



HAL
open science

Modélisation énergétique de réseaux à antennes distribuées pour les communications sans-fil indoor

Yves Josse

► **To cite this version:**

Yves Josse. Modélisation énergétique de réseaux à antennes distribuées pour les communications sans-fil indoor. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud, 2013. Français. NNT: . tel-00790028

HAL Id: tel-00790028

<https://theses.hal.science/tel-00790028>

Submitted on 19 Feb 2013

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 : 2013telb0256

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

Télécom Bretagne

En habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne-Sud

Ecole Doctorale – SICMA

Modélisation énergétique de réseaux à antennes distribuées pour les communications sans-fil indoor

Thèse de Doctorat

Mention : STIC

Présentée par **Yves Josse**

Département : Optique

Directeur de thèse : Jean-Louis de Bougrenet de la Tocnaye

Soutenue le 14 janvier 2013

Jury :

M. Trevor Hall, Professeur, Université d'Ottawa, Ottawa (Rapporteur)
Mme Catherine Algani, Professeur, CNAM, Paris (Rapporteur)
M. Jean-Louis de Bougrenet de la Tocnaye, Professeur, Télécom Bretagne, (Directeur de thèse)
M. Merouane Debbah, Professeur, SUPELEC, Gif sur Yvette (Examinateur)
Mme Nathalie Julien, Professeur, Université Bretagne-Sud, Lorient (Examinateur)
M. Bruno Fracasso, Professeur, Télécom Bretagne, Brest (Encadrant)

Résumé

La multiplication des terminaux mobiles dans les réseaux domestiques indoor tels que les habitations, les locaux professionnels ou encore les gares et les aéroports, entraîne une demande de plus en plus exigeante en terme de débit et une consommation énergétique accrue. Si on considère l'énergie consommée par utilisateur lors d'une connexion internet sur l'ensemble du réseau (du réseau cœur au terminal), plus de la moitié de l'énergie est consommée dans le réseau domestique. Pour limiter cette consommation énergétique domestique, tout en permettant une augmentation des débits, un système à antennes distribuées (DAS) utilisant des liens radio-sur-fibre est étudié dans cette thèse.

Un premier objectif est de modéliser l'efficacité énergétique de cette architecture, définie comme étant le rapport de la puissance totale sur le débit effectif de transmission, de la calculer, puis de la comparer à celle d'un système mono-antenne. Les résultats de simulations, basés, à la fois sur la mesure expérimentale de la consommation de puissance dans des réseaux Wi-Fi, et une modélisation de la consommation des liens radio-sur-fibre permettent de montrer qu'un DAS peut être jusqu'à trois fois plus efficace énergétiquement qu'un système conventionnel en considérant une même puissance totale rayonnée.

Ensuite, afin de déployer un système à antennes distribuées dans un espace indoor donné, une méthode est proposée pour optimiser l'efficacité énergétique. Elle permet à partir de la probabilité de présence des terminaux dans l'espace considéré, de déterminer le nombre optimal d'antennes distribuées ainsi que la puissance totale rayonnée. Cette thèse propose enfin des algorithmes de mise en veille d'équipement domestique et de désactivation des antennes distribuées en l'absence de connexion. Ces algorithmes complètent la modélisation précédente et peuvent permettre de réduire de plus de 45% la consommation énergétique d'un réseau domestique ayant une activité journalière de 8h.

Mots clés : Efficacité énergétique, radio-sur-fibre, réseaux domestiques, communications sans-fil.

Abstract

The increasing number of mobile terminals in home and in-building networks for indoor environments including offices, train stations and airports entails demanding bit-rate requirements with unprecedented increase in energy consumption. Considering the energy required per user terminal to access the Internet, more than half of the total energy used from the core network to the end user terminal is consumed in the home / in-building network.

In the purpose to limit the energy consumed within an in-building infrastructure, whilst enabling higher bit-rates, a promising approach is to provide the wireless coverage by sharing the transmitted power among several distributed antennas. Therefore, a distributed antenna system (DAS) using radio-over-fiber (RoF) links is considered in the present study. One objective is to model and compute the system energy efficiency, as defined by the consumed power to the effective bit-rate ratio, and to compare it to that of a conventional single antenna system. The simulation results based on both power consumption measurements in Wi-Fi networks and power consumption modeling of radio-over-fiber links, show that a RoF-DAS can be up to three times more energy efficient than a conventional system for the same total radiated power.

For the deployment of distributed antenna systems in indoor areas, a method is proposed to optimize their energy efficiency. Knowing the probability of presence of the terminals within a given area, the proposed method can determine the number of distributed antennas and the total radiated power.

Finally, the present thesis studies algorithms for setting home equipment in standby mode and switching off distributed antennas when no connection is active. These algorithms add on to the aforementioned modeling and enable further reduction of energy consumption in home networks by more than 45% for an eight-hour day.

Keywords : energy efficiency, radio-over-fiber, home network, wireless communications.

Remerciements

Ma thèse s'est déroulée dans d'excellentes conditions, et je tiens dans ces quelques lignes à remercier tous ceux qui y ont contribué.

Tout d'abord, je remercie Jean-Louis de Bougrenet de la Tocnaye, directeur du département optique, pour avoir répondu rapidement et favorablement à ma demande d'entreprendre une thèse en parallèle de mon activité d'enseignant. La proposition de sujet fut en adéquation parfaite avec ma formation initiale, ma situation et mes attentes.

Ce travail n'aurait pu aboutir sans la disponibilité de Bruno Fracasso qui a encadré cette thèse durant ces trois années. Nos discussions du jeudi furent pour moi très enrichissantes, que ce soit sur le sujet de ma thèse mais également sur des sujets bien plus généraux. Merci de m'avoir toujours orienté vers les personnes compétentes pour répondre à mes questions. Merci également pour la précision de tes corrections et tes commentaires pertinents que ce soit lors de la réalisation d'articles ou de ce manuscrit. Je pense que dans ma situation, un meilleur encadrement aurait été difficile, et je tiens vraiment à t'exprimer toute ma reconnaissance pour cela.

Je remercie les membres du jury, Nathalie Julien, Catherine Algani, Trevor Hall et Merouane Debbah d'avoir accepté d'évaluer mon travail.

Je tiens également à remercier tous les membres du département optique, qui m'ont aidé pendant cette thèse. En particulier Frédéric Lucarz qui m'a mis à disposition le matériel de la plateforme CapilR, ainsi que tous les outils informatiques qui m'ont permis de réaliser une grande partie de cette thèse à distance. Merci également pour les corrections apportées à mes articles et à ce manuscrit. Je remercie également Anne-Catherine Cariou et Jennifer Romer qui m'ont permis de m'adapter rapidement au sein du département. La partie expérimentale de cette thèse n'aurait pu se faire sans le savoir-faire de Bernard Della à qui j'adresse mes remerciements.

