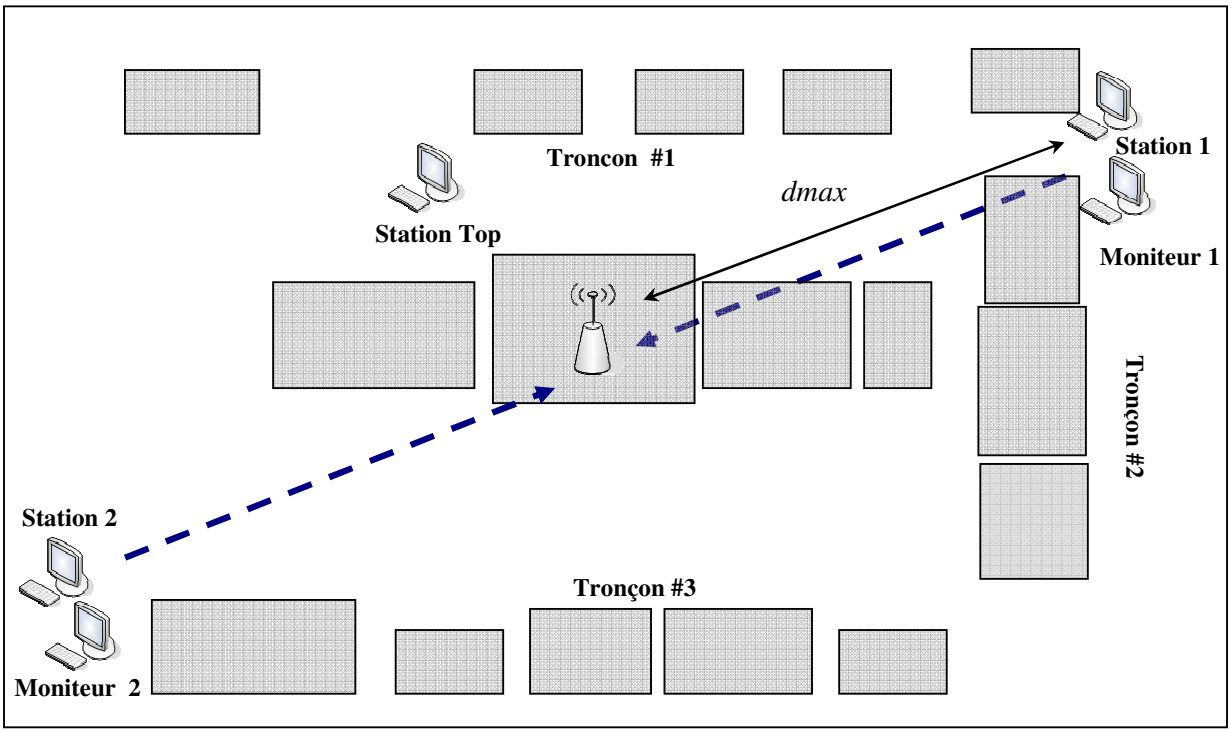


Figure 5.8. Configuration de mesures.

Afin de provoquer des collisions au niveau des AP, il faudrait que les transmissions des stations soient synchronisées, cette synchronisation est réalisée grâce à une station tierce qui envoie un TOP aux stations. Au TOP chaque station débute la transmission de 100 paquets vers l'AP. Chaque station en mode moniteur est placée à côté d'une station afin qu'elle puisse recevoir ce que cette dernière transmet, mais aussi de voir les acquittements de l'AP et les trames de la station concurrente. Avec cette configuration, nous allons effectuer quatre séries de mesures en faisant varier à chaque fois la taille des trames émises, de 100 à 800 octets (charge utile).

Grâce à *Ethereal*, nous allons pouvoir constater les retransmissions nécessaires pour chaque envoi en regardant le contenu du champ *retry* de l'en-tête contrôle de trames *(frame control)*.

Ce bit indique que la trame est une retransmission d'une trame précédemment transmise. Le champ *retry* peut être utilisé par la station réceptrice pour reconnaître des trames retransmises qui peuvent arriver lorsqu' un accusé de réception se perd (voir la figure 5.9).

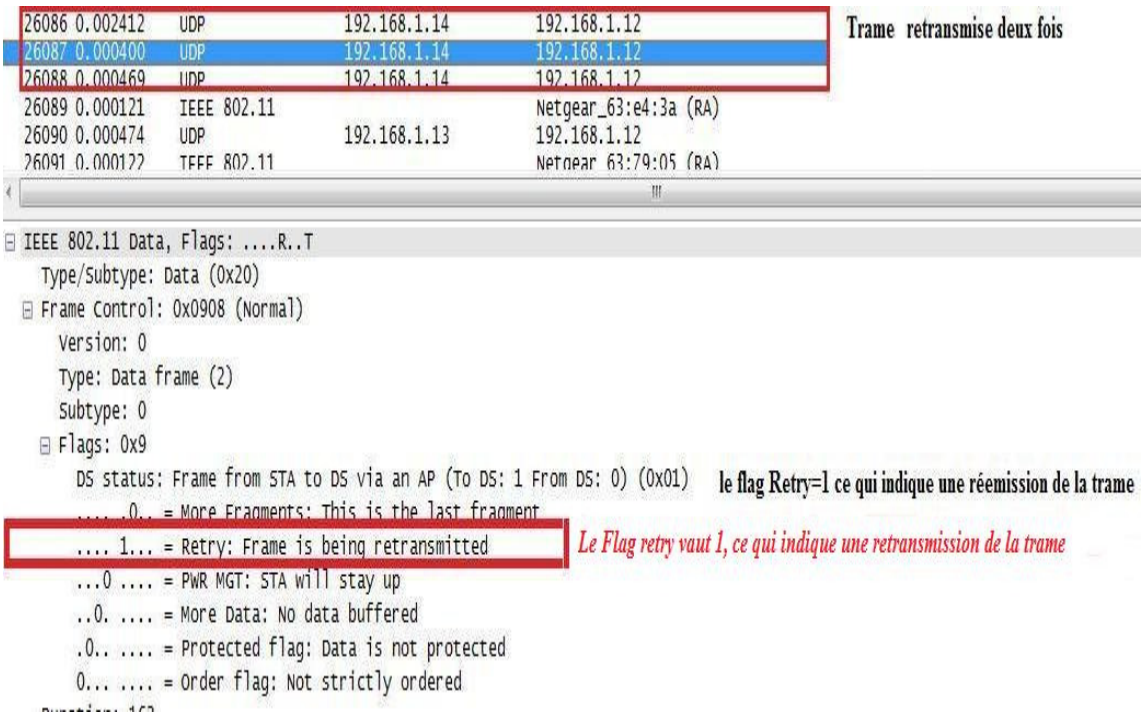


Figure 5.9. Exemple de champ Retry.

Pour l'AP et la station concurrente, nous sommes capables de voir les puissances de réception des trames par l'intermédiaire de la carte des stations moniteur. Cette information est contenue dans le champ RSSI *(Received Signal Strength Indicator)* qui est un indicateur de la puissance reçue par la carte 802.11 (voir la figure 5.10).

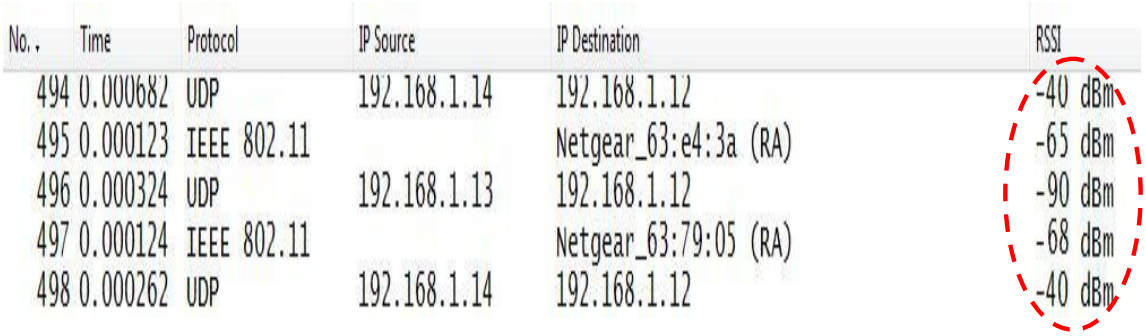


Figure 5.10. Champ RSSI des trames.

La même configuration a été implémentée sur la simulation. Les conditions de mesures ont été respectées sur le scénario (distances, fréquences d'échanges, puissances d'émissions, etc.). La figure 5.11 montre la configuration de la simulation. Nous y voyons les deux paires (station, moniteur) avec les trajectoires vers l'AP. Cet AP se trouve au centre et à une hauteur de 2.50 m.

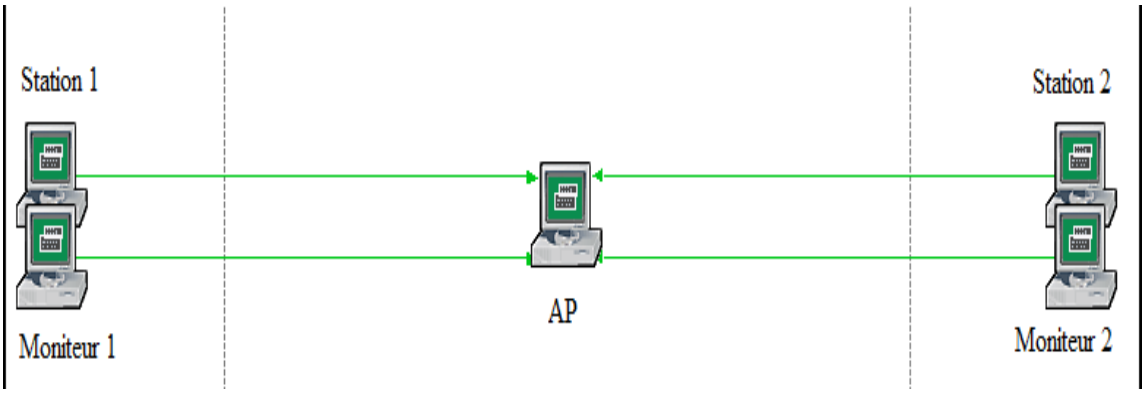


Figure 5.11. Configuration de simulation.

1.4 Résultats sur les pertes

Dans le tableau 5.2, nous dressons le nombre total de retransmissions obtenu par mesures et par simulation. Rappelons que nous avons repris sur la simulation les mêmes conditions que pour les mesures sur le site.

	Retransmissions Mesures			Retransmissions Simulation		
Taille (octet)	**Station_1**	**Station_2**	**Total**	**Station_1**	**Station_2**	**Total**
100	276	181	457	9	8	17
200	287	286	573	6	8	14
400	689	697	1386	9	8	17
800	867	879	1746	8	7	15

Tableau 5.2. Nombre total de retransmissions pour les mesures et la simulation.

Il y'a une grande différence entre les deux résultats, quelle que soit la taille des trames. Dans les deux points suivants, nous donnons quelques réponses aux résultats du tableau précédent.

1.4.1 Résultats de la simulation

Les résultats de simulation sont intrigants. Pour comprendre d'où vient la différence, examinons tous les éléments qui interviennent. Dans notre configuration les deux stations sont à portées puisque, pour la plus grande distance qui les sépare, la puissance reçue reste largement supérieure au seuil de détection de porteuse fixé à -95 dBm (voir la figure 5.12).

Dans la simulation, le nombre de collisions survenues au niveau de l'AP est nul, donc qu'il n'y a pas eu de transmissions simultanées. L'évolution du *CW* de la couche MAC des stations avant chaque transmission prouve le fonctionnement de la couche MAC et par conséquent du mécanisme CCA qui indique bien l'état occupé du médium quand une transmission est détectée (voir la figure 5.13).

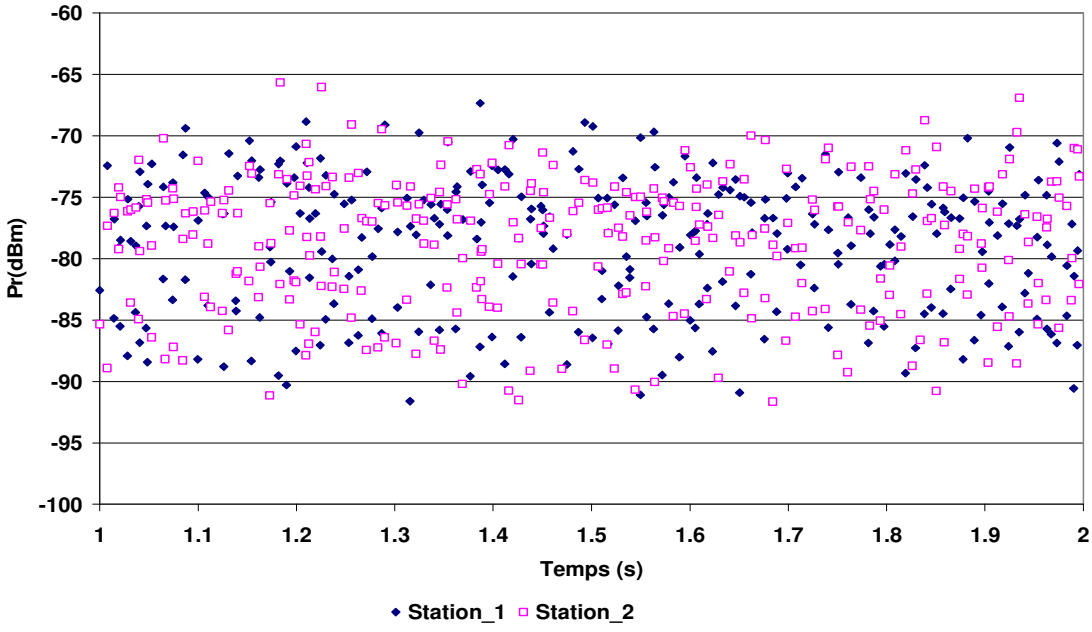


Figure 5.12. Mesures de puissances reçues par les stations aux extrémités de la cellule.

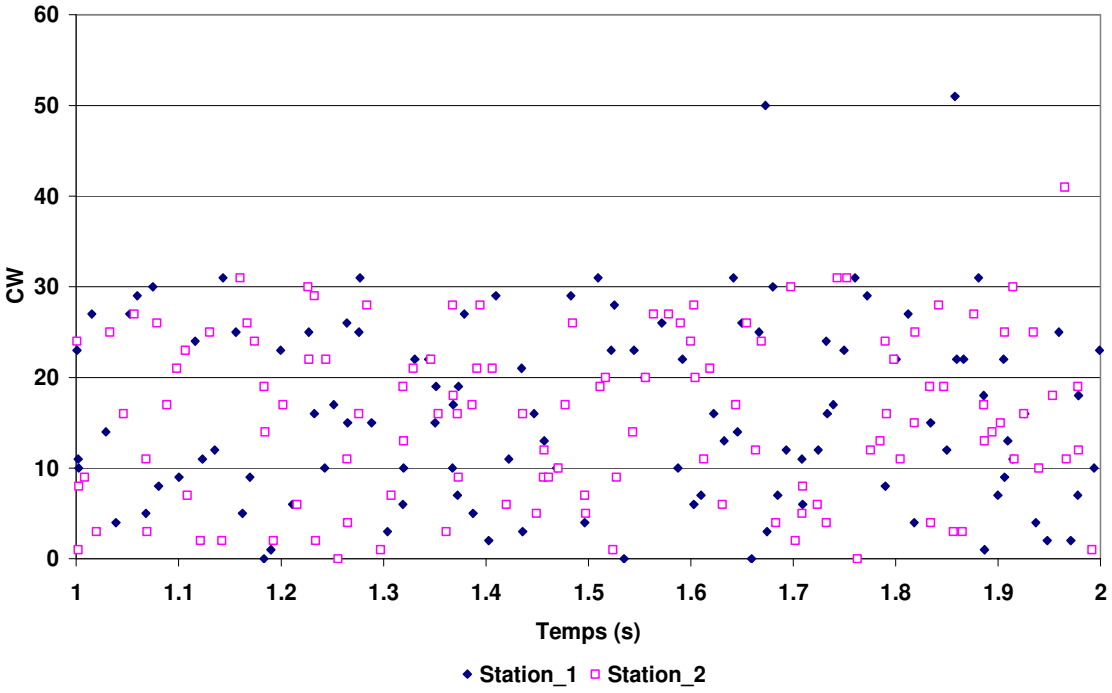


Figure 5.13. Valeur du CW.

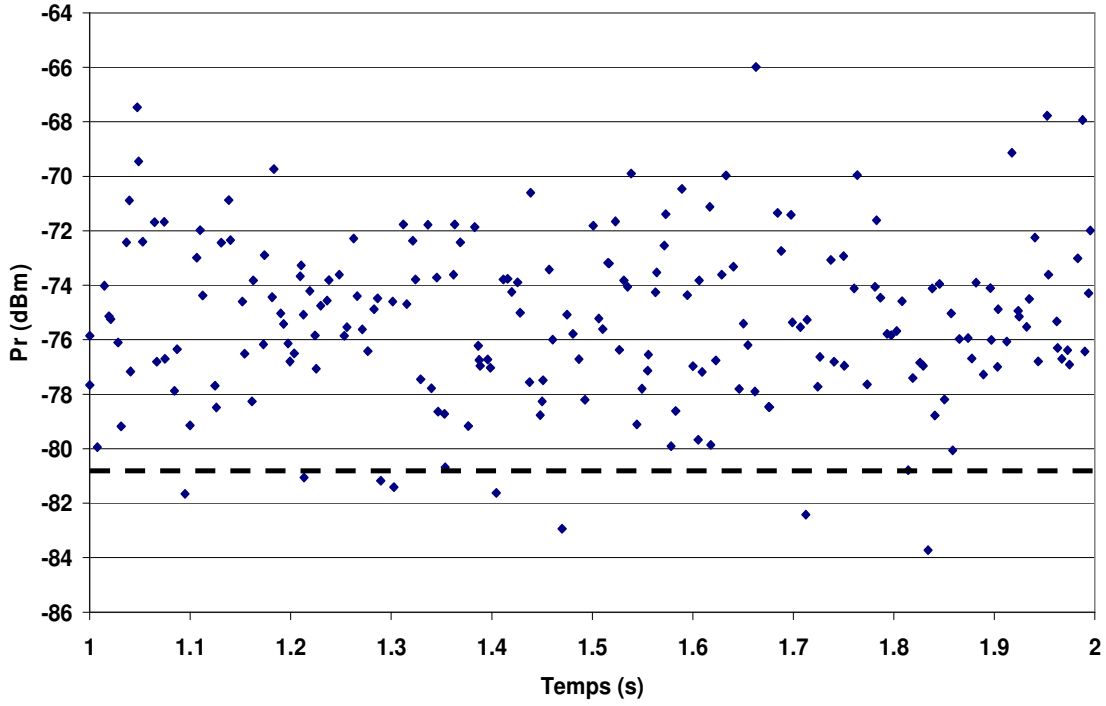


Figure 5.14. Mesures de puissances reçues par l'AP.

Pour trouver la raison aux faibles retransmissions des stations, il faut regarder la puissance des trames reçues par l'AP quand les stations sont à la distance *dmax* (voir la figure 5.14). Nous pouvons constater que certains de ces trames sont reçues avec une puissance en dessous du seuil de sensibilité que nous avons fixé à -82 dBm au niveau de l'AP. Cela est causé par l'effet de la variable aléatoire. Comme ces trames sont rejetées par l'AP et donc non acquittées, cette absence d'acquittement provoque leur retransmission par les stations.

1.4.2 Résultats de mesures

Maintenant que nous avons expliqué pourquoi les résultats de la simulation sont si faibles, nous allons essayer de comprendre les raisons pour lesquelles les mesures ne correspondent pas aux simulations.

Quand nous regardons les traces d'*Ethereal*, nous constatons l'absence totale d'acquittements de l'AP. Les temps de capture relatifs aux transmissions permettent de s'en rendre compte des transmissions simultanées, ce qui a provoqué des collisions au niveau de l'AP (voir figure 5.15). Les retransmissions générées sont dues à des collisions au niveau de l'AP, et résultent d'un dysfonctionnement de CSMA/CA ou du mécanisme CCA au niveau des stations.

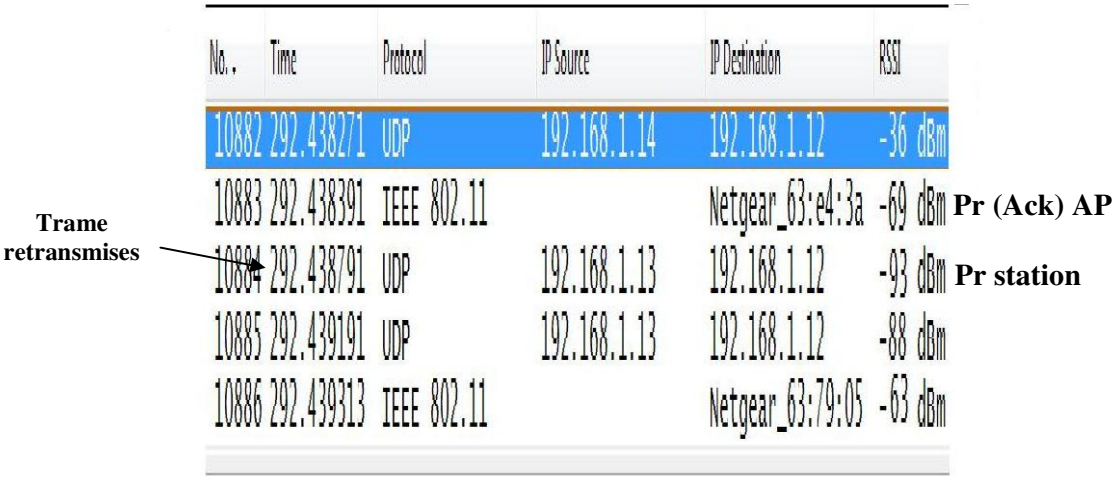


Figure 5.15. Trames en collision.