La pluridisciplinarité de cette thèse m'a amené à collaborer avec des membres des départements RSM et micro-ondes de Télécom Bretagne. Je remercie particulièrement Patrice Pajusco, directeur du département micro-ondes, pour son aide sur la modélisation de la partie sans-fil, ses précieux conseils de programmation Matlab ainsi que sur ses relectures

approfondies de nos articles. Merci également à Camilla Kärnfelt pour m'avoir accompagné lors des mesures réalisées avec l'analyseur de réseau au sein du département micro-ondes. Je remercie aussi Nicolas Montavont et German Castignani d'avoir répondu à mes questions sur les aspects réseau et d'avoir participé à la réalisation de l'article soumis à IEEE Greencom.

Je souhaite également remercier tous les doctorants que j'ai pu côtoyer lors de ses trois ans, Hani, Sébastien, Charbel, Mervin et tous les autres. Il est vrai que la fréquence de mes présences ne m'ont pas permis de m'intégrer complètement avec vous, mais je resterai marqué par votre gentillesse et votre accueil. J'en profite pour vous adresser tous mes vœux de réussite dans vos projets respectifs.

Je remercie mes collègues des CPGE Brizeux ainsi que mes proviseurs successifs pour m'avoir encouragé à faire cette thèse et permis de libérer mon jeudi pour me rendre sur Brest.

Merci à ma famille et à ma belle-famille de m'avoir soutenu durant toutes ces années. Merci notamment pour les gardes d'Antoine et d'Arthur lors de la dernière ligne droite qui m'ont permis de terminer mon manuscrit dans les temps. Je ne serai jamais assez reconnaissant envers mes parents qui ont toujours tout mis en œuvre pour que je m'épanouisse dans ce que j'entreprends et qui m'ont donné le goût du travail accompli.

Merci à mes deux petits garçons, Antoine et Arthur, qui m'émerveillent chaque jour.

Et je terminerai en n'oubliant pas la personne qui ne cesse de m'encourager, m'épauler et m'aimer. Merci Anna.

Liste des sigles

- 3G** Troisième génération de communications mobiles utilisant la norme UMTS
- 4G** Quatrième génération de communications mobiles utilisant la norme LTE-A
- ADSL** Asymmetric Digital Subscriber Line
- BBoF** BaseBand over Fiber
- CAN** Convertisseur Analogique Numérique
- CNA** Convertisseur Numérique Analogique
- CPL** Courants Porteurs en Ligne
- CSMA/CA** Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
- CTS** Clear To Send
- DAS** Distributed Antenna System
- DCF** Distributed Coordinated Function
- DFB** Distributed FeedBack laser diode
- DIFS** Distributed Inter Frame Spacing
- DOREE** DimensiOnnement de Réseaux Efficace Energétiquement
- DSLAM** Digital Subscriber Line Access Multiplexer
- EAM** Modulateur à électro-absorption
- EDFA** Erbium Doped Fiber Amplifier
- EVM** Error Vector Magnitude
- FTTH** Fiber To The Home
- GSM** Global System for Mobile Communications
- HD** Haute Définition
- IEEE** Institute of Electrical and Electronics Engineers
- IFoF** Intermediate Frequency over Fiber
- IMDD** Intensity Modulation and Direct Detection
- ImpEx** Impementation Expenditure
- IP** Internet Protocol

IRC InfraRed Communication
IM3 InterModulation d'ordre 3
LAN Local Area Network
LED Light Emitting Diode
LNA Low Noise Amplifier
LTE-A Long Term Evolution Advanced
M2M Machine to Machine
MAC Media Access Control
MAN Metropolitan Area Network
MB-OFDM MultiBand Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
MEVAD Algorithme de Mise En Veille des Antennes Distribuées
MIMO Multiple Input Multiple Output
MMF MultiMode Fiber
MZM Modulateur de Mach-Zehnder
ns-3 network simulator 3
OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OLT Optical Line Termination
ONU Optical Network Unit
OpEx Operational Expenditure
OSI Open Systems Interconnection
PA Power Amplifier
PAD Algorithme de Positionnement des Antennes Distribuées
PF-GI-POF PerFluorinated Graded-Index POF
POF Polymer Optical Fiber
PSM Power Saving Mechanism
QoS Qualité de service
RAU Remote Antenna Unit
RF Radio Frequency
RFoF RF over Fiber
RIN Relative Intensity Noise
RoF Radio over Fiber
RSOA Reflective Semiconductor Optical Amplifier
RTS Ready To Send
SC Station centrale
SFDR Spurious Free Dynamic Range
SMA SubMiniature version A
SMF Single Mode Fiber
SNR Rapport signal-sur-bruit
TCP Transmission Control Protocol

TIA Trans-Impedance Amplifier
TIC Technologies de l'information et de la communication
ULB Ultra Large Bande
UMTS Universal Mobile Telecommunication System
UPnP Universal Plug and Play
USB Universal Serial Bus
UWB Ultra Wide Band
VCSEL Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser
VoD Video on Demand
VoIP Voice over IP
VLC Visible Light Communications
WAN Wide Area Network
WLAN Wireless Local Area Network

Liste des symboles

| | |
|--------------|--|
| B | Bande passante du canal ou de la norme considérée en Hz |
| C | Capacité du réseau selon Shannon |
| \bar{C} | Espérance spatiale de la capacité de Shannon |
| Ct | Coût total du réseau déployé |
| d | Distance entre l'émetteur et le récepteur |
| D | Débit effectif d'une transmission |
| E_b | Énergie nécessaire pour transmettre un bit utile |
| G_r | Gain de l'antenne réceptrice en dBi |
| G_t | Gain de l'antenne émettrice en dBi |
| L_j | Atténuation en dB associée à un obstacle de type j |
| n | Coefficient d'atténuation (path loss exponent) |
| N | Nombre d'antennes distribuées |
| PL | Atténuation du signal (path loss) |
| $p_{j,k}$ | Probabilité de présence d'un utilisateur situé aux coordonnées (j,k) |
| P_{ch-opt} | Puissance électrique totale consommée dans la chaîne optique |
| P_{DFB} | Puissance électrique consommée par un laser DFB |
| P_{LD} | Puissance électrique consommée par un laser VCSEL |
| P_{LNA} | Puissance électrique consommée par un amplificateur faible bruit |
| P_{max} | Puissance maximale électrique consommée par le point d'accès |
| P_{min} | Puissance minimale électrique consommée par le point d'accès |
| P_{PA} | Puissance électrique consommée par l'amplificateur de puissance |
| P_{PD} | Puissance électrique consommée par une photodiode |
| P_r | Puissance reçue par le terminal |

| | |
|----------------------|--|
| P_t | Puissance totale rayonnée par l'ensemble des antennes |
| P_{ti} | Puissance rayonnée par l'antenne i |
| P_{TIA} | Puissance électrique consommée par un TIA |
| P_{tot} | Puissance électrique totale consommée dans la chaîne de transmission |
| P_{ray} | Puissance RF rayonnée par le point d'accès |
| P_{rayPA} | Puissance RF à la sortie de l'amplificateur de puissance |
| $\langle RC \rangle$ | Rapport cyclique moyen lors d'une transmission |
| σ^2 | Variance du bruit blanc gaussien |
| μ_{PA} | Efficacité de l'amplificateur de puissance |

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Résumé | i |
| Remerciements | iii |
| Liste des sigles | v |
| Liste des symboles | ix |
| Introduction | 1 |
| 1 Architecture à antennes distribuées | 5 |
| Introduction | 6 |
| 1.1 Consommation énergétique dans les réseaux domestiques | 6 |
| 1.1.1 Architecture du réseau | 6 |
| 1.1.2 Énergie consommée dans les différents réseaux | 7 |
| 1.1.3 Développement des réseaux domestiques | 9 |
| 1.2 Vers un réseau domestique vert | 11 |
| 1.2.1 Revue de littérature | 11 |
| 1.2.2 Métriques énergétiques | 12 |
| 1.2.3 Leviers permettant d'augmenter l'efficacité énergétique | 15 |
| 1.3 Architecture à antennes distribuées | 17 |
| 1.3.1 Lien filaire : station centrale - antenne distribuée | 17 |
| 1.3.2 Lien sans-fil : antenne distribuée-terminal | 20 |
| 1.3.3 Association des différentes technologies | 23 |
| Conclusion | 25 |
| 2 Utilisation de la radio-sur-fibre pour les DAS | 27 |
| Introduction | 28 |
| 2.1 Principe de la radio-sur-fibre | 28 |
| 2.1.1 Méthodes pour générer un signal RF sur une porteuse optique | 29 |
| 2.1.2 Composants utilisés | 32 |
| 2.1.3 Caractérisation des performances de la chaîne optique | 35 |
| 2.2 Puissance consommée dans le lien RoF | 38 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.2.1 | Liaison bidirectionnelle radio-sur-fibre | 39 |
| 2.2.2 | Evaluation des puissances consommées à partir d'exemples publiés | 40 |
| 2.2.3 | Généralisation | 44 |
| 2.3 | Généralisation pour N antennes distribuées | 45 |
| 2.3.1 | Différentes architectures | 46 |
| 2.3.2 | Consommation en fonction du nombre d'antennes distribuées | 46 |
| 2.3.3 | Consommation en fonction de la puissance rayonnée | 47 |
| | Conclusion | 49 |
| 3 | Efficacité énergétique d'un RoF DAS | 51 |
| | Introduction | 52 |
| 3.1 | Intérêts des antennes distribuées | 52 |
| 3.1.1 | Modélisation de la propagation sans-fil | 52 |
| 3.1.2 | Avantages des antennes distribuées | 54 |
| 3.1.3 | Simulations dans le cas de la norme Wi-Fi | 55 |
| 3.2 | Mesure de puissance consommée dans les réseaux Wi-Fi | 59 |
| 3.2.1 | Identification des fonctions consommatrices | 59 |
| 3.2.2 | Paramètres modifiant la consommation de puissance | 61 |
| 3.2.3 | Mesures de puissance | 63 |
| 3.3 | Efficacité énergétique dans les RoF DAS | 67 |
| 3.3.1 | Calcul de l'efficacité énergétique | 67 |
| 3.3.2 | Evolution des performances en fonction de la puissance rayonnée | 69 |
| 3.3.3 | Comparaison avec une architecture mono-antenne | 70 |
| | Conclusion | 72 |
| 4 | Dimensionnement d'un RoF DAS | 73 |
| | Introduction | 74 |
| 4.1 | Méthode proposée | 74 |
| 4.1.1 | Revue de littérature | 74 |
| 4.1.2 | Algorithme de positionnement des antennes | 76 |
| 4.1.3 | Méthode DOREE proposée | 78 |
| 4.2 | Cas d'un environnement généralisable | 80 |
| 4.2.1 | Positionnement des antennes | 80 |
| 4.2.2 | Optimisation des paramètres | 81 |
| 4.2.3 | Évolution des paramètres pour des géométries différentes | 86 |
| 4.3 | Dimensionnement dans un cas concret | 88 |
| 4.3.1 | Présentation de l'espace à couvrir | 88 |
| 4.3.2 | Détermination de la position des antennes | 89 |
| 4.3.3 | Optimisation du nombre d'antennes et de la puissance rayonnée | 90 |
| | Conclusion | 93 |
| 5 | Optimisation du réseau à antennes distribuées | 95 |
| | Introduction | 96 |
| 5.1 | Architecture permettant une transmission sélective | 96 |
| 5.1.1 | Algorithme permettant l'extinction des antennes distribuées | 96 |
| 5.1.2 | Optimisation de la puissance rayonnée et du nombre d'antennes | 100 |
| 5.1.3 | Bilan comparatif des différentes architectures envisagées | 104 |
| 5.2 | Extension du modèle aux cas multi-utilisateurs | 105 |
| 5.2.1 | Revue de littérature dans le cas d'un scénario multi-utilisateurs | 106 |

| | | |
|-------|---|------------|
| 5.2.2 | Algorithme de transmission sélective | 106 |
| 5.2.3 | Simulation sous ns-3 | 107 |
| 5.3 | Mise en veille de la station centrale | 107 |
| 5.3.1 | Solution permettant une mise en veille de la station centrale | 107 |
| 5.3.2 | Utilisation du Bluetooth | 108 |
| 5.3.3 | Mise en veille de l'architecture complète | 109 |
| | Conclusion | 109 |
| | Conclusion générale et perspectives | 111 |
| | Bibliographie | 115 |
| | Liste des publications | 125 |

Introduction

Les avancées constantes dans le domaine des technologies de l'information et de la communication (TIC) permettent à des terminaux de plus en plus nombreux de rester connectés à internet quelle que soit la position et la mobilité des utilisateurs. Ces connexions peuvent être assurées par des communications sans-fil via le réseau de téléphonie mobile ou alors via les réseaux locaux déployés aux domiciles des usagers, dans les entreprises ou encore dans les gares et aéroports. La croissance exponentielle de la demande de débit liée à des applications, telles que le téléchargement de vidéo, les jeux vidéo en ligne ou encore la consultation et la sauvegarde de données à distance entraînent une augmentation de la consommation d'énergie dans les réseaux sans fil qui se traduit par un rejet massif de dioxyde de carbone dans l'atmosphère. Ainsi, au sein de l'Union Européenne, des statistiques datant de 2010 montrent que les équipements liés aux TIC consomment plus de 8% de la consommation d'énergie totale et représentent 4% des émissions de CO₂ [1]. Les TIC représentaient en 2007 une émission globale de 86 millions de tonnes de CO₂, et ce nombre est susceptible de tripler d'ici 2020 [2].