Selon le modèle de propagation utilisé en simulation, la puissance du signal reçu par une station ne descend jamais en dessous du seuil de détection de porteuse quelque soit la distance. Donc, le mécanisme CCA devrait être capable de les détecter. Dans la trace *Ethereal*, la puissance des trames de la station, même quand elle est au plus loin de la station moniteur, sont bien au dessus du seuil de sensibilité. Toutefois, ces valeurs sont en dessous des valeurs que donne le modèle de propagation. Certaines ne sont même pas vues par les stations, car ils dépassent ce seuil. Donc ces trames ne sont pas détectées par le mécanisme CCA et le rendent incapable d'indiquer à la couche MAC l'état occupé du canal. Cette erreur provoque des transmissions simultanées et ainsi des collisions au niveau de l'AP.

1.5 Explication des différences

Dans les deux points précédents, nous avons expliqué les résultats de la simulation et les mesures. Les résultats donnés par simulation sont corrects si l'on se base sur le modèle de propagation. Pour les mesures, les collisions sont dues aux puissances non détectées par les cartes puisqu'elles sont en dessous du seuil du CCA, ce qui provoque une mauvaise connaissance de l'état du médium. Il nous reste donc à expliquer pourquoi ce phénomène de station cachée cause cette différence entre les deux résultats et pourquoi dans le cas de la simulation, nous ne voyons pas apparaître ce phénomène.

Pour cela il faut trouver les raisons de l'affaiblissement du signal, qui vu par la station moniteur est très différent de celui donné par le modèle. Une autre question à laquelle il faut répondre est la cause des différences entre les signaux provenant de l'AP (ces signaux ont des puissances au dessus de celles du modèle) et ceux provenant des stations (ces signaux ont des puissances en dessous du modèle. Et si cette différence même minime est la raison d'apparition de zones cachées, il serait très intéressant d'en mesurer l'impact.

1.5.1 Conditions de propagation et zone cachée

1.5.1.1 Cas où la propagation est identique

Nous allons d'abord étudier dans quel cas un modèle de propagation pour l'ensemble des liens (AP-Station et Station-Station) peut générer des zones cachées. Remarquons que ces zones n'existent pas dans une cellule, quand les puissances reçues par des stations diamétralement opposées, se trouvant donc sur le périmètre de la cellule, sont supérieures au seuil de détection de la porteuse.

Prenons comme exemple la configuration de la figure 5.16 avec un point d'accès qui est positionné au centre de la cellule. Le rayon *R1* de la cellule est calculé pour un seuil de sensibilité à -82 dBm. Avec un modèle de type *Log-distance Path Loss Model*, cette condition s'écrit sous la forme de l'équation 5.6.

$$\Pr \geq Pe - (PL(d_0)[dB] + 10\,n \log_{10}(R1)) = -82\,dBm \qquad 5.6$$

D'un autre côté, pour que les stations M1 et M2 soient capables de détecter toute activité dans la cellule, un signal qu'émet M1 et qui atteint M2 à l'opposée doit avoir une puissance au dessus du seuil de détection de porteuse. Cette puissance permettra au mécanisme CCA de M2 de détecter l'activité et d'indiquer à la couche MAC que le canal est occupé. Dans le cas où cette station voulait transmettre, elle reporterait la transmission jusqu'à ce que le canal devienne libre. Si nous désignons par *R2* la distance au-delà de laquelle la détection du signal n'est plus possible, la condition s'écrit sous la forme de l'équation 5.7.

$$\Pr \geq Pe - (PL(d_0)[dB] + 10\,n \log_{10}(R2)) = -95\,dBm \qquad 5.7$$

Avec :

$PL(d_0)$ est la puissance de réception à une distance de référence d_0,

n est le coefficient d'affaiblissement.

Si nous prenons une puissance d'émission *Pe* égale à 0 dBm, les deux équations précédentes deviennent :

$$PL(d_0)[dB] + 10\,n\,\log_{10}(R1) = 82\ dBm \qquad 5.8$$

$$PL(d_0)[dB] + 10\,n\,\log_{10}(R2) = 95\ dBm \qquad 5.9$$

Par soustraction de l'équation 5.8 et de l'équation 5.9 nous obtenons :

$$10\,n\,\log_{10}(R2) - 10\,n\,\log_{10}(R1) = 13\ dBm \qquad 5.10$$

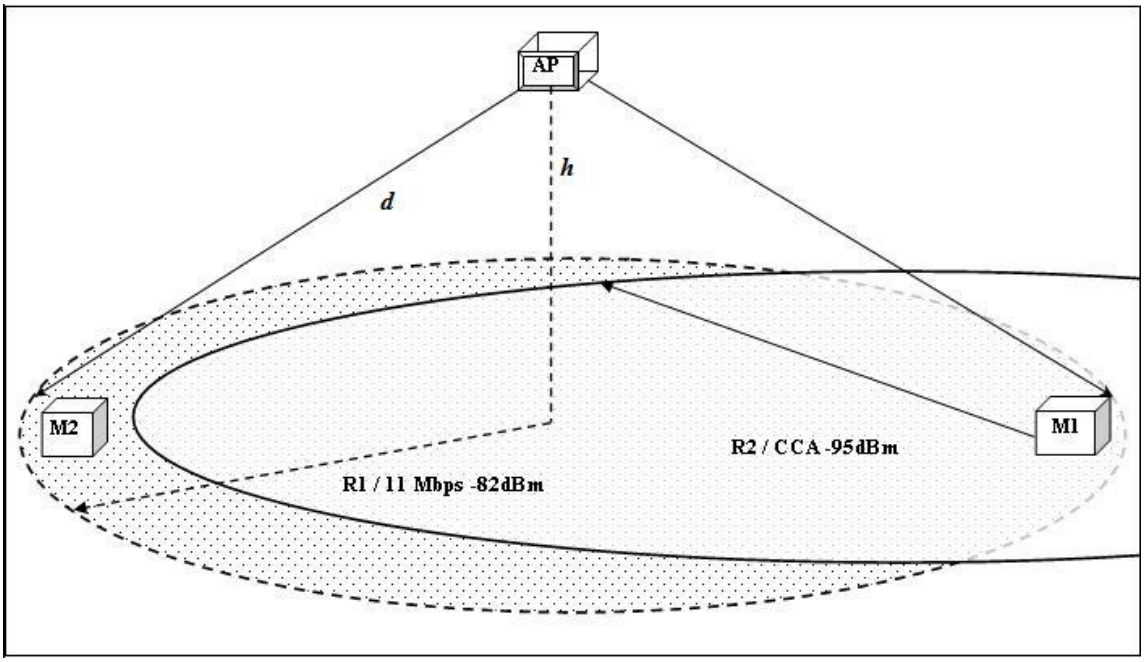


Figure 5.16. Identifications des zones cachées.

Soit encore :

$$10\,n\,\log_{10}(R2/R1) = 13\ dBm \qquad 5.11$$

Nous remplaçons le rapport *R2*/*R1* par de λ.

$$10\,n\,\log_{10}(\lambda) = 13\ dBm \qquad 5.12$$

$$\lambda = 10^{(1.3/n)} \qquad 5.13$$

Pour différentes valeurs de *n* dans l'équation 5.12, nous calculons la valeur de λ correspondante au rapport entre les deux rayons. Les résultats sont donnés dans le tableau 5.3. L'intervalle des valeurs possible de *n* retenu est [2, 6];

n	Log(λ)	λ	10 n Log(λ)
2,00	0,65	4,47	13.006
3,00	0,43	2,71	12.989
4,00	0,33	2,11	12.971
4,32	**0,30**	**2,00**	13.004
5,00	0,26	1,82	13.003
6,00	0,22	1,65	13.049

Tableau 5.3. Valeurs de λ en fonction de *n*.

Pour que les stations diamétralement opposées puissent s'entendre et partager le canal selon CSMA/CA, il faut que *R2* soit supérieur ou égal au double de *R1*. Nous distinguons clairement sur ce tableau que pour des valeurs de *n* allant de 1 à 4, le rapport entre *R1* et *R2* est toujours supérieur ou égal à 2. Cette valeur est atteinte quand *n* est égal à 4.32. Un coefficient d'affaiblissement plus grand rend le rapport inférieur à 2 et des zones cachées sont formées.

En conclusion, si les conditions de propagations sont homogènes en tout point, dans une configuration en mode infrastructure avec un coefficient d'affaiblissement *n* inférieur à 4.32, les transmissions seront détectées même pour les stations diamétralement opposées. Dans notre cas, le modèle de propagation à un coefficient d'affaiblissement égale à 3.26 (équation 5.1) donc le rapport R2/R1 est supérieur à 2. Nous pouvons conclure que selon ces hypothèses les stations peuvent détecter toute activité dans la cellule.

1.5.1.2 Cas d'une différenciation des liens

Durant toutes les mesures, l'AP et la station en mode moniteur sont en visibilité directe. Dans ce cas, l'affaiblissement que le signal subit dépend surtout de l'affaiblissement à cause de la distance qui sépare l'AP et la station. Du côté des stations, en plus de ne pas être en visibilité directe, le signal qu'elles émettent rencontre plusieurs obstacles sur son trajet. À l'affaiblissement de parcours, il faut ajouter les absorptions dues à ces différents obstacles, ce qui cause un affaiblissement plus important. C'est ce signal dégradé qui sera utilisé par le mécanisme CCA pour détecter l'état du médium.

Plusieurs résultats issus de mesures mettent en évidence que l'affaiblissement que subit une onde radio est moins important quand il y a une visibilité directe entre les stations. Le coefficient d'affaiblissement du modèle du *Path Loss* devient important quand des obstacles bloquent le trajet direct émetteur-récepteur de l'onde [RAP 89, CAS 03, AND 03]. L'influence que peuvent avoir les matériaux qui constituent les obstacles et que rencontre l'onde peut être différente (métal, bois, verre, ...) [AND 03]. Le tableau 5.4 donne quelques valeurs d'atténuation que subit une onde radio selon le type d'obstacle.

Si une différence dans les conditions de propagations est la raison de l'apparition de ces zones cachées, il serait intéressant de voir son impact et la taille de ces zones. Lorsque le modèle (chapitre 4, section 2.4) a été ajusté à nos mesures, nous avons fusionné les valeurs de puissances perçues par station STA_H (position de l'AP à 2.5 m) avec celles de STA_L (50 cm du sol), et dans ce cas le modèle obtenu masque l'effet de cette différence concernant les conditions de propagation.

Type des matériaux	Perte (dB)	Fréquence	Référence
Métal	26	815 MHz	[COX 83]
Aluminium	20.4	815 MHz	
Isolant	3.9	815 MHz	
Mur de béton	13	1300 MHz	[RAP 96]
Petite machine < 1 m²	1-4	1300 MHz	
Moyenne machine 1 à 2 m²	5-10	1300 MHz	
Grosse machine > 2 m²	10-12	1300 MHz	

Tableau 5.4. Atténuation que cause différents obstacles.

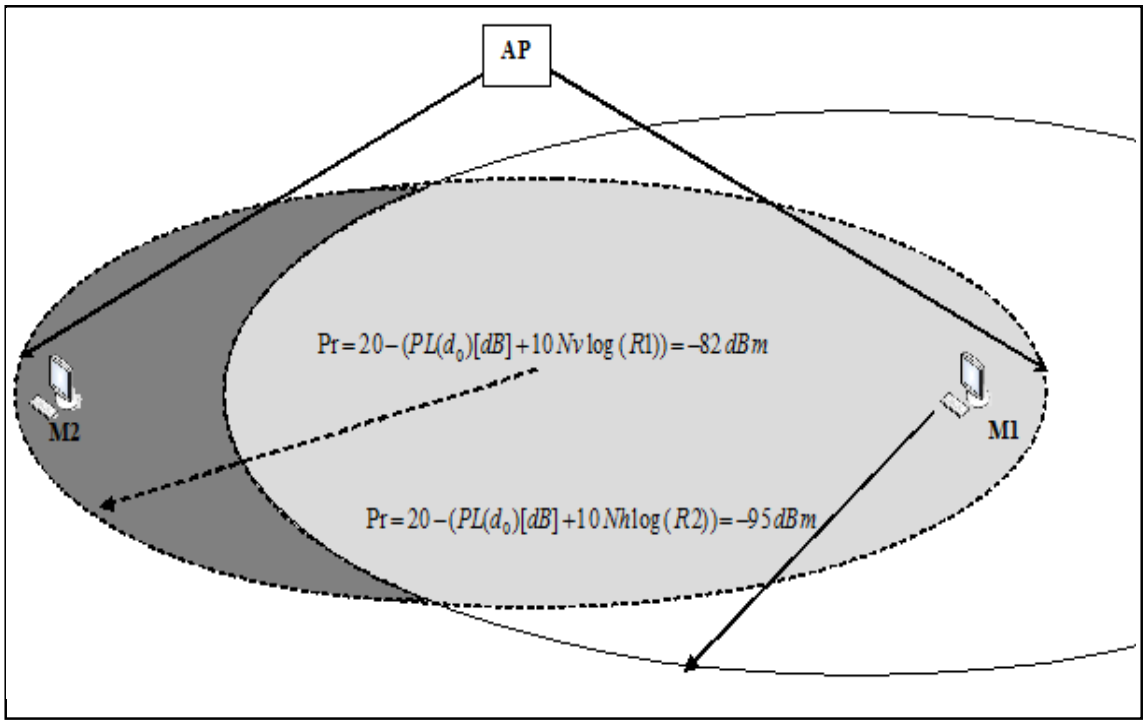


Figure 5.17. Taille de la zone cachée.

Pour vérifier nos hypothèses, nous allons procéder comme décrit dans la section précédente. Nous supposons que selon le type de lien, il existe des conditions de propagation différentes donc des modèles avec des coefficients d'affaiblissement différents. Nous considérons deux types de liens : les liens entre l'AP et une station (AP-Station) que nous appellerons liens verticaux, et les liens entre les stations (Station-Station), nommés liens horizontaux. Comme précédemment nous choisissons le modèle *Log-distance Path Loss Model*. Nous suppose que *Nv* est le coefficient d'affaiblissement pour les liens verticaux et *Nh* pour les liens

horizontaux. Le premier modèle nous aide à définir la taille de la cellule et les puissances de réception par rapport à l'AP. Le second modèle permettra d'estimer à partir de quelle distance l'activité d'une station est perçue par une autre station de la cellule (voir la figure 5.17).

Les deux équations donnent alors :

$$\Pr = 20 - (PL(d_0)[dB] + 10\ Nv\ \log\ (R1)) = -82\ dBm \qquad 5.14$$

$$\Pr = 20 - (PL(d_0)[dB] + 10\ Nh\ \log\ (R2)) = -95\ dBm \qquad 5.15$$

Avec $Nv < Nh$ et $PL(d0)$ est la puissance de réception à une distance de référence $d_0 = 1$ m , calculée avec le modèle *Free Space*.

Pour trouver la taille de la zone cachée si elle existe nous allons positionner les deux stations sur le périmètre de la cellule, diamétralement opposées. Nous allons fixer le coefficient *Nv* pour calculer *R1* le rayon de la cellule. Puis nous ferons varier la valeur de *Nh* pour calculer le rayon *R2* et le rapport $\lambda = R2/R1$. Il y'aura zone cachée si $\lambda < 2$

La taille de la zone cachée est la surface de la cellule qui n'est pas incluse dans le cercle défini par *R2* dans le cas où $\lambda < 2$ représentée par un croissant de lune de la figure 5.7. La méthode de calcul de cette surface ressemble à la solution du problème connu sous le nom du *problème de la chèvre* [JAC 03].

Le tableau 5.5 donne quelques valeurs de λ selon les valeurs de *Nv* et *Nh*. L'impact d'une différence sur λ est important quelque soit la valeur des coefficients d'affaiblissement. Notons que pour $Nv = Nh = 4.32$, nous retrouvons un rapport égal à 2.

Les résultats dressés dans ce tableau donnent des indications très claires sur les conséquences d'une différence sur le rapport entre *R1* et *R2*. Prenons comme exemple le cas où $Nv = 3$ et *Nh*

= 3.5. Pour ces valeurs, λ est égal à 1.19, ce qui veut dire que plus de la moitié de la cellule est une zone cachée pour la station M1.

De la même façon que pour le calcul de λ, nous allons calculer la taille de la zone cachée et la comparer à la surface totale de la cellule. La surface de la zone cachée représentée par le croissant grisé sur la figure 5.14 peut être obtenue par la formule de l'équation 5.16. Cette formule est obtenue de la même façon qu'est calculée la surface du champ dans le problème de la chèvre.

Nv	Nh	λ
2	2	4,46
2	2,5	0,79
2	3	0,25
2	3,5	0,11
3	3	2,71
3	3,5	1,19
3	4	0,64
3	4,5	0,39
4	4	2,11
4.32	4.32	2.00
4	4,5	1,30
4	5	0,89
4	5,5	0,65
5	5	1,81
5	5,5	1,32
5	6	1,02
6	6	1,64

Tableau 5.5. Rapport $\lambda=R_2/R_1$.

$$Surface\ cachée(m^2) = \frac{R_1^2}{2}[4\arcsin(R_2/2R_1) - \sin(4\arcsin(R_2/2R_1))] + \frac{R_2^2}{2}[\pi - 2\arcsin(R_2/2R_1) - \sin(\pi - 2\arcsin(R_2/2R_1))] \quad 5.16$$

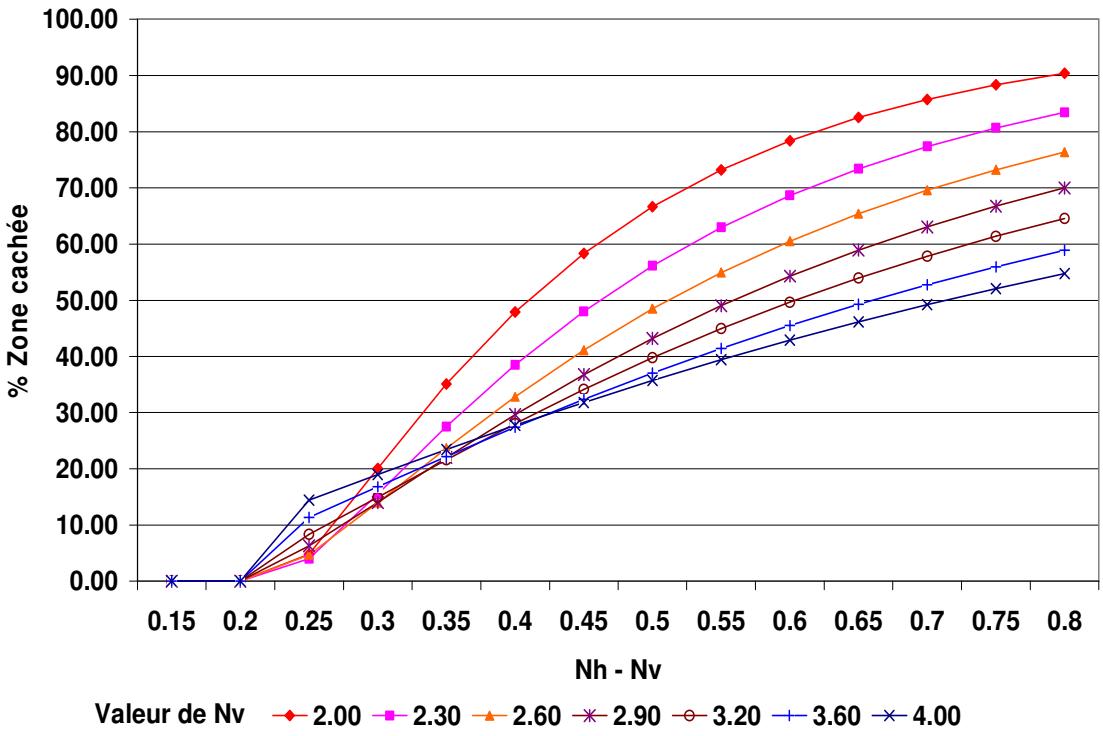


Figure 5.18. Proportion de la zone cachée par rapport à la taille de la cellule.