L'Union Européenne, qui s'est engagée en avril 2009 à réduire de 20% ses émissions de gaz à effet de serre d'ici à 2020 par rapport aux niveaux de 1990 participe au financement de différents projets visant à réduire l'impact énergétique des TIC. La Table 1 présente quelques uns de ces projets. Les projets Trend (Towards Real Energy-efficient Network Design), OPERA-Net (Optimising Power Efficiency in mobile RAdio Networks) et EARTH (Energy Aware Radio and neTwork tecHnologies) sont des projets de recherche européens tandis que GreenTouch regroupe des partenaires industriels ou académiques à l'échelle mondiale et vise à repenser l'ensemble du réseau pour réduire d'un facteur 1000 l'efficacité énergétique des réseaux. Bien que ces projets concernent en majorité l'ensemble du réseau, c'est-à-dire du réseau d'accès au terminal de l'utilisateur, une grande partie des études portent sur les réseaux sans-fil puisqu'ils représentent plus de 50% des émissions de gaz à effet de serre dans les TIC [3]. La multiplication de ces projets entraîne une forte croissance des publications scientifiques sur ces sujets depuis quelques années. Par exemple, la Figure 1 présente l'évolution du nombre de publications depuis 1999 portant sur l'efficacité énergétiques des communications sans-fil. Ces publications correspondent au nombre d'articles publiés dans des journaux internationaux, référencés dans les bases de données suivantes : IEEE Xplore, Science Direct et Springerlink. Les articles sélectionnés intègrent dans leur titre ou leur résumé les mots suivants : *Energy efficient*, *wireless*, *communications* et n'ont pas le mot *sensor* pour exclure les études qui concernent les réseaux de capteurs.

| Nom du projet | Date | Cible | Objectif pour 2015 |
|---------------|-----------|--------------------|--|
| Trend | 2009- | Ensemble du réseau | Intégrer dans les recherches sur les réseaux les aspects énergétiques. |
| OPERA-Net | 2008-2014 | Réseau cellulaire | Améliorer l'efficacité énergétique de 20%. |
| EARTH | 2010-2012 | Réseau d'accès | Réduire la consommation d'énergie dans le réseau d'accès d'un facteur 2 sans dégrader la qualité de service. |
| Green Touch | 2010-2015 | Ensemble du réseau | Réduire d'un facteur 1000 l'énergie qu'il faut pour transmettre un bit. |

TABLE 1 – Exemples de projets internationaux visant à prendre en compte des considérations énergétiques dans le développement des réseaux [4].

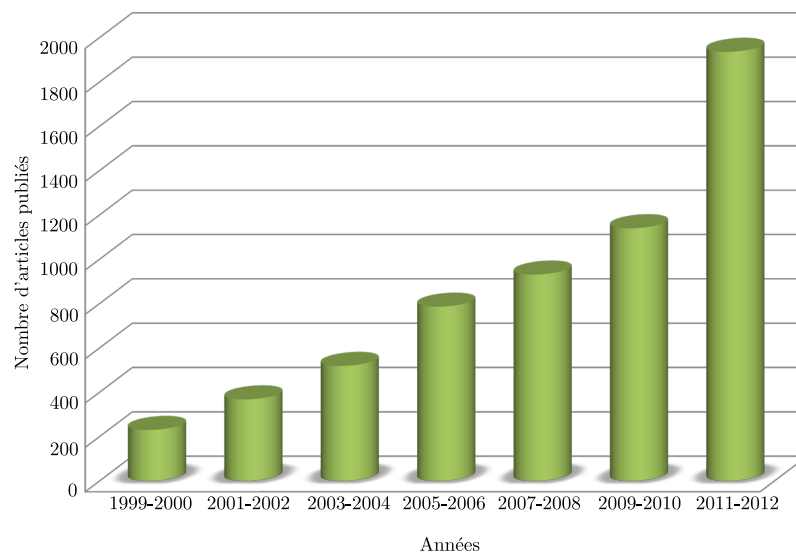


FIGURE 1 – Nombre de publications relatives aux communications sans fil efficaces énergétiquement, publiées dans des journaux internationaux.

Même si les mots recherchés dans les bases de données ne couvrent pas tous les travaux prenant en compte des considérations énergétiques, la Figure 1 montre une importance accrue de cette dimension dans les recherches actuelles avec notamment une forte croissance depuis deux ans.

Dans toutes ces études, la part du réseau de téléphonie mobile et du réseau d'accès sont prédominantes et peu d'études concernent les réseaux domestiques. Pourtant dans ces réseaux, que ce soit dans des locaux d'habitations, des locaux professionnels ou encore dans les lieux publics indoor, la multiplication des terminaux et la demande accrue en termes de débit entraînent une augmentation forte de la consommation énergétique.

Un autre aspect important au sein des réseaux domestiques concerne l'exposition aux ondes électromagnétiques. En effet, les effets thermiques liés à l'exposition prolongée à un champ électrique sont bien identifiés et reconnus, et même si aucune conséquence sur la santé n'est à ce jour reconnue unanimement, le principe de précaution impose de limiter les expositions à des champs intenses dans des zones où aucun usager ne sollicite de connexion. En outre, l'émission de fortes puissances rayonnées est souvent corrélée à des consommations énergétiques plus élevées en raison des faibles efficacités des amplificateurs RF de puissance présents en amont des antennes. Afin de réduire la consommation énergétique ainsi que l'exposition aux ondes électromagnétiques associées aux communications sans-fil, de nouvelles architectures de réseau domestique doivent être repensées tout en garantissant une bonne qualité de service aux utilisateurs. Pour satisfaire ces trois conditions, une architecture à plusieurs antennes distribuées est envisagée dans laquelle les antennes sont déportées au voisinage de l'utilisateur. Le lien entre la station centrale qui est reliée au fournisseur d'accès et l'antenne distribuée peut se faire par fibre optique. La technologie radio-sur-fibre, consistant à moduler directement la porteuse optique par le signal radiofréquence est une des possibilités étudiée puisqu'elle est censée limiter les coûts de déploiement.

Pour quantifier les performances énergétiques d'un tel réseau, on définit l'efficacité énergétique, qui prend en compte à la fois la puissance consommée par l'architecture mais également le débit accessible aux utilisateurs. La détermination et l'optimisation de cette efficacité énergétique nécessitent une approche pluridisciplinaire. Par exemple, dans le cas d'un réseau hybride comprenant à la fois une transmission optique fibrée et une transmission sans-fil radiofréquence, les domaines qui entrent en jeu dans le calcul et l'optimisation de l'efficacité énergétique sont répertoriés dans la liste ci-dessous :

- Électronique : Mesure de la consommation énergétique dans les différents composants de la chaîne de transmission.
- Optique : Étude et optimisation de la chaîne de transmission optique.
- Micro-ondes : Étude de la propagation de signaux radiofréquences en espace libre.
- Réseaux et théorie de l'information : Optimisation des performances liée à l'optimisation des ressources et de la bande de fréquence allouée.
- Informatique : Convergence des algorithmes d'optimisation...

L'une des limites de cette approche est qu'on est contraint d'utiliser une vision globale, nous obligeant à simplifier certains modèles pour qu'ils puissent être exploités au sein de l'architecture complète.

Le cadre de cette thèse se limite aux réseaux domestiques, dans lesquels nous envisageons des communications sans-fil entre un terminal et un point d'accès au sein d'environnements indoor tels que des habitations, des locaux professionnels ou encore des lieux publics. Les objectifs de cette thèse sont d'évaluer l'efficacité énergétique d'un réseau à antennes distribuées utilisant la radio-sur-fibre, de la comparer à une architecture classique, constituée d'une seule antenne, puis de proposer une méthode permettant de déployer un réseau à antennes distribuées dans un environnement quelconque.

Ce manuscrit est structuré suivant cinq chapitres.