Pour plusieurs valeurs de *Nv* et de *Nh*, nous calculons la surface totale de la cellule et celle de la zone cachée. Nous avons représenté le rapport entre ces deux surfaces dans la figure 5.18. Plus la différence entre les deux valeurs est importante plus la taille de la zone cachée est importante. Prenons par exemple le cas où *Nv* est égal à 2.9, pour une valeur de *Nh* égale à 3.3. La zone cachée représente 30% de la cellule. Elle atteint 50% de la cellule quand *Nh* est égal à 3.45.

1.5.2 Discussion des résultats

Dans ce qui a précédé, nous montrons une fois de plus l'importance de la modélisation des conditions de propagation dans les outils de simulation. Nous avons vu que même avec un modèle obtenu à partir de mesures et implémenté sur un simulateur comme *OPNET*, il peut y

avoir des différences entre les résultats simulés et les mesures, même si la couche MAC 802.11 de cet outil a été validée.

Nous avons émis plusieurs hypothèses sur les causes de l'écart entre les résultats, et nous les avons vérifiées soit par simulation soit par des captures du trafic effectuées avec *Ethereal*. Nous avons aussi montré que pour simuler les communications sans fil dans des configurations particulières, il est probablement nécessaire d'oublier les conventions: une situation particulière nécessite un modèle particulier.

2. Nouveau modèle de propagation

Comme nous l'avons expliqué dans la section précédente, il se peut que cette différence de modèle soit la cause de l'apparition d'une zone cachée. Afin de le prouver, nous allons extraire les paramètres de chacun des deux modèles de propagation (un « vertical » pour le lien STA_H STA_Mobile et l'autre « horizontal » pour STA_L STA_Mobile) par la méthode présentée en section 2.6 du paragraphe précédent. Ensuite, nous allons étudier les caractéristiques de la variable aléatoire qui permet de prendre en compte le *shadowing* dans un modèle [RAP 96].

2.1 Distinctions entre les liaisons

Dans cette partie nous allons proposer un modèle à deux composantes (Split Model) qui seront utilisées pour distinguer l'affaiblissement que subissent les signaux échangés de la station haute (point d'accès) de celui que subissent les signaux entre stations au niveau du sol. Pour définir les paramètres d'un tel modèle, nous allons refaire la procédure d'analyse du chapitre précédent dans la section 2.6.

Sur la figure 5.19, nous avons repris les mesures effectuées sur le site, en les représentants selon la position des stations émettrice. Nous distinguons clairement dans les puissances

reçues la différence entre l'affaiblissement des signaux provenant de STA_H de celui des signaux provenant STA_L.

Pour des courtes distances, la différence est faible et les points se superposent. Ces distances correspondent qu'au premier tronçon. Sur ce tronçon il n'y a aucun obstacle entre les entités : elles sont en visibilité directe (LOS) et le seul affaiblissement que subit le signal sur ce tronçon dépend de la distance parcourue. Pour les plus grandes distances, la différence s'accentue. En effet, pour les autres tronçons, en plus de la distance, le signal subit les effets d'absorption que causent les obstacles entre STA_M et les émetteurs. Cet effet est moins important pour le signal de STA_H qu'il l'est pour le signal de STA_L étant donné que les obstacles se trouvent plus souvent au niveau du sol qu'en hauteur [BEN 08a].

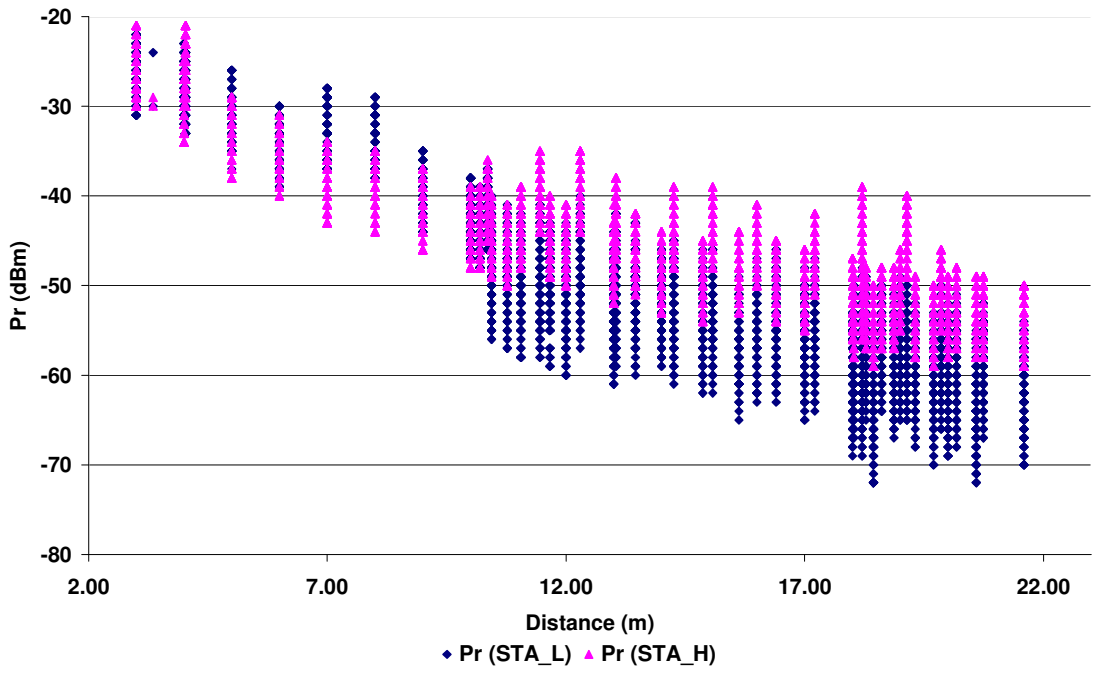
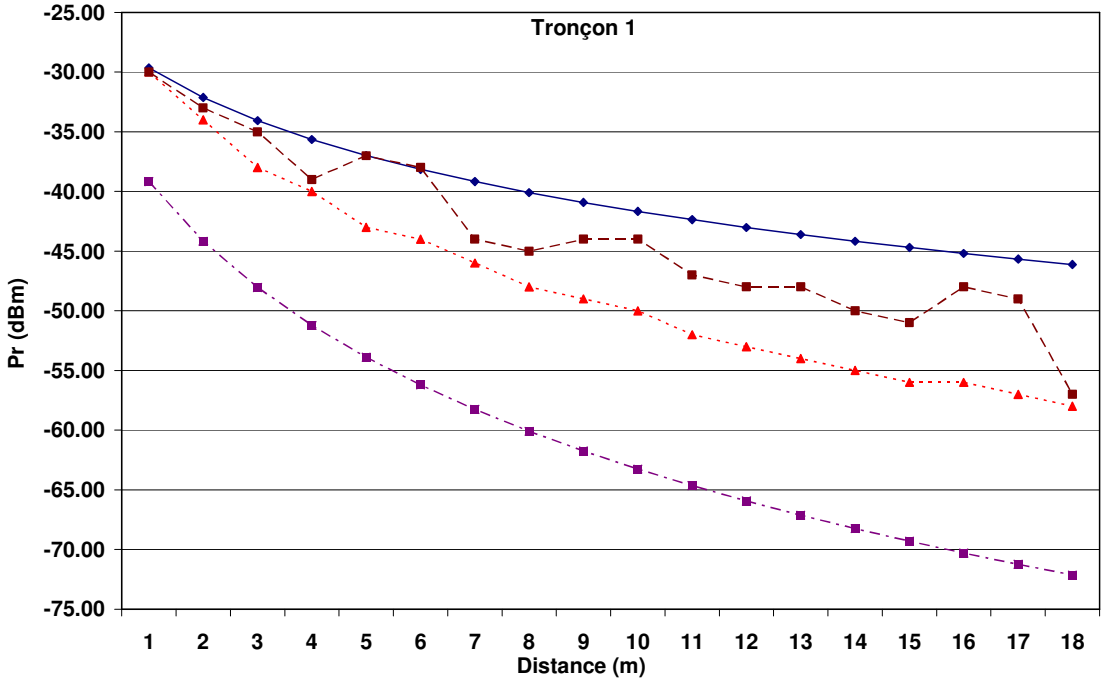
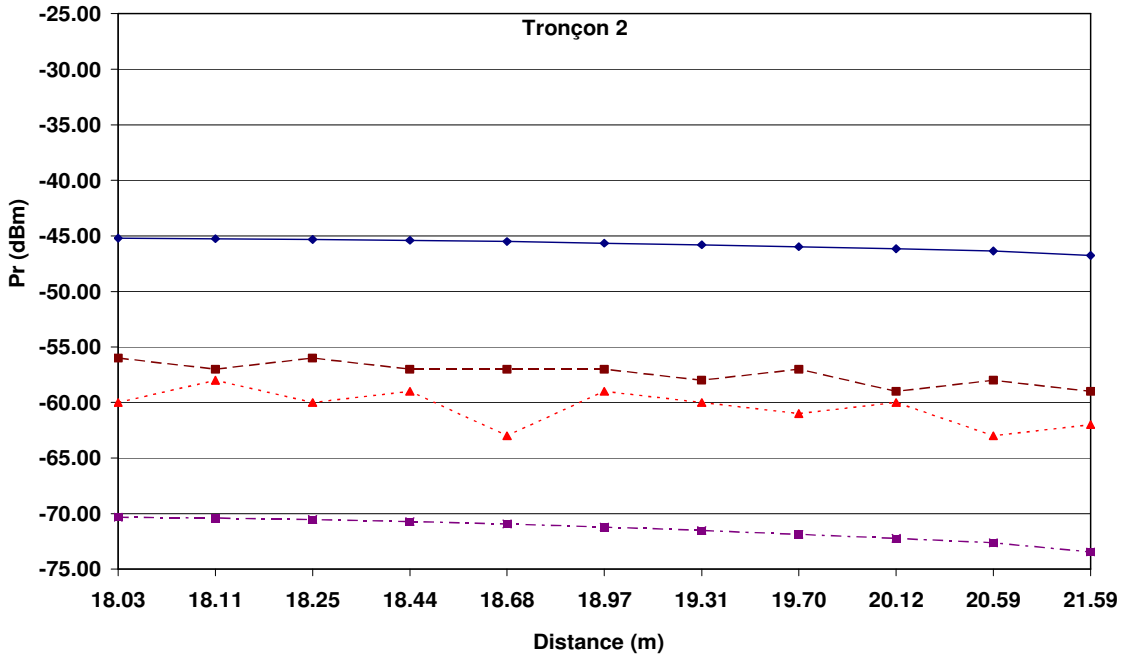


Figure 5.19. Puissances reçues par STA_L et STA_H.

Les graphes de la figure 5.20 comparent les moyennes des mesures aux deux modèles les plus connus. Les résultats sont présentés par tronçon. Dans tous les cas, nos mesures se situent

entre les deux modèles. Le modèle *Free Space* reste un modèle optimiste dans tous les cas, et le modèle *Log-distance Path Loss Model* reste un modèle pessimiste, même si pour le tronçon trois les mesures tendent à se rapprocher le plus de ce modèle.





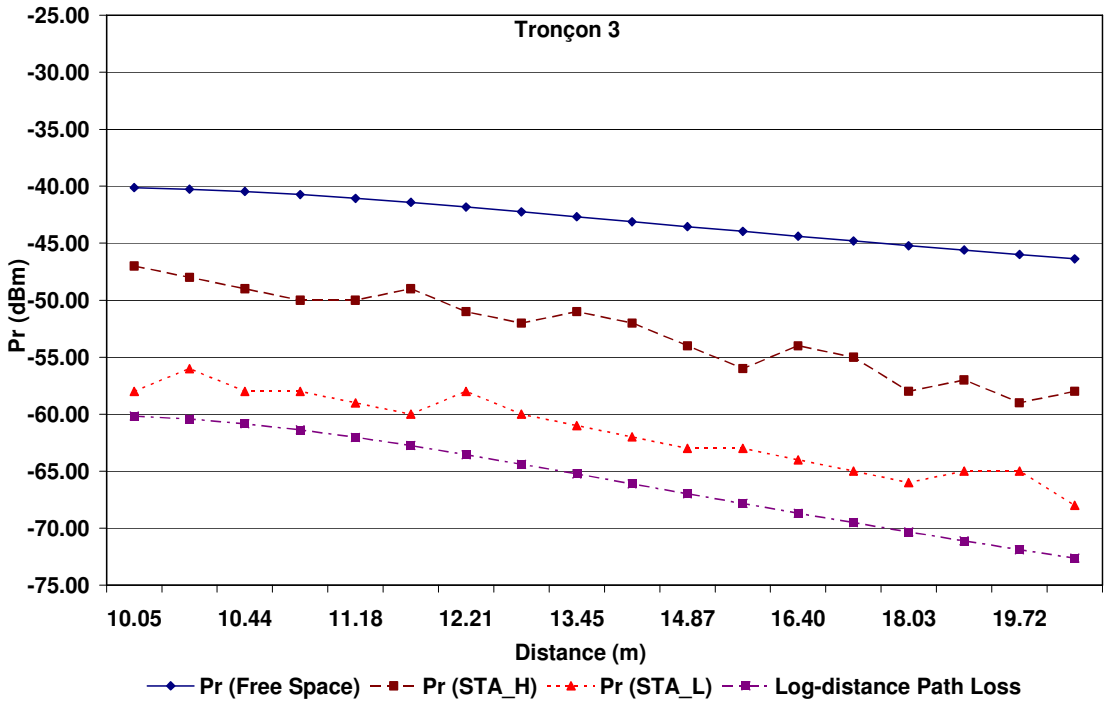


Figure 5.19. Moyenne des mesures selon le type de lien et comparées aux modèles Free Space et Log-distance Path Loss.

2.2 Analyse des données

Par régression linéaire sur les données, il est possible d'obtenir une estimation des paramètres du modèle *Log-distance Path Loss*. Ceci pour nous permettre d'obtenir les paramètres N et $PL(d_0) + X\sigma$, dont les valeurs sont données dans le tableau 5.6.

Lien	N	$PL\ (d_0)$	Modèle
AP - Station	2.891	47.80	Pr = 20 – (47.80+28.91 Log10(d))
Station - Station	3.754	44,85	Pr = 20 – (44.85+37.54 Log10(d))

Tableau 5.6. Valeurs obtenues par régression pour les deux liens [BEN 08a]**.**

Les paramètres les plus importants sont les coefficients d'affaiblissement des deux composantes du modèle. Ils permettent d'avoir une idée globale sur l'effet que peuvent avoir

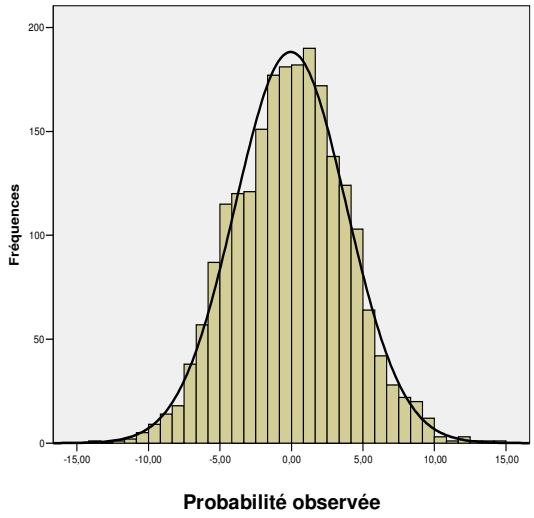
les obstacles sur le modèle, mais aussi d'avoir une idée sur ce que peut impliquer une telle différence sur la taille de la zone cachée (par comparaison avec les courbes de la figure 5.18).

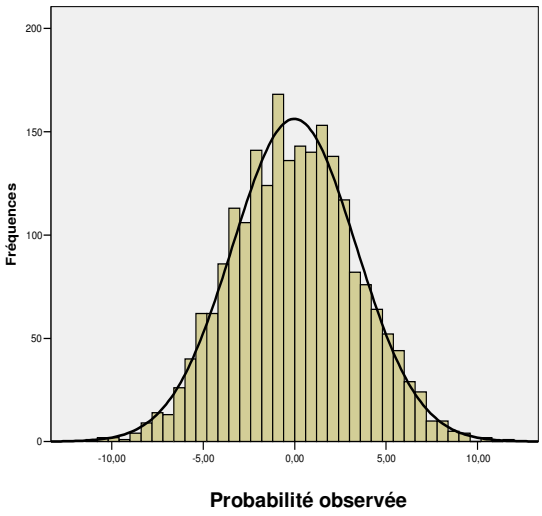
Avant de calculer les paramètres de la variable aléatoire, nous allons d'abord voir si, avec de tels coefficients d'affaiblissement, des zones cachées peuvent apparaître ou pas. Avec *Nv* égal à 2.891 et *Nh* égal à 3.754, la taille de la zone cachée peut atteindre 70% de la surface de la cellule [BEN 08a].

En effet à partir des équations 5.14 et 5.15, le rapport entre les deux surfaces λ peut être écrit sous la forme de l'équation 5.17 qui intègre les deux coefficients d'affaiblissement ainsi que les constantes correspondantes à l'affaiblissement à une distance de référence PL_0. Le calcul de λ donne une valeur égale à 0.651, ce qui est très inférieur à 2 (valeur pour laquelle il n'y a pas des zones cachées.

$$\lambda = 10^{\left(\frac{N_V * (115 - PL_0 v) - N_h * (102 - PL_0 h)}{10 * N_v * N_h}\right)} \qquad 5.17$$

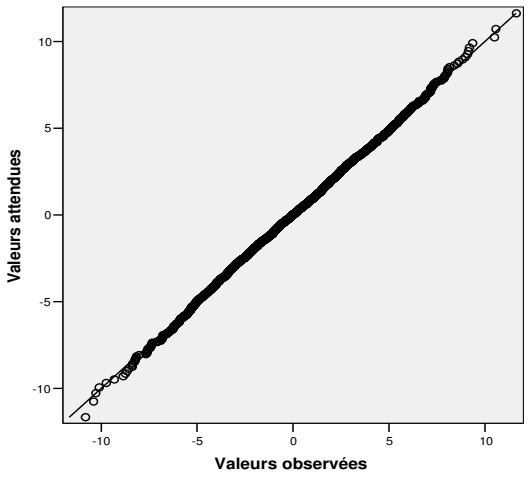
Pour la variable aléatoire, les résultats obtenus montrent que les écarts peuvent être assimilés à une variable aléatoire « normale ». La comparaison entre la distribution des résidus avec celles d'une loi normale ayant même moyenne et même écart type coïncide (voir la figure 5.20). La droite de Henry est une façon de confirmer cette hypothèse (voir la figure 5.21) [HYN 96].

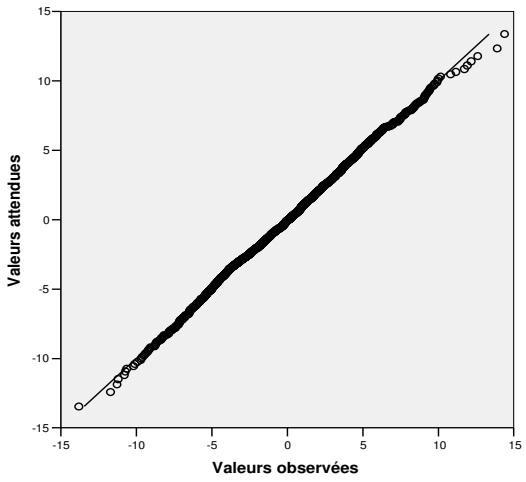




Lien horizontal (Station –Station) **Lien vertical (AP – Station)**

Figure 5.20. Distribution des résidus.





Lien horizontal (Station –Station) **Lien vertical (AP – Station)**

Figure 5.21. Droite de Henry.

En appliquant le test de Kolmogorov-Smirnov, nous allons confirmer que les écarts peuvent bien être modélisés par une variable aléatoire. Comme le montre le tableau 5.7 les écarts entre nos valeurs et celles observées sont bien en dessous de la valeur critique pour un seuil de décision α=1% ce qui confirme l'hypothèse.

Tronçon	N	d^+	d^-	|Ecart Max(d^+,d^-)|	d_α
AP - Station	2204	0.013	-0.011	0.013	0.03
Station - Station	2204	0.019	-0.014	0.017	0.03

Tableau 5.7.Test de Kolmogorov-Smirnov.

Tronçons	Moyenne	Écart type σ (dB)
AP - Station	0.01	3.36
Station - Station	0.01	3.87

Tableau 5.8. Moyenne et écart type.

Dans le tableau 5.8, nous avons dressé la valeur des moyennes et des écarts types pour les deux liens. En revanche, il est intéressant de noter que les valeurs des écarts types des variables aléatoires pour les deux modèles sont inférieures aux valeurs obtenues pour les autres modèles (cf partie 2.6.2 du chapitre 4). Rappelons que l'écart type donne un ordre de grandeur à la précision des estimations faites à l'aide d'une régression linéaire, car il définit l'erreur entre la valeur mesurée et celle calculée. Plus cette valeur est petite, plus la précision est grande. Ainsi, notre modèle (split model) traduit plus fidèlement les conditions de propagation.

2.3 Prise en compte du split model dans la simulation

Nous avons obtenu un modèle à deux composantes qui permettent de représenter l'affaiblissement du signal selon le chemin parcouru et ceci à partir de mesures faites sur un site générique. Les deux équations 5.14 et 5.15 donnent la formule du *path loss*.

$$PL_v = 47.80 + 28.91 \log\,(d_1) + X\sigma(3.36) \qquad 5.14$$

$$PL_h = 44.85 + 37.54 \log\,(d_2) + X\sigma(3.87) \qquad 5.15$$

Les deux formules seront implémentées sur OPNET dans l'étape qui permet de calculer les puissances des paquets reçus. Nous reproduire les mêmes simulations qu'en 1.3.3, le but est de voir si avec ce modèle nous obtenons les mêmes résultats qu'avec les mesures [BEN 08a].

2.4 Prise en compte de l'effet de capture

Lorsque nous avons expliqué la cause des retransmissions dans la section 1.4.2, nous avons vu sur la capture *Ethereal* de la Figure 5.15 que deux trames étaient émises simultanément en se basant sur les temps relatifs aux transmissions. Suite à cela nous pouvons remarquer qu'une seule a été retransmise. Nous donc face au cas où lors de la réception de deux trames, l'une est décodée convenablement et l'autre est ignorée. C'est le phénomène de capture.

Plusieurs travaux ont été réalisés pour trouver le modèle analytique qui caractérise cet effet, dans le but de l'intégrer dans des simulations [VAS 04, WAR 01, CHE 98, LAU 92]. Parmi les différentes modélisations, il existe un modèle simple, mais très utilisé dans les outils de simulation tel que NS-2 par exemple. Ce modèle est présenté par l'équation 5.16

$$P_r = \alpha \sum_{i=1, i \neq r}^{n} P_i \qquad 5.16$$

Dans ce modèle, lors de n transmissions simultanées le récepteur donne l'avantage à une trame reçue « r » si son signal a une puissance de réception ***P***r supérieure à α fois la somme de toutes les puissances ***P***i des ***n-1*** autres réceptions simultanées. Ce seuil α est appelé seuil de capture et sa valeur recommandée est égale à 10 [KOC 04].

Sur OPNET nous allons incorporer la prise en charge de l'effet de capture dans le pipeline de transmission. Pour le mettre en place, il faut modifier au niveau du récepteur le pipeline, de l'étape 7 qui calcule de la puissance reçue et où sont détectées les collisions. Ensuite, il faudra

aussi adapter l'étape 9 qui calcule le bruit d'interférences. Nous allons donner les grandes lignes des modifications apportées dans ces deux étapes du « pipeline d'OPNET » (cf chapitre IV, Section 2.7.3).

Puissance reçue (étape 7) : dans cette étape si des trames sont reçues simultanément elles seront considérées comme perdues. Notre intervention à pour but d'obliger le récepteur d'accepter les deux trames et de les considérer comme valides. Cette modification permettra les autres traitements associés aux autres étapes du pipeline de s'effectuer.

Bruit d'interférences (étape 9) : pour les trames en collisions, on compare la puissance de chaque trame à la somme des puissances des autres trames. Seule celle dont la puissance est 10 fois plus élevée que la somme des autres sera acceptée. La suite du pipeline permettra de vérifier si les données reçues dans le paquet accepté sont valides ou pas.

3. Résultats sur les pertes

3.1 Evaluation du nombre de trames perdues à partir du modèle composite et de l'effet de capture

À ce stade, nous avons identifié la nécessité de prendre en considération les conditions de propagation et l'effet de capture comme deux arguments complémentaires pour expliquer des échecs lors de transmissions de trames. Nous allons montrer que nos résultats de simulation se rapprochent significativement des mesures seulement si ses deux arguments sont pris en compte simultanément.. Dans un premier temps, nous allons mesurer leurs effets séparément.

Dans une première étape les simulations faites concernent l'effet de capture étudié à partir d'un modèle de propagation générique utilisé pour l'ensemble des liens radio. Comme le montre les résultats du tableau 5.9, le nombre de retransmissions ne dépend pas de l'activation de l'effet de capture. Ceci implique que dans le cas d'un réseau sans fil déployé sur une telle

chaîne de production, l'effet de capture n'apporte rien quand le modèle est générique. Ce résultat est logique : rappelons qu'avec un modèle de propagation générique, quelque soit la position d'une station dans la cellule, elle est capable de détecter n'importe quelle communication d'une autre station à portée du point d'accès.

	Sans effet de capture			Avec effet de capture		
Taille (octets)	**Station_1**	**Station_2**	**Total**	**Station_1**	**Station_2**	**Total**
100	9	8	17	9	8	17
200	6	8	14	6	8	14
400	9	8	17	9	8	17
800	8	7	15	8	7	15

Tableau 5.9. Nombre de retransmissions obtenues par simulation avec un modèle générique.

Le modèle composite utilisé seul donne des résultats plus proches des mesures, et meilleurs que ceux du modèle générique avec ou sans effet de capture. Les valeurs dressées dans le tableau 5.10 montrent que l'utilisation du *modèle composite* permet d'obtenir des valeurs de retransmission proches de celles mesurées. Remarquons en particulier le fait suivant : sans effet de capture le nombre de retransmissions est supérieur à celui obtenu avec l'effet de capture. Ce résultat est normal : dans notre cas où un nombre important de paquets arrivent souvent simultanément au même récepteur, il s'en suit un rejet des paquets en collisions mais aussi la récupération de la partie des paquets qui respectent les conditions de capture. Nous retrouvons ici un résultat connu depuis qu'il a été constaté que le protocole Aloha donnait de meilleurs performances que son modèle pour lequel toutes les activités simultanées sont improductives car se traduisant par des collisions.

Taille (octets)	Sans effet de capture			Avec effet de capture		
	Station_1	Station_2	Total	Station_1	Station_2	Total
100	304	299	603	231	229	460
200	301	291	590	229	224	453
400	870	868	1738	680	673	1353
800	1057	1114	2171	833	871	1704

Tableau 5.10. Nombre de retransmissions obtenues par simulation avec le modèle composite.

Taille (octets)	Mesures			Modèle composite et effet de capture		
	Station_1	Station_2	Total	Station_1	Station_2	Total
100	276	181	457	231	229	460
200	287	286	573	229	224	453
400	689	697	1386	680	673	1353
800	867	879	1746	833	871	1704

Tableau 5.11. Nombre total de retransmissions pour les mesures et les simulations.

Comme le montre le tableau 5.11, les résultats obtenus avec le modèle composite et l'effet de capture sont proches des mesures. Pour étudier les caractéristiques des échanges dans une cellule comme celle que nous voulons déployer sur notre site, il est donc nécessaire que dans la simulation, les conditions de propagation et l'effet de capture soient bien pris en considération simultanément [BEN 08a].

3.2 Pertes et délai

Dans cette section, nous allons nous intéresser aux pertes, à la latence et à la gigue dans les échanges en présence du phénomène des terminaux cachés. Nous allons aussi déterminer si les mécanismes prévus par la norme pour réduire les effets de ce phénomène apportent des avantages dans notre contexte.

3.2.1 L'apport du mécanisme RTS/CTS

Nous avons vu dans ce qui précède que pour déployer un réseau 802.11 en milieu industriel, il est préférable de se baser sur le mode infrastructure. Pour ce mode, les stations doivent passer par un point d'accès pour échanger des données. Afin d'assurer une zone de couverture importante, les points d'accès sont souvent placés en hauteur. Nous avons vu aussi que la taille des cellules dépend de la qualité de service que nous souhaitons mettre à disposition des stations.

Les mesures ont montré qu'à cause des conditions particulières de propagation, des zones dites cachées apparaissaient. D'une part, la taille de la cellule est mesurée selon le lien (AP, Station), mais les performances dépendent en grande partie du mécanisme CSMA/CA. Or, la disposition des machines affecte le lien (Station-Station) qui est utilisé par le mécanisme CCA. Par conséquent, de tels obstacles ont un impact sur CSMA/CA. Cela peut avoir des effets sur les performances de la couche MAC. Pour remédier au problème des stations cachées, la norme 802.11 prévoit l'utilisation du RTS/CTS. Dans la suite nous allons voir si ce mécanisme permet de pallier au problème des stations cachées, et de réduire les pertes constatées.

Mesurer l'apport du mécanisme RTS/CTS revient à mesurer le taux de pertes de trames avec ou sans celui-ci. Nous allons simuler le trafic de 10 stations dans une cellule avec un trafic indépendant et quasi périodique : chaque station choisit un instant de départ uniformément dans un intervalle [0, Δt] ms. Chaque station S_i émet une trame à une période Δt_i, la distribution des t_i respecte une valeur moyenne de Δt ms et d'un écart type de 1 ms. La durée des simulations correspond au temps nécessaire à l'envoi de 1000 trames par station. Ainsi, le nombre total de trames devant être reçues est de 10 000.

Nous allons utiliser différentes configurations en activant ou non le RTS/CTS, et en faisant varier le nombre de retransmissions possibles. Dans la première simulation, nous fixons le nombre de retransmission à 1 avec et sans utilisation du RTS/CTS. Dans la seconde, nous fixons le nombre de retransmission à 2 avec et sans le RTS/CTS. Nous allons aussi faire plusieurs scénarios pour lesquels nous allons changer la valeur de Δt de 10 ms à 60 ms.

Le graphe de la figure 5.22 montre les résultats obtenus pour les quatre configurations. Dans tous les cas, le trafic émis par les stations est supérieur à la capacité de la cellule quand le temps Δt est égal à 10 ms. À cause du temps nécessaire à l'accès au médium, les files d'attente associées à la couche MAC sont rapidement saturées, ce qui provoque des pertes [BEN 08b].

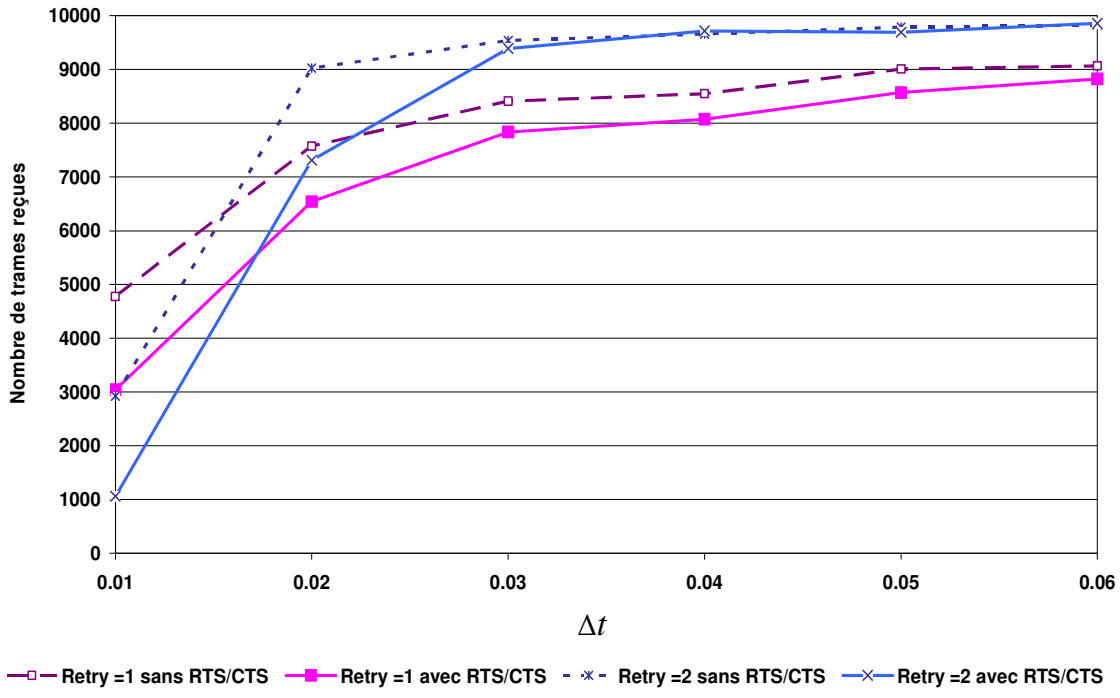


Figure 5.22. Les effets du nombre de retransmissions et du RTS/CTS sur les échanges.

Pour des valeurs de Δt plus importantes, l'utilisation du mécanisme RTS/CTS à un effet inverse de celui escompté. Avec ce mécanisme, le nombre de paquets de données perdus est

plus important à cause du trafic additionnel. Ce comportement a déjà été constaté dans des réseaux ad hoc [KAN 02, RAY 03].

3.2.2 Impact du trafic sur le délai de bout en bout et sur les pertes

Les études de [BIA 00, SAD 00] montrent la façon dont le débit total (*Throughput*) d'un réseau diminue avec la charge du trafic soumis et le nombre d'utilisateurs. C'est d'autant plus vrai en présence de terminaux cachés ou de terminaux exposés à cause du surcoût des RTS/CTS. Par exemple avec seulement 10 stations [BIA 00] et une probabilité de 5% qu'une station soit cachée [SAD 00], le débit effectif est réduit de moitié environ pour des données utiles de 1500 octets. Pour des paquets de plus petite taille et un trafic plus fréquent, les performances sont encore moins bonnes.

Pour connaître la charge optimale que l'on peut soumettre à notre réseau, nous avons calculé la durée moyenne nécessaire à un cycle d'échange. Cette durée T correspond au temps nécessaire aux M stations pour envoyer leurs données données. En d'autres termes, s'il y a M stations affiliées à un point d'accès et que chacune doit émettre une trame de 100 octets à des instants T, la charge totale soumise au réseau est égale à M x 800 x 1/T bps.

Le temps T peut être calculé à partir du temps nécessaire à l'émission d'une seule trame multiplié par le nombre de stations. Le temps d'envoi d'une trame en mode DCF inclus le temps associé a l'envoi de l'acquittement, et les délais inter trames.

Dans la simulation nous allons voir si l'utilisation des RTS/CTS contribue à l'amélioration du délai de transit. Nos simulations portent sur un ensemble de stations dont les instants de début des émissions seront choisis indépendamment. Le début est choisi aléatoirement dans l'intervalle [0, T] ms selon une loi uniforme. Nous avons effectué deux simulations, avec 10

et 40 stations. Par hypothèse dans cette étude 40 est la valeur max du nombre de stations actives sous une même cellule.

D'abord, calculons le temps théorique nécessaire à l'envoi d'une trame en mode DCF et avec l'utilisation du RTS/CTS. Le déroulement de la communication est présenté par la figure 5.23. Le calcul de T_trame le temps moyen nécessaire à l'envoi d'une trame en mode RTS/CTS peut être donné par la formule 5.17.

$$T\_trame = T\_DIFS + T\_Backoff + \textit{Entête\_Phy}\_RTS + T\_SIFS + \textit{Entête\_Phy}\_CTS + T\_SIFS + \textit{Entête\_Phy}\_DATA + ((Taille\_MAC + Taille\_Data) * 8)/Deb\_Phy + T\_SIFS + \textit{Entête\_Phy}\_Ack + (Taille\_RTS + Taille\_CTS + Taille\_ACK * 8)/Débit\_management \quad (5.17)$$

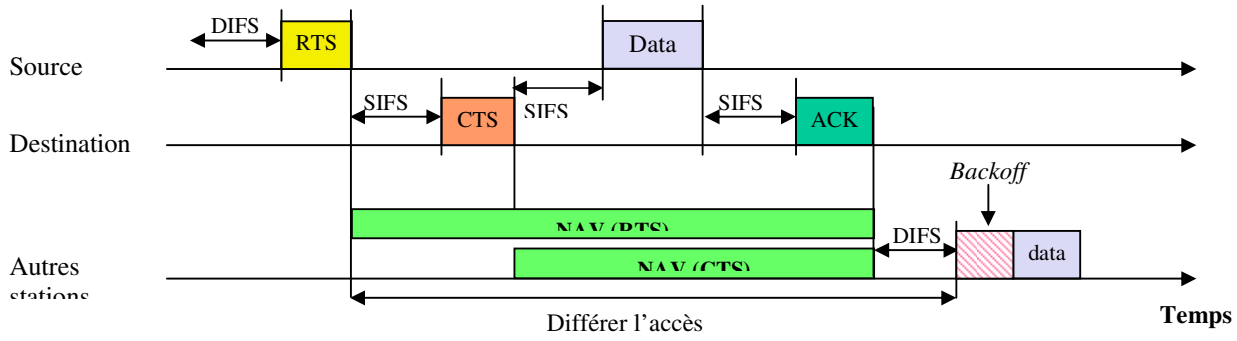


Figure 5.23. Le mécanisme du NAV.

Le tableau 5.10 donne la valeur de chaque paramètre [IEEE 802.11].

Paramètre	Valeur
SLOT	20 µs
CW-Base	31
T_DIFS	50 µs
T_Backoff	310 µs
T_SIFS	10 µs
*Entete_Phy*_(RTS,CTS,DATA,ACK)	192 µs
Taille_MAC	34 octets
Taille_Data	100 octets
Deb_Physique	11 Mbps
Taille_RTS	20 octets
Taille_CTS	14 octets
Taille_ACK	14 octets
Deb_management	1 Mbps

Tableau 5.10. Valeurs associées au calcul du délai.

Comme nous considérons que le trafic doit respecter la capacité du réseau, cela nous conduit à évaluer un T optimal, qui génère une charge soumise au réseau égale à cette capacité. Dans cette évaluation T_backoff représente le temps de backoff moyen. Cette valeur est tirée aléatoirement suivant une distribution uniforme dans la fenêtre initiale de taille [0,31]. Donc la probabilité de tirer un backoff égal à i est de 1/32. Par conséquent, le temps moyen de backoff correspond à :

$$\sum_{i=0}^{31} p\,(backoff = i) \times i \times 20 = 310\ \mu s$$

En négligeant le temps de propagation, nous trouvons pour T_Trame le temps de bout en bout une valeur égale à 1.639 ms.

Sur la figure 5.24, nous avons représenté les délais nécessaires pour acheminer les paquets de bout en bout en fonction de la période T.

En dessous de 15 ms, la fréquence de soumission des paquets de la couche supérieure à la couche MAC est plus importante que la fréquence à laquelle celle-ci se vide, ce qui provoque des pertes de paquets.

Entre 15 et 16 ms, les courbes se rapprochent, l'utilisation de retransmission (Retry) augmente de très peu les délais. Ce résultat est logique, car nous avons déjà vu auparavant que l'utilisation du mécanisme RTS/CTS n'a aucune conséquence sur le phénomène du terminal caché.

Il est important de noter qu'à partir d'une certaine valeur de T, le comportement du réseau (en termes de délai) devient stable. Dans ce cas, l'augmentation du nombre de retransmissions ou la variation des délais inter trames n'a aucun effet. Cette valeur est le temps de cycle optimal,

au-delà duquel un trafic additionnel fait effondrer les performances. Pour 10 stations, la valeur de T correspondant à ce trafic est de 16 ms.

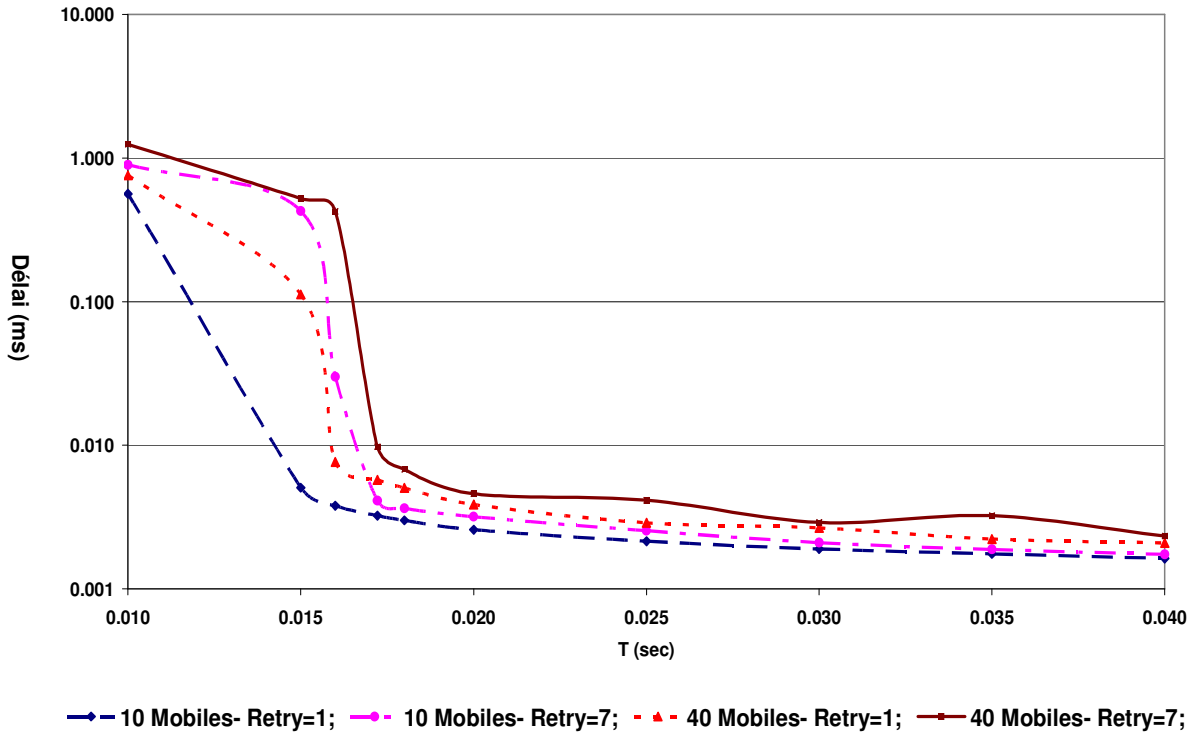


Figure 5.24. Délais de bout en bout (ms).