Le premier chapitre introduit l'architecture à antennes distribuées en la présentant comme une solution adaptée pour améliorer les performances énergétiques des réseaux domestiques. Les métriques permettant de caractériser un réseau efficace énergétiquement

sont définies, puis les solutions technologiques pouvant s'incorporer à l'architecture proposée sont comparées qualitativement.

La liaison entre la station centrale et les antennes distribuées est étudiée dans le deuxième chapitre. La radio-sur-fibre est alors présentée, puis une estimation de la consommation de puissance est réalisée au sein de la chaîne de transmission optique, en considérant les normes de transmission Wi-Fi et WiMedia. L'évolution de la puissance consommée est ensuite étudiée en fonction du nombre d'antennes distribuées et de la puissance totale rayonnée.

Le troisième chapitre s'intéresse dans un premier temps à la modélisation du lien sans-fil entre l'antenne distribuée et le terminal, et rappelle les avantages des antennes distribuées. Puis, les consommations de puissance au sein d'un point d'accès et d'un module Wi-Fi sont mesurées expérimentalement. A partir de ces mesures et des estimations de puissance dans la chaîne de transmission optique établies au chapitre 2, l'efficacité énergétique globale d'un réseau à antennes distribuées est calculée puis comparée à celle d'une architecture ne comportant qu'une seule antenne.

Une méthode permettant de déployer un réseau à antennes distribuées efficace énergétiquement est proposée dans le quatrième chapitre. Cette méthode optimise le placement des antennes distribuées en fonction de la densité de probabilité de présence des utilisateurs. Dans un deuxième temps, le nombre d'antennes distribuées ainsi que la puissance totale rayonnée sont déterminés afin de maximiser l'efficacité énergétique du réseau.

Le modèle présenté au chapitre 4 est optimisé dans le chapitre 5 en y incorporant un algorithme permettant de mettre en veille les antennes distribuées. Les résultats des simulations permettent ensuite de comparer l'architecture obtenue avec une architecture usuelle. Une méthode permettant de mettre en veille la station centrale est également proposée pour réduire la consommation énergétique du réseau lorsqu'aucun terminal ne demande de connexion.

Chapitre 1

Antennes distribuées pour les réseaux domestiques

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Introduction | 6 |
| 1.1 Consommation énergétique dans les réseaux domestiques . . . | 6 |
| 1.1.1 Architecture du réseau | 6 |
| 1.1.2 Énergie consommée dans les différents réseaux | 7 |
| 1.1.3 Développement des réseaux domestiques | 9 |
| 1.2 Vers un réseau domestique vert | 11 |
| 1.2.1 Revue de littérature | 11 |
| 1.2.2 Métriques énergétiques | 12 |
| 1.2.3 Leviers permettant d'augmenter l'efficacité énergétique | 15 |
| 1.3 Architecture à antennes distribuées | 17 |
| 1.3.1 Lien filaire : station centrale - antenne distribuée | 17 |
| 1.3.2 Lien sans-fil : antenne distribuée-terminal | 20 |
| 1.3.3 Association des différentes technologies | 23 |
| Conclusion | 25 |

Introduction

La diversité des terminaux connectés à internet a entraîné depuis quelques années une forte croissance de la consommation énergétique des composants qui constituent les différentes parties du réseau. Ces composants sont utilisés dans les réseaux déployés par les fournisseurs d'accès à internet mais les composants situés dans les habitations ou les entreprises (modems, box, terminaux...) ont également une part importante dans la consommation globale du réseau. Une autre conséquence de l'utilisation massive de technologies radiofréquences¹ est d'entraîner une exposition aux ondes de plus en plus importante.

L'objectif de ce chapitre est de présenter une architecture pour les réseaux domestiques qui s'articule non seulement autour des performances (débit, équité...) mais qui prend également en compte des considérations économiques et environnementales. Dans un premier temps, un état des lieux des puissances consommées sur l'ensemble du réseau est présenté, pour se concentrer ensuite sur les réseaux domestiques indoor (habitations, locaux professionnels, gares, aéroports...). Pour réduire la consommation énergétique des réseaux tout en augmentant ses performances, une architecture à antennes distribuées est étudiée. Elle consiste à déporter plusieurs antennes au sein de l'environnement considéré pour réduire la distance entre l'émetteur et le récepteur. Dans un deuxième temps, des métriques sont proposées pour caractériser les réseaux domestiques sans fil en prenant en compte à la fois le coût de l'installation, la puissance consommée par l'ensemble du réseau mais également les performances du réseau. La définition d'un « réseau domestique vert » est alors proposée. Enfin, les différentes technologies existantes pouvant s'inclure dans l'architecture à antennes distribuées sont présentées et comparées qualitativement.

1.1 Importance du réseau domestique dans la consommation énergétique des réseaux internet

Cette première partie illustre le chemin parcouru par l'information entre un serveur hébergeant un service et le terminal.

1.1.1 Architecture du réseau

La Figure 1.1 présente un schéma simplifié d'un réseau qui permet à un utilisateur d'accéder à un service via internet. Il est constitué de quatre sous-réseaux différents et d'une plateforme de services :

- **Réseau cœur** Le réseau cœur (WAN : Wide Area Network) est maillé à l'échelle d'un pays ou d'un continent et permet de faire transiter des données à très haut débit sur des grandes distances (plusieurs centaines de kilomètres). Les données sont transmises sur des fibres optiques interconnectées par des routeurs.
- **Réseau métropolitain** Le réseau métropolitain (MAN : metropolitan area network) sert d'interface entre le réseau d'accès et le réseau cœur. Il interconnecte plusieurs sites d'une même ville ou d'une région. Les technologies utilisées sont majoritairement optiques.
- **Réseau d'accès** Le réseau d'accès permet de connecter chaque habitation ou entreprise au fournisseur d'accès à internet. L'accès peut se faire par le biais de plusieurs

1. Dans tout ce document le terme radiofréquence sera utilisé pour décrire les signaux hertziens utilisés pour les communications mobiles. Normalement, on devrait utiliser le terme micro-ondes lorsque les fréquences sont supérieures à 3 GHz.

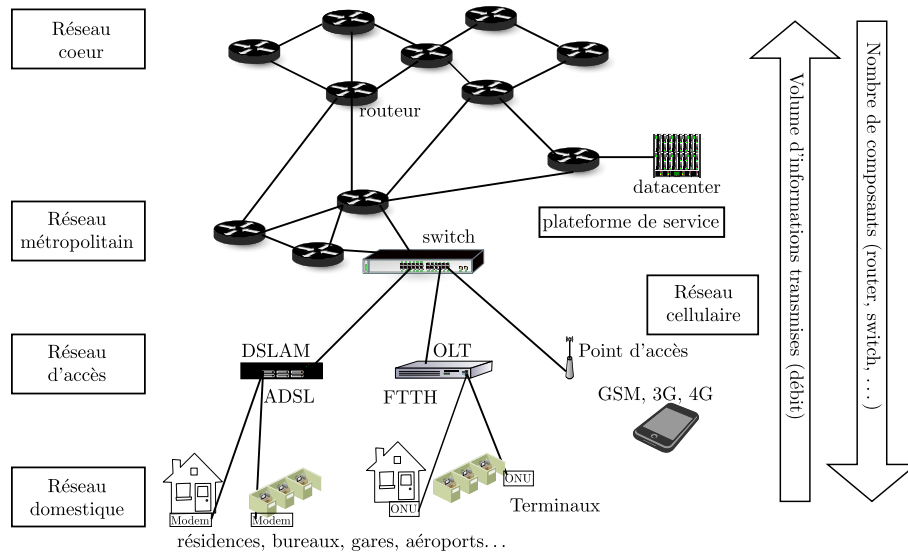


FIGURE 1.1 – Schéma simplifié représentant les différents sous-réseaux d'un réseau de télécommunications.

technologies, que ce soit pour les réseaux domestiques (ADSL, FTTH...) ou pour le réseau cellulaire (GSM, 3G ou 4G). Les équipements permettant de transférer les données entre le réseau d'accès et le réseau domestique varient selon la technologie utilisée (DSLAM pour l'ADSL, ONU (Optical Network Unit) pour l'accès optique).