Pour un groupe de 10 stations, nous pouvons donc estimer que le temps nécessaire pour un cycle d'échanges avec RTS/CTS est égal à 16.39 ms ce qui correspond aux résultats obtenus par simulation. La fréquence correspondante est égale à 610 trames par seconde.

La figure 5.25 représente le nombre de paquets perdus évalué par simulation. Les pertes sont dues aux mêmes phénomènes que pour la figure précédente. Le cas où le nombre de Retry est égal à 1 nous donne une bonne indication sur l'évolution des pertes en fonction de la charge. En dessous du temps de cycle optimal, les pertes sont plus fréquentes. Lorsque le Retry est égal à 7, le taux de pertes devient résiduel au prix d'une latence et d'une gigue plus importante.

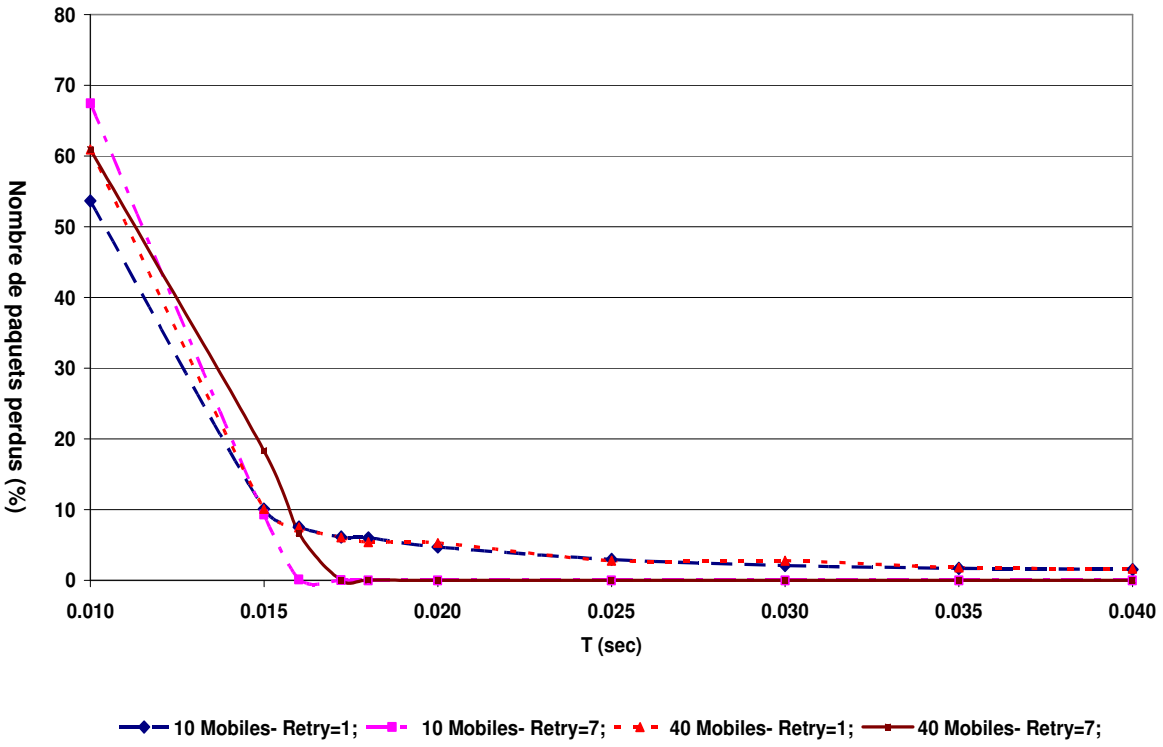


Figure 5.25. Taux de pertes en %.

Nous pouvons conclure que pour un trafic important, il n'est pas vraiment intéressant d'utiliser un mécanisme de type RTS/CTS dans le cas de l'utilisation d'un point d'accès chargé de recouvrir un site industriel tel qu'une chaîne de production par exemple. Non seulement ce mécanisme ne masque pas les effets du terminal caché, mais de plus il augmente la latence et la gigue à cause des retransmissions des paquets perdus.

Conclusion

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse ont été réalisés au sein de l'équipe "Réseaux et Protocole" du laboratoire LIMOS de l'université Blaise Pascal à Clermont-Ferrand, il entre dans le cadre du projet *WAVES* entamé en 2002. Les applications visées impliquent différents dispositifs (des mobiles, des dispositifs d'aiguillage sur un rail, des monte-charge,...etc). Il est possible d'imaginer une multitude de scénarios où ces entités peuvent être impliquées dans une ou plusieurs taches communes, ce qui les conduit nécessairement à échanger des informations souvent contraintes par le temps. Le but du projet est l'étude du comportement et de la possibilité de déployer un réseau conforme au standard 802.11 pour supporter les échanges entre entités communicantes.

Toutefois, les contraintes temps réel caractéristiques des communications industrielles doivent être satisfaites par les réseaux sans fil. Passer par des outils de simulation pour étudier le comportement de ce type de réseau est très souvent inévitable. Dans les milieux tels que les chaînes de production, les conditions de propagation sont complexes, à cause de la présence d'obstacles (machines, cloisons,..). Pour une approche par simulation, les modèles que proposent les simulateurs tels qu'OPNET ou NS2 sont plutôt destinés à des environnements plus simples. L'usage d'un modèle non adapté peut biaiser les résultats obtenus, et conduire à des conclusions peu pertinentes. Dans cette thèse nous avons apporté une attention particulière au choix du modèle conforme aux conditions mesurées, et nous avons montré que l'usage d'un modèle générique pour caractériser les conditions de propagation en milieu industriel aboutit à des résultats trop différents de la réalité.

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier par simulation les performances d'un réseau 802.11 dans une configuration en mode infrastructure dans un site générique de chaine de

production. Les résultats obtenus, permettent de dire quelles sont les applications dont un tel réseau peut supporter les exigences en termes de QoS.

Après avoir répertorié les principales propriétés caractérisant les communications nécessaires aux applications industrielles, nous avons cité quelques technologies sans fil qui pourraient être utilisées dans ce domaine d'application. Nous avons aussi, expliqué que pour obtenir des résultats de simulations fiables, il est nécessaire que les conditions de propagation simulées soient comparables aux conditions réelles. Pour ces raisons, nous avons effectué une première étape des mesures sur site pour trouver les caractéristiques du modèle de propagation le mieux adapté aux conditions de propagation observées. Le modèle obtenu sera ainsi implémenté sur l'outil de simulation OPNET pour la suite de notre travail.

Pour valider cette étape, nous avons choisi comme paramètre de comparaison le nombre de retransmissions nécessaire à l'envoi de trame. Les premiers résultats ont montré une nette différence entre les mesures et la simulation. Nous avons démontré que la modélisation des conditions de propagations en étant la cause, car elle n'était pas adaptée au mode infrastructure.

Généralement pour ce mode, les points d'accès sont souvent placés en hauteur dans le but d'assurer une couverture importante au sol. Seulement, dans les milieux comme le nôtre, les obstructions (machines, cloisons, etc.) constituent des obstacles à la propagation de l'onde entre stations évoluant sur le sol et en accentuent l'atténuation. Or, ce signal est utilisé par le mécanisme CCA des stations pour connaître l'état du médium. Dans une cellule définie à partir de la qualité du signal reçu par les stations cette différence dans les conditions de propagation conduit à l'apparition de zones dite cachées. En simulation, l'utilisation d'un modèle générique masque les effets de cette différence ce qui conduit à des résultats erronés. Pour adapter le simulateur aux conditions réelles, nous étions contraints de modéliser les

conditions de propagations en tenant compte des types de liens. Nous avons proposé un modèle à deux composantes (split model), l'une pour le Lien vertical, qui caractérise la propagation entre les stations et l'AP, et l'autre pour le lien dit horizontal pour caractériser la propagation des signaux entre les stations. De nouvelles comparaisons ont montré que les résultats de simulations tendent à se rapprocher des mesures effectuées sur site.

Le phénomène de terminaux cachés est connu dans les communications radio. Il provoque des collisions au niveau de l'AP ce qui conduit à une baisse de performances. Dans notre cas, les mécanismes prévus par le standard 802.11 (RTS/CTS) pour pallier ce phénomène ont non seulement montré leurs limites, mais à cause du type de trafic dans nos applications, ils conduisent à des performances médiocres en termes de taux de pertes, délai et gigue.

Notre contribution se situe donc à deux niveaux :

- Nous avons montré que pour de meilleurs résultats de simulation des réseaux sans fil, il est nécessaire d'apporter la plus grande attention au modèle de propagation
- Nous avons développé un modèle de propagation permettant de reproduire les conditions de propagation dans un milieu de type manufacturier.
- Grace aux mesures, nous avons montré que dans certaines configurations, l'utilisation des modèles génériques n'est pas adaptée, car elle masque certains phénomènes comme celui des terminaux cachés constatés sur un site de type chaîne de production par exemple.
- Nous avons ensuite développé un modèle pour le mode infrastructure qui prend en compte les différents types de liens puis nous avons validé les résultats de simulations par des mesures.

- Des mesures de performances sur les pertes, gigue et délais ont montré l'incapacité des mécanismes proposés par le standard 802.11 à palier aux dysfonctionnements occasionnés par ce phénomène.
- En outre, nous avons enrichi l'outil OPNET en mettant en œuvre un modèle pipeline OPNET de communications sans fil conforme à nos mesures pour un site générique d'une chaîne de production et apporter une contribution à la résolution des problèmes constatés dans le fonctionnement de la couche MAC.

De nombreuses perspectives peuvent être envisagées à partir de ce travail, parmi lesquelles, nous pouvons distinguer :

à court terme, nous avons prévu de reprendre une compagne de mesures pour la même configuration et sur plusieurs sites dans le but de vérifier le bien-fondé de notre démarche et les résultats obtenus dans nos travaux.

Il serait nécessaire aussi de travailler sur des mécanismes pour réduire les effets du terminal caché pour augmenter les performances dans les cellules.

Pour contourner les effets du phénomène du terminal caché, il est possible de ne considérer que des cellules de taille réduite dans lesquelles toutes les stations sont à portées en se basant sur les liens horizontaux. Dans ce cas une étude spécifique de planification des réseaux sans fil est nécessaire.

Il est aussi intéressant dans le cas de déploiement de plusieurs cellules dans un même milieu de se pencher sur le processus de changement de cellule (*Handover*) pour optimiser le temps nécessaire à cette opération.

REFERENCES

[AGE 00] Agelet F A, Formella A, Rábanos J M H, Isasi F V, Fontán, F P « Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling », IEEE Transactions on Vehicular Tecnology, Vol. 49, No 6, Nov. 2000.

[ALV 00] Alves M, et al, « Requirements for the RFieldbus System », Deliverable D11 RFieldbus project, IST-1999-11316, 2000.

[ALV 03] Alvarez A, Valera G, Lobeira M, Torres R, Garcia J L, « New channel impulse response model for UWB indoor system simulations », Proceedings Vehicular Technology Conference 2003 Spring, pp 1–5, 2003.

[AMI 00] Amir Q, « Analysis and Evaluation of channel access schemes and routing protocols in wireless LAN », PhD thesis, Université de Paris-Sud, 2000.

[AND 03] Anderson H R, « Fixed Broadband Wireless System Design », John Wiley & Sons Ltd, 1st edition, 2003.

[AND 95] Andersen J B, Rappaport T S, Yoshida S, « Propagation measurements and models for wireless communications channels », IEEE Communications Magazine, n° 1, pp 42-49, Jan ; 1995.

[ARN 87] Arnbak J C, « Capacity of slotted aloha in rayleigh fadingchannels, » JSAC, Vol., SAC-5, pp, 261–269, 1987.

[BAL 98] Baldwin R O, Davis N, IV J, Midkiff S F, « Implementation of an IEEE 80211 Wireless LAN Model using OPNET », OPNETWORK 1998, Washington DC, pp 61-65, 1998.

[BAR 94] Barry J R, « Wireless infrared communications », Kluwer Academic publishers, 1994.

[BEN 05] Benferhat S, Misson M, Jacquet F, « Etude dune architecture de communication pour des échanges intercellulaires entre mobiles coopérants», Colloque Francophone sur l'Ingénierie des Protocoles CFIP, article de 8 pages, Editions Hermès. BORDEAUX, FRANCE, 2005.

[BEN 08a] Benferhat S, Misson M, « Using a Split Model to Improve the Simulation of Industrial Environment Propagation Conditions », ISART (International Symposium on Advanced Radio Technologies), Juin 2008.

[BEN 08b] Benferhat S, Misson M, Jacquet F, « Study of traffic conditions for a fleet of mobiles moving within a wireless cell in an industrial environment », MIC-CCA (Mosharaka International Conference on Communications, Computers and Applications), Août 2008.

[BER 84] Bertoni H L, « IEEE Transactions on Antennas and Propagation », Vol. AP-32, No8, pp 822-829, Aug 1984.

[BER 94] Bertoni H L, « UHF propagation prediction for Wireless Personal

Communications », Proceedings of the IEEE, VOL.82, NO9, Sep. 1994.

[BHA 94] Bharghavan V, Demers A, Shenker S, Zhang L, « MACAW: A media access protocol for wireless LANs », In Proceedings of ACM SIGCOMM Symposium on Commmunication, Architectures and Protocol, pp 212_225, London, UK, Oct. 1994.

[BHA 96] Bharghavan V, « A new protocol for medium access in wireless packet networks », Technical report, University of Illinois, Urbana-Champaign, 1996.

[BHA 98] Bharghavan V, « Performance evaluation of algorithms for wireless medium access », in IEEE Performance and Dependability Symposium '98, Raleigh, NC, 1998.

[BIA 00] Bianchi G, « Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function », JSAC Wireless series, vol. 18, no. 3, 2000.

[BIA 96] Bianchi G, Fratta L, Oliveri M, « Performance Evaluation and Enhancement of the CSMA/CA MAC Protocol for 80211 Wireless LANs », 7th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC '96, pp 392-396, Oct. 1996.

[BIS 01] Bisdikian C, « An Overview of the Bluetooth Wireless Technology », IEEE Communications Magazine, Vol. 39, pp 86–94, Dec. 2001.

[BLO 03] Blome D, « Standard Electric Supply Company », Automation Express March 13, 2003.

[BLU 03] Bluetooth Special Interest Group, « Bluetooth 12 Core Specification », Nov. 2003.

[BLU 05w] http://wwwbluetoothcom, 2005.

[BLU 94] Bluetooth Special Interest Group, « Bluetooth 20 Core Specification cdr », Nov. 2004.

[BOY 04] Boyer P, « Performance based on selective multipath reception », Communications, IEEE Transactions on, Vol.52, Issue: 2, Pp:280 – 288, Feb. 2004.

[BRA 00] Bray J, Sturman C F, « Bluetooth: Connect Without Cables », Eaglewood Cliffs: Prentice-Hall, 2000.

[BRA 01] Braswell B E, McEachen J C, « Modeling data rate agility in the IEEE 80211a WLAN protocol» OPNETWORK 2001, March 2001.

[CAL 02] Callaway E, and al, « Home Networking with IEEE 802154: A Developing Standard for Low-Rate Wireless Personal Area Networks », IEEE Communications Magazine, Vol. 40, pp 70–77, Aug. 2002.

[CAN 93] ISO Standard 11898 - Road Vehicle – Interchange of Digital Information - Controller Area Network (CAN) for High-Speed Communication ISO - Internation Organization for Standardization, 1993.

[CAS 02] Cassioli D, Win M Z, Molisch A F, « The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations», IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp 1247–1257, 2002.

[CAS 03] Cassioli D, Ciccognani W, Durantini A, « UWB Channel Model Report », ULTRAWAVES (IST-2001-35189), Document D3, 2003.

[CAV 02] Cavin D, Sasson Y, Schiper A, « On the accuracy of manet simulators », in POMC '02: Proceedings of the second ACM international workshop on Principles of mobile computing, (New York, NY, USA), pp 38–43, ACM Press, 2002.

[CAV 97] Cavalieri S, Panno D, « On the integration of fieldbus trafic within ieee 80211 wireless lan» In Proceedings IEEE International Workshop on Factory Communication Systems (WFCS'97), Barcelona (Spain), 1997.

[CHA 05] Chartois Y, « Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2 », Thèse de doctorat, ENST de Bretagne, Dec 2005.

[CHA 08] Chalhoub G, Guitton A, Misson M, « MAC specifications for a WPAN allowing both energy saving and guaranteed delay - Part A: MaCARI: a synchronized tree-based MAC protocol », WSAN (IFIP Conference on Wireless Sensor and Actor Networks), 2008.

[CHE 04] Chen Z, Delis A, Bertoni H L, « Radio-wave propagation predictions using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW). », Journal of Parallel and Distributed Computing 64(10): 1127-1156, 2004.

[CHE 98] Cheun K, Kim S, « Joint delay-power capture in spread-spectrum packet radio networks », IEEE Transactions on Communications, Vol., 46, no, 4, pp, 450 – 453,1998.

[CIR 02] Cirronet, « Wireless Communications for Industrial Applications », Cirronet White Paper, 2002.

[COS 99] COST 231, « Final Report Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems », Rapport Technique, COST, 1999.

[COU 79] Cour J M, Suchard J F, « Patent #2,275,944 – Token Bus - P1979 ».

[COU 98] Coulson A J, Williamson A G, Vaughan R G, « A statistical basis for lognormal shadowing effects in multipath fading channels », IEEE Transactions Commun, Vol. 46, no 4, pp 494–502, Apr. 1998.

[COX 83] Cox D C, Murray R R, Norris A W, « Measurements of 800MHz radio transmission into buildings with metallic walls », Bell System technical journal, Vol 62, No 9, pp 2695 – 2717, November 1983.

[DAR 99] DARPA/NIST DARPA/NIST Network Simulation ValidationWorkshop Proceedings at http://wwwdyncorp-iscom/darpa/meetings/nist99may/indexhtml, May. 1999.

[DAV 80] Davis D H, Gronemeyer S, « Performance of slotted aloha random access with delay capture and randomised time of arival », IEEE Transactions on Communications, Vol., COM-28, pp, 703 – 710, 1980.

[DAV 90] Davidson D, « RF Safety Practices », The ARRL UHF/Microwave Experimenter's Manuel, pp 21-29, 1990.

[DEC 93] Decotignie J D, Pleineveaux P, « A survey on industrial communication networks», Ann Telecomm, 48(9):435, 1993.

[DEV 93] Devarsirvatham D, Rappaport T S, « Radio-wave propagation measurements modelling for personal communications », IEEE ICC International Conference on Communications, Tutorial 4, Geneva, Switzerland, May 1993.

[DOB 96] Doble J, « Introduction to Radio Propagation for Fixed and Mobile Communications », Artech House PublishersISBN: 0890065292, Oct 1996.

[DOU 02] Dousse O, Thiran P, Hasler M, « Connectivity in ad–hoc and hybrid networks », in Proceedings, of IEEE INFOCOM, New York, USA, 2002.

[DRI 04] Dricot J M, De Doncker Ph, « High-accuracy physical layer model for wireless network simulations in ns-2 », Technical report, Université Libre de Bruxelles (ULB), 2004.

[DUR 98] Durgin GD, Rappaport T S, Xu H, « Measurements and Models for Radio Path Loss and Penetration Loss In and Around Homes and Trees at 585 GHz », IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, no 11, pp 1484 – 1496, Nov. 1998.

[EN 50170] European Committee for Electrotechnical Standardization, « General Purpose Field Communication System - Vol.1 to 5 », EN 50170, 1996-2000.

[ENN 98] Ennis G, « Impact of Bluetooth on 80211 Direct Sequence», Technical report, IEEE 8021-98/319, IEEE, http:// grouperieeeorg/groups/802/Regulatory/Regulatory Filings/831947a-Impact-of-Bluetooth-on-80211pdf, Sep. 1998.

[EPR 98] EPRI, « Utility Communications Architecture Version 20, Introduction to UCA Version 20 », Editorial Draft 10, Sep. 1998.

[Ethereal] Ethereal Software, http://wwwetherealcom.

[ETSI 3w] http://wwwetsiorg/

[FAH 08] FAHS W, « Diffusion d'informations partagées entre mobiles coopérants évoluant sous une même cellule d'un réseau sans fil avec infrastructure» ,Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal, 2006.

[FOE 02] Foerster J R, Li Q, « UWB channel modeling contribution from intel » , IEEE P80215 SG3a Contribution, IEEE, Technical report P80215 02/279SG3a, 2002.

[FOR 03w] Forgue B, « Réseaux sans fil « industriels », http://www.productique.org/doc-729-249-Réseaux-sans-fil-«-industriels ».html, 2003.