- Réseau cellulaire - Réseau local** Le réseau cellulaire correspond au réseau de téléphonie mobile et fait le lien entre une station de base (ou antenne relais) et un téléphone portable/smartphone. Le réseau domestique ou réseau local (LAN : Local Area Network) est un réseau à échelle géographique restreinte (habitation, salle informatique...). Il permet aux terminaux (ordinateurs, télévisions, consoles de jeux, smartphones...) d'accéder à internet via une connexion sans fil (WLAN : Wireless Local Area Network) ou filaire (câble ethernet). Il est constitué principalement d'un modem/box pour une maison d'habitation ou de routeurs et de points d'accès pour les réseaux locaux d'entreprise.
- Plateforme de service** Les différents services proposés par les fournisseurs d'accès internet et les entreprises du web (VoD, télévision sur IP, stockage de site web ou de données...) utilisent des serveurs placés dans des centres de traitements de données ou datacenter. Ces serveurs sont généralement reliés au réseau métropolitain par l'intermédiaire de routeurs et consomment une part non négligeable d'énergie.

Plus on s'approche du réseau domestique, plus le nombre de composants du réseau augmente, mais plus on va vers le réseau cœur plus le débit d'information est important, variant de la centaine de Gbps dans le réseau cœur à quelques Mbps au niveau du réseau domestique.

1.1.2 Énergie consommée dans les différents réseaux

Aujourd'hui, les technologies de l'information et le secteur des télécommunications sont responsables d'environ 5% de la consommation électrique totale dans les pays développés. Cette consommation est susceptible de doubler d'ici à 2020 [5].

Si on exclut dans un premier temps le réseau domestique, la part de l'énergie consommée

dans le réseau d'accès est de 70% contre 30% pour le réseau cœur et le réseau métropolitain [6]. Pourtant, si on regarde la consommation de puissance des différents composants intervenant dans les sous réseaux, un routeur du réseau cœur consomme environ 10 kW, un routeur du réseau métropolitain 1 kW et un équipement du réseau d'accès une dizaine de watt [7]. La part de consommation est expliquée par le nombre d'utilisateurs partageant ces différents composants. Les exemples qui suivent illustrent particulièrement ce point dans le cas où les technologies utilisées jusqu'au réseau d'accès sont optiques, ou alors dans le cas du réseau Orange en France.

Un premier exemple

Si on ramène les puissances consommées par les composants utilisés dans le réseau cœur et le réseau métropolitain, on obtient une consommation par utilisateur de l'ordre du watt [8]. L'accès aux usagers peut ensuite se faire par ADSL ou FFTH.

Pour les usagers ADSL, un DSLAM (Alcatel Stinger FS+) consommant 1,7 kW peut donner un accès à 1008 utilisateurs. La puissance consommée dans le réseau d'accès par utilisateur s'élève à 1,7 W. Si l'on suppose que l'usage à un modem consommant typiquement 5W (D-Link DSL502) [9], la part du réseau domestique dans la consommation énergétique est de 65%.

Si l'on considère désormais des usagers FFTH, la box de l'utilisateur ou ONU (optical network unit) est connectée via un diviseur optique à un OLT (optical line termination) situé dans le réseau d'accès. L'OLT peut être connecté à 1024 utilisateurs. Si on prend par exemple l'OLT Hitachi 1220, il consomme une puissance totale de 1,34 kW soit une puissance par utilisateur de 1,3 W. Si l'ONU consomme également 5 W (Wave7 ONT-G1000i) [9], la part de la puissance consommée dans le réseau domestique est de 68%.

Que ce soit en ADSL ou en FTTH le consommateur consomme plus de 65% de la puissance totale consommée dans l'ensemble du réseau. Ce calcul ne prend pas en compte les puissances consommées dans les centres de traitement de données ni des puissances consommées par les terminaux.

Réseau Orange en France

D'après une étude de Orange Labs concernant la consommation des TIC en France en 2006 [10], la consommation annuelle de France Telecom, en prenant en compte l'ensemble des infrastructures, est de 286 GWh/an pour le réseau mobile et de 328,7 GWh/an pour le réseau de données qui comprend l'accès à internet, les services de voix sur IP et les services audiovisuels. Notons par ailleurs que cette consommation ne tient pas compte de la consommation liée aux centres de traitement de données de France Telecom, estimée à 220,9 GWh/an. En considérant le nombre d'abonnés (8 560 130 clients internet particuliers et professionnels en décembre 2006), la puissance moyenne consommée par abonné pour accéder à internet ou aux services proposés par France Telecom est de 4,4 W. Si on considère que la puissance consommée par le modem est de 5 W, on retrouve des résultats similaires à l'étude précédente, c'est-à-dire que la puissance est principalement consommée chez l'utilisateur.

Nous venons de voir à travers ces deux études que le réseau domestique consomme une proportion importante de l'énergie consommée pour l'usage des TIC. On rappelle à ce niveau que les puissances consommées par les terminaux n'ont pour l'instant pas été évoquées, et que le nombre de terminaux ne cesse d'augmenter. On peut également noter que l'augmentation du débit augmentera significativement l'énergie consommée dans les

réseaux cœur et réseau d'accès, mais les prévisions de consommation [8] montrent que la part du réseau domestique restera constante.

Réseau de téléphonie mobile

Il existe une différence fondamentale entre le réseau cellulaire et le réseau domestique puisque dans le réseau cellulaire, plus de 99% de la puissance est consommée par l'opérateur téléphonique, alors que pour le réseau domestique, la proportion de puissance est plus importante du côté de l'utilisateur. En effet dans un réseau cellulaire, la puissance consommée par les utilisateurs est liée à la recharge de la batterie des smartphones et des téléphones portables qui sont optimisées pour avoir une longue autonomie. Cette puissance est négligeable devant les puissances consommées dans la portion du réseau de l'opérateur (réseau d'accès, réseau métropolitain, réseau cœur). Parmi ces puissances, la part du réseau d'accès mobile et des stations de base représente environ 70% de la puissance totale [11, 12].