[FOR 96] Fortune J S, « A beam-tracing algorithm for prediction of indoor radio propagation », Lecture Notes in Computer Science, Vol., 1148, 157-166, 1996.

[FRA 94] Frank J, « BITBUS - Grundlagen und Praxis », Huthig Buch Verlag, Heidelberg, 1994.

[FRI 46] Friis H, « A Note on a Simple Transmission Formula », Proceedings of the IRE, 41, May 1946.

[FRI 71] Friis H, « Introduction to Radio and Radio Antennas », IEEE Spectrum, 1971.

[FUM 01] Fumolari D, « Link Performance of an Embedded Bluetooth Personal Area Network », in Proceedings IEEE Int. Conf. on Commun (ICC), (Helsinki), June 2001.

[GEN 88] General Motors, « Manufacturing Automation Protocol V30 », General Motors, 1988.

[GHA 03] Ghassemzadeh S S, Greenstein L J, Sveinsson T, Tarokh V, « A multipath intensity profile model for residential environments », IEEE WCNC Wireless Communications and Networking, Vol. 1, pp150-155, Mar 2003.

[GloMoSim] GloMoSim, Global Mobile Information Systems Simulation Library, http://pcl.cs.ucla.edu/projects/glomosim/.

[GOL 01] Golmie N, Van dyck R, Soltanian A, « Bluetooth and 80211b Interference: Simulation Model and System Results », Technical report IEEE80215-01/195R0, IEEE, April 2001 http://grouperieeeorg/groups/802/15/pub/2001/May01/01195r0P802-15 TG2-BT-802-11-Model-Resultspdf.

[GOL 03] Golmie N, Van Dyck, Soltanian A, Tonnerre A, Rébala O, « Interference evaluation of Bluetooth and IEEE 802.11b systems », Wireless Networks, v.9 n.3, p.201-211, May 2003.

[GRO 82] Grow R, « A Timed Token Protocol for Local Area Networks», IEEE Electro'82, Token Access Protocols 17/3, 1982.

[GUM 00] Gummalla A C V, Limb J O, « Wireless medium access control protocols », IEEE Communications Surveys and Tutorials, Vol. 3, no 2, pp 2–15http://wwwcomsocorg/pubs/surveys, 2000.

[GUP 00] Gupta P, Kumar P R, « The capacity of wireless networks », IEEE Transactions, on Inf, Vol. 46, no, 2, pp, 388–404, Mar. 2000.

[GUP 98] Gupta P, Kumar P R, « Critical power for asymptotic connectivity », in Proceedings, of IEEE CDC, Tampa, USA, 1998.

[HAA 98] Haartsen J, « Bluetooth – the universal radio interface for ad hoc, wireless

connectivity », Ericsson Review, no 3, pp 110–117, 1998.

[HAD 02a] Hadzi-Velkov, Z, Spasenovski, B, « An analysis of CSMA/CA protocol with capture in wireless LANs », Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE, Vol.ume: 2, Pp:1303 - 1307 Vol.2, Mar. 2003.

[HAD 02b] Hadzi-Velkov Z, Spasenovski B, "Capture effect with diversity in IEEE 802.11b DCF" Computers and Communication, 2003. (ISCC 2003). Proceedings. Eighth IEEE International Symposium, Pp: 699-704 Vol.2, Jul. 2003.

[HAE 00] Haehniche J, Rauchhaupt L, « Radio communication in automation systems: The Rfieldbus approach », Proceedings. of IEEE International Workshop on Factory Communication Systems, pp. 319-326, Sep. 2000.

[HAN97] Hansen F, Meno F I, « Mobile fading—rayleigh and lognormal superimposed » IEEE VTC, 26 (4), pp 332-335, 1997.

[HAR 03] Harry R A, « Fixed Broadband Wireless System Design », John Wiley & Sons Ltd, 1st edition, 2003.

[HAS 93] Hashemi H, « The indoor radio propagation channel », Proceedings of the IEEE, Vol. 81, n° 7, Jul. 1993.

[HAT 04] Hatatcherev I, Langendoen K, Lagendijk R, Sips H, « Hybrid rate control for IEEE 80211 », ACM MobiWac 2004, pp10-18, Oct 2004.

[HAT 80] Hata M et al, « Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services », IEEE Transactions On Vehicular Technology, VT-29, 1980.

[HEI 01a] Heidemann J, Bulusu N, Elson J, et al, « Effects of Detail in Wireless Network Simulation », USC/Information Sciences Institute To appear, SCS Communication Networks and Distributed Systems Modeling and Simulation Conference, Jan 2001.

[HEI 01b] Heidemann, J, Mills K, Kumar S, « Expanding confidence in network simulation », IEEE Network Magazine, Vol. 15, pp 58–63, Oct 2001.

[HER 00] Hersent O, Gurle D, Petit J P, « IP Telephony - Packet-based multimedia communications systems», Addison-Wesley, Harlow / England, London, 2000.

[HER 03] Hernandez S, Lafarguette P, Misson M, « Spécification d'une Plateforme pour l'Evaluation de 802.11 : Echanges Inter Mobiles dans une Cellule », Colloque national de la recherche en IUT (CNRIUT), Tarbes, Mai 2003.

[HER 04] Hernandez S, Lafargette P, Freitas A, Misson M, « FIRST evaluations of a simulation Architecture of the Use of an IEEE 802.11 WLAN in industrial Context », IEEE Wireless Communications and networking conference, 2004.

[HER 06] Hernandez S, « Evaluation et optimisation du mécanisme de 'Handover' dans un réseau local sans fil dédié aux applications à trafic contraint par le temps », Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal, 2006.

[HEU 03] Heusse M, Rousseau F, Berger-Sabbatel G, Duda A, « Performance Anomaly of 802,11b », In Proceedings of INFOCOM 2003, San Francisco, 2003.

[HiperLAN 96] ETS ETSI TC-RES, « Radio Equipment and Systems (RES), HIgh PErformance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1 , Functional specification », ETS 300 652, Oct. 1996.

[HiperLAN 99] European Telecommunication Standard ETS. ETSI TS 101 475 : Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; HIPERLAN Type 2 ; Physical (PHY) layer, 1999.

[HOW 01] Howitt I, « IEEE 80211 and Bluetooth Coexistence Analysis Methodology », in Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), (Rhodes), May 2001.

[HOW 03] Howitt I, Gutierrez J A, « IEEE 802154 low rate - wireless personal area network coexistence issues », in Proceedings Wireless Communications and Networking Conference 2003 (WCNC 2003), (New Orleans, Louisiana), pp 1481–1486, Mar. 2003.

[HSU 03] Hsu J, Bhatia S, Takai Bagrodia M, R, Acriche M J, « Performance of mobile ad hoc networking routing protocols in realistic scenarios », in Proceedings of MILCOM 2003, Oct. 2003 ;

[HUI 06] Hui M, Alotaibi E, Roy S, « Analysis and simulation model of physical carrier sensing in IEEE 80211 mesh networks », in: OPNETWORK Conference 2006, Washington DC, Aug. 2006.

[HYN 96] Hyndman R J, FAN Y, « Sample quantiles in statistical packages », Amer. Stat, vol. 50, pp. 361–365, 1996.

[IEC] IEC, IEC-1158-1, « FieldBus Specification, Part 1, FieldBus Standard for Use in Industrial Control: Functional Requirements ».

[IECa 96] IEC, « Utility Communications Specification Working Group TASE2 Services and Protocol», Version 1996-08, IEC870-6-503, ICCP Inter-Control Centre Communications Protocol Version 61, Aug 1996.

[IECb 96] IEC, « Utility Communications Specification Working Group TASE2 Object Models », Version 1996-08, IEC870-6-802, ICCP Inter-Control Centre Communications Protocol Version 61, Aug. 1996.

[IEEE 1118] IEEE Std 1118, « IEEE Standard Microcontroller System Serial Control Bus », Aug. 1991.

[IEEE 802.11] IEEE Computer Society LAN MAN Standard Committee, Wireless Lan Media Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 1999.

[IEEE 802.11a] 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) Specification–

Amendment 1: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band, ISO/IEC DIS 8802-11:1999/Amd 1:2000(E), IEEE Std, 802,11a-1999.

[IEEE 802.11b] IEEE, IEEE Std 802,11b-1999, Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications : Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2,4GHz Band, 1999, statut: Supplement to IEEE Std 802,11-1999 http ://a957,g,akamai,net/7/957/3680/v0001/standards,ieee,org/reading/ieee/std/lanman/802,11b-1999,pdf.

[IEEE 802.11g] 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) Specification– Amendment 4: Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2,4 GHz Band, IEEE Std, 802,11g-2003.

[IEEE 802.15.1] « IEEE 802.15 wpan task group 1 (tg1), » http://www.ieee802.org/15/pub/TG1.html.

[IEEE 802.15.4] « Part 154: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs) », ANSI/IEEE, Standard 802154 R2006, 2006.

[IEEE 802.2] IEEE Standards for Information Technology, Telecommunications and Information Exchange between Systems – Local and Metropolitan Area Network – Specific Requirements – Part 2: Logical Link Control (LLC), ISO/IEC 8802-2:1998, IEEE Std, 802,2-1998.

[IEEE 802.3] Standard IEEE, «Standard de technologie de télécommunication pour les réseaux locaux, spécification de la couche physique et de la méthode d'accès CSMA/CD Carrier sense multiple access with collision detection», http://www,ieee,org/groups/802/3.

[IEEE 90] IEEE/ISO, « Information processing systems - Local Area Networks - part 4: Token-passing bus access method and physical layer specifications », International Organization for Standardization, Aug. 1990.

[IKE 02] Ikedan N, Ye L, «A mechanism to open spectrum», RIETI-The Research Institute of Economy, Trade and Industry, n° 02-E-002, 2003.

[IKE 84] Ikegami F et al, « Propagation factors Controlling Mean Field Strength on Unban Streets, », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-32, p 822-829, 1984.

[INT 00] Intersil, « Measurement of WLAN Receiver Sensitivity », technical brief, February 2000.

[IRD 3w] http://wwwirdaorg.

[ISK 02] Iskander M F, Zhengqing Y, « Propagation prediction models for wireless communication systems », Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, Vol. 50, Iss 3 , pp 662-673, Mar 2002.

[ISO 90] ISO 9506, « Industrial Automation Systems Integration and Communications - Manufacturing Message Specification, Part 1: Service Definition, Part 2: Protocol Specification», 1990.

[ISO 93] ISO Standard 11898 « Road Vehicle – Interchange of Digital Information - Controller Area Network (CAN) for High-Speed Communication », Internation Organization for Standardization, 1993.

[ISO 94] ANSI/ISO, Information Processing Systems, « Basic Reference Model for Open Systems Interconnection (OSI) », ISO/IEC 7498-1, 1994.

[ITU P1238] International Telecommunication Union, ITU-R Recommendation, « P1238: Propagation data and prediction models for the planning of indoor radio-communication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz », Geneva, 1997.

[IUT 05w] http://www.iutnb.uhp-nancy.fr/Geii_formation_continue/plate_forme.htm

[IUT Aubière] http://iutweb.u-clermont1.fr/

[IVA 93] Ivan I, Solvie M, « Industrial needs for time-critical wireless communication & wireless data transmission and application layer support for time critical communication », In Proceedings, Euro-Arch'93, M□unchen, Springer Verlag, Berlin, 1993.

[IXA 06w] http://www.ixarm.com/Fiche-industrie-de-CYBERNETIX.

[JAC 00] Jacquet F, Hakem N, Misson M, Val T, « Les réseaux locaux sans fil : Le point sur l'émergence d'une solution alternative », Revue- Calculateurs Parallèles, Hermes Science Publication, Vol. 12, pp 593-648, 2000.

[JAC 03] Jacquelin J, « Le problème de l'hyperchèvre », magazine QUADRATURE n°49, pp.6-12, http://www.maths-express.com/articles/hyperchevre.pdf ,2003

[JAN 00] Jane W, Liu S, « Real-Time Systems», Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000.

[JAN 03] Jangeun J, Pushkin P, Mihail L, « Theoretical Maximum Throughput of IEEE 802,11 and its Applications », In Proceedings of IEEE International Symposium on network communications, Cambridge, MA, pp, 249-256, 2003.

[JOH 99] Johnson D B, « Validation of wireless and mobile network models and simulation », In Proceedings of DARPA/NIST Network Simulation ValidationWorkshop, Fairfax and Virginia, USA, May 1999. http://wwwdyncorp-iscom/darpa/meetings/nist99may/indexhtml

[JON 88] Jones V C, « MAP / TOP Networking Achieving Computer Integrated Manufacturing », McGraw-Hill, New York, 1988.

[KAH 97] Kahn J M, Barry J R, « Wireless infrared communications », Proceedings of the IEEE, Vol. 85, n° 2, pp 265-298, Feb. 1997.

[KAM 97] Kamerman A, Monteban L, « WaveLAN-II: a High-Performance Wireless LAN for the Unlicensed Band », Bell Labs Technical Journal, Vol. 2, No 3, pp 118 – 133, Summer 1997

[KAN 02] Kanodia V, Li C, Sabharwal A, Sadeghi B, Knightly E, « Ordered packet scheduling in wireless ad hoc networks: Mechanism and performance analysis », in Proceedings of MOBIHOC' 02, EPFL Lausanne, Switzerland, 2002.

[KAN 94] Kang G, Ramanathan S and P, « Real-Time Computing: A New Discipline of Computer Science and Engineering», In Proceedings of the IEEE Vol. 82, pp 6–24 No 1, 1994.

[KAR 04] Karedal J, Wyne S, Almers P, Tufvesson F, Molisch A F, « Statistical analysis of the UWB channel in an industrial environment », Proceedings Vehicular Technology Conference Fall 2004, pp 81–85, 2004.

[KAR 90] Karn P, « MACA - a new channel access method for packet radio », In ARRL/CRRL Amateur Radio 9th Computer Networking Conference, pp 134–140, 1990.

[KAU 02] Kauffmann P, Misson M, Val T, « Chapitre 8 sur les RLIT-SF -Réseaux Locaux d'Information Technique Sans Fil », Rapport interne, prévu en parution dans un livre de la collection I2C Edition Hermès.

[KIM 99] Kim J H, Lee J K, « Capture effects of wireless CSMA/CA protocols in rayleigh and shadow fading channels », in IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol., 48, no, 4, pp, 1277 – 1286, 1999.

[KOC 04] Kochut A, Vasan A, Shankar A U, Agrawala A, « Sniffing out the correct physical layer capture model in 80211b », in ICNP 2004: 12 International Conference on Network Protocols, 2004.

[KRA 90] Krantzik A, Wolf D, « Distribution of the fading-intervals of modified Suzuki processes », in Signal Processing V: Theories and Applications, L, Torres, E Masgrau, and M A Lagunas, Elsevier, pp 361-364, 1990.

[KUM 02] Kumar R, Kumar A, « Development of a CDMA system with RAKE receiver for the third generation wireless communication systems », IEEE Conf. Personal Wireless Communications, pp 309-313, Dec. 2002.

[KUN 02] Kunisch J, Pamp J, « Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel », Proceedings IEEE UWBST, pp 19–23, 2002.

[KUR 05] Kurkowski S, Camp T, Colagrosso M, « MANET simulation studies : the incredibles », Mobile Computing and Communications Review, Vol. 9, p 50-61, 2005.

[LAC 04] Lacage M, Manshaei M H, Turletti T, « IEEE 80211 rate adaptation: a practical approach, », ACM MSWiM 2004, pp 126-134, Oct 2004.

[LAF 03] Lafargette P, « Optimisation du trafic intracellulaire d'un réseau local sans fil dans un contexte industriel », Mémoire CNAM de clermont ferrand 2003.

[LAF 90] Lafortune J F, Lecours M , « Measurement and Modeling of Propagation Losses in a Building at 900MHz », IEEE Transactions Veh Technol, Vol. 39, no 2, May 1990.

[LAG 95] Lagrange X, Godlewski P , Tabbane S, « Réseaux GSM-DCS », Hermes, 1995.

[LAU 92] Lau C T, Leung C, « Capture Models for Mobile Packet Radio Networks», IEEE Trans Comm, vol 40, no 5, pp 917-925, May 1992.

[LEE 02] Lee, S, Lee, K.C, Lee, M.H. and Harashima, F, Integration of Mobile Vehicles for Automated Material Handling using Profibus and IEEE 802.11 Networks. IEEE Transactions on Industrial Electronics. v49 i3. 693-701. 2002.

[LEE 02] Lee C., Jang J., Park E. K., Makki S., "A simulation study of TCP performance over IEEE 1394 home networks", Computer Communications, Volume 26, Issue 7, Pages 670-678, 1 May 2003.

[LEE 76] Leentvaar K, Flint J, « The Capture Effect in FM Receivers », IEEE Transactions on Communications, 24(5):531–539, 1976.

[LEE 82] Lee W, « Mobile Communications Engineering », McGraw-Hill, ISBN: 0-07-037039-7, 1982.

[LEP 91] Lepage V, et al, « Les réseaux locaux industriels », 2eme édition, Paris Hermes, 1991.

[LIU 73] Liu C L, Layland J, « Scheduling algorithms for multiprogramming in a hard real-time environment », Journal of the ACM, Vol. 20, No 1, pp 46-61, 1973.

[LLA 06] Llamas P, « Etude de l'adaptation des fonctionnalités des points d'accès d'un réseau sans fil 802.11 pour des applications temps réel », Mémoire CNAM, 2006.

[LOO 85] Loo C, « A statistical model for a land mobile satellite link, », IEEE VTC, Vol. VT-34, no 3, pp 122-127, 1985.

[LOO 91] Loo C, Secord N, « Computer models for fading channels with applications to digital transmissions », IEEEVTC, Vol. 40,no 4, pp 700-707, 1991.

[LU 04] Lu G, Krishnamachari B, and Raghavendra C S, « Performance evaluation of the ieee 802154 mac for low rate low-power wireless networks », in Proceedings IEEE International Conference on Performance Computing, and Communications, pp 701–706, 2004.

[LUC 03] Lucio GF, Paredes-Farrera M, Jammeh E, Fleury M, Reed MJ, « OPNET Modeler and NS- 2:Comparing the Accuracy of Network Simulators for Packet- Level Analysis using a NetworkTestbed », Electronic System Engineering Department, University of Essex, United Kingdom, July 2003.

[LUT 91] Lutz E, Cygan D, Dippold M, Dolainsky F, Papke W, « The land mobile satellite communication channel—Recording, statistics, and channel model », Transactions Veh Technol, Vol. 40, no 2, PP 375-386, 1991.

[MAD 88] Marathe M V, Smith R A, « Performance of a map network adapter », IEEE Network, Vol. 2, no 3, May 1988.

[MAL 02] Malinen J, « Host AP driver for Intersil Prism2/25/3 », (2002) http://hostapepitestfi/

[MAR 98] Marinier P, Delisle G Y, Despins C, « Temporal Variations of the Indoor Wireless Millimeter-wave Channel », IEEE Transactions Antennas & Propagation, Vol. 46, n° 6, pp 928-934, Jun. 1998.

[MAT 02] Matheus K, Zurbes S, « Co-existence of Bluetooth and IEEE 80211b WLANs: Results from a Radio Network Testbed », in Proceedings IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun (PIMRC), (Lissabon), Sep 2002.

[MAT 04] Matheus K, Magnusson S, « Bluetooth Radio Network Performance: Measurement Results and Simulation Models », in Proceedings, Int. Workshop on Wireless Ad-Hoc Networking (IWWAN), (Oulu, Finland), Jun 2004.

[MAT 92] Matheus K, Zurbes S, Taori R, and Magnusson S, « Fundamental Properties of Ad-Hoc Networks like Bluetooth: A Radio Network Perspective», in Proceedings, IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), (Orlando), Sep. 2003.

[MCC 06] McCurdy P, Sharp I, « Exploring New Wireless Technologies for Industrial Applications », Presented at ISA Expo. 2006.

[MEI 01] Meihofer E, « Enhancing ISM Band Performance Using Adaptive Frequency Hopping », White Paper, 2001.

[MIA 00] Miaoudakis A, et al, « Assessment and Selection of the Radio Technology », Deliverable D12 RFieldbus project, IST-1999-11316, 2000.

[MIK 00] Miklos G, et al, « Performance Aspects of Bluetooth Scatternet Formation », in MobiHOC, 2000.

[MIO 04] Miorandi D, Vitturi S, « A Wireless Extension of Profibus DP Based on the Bluetooth Radio System », Ad Hoc Networks, 2004.

[MOB 01] Mobilian, « Wi-Fi™ and Bluetooth™: An Examination of Coexistence Approaches », 2001.

[MOH 98] Moh W, Yao D, Makki K, « Wireless LAN : Study of hidden terminal effect and multimedia support », In Proceeding of Computer Communications and Networks, Lafayette, LA, Oct. 1998.

[MOL 91] Molkdar D, « Review on radio propagation into and within buildings, » Proceedings Inst Elect Eng-H, Vol. 138, pp 61–73, Feb. 1991.

[MOR 04] Morrow R, « Wireless Network coexistence », McGraw-Hill, 1st edition, 2004.

[MOR 95a] Morel P, « Mobility in map networks using the dect wireless protocols » In Proceedings 1995 IEEE Workshop on Factory Communication Systems,

WFCS'95, Leysin, Switzerland, 1995.

[MOR 95b] Morel P, Croisier A, « A wireless gateway for fieldbus », In Proceedings, Sixth International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 95), 1995.

[MOR 95c] Morel P, Decotignie J D, « Integration of wireless mobile nodes in map/mms » In Proceedings, 13th IFAC Workshop on Distributed Computer Control Systems DCCS95, 1995.

[MUD 02] Mudhafar HA, Pahlavan K, « A new statistical model for site-specific indoor radio propagation prediction based on geometric optics and geometric probability », IEEE Transaction on Wireless Communication, Vol. 1, n° 1, Jan. 2002.

[MUH 02] Muhlethaler P, « 80211 et les reseaux sans fil », Paris, Ed. Eyrolles, 2002.

[NES 00] Neskovic A, Paunovic G, « Modern Approaches in Modelling of Mobile Radio Systems Propagation Environment », IEEE Communications Surveys, http://wwwcomsocorg/pubs/surveys , Third Quarter 2000.

[NS-2] The Network Simulator - ns-2, http://www.isi.edu/nsnam/ns/index.html.

[OKU68] Okumura Y, Ohmori E, Kawano T, Fukuda K, « Field Strength Variability in VHF and UHF Land Mobile Service », Review Electrical Communication Laboratory, Vol.ume 16(9-10) :pp 825873, Oct 1968.

[OPNET 02] OPNET Technologies http://wwwopnetcom, Jul 2002.

[PAG 01] Pagtzis T, et al, « Operational and fairness issues with connection-less traffic over IEEE80211b», Proceedings IEEE ICC, pp 1905-1913, 2001.

[PAH 01] Pahlavan K, Krishnamurthy P, « Principles of Wireless networks: A unified approach », Ed. Prentice Hall, Dec 2001.

[PAR 00] Parsons J D, « The Mobile Radio Propagation Channel, », John Wiley & Sons LTD, 2nd Edition, 2000.

[PAV 03] Pavon JP, Choi S, « Link adaptation strategy for IEEE 80211 WLAN via received signal strength measurement», Proceedings IEEE ICC 2003, Vol.2, pp1108–1113, May 2003.

[PAW 02] Pawlikowski K, Joshua Jeong H D, Ruth Lee J S, « On credibility of simulation studies of telecommunication networks », IEEE Communications Magazine, 132–139, Jan 2002.

[PER 00] Perkins C E, Royer E M, Das S R, Marina M K, « Performance comparison of two on-demand routing protocols for ad hoc networks », IEEE Personal Communications, Vol. 8, pp 16–28, Feb 2000.

[PFE 97] Pfeifer T, Park H S, Thrum H, « Flexible Integration of Various Fieldbus and Sensor/Actuator Bus Systems Into Machine Tool Control », Microsystems Technologies, Vol. 3, No. 4, pp. 191-198, Aug. 1997.

[PNE 96] Union Technique de l'Electricité General Purpose Field Communication System, EN 50170, Vol.ume 1: P-NET, 1996.

[POU 03] Pousset Y, Vauzelle R, Combeau P, « Optimizing the computation time of radio coverage predictions for macrocellular mobile systems », IEEE Proceedings on Microwaves Antennas & Propagation, Vol.ume 150, Number 5, pp 360--364, I - Oct 2003.

[PRA 95] Prasad R, « Multiple access for future generation of wireless personal communications systems », Tutorial 3, PIMRC'95, Toronto, Canada, Sep., 1995.

[PRO 01] Proakis J G, « Digital Communications », 4th edition Page 270 New York, McGraw-Hill, 2000.

[PRO 96] PROFIBUS Cenelec, « General Purpose Field Communication System», EN 50170, Vol. Vol. 2/3 (PROFIBUS), Cenelec, 1996.

[QIA 02] Qiao D, Choi S, Shin K G, « Goodput analysis and link adaptation for IEEE 80211a wireless LANs», IEEE Transactions on Mobile Computing, vol1 no 4, pp278-292, Oct-Dec 2002.

[QUA 01] QualNet Scalable Network Technologies http://wwwscalable-networkscom/, 2001.

[RAJ 04] Rajeswaran A, Negi R, « Capacity of power constrained ad-hoc networks », in Proceedings, of IEEE INFOCOM, Hong Kong, 2004.

[RAN 02] Rantala A P, Sydanheimo L, Keskilammi M, Kivikoski M, « Indoor propagation comparison between 245 GHz and 433 MHz transmissions », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, 16-21, pp 240 – 243, Jun 2002.

[RAP 02] Rappaport T S, « Wireless communications: principles and practice », Ed.: Prentice Hall, 2002.

[RAP 89] Rappaport T S, McGillem C D, « UHF Fading in Factories », IEEE Journalon Selected Areas in Communications, Vol. 7, No 1, pp 40-48, Jan. 1989.

[RAP 96] Rappaport T S, « Mobile Radio Propagation : Large-Scale Path Loss », in Wireless Communications: Principles and Practice. Prentice Hall, sect. 3.7.1, pp. 91, 1996.

[RAU 02] Rauchhaupt L, « System and device architecture of a radio-based fieldbus - the RFieldbus system», in Proceedings Fourth IEEE WFCS, (Vasteras, Sweden), 2002.

[RAU 99] Rauchhaupt L, Hähniche J, « Opportunities and problems of wireless fieldbus extensions », In Proceedings, FeT'99: Feldbustechnik, Fieldbus Technology, MagdeburgSpringer Verlag, Wien / New York, 1999.

[RAY 03] Ray S, Carruthers J B, Starobinski D, « RTS/CTS-Induced Congestion in Ad Hoc Wireless LANs», WCNC 2003: Wireless Communications and Networking Conference, New Orleans: Mar 16 - 20, 2003.

[RAZ 07] Razavi R, Fleury M, Monaghan S, « Multimedia Performance for IEEE, 802,11 DCF RTS/CTS with Varying Traffic Conditions », 13th European Wireless Conference, Paris, France, Apr 2007.

[REN 06] Rensburg J J, Xiaogeng Z, Irwin B, « Wireless network visualization », In APCMM 2006 - Asia Pacific Conference on Control and Measurement, 2006.

[RES 05] RESCUER Project No. 511492 « Improvement of the Emergency Risk Management through Secure Mobile Mechatronic Support to Bomb Disposal and Rescue Operations », Deliverable 1.2: specification of tools and devices for the bomb disposal and rescue system.

[RFI 00] R-Fieldbus Consortium, « R-FIELDBUS High Performance Wireless Fieldbus in Industrial Related Multi-Media Environment », Presentation Slides from www.rfieldbus.de. 2000.

[SAA 04] Saadaoui S, « Extention MIMO de la plate-forme CAO HiperLAN/2 », Mémoire de DEA, Université de Bretagne Occidentale-ENST de Bretagne, Jun 2004.

[SAD 00] Sadalgi S, « A Performance Analysis of the Basic Access IEEE 80211 Wireless LAN MAC Protocol (CSMA/CA) », http://paulrutgersedu/_sadalgi/networkpdf, May 2000.

[SAN 03] Santi P, Blough D M, « The critical transmitting range for connectivity in sparse wireless ad hoc networks », IEEE Transactions, on Mob, Comp, Vol., 2, no, 1, pp, 25–39, Jan–Mar 2003.

[SAP 90] Saporta G, « Les tests statistiques », in Probabilité, analyse de données et statistique. Éditions Technip, sect. 15, pp. 317-358, 1990.

[SAR 03] Sarkar T K, Zhong J, Kyungjung K, Medouri A, Salazar-Palma M, « A survey of various propagation models for mobile communication », IEEE Antennas and Propagation Magazine, Jun 2003.

[SAU 99] Saunders S R, « Antennas and propagation for wireless communication systems », Ed. Wiley, Dec 1999.

[SCH 00] Schueller J, Begain K, Ermel M, Mueller T, Schweigel M, « Performance Analysis of a Single UMTS Cell », Proceedings of the European Wireless Communications Conference, Dresden, Germany, Sep 2000, http ://www,torstenmueller, net/publications/eww2000_UMTS,pdf.

[SCH 03] Schoonen A, « Designing Wireless Indoor Radio Systems with Ray Tracing Simulators », Technical report, Eindhoven University of Technology, Available at http: //peoplespacelabsnl/~admar/SimpleCSD/reportpdf. Dec 2003.

[SCH 89] Schreiber H, «Les infrarouges en électronique», Ed. Etsf, 1989.

[SEI 92] Seidel S Y, Rappaport T S, « 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multi-floored buildings », IEEE Transactions, on Antennas and Propagation, Feb 1992.

[SHA 02] Shaikh A E, Majeed F, Zeeshan M, Rabbani T, Sheikh I, « Efficient implementation of deterministic 3-D ray tracing model to predict propagation losses in indoor environments », IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 3, pp 1208-1212 , Sep 2002.

[SHA 03] Shakkottai S, Srikant R, Shroff N B, « Unreliable sensor grids: coverage, connectivity and diameter », in Proceedings, of IEEE INFOCOM, San Francisco, CA, 2003.

[SHI 03] Shih C T, Chen J C, Chou H T, Chou H H, « Optimization of propagation models for the radio performance evaluation of wireless local area network », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp 146-149, Jun 2003.

[SIM 04] Simon M K, Alouini M S, « Digital Communication over Fading Channels ,2nd edition, John Wiley», 2004.

[STA 01] Stalling W, « Local Networks », Sixth Edition, Macmillan, 2001.

[STA 02] Stallings W, « Wireless Communications and Networks », Prentice Hall, 2002.

[STA 87] Stalligns W, « Local networks an introduction», Editions Macmillan, 1987.

[STA 99] Statit Software, « Process Management Tools and Applications Statit Bulletin », http://wwwstatitcom, Nov. 1999

[STE 97] Stein J C, « Indoor Radio WLAN Performance Part II: Range Performance in a Dense Office Environment », Harris Semiconductor, Intersil, 1997.

[SUZ 77] Suzuki H, « A Statistical Model for Urban Radio Propagation », IEEE Transactions on Communication, Vol.ume 25 :pp 673680, Jul 1977.

[TAK 01] Takai M, Martin J, Bagrodia R, « Effects of wireless physical layer modeling in mobile ad hoc networks », in MobiHoc '01: Proceedings of the 2nd ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing, (New York, NY, USA), pp 87–94, ACM Press, 2001

[TAN 03] Tanenbaum A, « Réseau », 4ème édition, Pearson Education, 2003.

[TCL 00] Object TCL Extensions (OCTL) http://bmrcberkeleyedu/research/cmt/cmtdoc/otcl/

[TOH 02] Toh C K, « Ad hoc Mobile Wireless Networks : protocols and systems », Upper Saddle River, N,J, : Prentice Hall, 302 p, 2002.

[TOK 85] IEEE8024 Standard, « Token Bus Access Method and Physical Layer

Specifications», 1985.

[TOS 03] Toscano A, Bilotti F, Vegni L, « Fast ray-tracing technique for electromagnetic field prediction in mobile communications », IEEE Transactions Magnetics, Vol. 39, Iss 3, pp 1238-1241, May 2003.

[TOU 96a] Tourrilhes J, « Wireless tools for linux », Available online at: http://wwwhplhpcom/personal/Jean Tourrilhes/Linux/Toolshtml 1996.

[TOU 96b] Tourrilhes J, « Extensions sans-fil (Wireless Extensions) pour Linux », http://wwwhplhpcom/personal/Jean_Tourrilhes/Linux/LinuxWirelessExtension shtml

[TRE 03] Treister B, Chen K C, Batra A, « Clause 143 Adaptive Frequency Hopping », Technical Report IEEE P80215-TG2_366r1, Mar 2003.

[TUA 03] Tuan S C, Chen J C, Chou, H T, Chou H H, « Optimization of propagation models for the radio performance evaluation of wireless local area network », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2 , pp 146- 149, Jun 2003.

[VAL 08] Val T, Campo E, Van den bossche A, « Technologie ZigBee / 802.15.4 : Protocoles, topologies et domaines d'application », Traité « Réseaux et télécommunications » Vol. TE7508, Collection TEA, Techniques de l'Ingénieur (Mai 2008)

[VAL 92] Valenzano A, Demartini C, Ciminiera L, « MAP and TOP Communications», Addison Wesley 1992.

[VAL 94] Val T, « Etude d'un réseau local hybride d'intérieur permettant l'interconnexion de stations fixes et de stations mobiles », Rapport de thèse 1994.

[VAS 04] Vasan A, Kochut A, Shankar A U, « Sniffing out the correct Physical Layer Capture model in 80211b », Technical Report UMIACS-TR-2004-26 and CS-TR- 4583, Department of Computer Science, University of Maryland College Park, April 2004.

[VEL 3w] Velayutham A, Wang H, «Solution to the exposed node problem of 802,11 in wireless ad-hoc networks», http://www,cs,iastate,edu/~vel/research/E-MAC,pdf.

[WAL 88] Walfish J et Bertoni HL, « A theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments », IEEE Transactions Al-38, p 1788-1796, 1988.

[WAN 01] Wang Y, Bensaou B, « Achieving Fairness in IEEE 802,11 DFWMAC with Variable Packet Lengths », In IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM) 2001, pp 25–29, San Antonio, Texas, U,S,A, Nov. 2001.

[WAR 01] Ware C, Chicharo J F, Wysocki T, « Modelling of capture behaviour in IEEE 80211 radio modems », In IEEE International Conference on Telecommunications, 2001.

[WEC 3w] http://www,weca,org/

[WEI 03] Wei L, « 802.11b and Bluetooth Coexistence: Experiments to Determine the Extent of the Problem and Integration of Suggested Solutions in Academia and Industry » http://mindfulmusing.net/coexit/Articles/TechnicalSpecificationsof.html.

[WFI 96] Union Technique de l'Electricité, « General Purpose Field Communication System », EN 50170, Vol.ume 3: WorldFIP, 1996.

[WIL 01] Williams D, « Weighing the Odds: a Course in Probability and Statistics », Cambridge University Press, 548 p, 2001.

[WIL 02] Willig A, Kubisch M, Hoene C, Wolisz A, « Measurements of a wireless link in an industrial environment using an IEEE 80211-compliant physical layer », IEEE Transactions on Ind. Electr., Vol. 49, no 6,pp 1265–1282, Dec. 2002.

[WIL 03] Willig A, « Polling-based MAC protocols for improving real-time performance in a wireless network» IEEE Transactions on Ind. Electr., Vol. 50, no 4, pp 806–817, Aug. 2003.

[WIL 05] Willig A, Matheus K, Wolisz A, « Wireless technologies in industrial networks » Proceedings of the IEEE, Vol. 93, no 6, pp 1130–1150, Jun. 2005.

[YLI 96] Li Y, Pätzold M, Laue F, « An efficient deterministic simulation model for land mobile satellite channels », in Proceedings 46th IEEE Veh Technol Conf,Atlanta, GA, pp 14236-1427, May 1996.

[ZEH 74] Zehna P W, « Introductory Statistics », 1974, Prindle,Webber & Schmidt, Inc

[ZEN 98] Zeng X, Bagrodia R, Gerla M, « GloMoSim : A Library for Parallel Simulation of Large-scale Wireless Networks », In Proceedings of PADS '98, May 1998.

[ZHA 02] Zhao J Y, Ugweje O C, « Analysis of capture probability performance techniques for wireless lan », in IEEE 55th Vehicular Technology Conference, Vol., 3, pp, 1190 – 1194, 2002.

[ZHA 91] Zhang K, Pahlavan K, « The effects of capture on CSMA Local Radio Networks with BPSK Modulation in Rayleigh Fading Channels », Milcom 1991.

[ZOR 95] Zorzi M, Pupolin S, « Optimum transmission ranges in multihop packet radio networks in the presence of fading », IEEE Transactions Commun, 43(7):2201–2205, Jul 1995.

[ZWI 96] Zwillinger D, « Standard Mathematical Tables and Formulae », 30th Ed. Boca Raton: CRC Press, 1996.

[ZYR 98] Zyren J, « Extension of Bluetooth and 80211 Direct Sequence Interference Model », Technical report, IEEE 80211-98/378, http://wwwieee802org/15/pub/SGhtml. Nov. 1998.