Notre étude étant ciblée sur les réseaux indoor, nous considérerons uniquement le réseau domestique et essaierons de montrer l'intérêt d'une nouvelle architecture garantissant une bonne qualité de services aux utilisateurs tout en prenant en considération l'énergie consommée dans cette architecture.

1.1.3 Développement des réseaux domestiques

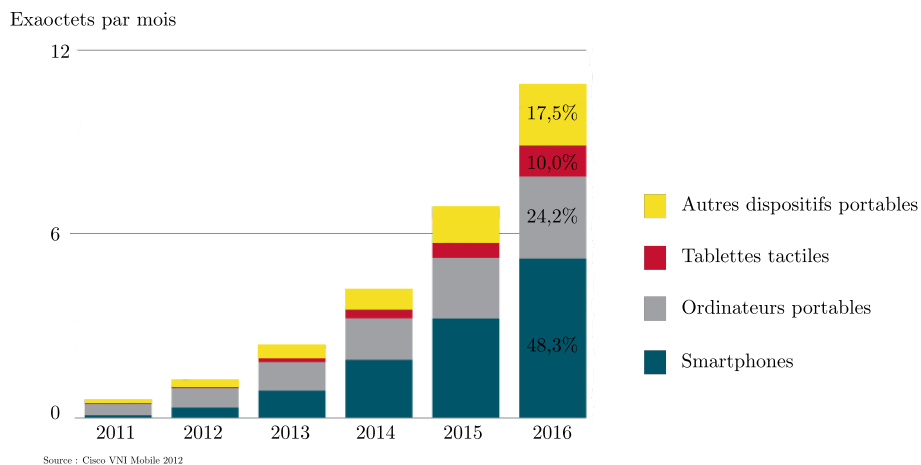


FIGURE 1.2 – Prévision de la demande de trafic en fonction des terminaux [13].

La Figure 1.2 présente les différents terminaux responsables de la croissance du trafic des données. Les ordinateurs portables et les smartphones vont continuer d'augmenter leurs trafics et de nouveaux dispositifs tels que les tablettes tactiles ou encore les consoles de jeux portables et les terminaux de communications entre mobiles (M2M) vont demander un débit de plus en plus important.

La demande en termes de débit nécessite une modification de l'architecture des réseaux domestiques ainsi que des technologies utilisées pour garantir une bonne qualité de service. En effet la plupart des nouveaux terminaux utilisent une connexion sans fil et sont mobiles.

Afin de garantir une bonne qualité de service tout en limitant la consommation énergétique et en réduisant l'exposition aux ondes, une modification de l'architecture des réseaux domestiques est proposée.

L'accès à un débit important via une technologie sans fil entraîne généralement une distance faible entre l'émetteur et le récepteur. C'est pourquoi, une architecture à antennes distribuées qui déporte des points d'accès proches des terminaux permettrait d'assurer un débit important tout en limitant l'exposition aux rayonnements électromagnétiques. Ce type d'architecture déployé depuis le début des années 2000 dans les réseaux cellulaires comportant une grande densité d'utilisateurs peut s'intégrer dans des réseaux domestiques indoor [14].

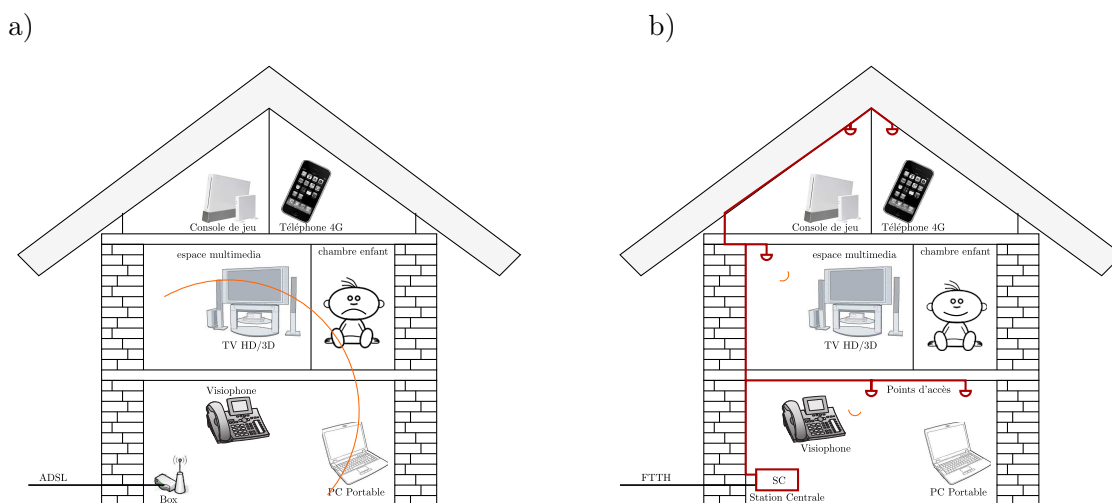


FIGURE 1.3 – a) Habitation actuelle et équipements nécessitant une connexion internet. b) Architecture à antennes distribuées dans la même habitation.

La Figure 1.3 compare les deux architectures. Dans la première (Figure 1.3a) on dépense une puissance importante pour échanger des données avec un terminal lointain. Cette puissance rayonnée entraîne également une exposition importante aux ondes électromagnétiques dans des zones non souhaitées.

La deuxième architecture est composée de trois parties :

- La station centrale (SC) reçoit les données via le fournisseur d'accès à internet. Son rôle est de distribuer la connexion dans les différentes pièces du domicile en assurant une bonne qualité de service.
- Les câbles électriques ou fibres optiques assurent la liaison entre la station centrale et les antennes distribuées.
- Les antennes distribuées servent de relais entre la station centrale et le terminal. Ces antennes distribuées peuvent être passives et ne comportent alors aucune intelligence.
- Les terminaux reçoivent les données via l'antenne distribuée par des technologies sans-fil directives ou omnidirectionnelles.

Cette solution revient à diminuer la distance entre la station centrale et les terminaux et à permettre l'utilisation de technologies directives au niveau des points d'accès, limitant ainsi les puissances rayonnées. Un autre intérêt de cette solution consiste à déporter « l'intelligence » sur la station centrale et de réduire le coût et la complexité des antennes distribuées².

Avant d'étudier les différentes technologies existantes pour réaliser cette architecture,

2. Dans la toute la suite de ce document le terme antenne distribuée désigne l'antenne mais également les composants pouvant être déportés au voisinage de l'antenne. On parlera également de RAU (Remote Antenna Unit).

des métriques vont être proposées pour mesurer l'efficacité énergétique de l'architecture proposée.