Annexe A
Applications pour les mesures de puissances

```
#include <sys/types.h>
#include <sys/socket.h>
#include <netinet/in.h>
#include <netdb.h>
#include <stdio.h>
#include <unistd.h> /*fonction sleep*/
#include <stdlib.h>
#include <sys/types.h>
#include <math.h>
#include <sys/un.h>
#include <string.h>
#include <sys/timeb.h>          /*pour la structure timeb de la fonction niveau()*/

typedef struct network_interface {
        int sock;
        struct sockaddr_in receive;
        struct sockaddr_in send;
        fd_set sockets;
} network_interface;


void error(char *msg)
{
   perror(msg);
   exit(0);
}


// fonction affichant les niveaux de reception et inscrivant les resultats dans un fichier.
niveau(char *tampon, struct timeval temps_depart, const gchar *nom_fichier,const gchar
*wirelessfile) //tampon etant le numero de la mesure
{
        struct timeval timebuffer;
        FILE *f_dest,*f_src,*fichier;
        char buf[1400];
        int nbre,i,j, N;
        char *mot, *cm;
        char lienc[5],rslc[5],bruitc[5];
        char *lien=lienc, *rsl=rslc, *bruit=bruitc;
        const char delimiteur[]=" .l:";
        int lienc_int, rslc_int, bruitc_int;
        double temps,lienc_lf, rslc_lf, bruitc_lf;

        int nb_mesures=0;
        double somme=0,moyenne=0;
```

```
        int caractereActuel = 0;

        char wireless[1024]="pas de niveau";

if ( 0==strcmp(wirelessfile,"oui") )   //strcmp renvoie 0 lorsque les chaines sont identiques.
        {
        system("iwconfig eth1|grep \"Signal level=-[[:digit:]]* dBm\">rssi");


        fichier = fopen("rssi", "r");

                if (fichier != NULL)
                {
                        fgets(wireless, 128, fichier); // On lit maximum TAILLE_MAX
caracteres du fichier, on stocke le tout dans "chaine"
                        //printf("%s", wireless); // On affiche la chaine

                        fclose(fichier);
                }

        }
else
        {
        }


/*Ouvre le fichier en lecture et ecriture. Le fichier est cree s'il n'existait pas. S'il existait deja,
sa longueur est rameneneï¿½ 0.
 Le pointeur de flux est place au debut du fichier. (utilisait a+ si l'on souhaite ecrire aï¿½ la
fin)*/
f_dest=fopen(nom_fichier,"a");
fprintf(f_dest,"\n");

                gettimeofday(&timebuffer,NULL);
       //temps_present - temps_depart, a la microseconde.
                temps=(timebuffer.tv_sec)*1000000+(timebuffer.tv_usec)-
(temps_depart.tv_sec)*1000000+(temps_depart.tv_usec);
                //printf("temps courant=%d",timebuffer.tv_sec);
        fprintf(f_dest,"Mesure nÂ°: %s        Temps(en Âµs)= %.0lf         %s
",tampon,temps,wireless);

fclose(f_dest);
}


//##############################################################################
####################################
//                                MAIN                                ##
//##############################################################################
####################################
```

```
void connection_main(const gchar *adresse_pa,const gchar *port_envoi,\
const gchar *port_reception,const gchar *adresse_clt1,const gchar *interface_clt1,\
 const gchar *puissance_clt1, const gchar *adresse_clt2, const gchar *interface_clt2, const
gchar *puissance_clt2,\
 const gchar *nom_fichier,const gchar *resynchro,const gchar *reception,const gchar
*canal,const gchar *wirelessfile,const gchar *desynchro)
{
//pour emission~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
   int sock_syncro, lg, cpt_syncro;     // socket de synchronisation, variable de longueur et
compteur de synchronisation
   struct sockaddr_in clients;          //
   struct hostent *broadcast;           //
   char top_depart[256]="top";                  //
   char adrbroad[256]="0.0.0.0";       //tres important que ce soit initialise ici meme si on
change sa valeur apres
   int optval=1;                    //
   int BroadCast = 1;                   //
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
//pour reception~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
   int length, fromlen, n, puissance_sock;      //
   struct sockaddr_in server;           //
   struct sockaddr_in from;             //
   long compteur;                       //
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
//pour recuperer le temps_depart~~~~~~~~~~
        struct timeval temps_depart;  //
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
//pour le select~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
        struct timeval timeout;         //
        struct network_interface ap;  //
        int temps_fin=500;              //temps d'attente apres lequel on considere qu'il n'y a plus
rien a recevoir
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
//pour Ã©criture dans un fichier~~~~~~~~~~
        FILE *f_dest,*f1,*f2,*f3;               //
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
//pour deduire l'@ broadcast~~~~~~~~~~~~~~
        unsigned int ip[4];             //
        char endbroadcast[8]="255"; //
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
//pour envoyer les infos au client~~~~~~~~
    int sockinit1,sockinit2;
    char infos[256]="donnees a envoyer";
    struct hostent *hp;          //
//~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~

int compt=0;
int total=0;
int parcours=0;

int nb_resynchro=atoi(resynchro);
```

```
int nb_reception=atoi(reception);

struct trames {
int numero;
int recue;
int intertrames;
int interarrive;
};

struct trames tab[nb_resynchro*nb_reception];
int tmp1,tmp2;

//vide le fichier
        f_dest=fopen(nom_fichier,"w+");
        fprintf(f_dest," \n");
        fclose(f_dest);

// deduction de l'@ broadcast
        sscanf (adresse_pa, "%u.%u.%u.%u", ip + 0, ip + 1, ip + 2, ip + 3);          //"parser" la
chaine
        sprintf(adrbroad, "%u.%u.%u.%s",ip[0], ip[1], ip[2], endbroadcast);         //forme la
chaine
        printf("l'adresse broadcast qui va Ãªtre utilisee est: %s \n",adrbroad);

//recupere le temps_depart
                gettimeofday(&temps_depart,NULL);
                printf("temps de depart= %d",
(temps_depart.tv_sec)*1000000+(temps_depart.tv_usec));



        // ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~envoi des donnees aux
clients~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
        //creation d'une chaine et envoi au client 1
        sprintf(infos,"%s %s %s %s %s %s %s %s %s %s",interface_clt1,puissance_clt1,"1",\
   adresse_pa,port_envoi,port_reception,resynchro,reception, canal,desynchro);  //mise en
forme d'une chaine Ã  envoyer

        sockinit1= socket(AF_INET, SOCK_DGRAM, 0);
                if (sockinit1 < 0) error("Erreur crÃ©ation socket");
                server.sin_family = AF_INET;
                hp = gethostbyname(adresse_clt1);
                if (hp==0) error("Nom d'hote inconnu");
                bcopy((char *)hp->h_addr,
                        (char *)&server.sin_addr,
                        hp->h_length);
                server.sin_port = htons(atoi("3000"));
                length=sizeof(struct sockaddr_in);
                lg = strlen(infos);
                printf("\nenvoie de: %s au client 1\n", infos);
                n=sendto(sockinit1,infos,lg,0,(struct sockaddr *) &server,length);
```

```
        close(sockinit1);



        //creation d'une chaine et envoi au client 2
        sprintf(infos,"%s %s %s %s %s %s %s %s %s",interface_clt2,puissance_clt2,"2",\
   adresse_pa,port_envoi,port_reception,resynchro,reception,canal,desynchro);    //mise en
forme d'une chaine Ã  envoyer

        sockinit2= socket(AF_INET, SOCK_DGRAM, 0);
                if (sockinit2 < 0) error("Erreur crÃ©ation socket");
                server.sin_family = AF_INET;
                hp = gethostbyname(adresse_clt2);
                if (hp==0) error("Nom d'hote inconnu");
                bcopy((char *)hp->h_addr,
                        (char *)&server.sin_addr,
                        hp->h_length);
                server.sin_port = htons(atoi("3000"));
                length=sizeof(struct sockaddr_in);

                lg = strlen(infos);
                printf("envoie de: %s au client 2\n", infos);
                n=sendto(sockinit2,infos,lg,0,(struct sockaddr *) &server,length);

        close(sockinit2);
        //int tab[resynchro];

        //sleep(4);       //permet d'attendre que les clients ferment leur socket et en ouvre une
autre.

//boucle pour effectuer le bon nombre synchonisation
        while ( compt<(nb_resynchro*nb_reception))
                {
                tab[compt].recue=0;
                tab[compt].intertrames=0;
                tab[compt].interarrive=0;
                compt++;
                }
        tmp2=(temps_depart.tv_sec)*1000000+(temps_depart.tv_usec);
  for (cpt_syncro=0 ; cpt_syncro<(nb_resynchro) ; cpt_syncro++)
  {
        // ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~envoi du "top
depart"~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
        printf("ATTENTE D'NEVOIE DU TOP  : %d \n", cpt_syncro);
        sleep(8);       //permet d'etre certains que les clients ferment bien leur socket. (pause)

        sock_syncro= socket(AF_INET, SOCK_DGRAM, 0);
      setsockopt (sock_syncro, SOL_SOCKET, SO_REUSEADDR,(char *) &BroadCast,
sizeof (BroadCast));
                                        //pour reutiliser l'adresse locale
        setsockopt (sock_syncro, SOL_SOCKET, SO_BROADCAST,(char *) &BroadCast,
sizeof (BroadCast));
```

```
                                        //pour diffuser en broadcast
        if (sock_syncro < 0) error("Erreur crÃ©ation socket");
        clients.sin_family = AF_INET;
        broadcast = gethostbyname(adrbroad);
        if (broadcast==0) error("Adresse inconnue");

        bcopy((char *)broadcast->h_addr,(char *)&clients.sin_addr,broadcast->h_length);
        clients.sin_port = htons(atoi(port_envoi));  //d'apres le port que l'on a souhaite dans
l'interface graphique
        length=sizeof(struct sockaddr_in);

                        lg = strlen(top_depart);
                        printf("envoie du TOP de départ : %s \n", top_depart);
                        n=sendto(sock_syncro,top_depart,lg,0,(struct sockaddr *)
&clients,length);
                        if (n < 0) error("Erreur Sendto");
        close(sock_syncro);

        // ~~~~~~~~~~~~~~~~~reception des numeros paires et impaires~~~~~~~~~~~~~~~~~
        ap.sock=socket(AF_INET, SOCK_DGRAM, 0);

        if (ap.sock < 0) error("Erreur Creation socket");
        length = sizeof(server);
        bzero(&server,length);
        server.sin_family=AF_INET;
        server.sin_addr.s_addr=INADDR_ANY;
        server.sin_port=htons(atoi(port_reception));
        if (bind(ap.sock,(struct sockaddr *)&server,length)<0)
        error("Erreur Bind");
        fromlen = sizeof(struct sockaddr_in);
        printf("nb_reception= %d \n", nb_reception);




                for (compteur = 0; compteur < nb_reception; compteur++)
                {
                        char tampon[800]=" "; /* un caractere supplementaire permet d'ajouter
le terminateur de chaine,
        qui n'est pas transmis */
                        char tampon2[20]=" ";
                        int index=0 , temps;
                        //printf("nb_reception= 1 %d\n",compteur );
                        timeout.tv_usec = temps_fin * 1000;//temps passe en milliseconde
apres lequel le select met fin au recvfrom
                        FD_ZERO(&ap.sockets);
                        FD_SET(ap.sock, &ap.sockets);
                        select(ap.sock + 1, &ap.sockets, NULL, NULL, &timeout);// On reecoit
le maximum de trames et on sort
                        //printf("nb_reception= 2 %d\n",compteur );
                        if (FD_ISSET(ap.sock, &ap.sockets))
                        {
```

```
                        lg = recvfrom(ap.sock,tampon,1024,0,(struct sockaddr
*)&from,&fromlen);

                        if (lg <= 0) error("RÃ©ception datagramme");

                        else {
                        //if(strlen(tampon)!=1 || compteur <= 10)     //si tampon est reste vide
apres le select on n'affiche pas de reception
                        //{
                        //tampon[lg] = '\0';      /* ajout terminateur */
                        sscanf(tampon,"%ld %ld",&index, &temps);
                        //printf("les valeur envoyé sont %d %d\n" ,index,temps);
                        //niveau(tampon,temps_depart,nom_fichier,wirelessfile);  //appel de la
fonction mesurant le niveau de reception
                        //printf("Reception de : %s \n", tampon);
                        //printf("nb_reception= 3 %d \n",compteur );
                        gettimeofday(&temps_depart,NULL);
                        tmp1=(temps_depart.tv_sec)*1000000+(temps_depart.tv_usec);

                        tab[parcours].numero=index;
                        tab[parcours].recue=1;
                        tab[parcours].intertrames=temps;
                        tab[parcours].interarrive=(tmp1-tmp2);

                        printf("%d Trame N° %d recue_du_top= %d après=
%d\n",parcours,tab[parcours].numero\
  ,tab[parcours].intertrames,tab[parcours].interarrive);
                        parcours++;
                        tmp2=tmp1;
                        }
                        }
                }


        close(ap.sock);

   }//fin du for nb_resynchro

int client_impaire=0;
int client_paire=0;
total=0;
printf("nombre total %d \n",parcours);
f1=fopen("result_total.txt","a+");
f2=fopen("result_stat_paire.txt","a+");
f3=fopen("result_stat_impaire.txt","a+");

        time_t t;
        time(&t);
        fprintf(f1,"Mesures effectué le : %s          \n",ctime(&t));
        fprintf(f2,"Mesures effectué le : %s          \n",ctime(&t));
        fprintf(f3,"Mesures effectué le : %s          \n",ctime(&t));
```

```
fprintf(f1,"++++++++++++++++++++++++++++ LES 2 PREMIERS TOP
++++++++++++++++++++++++++++ \n");
for ( compt=0 ; compt<(nb_resynchro*nb_reception) ; compt++)
//((nb_resynchro*nb_reception)/2)
        {
        if ( tab[compt].recue==1 )
                {
                fprintf(f1,"%d Trame N° %d recue_du_top= %d après=
%d\n",compt+1,tab[compt].numero,\
  tab[compt].intertrames,tab[compt].interarrive);
                total++;
                }

        else{
        if (pow(-1,(tab[compt].numero))==-1 ) client_impaire++;
        if (pow(-1,(tab[compt].numero))==1 ) client_paire++;
        fprintf(f1,"Trames perdue numero %d \n",tab[compt].numero);
        };
        //printf("Trame NÂ° %d recu %d\n",compt,tab[compt]);

        }
compt=0;
while ( compt<(nb_resynchro*nb_reception) ) //((nb_resynchro*nb_reception)/2)
        {
        if ( tab[compt].recue==1 )
                {
                if (pow(-1,(tab[compt].numero))==1 ) fprintf(f2,"%d Trame N° %d
recue_du_top= %d après= %d \n"\
  ,compt+1,tab[compt].numero,tab[compt].intertrames,tab[compt].interarrive);
                if (pow(-1,(tab[compt].numero))==-1 ) fprintf(f3,"%d Trame N° %d
recue_du_top= %d après= %d \n"\
  ,compt+1,tab[compt].numero,tab[compt].intertrames,tab[compt].interarrive);

                }

        compt++;

        }


printf("nombre de trames reçues :%d\n",total);
printf("taux de pertes: paires %d impaire %d\n",client_paire,client_impaire);

fprintf(f1,"nombre de trames reçues :%d\n nombres de pertes: paires %d impaire %d \n"\
,total,client_paire,client_impaire);



        system("rm rssi");
 }
```

Annexe B
Le test de Kolmogorov-Smirnov

Notions générales sur les tests statistiques

Les tests sont des outils qui permettent de choisir entre deux hypothèses au vu des résultats d'un échantillon. Supposons que H_0 et H_1 sont ces deux hypothèses, dont une et une seule est vraie. La décision permettra de choisir H_0 ou H_1. Appelons par α, les **probabilités d'erreur** (ou **risque**) de première et de deuxième espèce avec:

α est la probabilité de choisir H_1 alors que H_0 est vraie ;

 < est la probabilité de choisir H_0 alors que H_1 est vraie.

Nous pouvons distinguer 4 cas possibles présentés dans le Tableau B.1 selon les probabilités correspondantes.

Décision	Vérité	
	H_0	H_1
H_0	1- α	
H_1	α	1-

Tableau B.1 Probabilités conditionnelles des décisions pour les hypothèses d'un test statistique

- Dans la pratique des tests statistiques, il est de règle de fixer α (les valeurs courantes sont par exemple 0.05, 0.1 ou 0.1) de préférence en fonction du risque de première espèce, ce qui donne à H_0 un rôle prééminent.

  α étant fixé, sera déterminé par calcul, dans ce cas il est nécessaire de connaître les lois de probabilité sous H_1.

Cependant il faut savoir que varie en sens inverse de α. Si l'on veut diminuer α, le risque d'erreur de première espèce, alors on augmente 1- α, la probabilité d'accepter H_0 si H_0 est vraie; mais surtout on est conduit à une règle de décision plus stricte qui permet de n'abandonner H_0 que dans des cas rares et la conserver H_0 souvent à tort. À force de vouloir accepter H_0, on finit par la garder presque tout le temps, donc augmente.

1-□ est la probabilité de choisir H_1 en ayant raison. 1-□ s'appelle « puissance du test ».

α étant fixé, il est nécessaire de choisir une variable de décision : variable qui donne le maximum d'informations sur le problème posé et dont la loi sera différente selon que H_0 ou H_1 est vraie. Il faut que sa loi soit entièrement connue au moins si H_0 est vraie.

Nous appelons aussi **région critique W** l'ensemble des valeurs de la variable de décision qui conduisent à écarter H_0 au profit de H_1. La forme de la région critique est déterminée par la nature de l'hypothèse H_1, sa détermination se fait par l'équation :

$$P(W \mid H_0) = \alpha$$

La région d'acceptation étant sa complémentaire $\overline{W}$ elle s'écrit donc:

$$P(\overline{W} \mid H_0) = 1-\alpha \quad et \quad P(W \mid H_1) = 1-\beta$$

La construction d'un test n'est rien d'autre que le processus qui permet de déterminer la région critique, sans connaître le résultat de l'expérience, donc un test *a priori*.

Le test d'ajustement de Kolmogorov-Smirnov

Les tests d'ajustements ont pour but de vérifier si un échantillon peut être obtenu par une variable aléatoire de distribution connue $F(x)$. Pour nos travaux nous avons choisi d'utiliser le test de Kolmogorov-Smirnov (noté KS) pour sa souplesse: il permet en effet de faire un ajustement avec n'importe quelle distribution.

Soit $F_n^*(x)$ la fonction de répartition empirique d'un échantillon de *n* valeurs, il s'agit donc de tester l'hypothèse que:

$$H0 : F_n^*(x) = F(x) \quad contre \quad H1 : F_n^* \neq F(x)$$

Le test de KS s'intéresse à la différence D_n entre les deux fonctions de distribution ci-dessus :

$$D_n = \max_x \left| F_n^* - F(x) \right|$$

La distribution asymptotique de D_n s'écrit de la manière suivante :

$$P(\sqrt{n}D_n < y) \to \sum_{-\infty}^{+\infty} (-1)^k e^{-2k^2y^2} = K(y)$$

La fonction K(y) permet de donner un test pour $H_0 : F_n^* = F(x)$ contre $H_1 : F_n^* \neq F(x)$.

Ainsi, si l'on fixe α le risque de première espèce, la **région critique** du test est:

$$P(\sqrt{n}D_n > y) = 1 - K(y) = \alpha$$

La fonction K(y) a été tabulée pour faciliter la définition de la région critique pour différentes valeurs de α. Le test consiste à comparer la valeur *Dn* avec la valeur $\frac{y}{\sqrt{n}}$ (fournie par les tables). Si *Dn* est inférieure alors le test est validé et que l'on retient l'hypothèse H_0.

Si le test est validé, il est possible de définir un indice de qualité du résultat, en calculant la probabilité *p* définie ainsi :

$$P = 1 - K(\sqrt{n}D_n)$$

Cette probabilité peut s'exprimer ainsi : il s'agit de la valeur limite de α que l'on aurait pu se fixer sans que cela ne change le résultat du test. Puisque $\sqrt{n}D_n < y,\ p > \alpha$

Par exemple, si le test est validé (c'est-à-dire, H_0 retenue, donc que la statistique *Dn* n'est pas dans la région critique) et que p vaut 0.8, cela signifie que l'on aurait pu faire le même test avec le même résultat (décider H_0) avec α=0.8, c'est-à-dire en étant extrêmement strict sur la condition d'acceptation de H_0 (puisque α=P(H_1/ H_0)).

Nous utilisons la valeur p pour comparer le résultat de deux tests dont H_0 est différent, effectués à partir du même échantillon, et quand H_0 est validée dans les deux cas. L'hypothèse donnant la plus grande valeur de p est retenue comme étant la « meilleure » des deux. La valeur p n'est utilisée qu'en termes relatifs (lors d'une comparaison entre deux tests), jamais en termes absolus.

Annexe C
Les modifications d'OPNET

Directions to install and use of UW-PCS OPNET simulation modules

Aug 26th, 2006
Hui Ma
mahui@ee.washington.edu
University of Washington

1: Ask and unzip the archive file

2: Make a backup of current "wlan_support.h" in
"C:\Program Files\OPNET\11.0\models\std\include"

3: Copy "wlan_support.h" in the archive to
"C:\Program Files\OPNET\11.0\models\std\include"

4: Copy
- Wlan_station_PCS_ED_060217.nd.m (the MAC layer node model)
- Wlan_mac_pcs_ED_060217.pr.m (the MAC processing model)

To "C:\Documents and Settings**********(UserName)\op_models"

5: Copy
- Wlan_power_inside_building_pcs_ED_051202.ps.c (Power pipeline stage model)
- Wlan_ecc_pcs_ED_051202.ps.c (ECC pipeline stage model)
- Wlan_ber_EBN0.ps.c (BER pipeline stage model)

To "C:\Program Files\OPNET\11.0\models\std\wireless_lan"

6: Now you can use the node model "Wlan_station_PCS_ED_060217".
- PCS threshold and Receiver Sensitivity will be inputted by "Carrier Sensing threshold (dBm)" and "Packet Reception-Power Threshold" (the original threshold provide by default OPNET) respectively. Both them use the unit of dBm.
- Path Loss Exponent is also a configurable parameter, which will be automatically read into pipeline stages.

7: If you want to use this model in new node models, please refer to the MAC, RX and TX processing models in Wlan_station_PCS_ED_060217.nd.m.

8: If you want to know more details about this module, please check the file of "OPNETWORK06_v4.pdf", which is a paper titled "Analysis and Simulation Model of Physical Carrier Sensing in IEEE 802.11Mesh Networks" and presented on OPNETWORK 2006, Washington, DC, Aug 28-Sep 1, 2006. The code provided here is consistent with the model described in this paper.

Statement: In case that you use and/or modify any code provided at this package for your own research and subsequent publications, we request that you a) provide a suitable acknowledgement and b) provide us with a copy of your code.

Résumé

Cette thèse traite de l'utilisation des réseaux locaux sans fil (WLAN) dans un environnement industriel comme une chaîne de production. Nous traitons en profondeur l'impact des conditions de propagation, qui sont particulières dans ces environnements, et leur implémentation, sur des outils de simulations. La première partie de notre travail s'intéresse au choix d'un modèle de propagation et à son paramétrage par des méthodes analytiques appliquées sur des mesures. La comparaison des performances obtenues dans un site de référence avec les résultats issus de simulations montre une nette différence entre la réalité et la simulation. Elle nous a permis de conclure que les modèles classiques ne permettent pas de simulations pertinentes pour un tel contexte.

Pour ces raisons, nous proposons dans la seconde partie une nouvelle façon de modéliser les conditions de propagation dans les simulateurs. Notre modèle appelé « Split Model » permet de distinguer : les liens entre stations et point d'accès des liens entre stations. Nous avons utilisé le modèle dans la simulation pour étudier les performances dans un milieu industriel (taux de pertes, délai, débit) dans une cellule en mode infrastructure de la norme 802.11. Les résultats montrent que, pour ce mode, l'espace entre les stations étant fortement obstrué, le signal émis subit un important affaiblissement dans sa propagation « horizontale » et crée des zones dites cachées, dans lesquelles l'activité des stations peut ne pas être détectée par d'autres stations de la cellule. Des collisions au niveau du point d'accès sont constatées et en résulte une dégradation des performances pour laquelle les mécanismes prévus pour compenser l'effet du terminal caché (RTS/CTS) se sont montrés inefficaces. L'utilisation du Split model dans un processus de simulation met en avant les effets dus à l'existence de ces zones cachées et permet d'avoir des résultats obtenus par simulation plus représentatifs du comportement d'une cellule recouvrant une chaîne de production.

Mots clé : WLAN, IEEE802.11, CSMA/CA, BEB, Modèle de Propagation.

Abstract

This thesis deals with the use of wireless LANs (WLANs) in an industrial environment as a production line. We treat in depth the impact of propagation conditions, which are particular in these environments, and their implementation in simulation tools. The first part of our work focuses on the choice of a propagation model and its parameters by analytical methods applied to measurements. The comparison between the performances obtained in a reference site and the results obtained by simulations show a clear difference between reality and the simulation. It allowed us to conclude that the choice of the classical models do not allow simulations relevant to this context.

For these reasons, we propose, in the second part, a new way to model the propagation conditions in the simulations. Our model, called "Split Model", can distinguish: a link between stations and access point, and a link between stations. It was used in the simulation to study the performances in an industrial environment (rate of loss, delay, speed) of a cell in the infrastructure mode of 802.11. The results show that this space between the stations is heavily blocked, the signal undergoes a significant weakness in its horizontal propagation and creates hidden zones, in which the stations activity can not be detected by other stations of the cell. Collisions at the access point are detected and then yields to degradation in performances. The mechanisms provided by the standard to avoid the effect of hidden terminal (RTS / CTS) were ineffective. The use of Split model in a simulation process highlights the effects due to these hidden areas and allows simulation results to be more representative of the behavior of a cell covering a production line.

Keywords: WLAN, IEEE802.11, CSMA/CA, BEB, Propagation Model.