1.2 Vers un réseau domestique vert

1.2.1 Revue de littérature

Réseaux cellulaires

Les préoccupations concernant les puissances consommées dans les réseaux sans fil datent du début des années 2000. En 2001 Jones et al. [15] explorent les différentes approches pour réduire les puissances consommées par les terminaux et les points d'accès à travers des thématiques concernant les différentes couches du modèle OSI. Avant les années 2000, les efforts se portaient uniquement sur la couche physique dans le but d'augmenter l'autonomie des terminaux. Puis, l'accent est davantage mis sur les réseaux cellulaires [16] en se ciblant sur le réseau d'accès et les stations de base qui représentent environ 70% de l'énergie consommée sur l'ensemble du réseau [11, 12]. Il existe aujourd'hui de nombreuses revues de littératures qui s'intéressent à l'efficacité énergétique dans les réseaux cellulaires. Nous pouvons citer par exemple l'article de L. Suarez [3] qui dresse une classification des différentes approches pour rendre le réseau cellulaire le plus efficace énergétiquement ou encore Y. Chen [4] qui établit quatre compromis pour obtenir un réseau cellulaire efficace énergétiquement. La tendance qui se dégage est de diminuer la taille des cellules [17, 18] pour diminuer la distance entre l'utilisateur de la station de base et ainsi limiter les puissances émises. Un des avantages est de diminuer la puissance consommée par les amplificateurs de puissance situés dans les stations de base qui souffrent d'un faible rendement énergétique (typiquement 20%) et qui sont responsables d'environ 65% de la consommation des stations de base [19].

Réseaux domestiques

Comparativement aux réseaux cellulaires, beaucoup moins d'études ont été entreprises sur les réseaux filaires et sur les architectures à déployer dans le cas des réseaux domestiques sans fil. Pourtant dès 2003, M. Gupta [20] identifie des leviers qui permettent de diminuer la consommation des réseaux internet en proposant un protocole mettant en veille certains routeurs dans le réseau d'accès. Puis les études se concentrent davantage sur l'optimisation de la couche physique et de la couche MAC [21]. Récemment Bolla et al. [6] ont étudié les différentes approches pour réduire la consommation énergétique dans les réseaux internet filaires, mais en se focalisant principalement sur les réseaux d'accès, métropolitain et cœur. En 2009 Jardosh et al. [22] s'alarment du nombre croissant de routeurs sans fil présents dans les grandes entreprises et sur les campus universitaires installés sans aucune stratégie de performances et d'économies d'énergie. Il propose un algorithme permettant de réduire de 46% la consommation énergétique du réseau domestique en activant ou désactivant les routeurs WLAN en fonction de la demande.

En revanche, peu d'études globales traitent de l'architecture de réseau domestique à déployer pour optimiser l'efficacité énergétique. Certaines études s'intéressent bien au déploiement d'antennes distribuées [23, 24] mais sans prendre en compte les puissances consommées par le terminal ou le lien entre la station centrale et l'antenne distribuée.

1.2.2 Métriques énergétiques

Les études sur les réseaux cellulaires ne s'adaptent pas parfaitement aux réseaux domestiques. D'une part, la puissance est principalement consommée dans la station de base pour le réseau cellulaire alors qu'elle est consommée par les utilisateurs dans les réseaux domestiques. D'autre part, l'architecture du réseau domestique côté utilisateur peut nécessiter des coûts d'installation alors qu'il n'en existe pas pour les réseaux cellulaires. On peut néanmoins s'inspirer des articles publiés sur les métriques dans les réseaux cellulaires [4, 25] pour proposer les différents axes et les métriques associées au déploiement d'un réseau domestique sans-fil efficace et économe énergétiquement. En revanche, certaines métriques sont difficilement transposables aux réseaux domestiques, comme par exemple la puissance consommée par unité de surface.

La Figure 1.4 présente les différents axes permettant d'obtenir un réseau domestique efficace et économe énergétiquement. Le schéma est constitué de trois domaines. Le premier domaine correspond au coût d'installation de l'architecture (ImEx : implementation expenditure) qui peut être quantifiée par son coût en euro. Le second domaine mentionne la puissance électrique consommée lors du fonctionnement du réseau (OpEx : operational expenditure) qui peut être quantifiée par la puissance consommée en watt par l'ensemble des dispositifs de la chaîne de transmission. Enfin le dernier domaine est relatif aux performances du réseau ou à la qualité de service (QoS) fournie aux utilisateurs. Il peut être quantifié par l'efficacité spectrale du réseau ou par le débit effectif entre le terminal et la station centrale. L'efficacité spectrale (Equation 1.1) provient de la formule de Shannon en théorie de l'information et correspond au débit maximum que l'on peut atteindre :

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (1.1)$$

où C est la capacité du réseau en bit/s, B est la bande passante du canal en hertz et SNR est le rapport signal-sur-bruit.

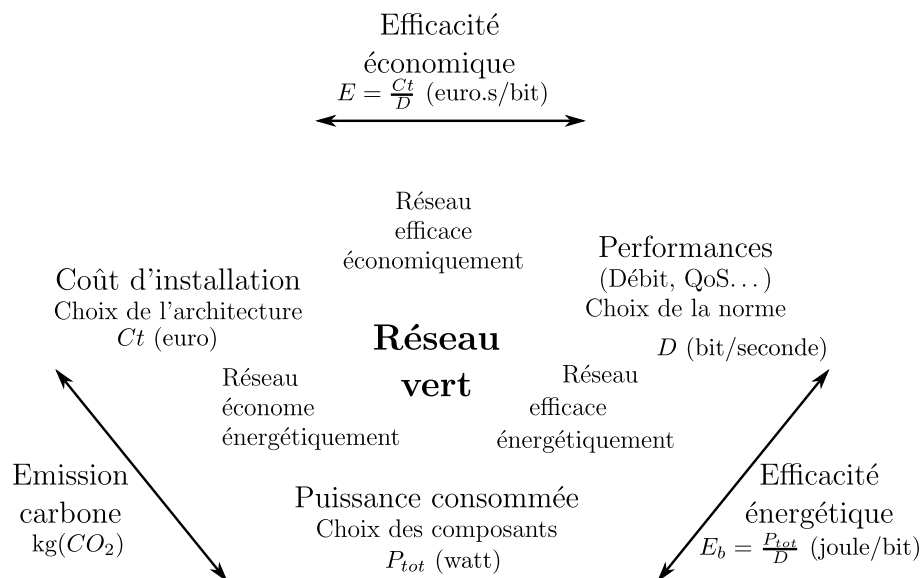


FIGURE 1.4 – Métriques et paramètres importants permettant de construire un réseau domestique prenant en compte des considérations énergétiques et environnementales.

A partir de ces trois domaines, l'objectif des parties suivantes est d'établir des compromis entre ces différents axes et de donner de nouvelles métriques, puis enfin d'identifier les différents leviers qui permettent d'améliorer les caractéristiques dans chacun des domaines.

Compromis coût d'installation / performances

Jusqu'à présent, les performances étaient prioritaires devant les considérations énergétiques et les architectures étaient les plus simples possibles (en général un routeur Wi-Fi ou box). Cependant, en raison du nombre croissant de terminaux et des exigences liées à la qualité de service, deux possibilités sont à envisager :

- La première est de considérer une architecture à antennes distribuées qui permet d'augmenter significativement les performances (Chapitre 3) mais qui entraîne un coût supplémentaire au niveau de la mise en place des câbles/fibres entre la station centrale et les antennes distribuées et du nombre de dispositifs à rajouter dans la chaîne de transmission. Cette architecture permet également de limiter les interférences et les collisions entre utilisateurs [12] mais en revanche la multiplication d'antennes distribuées associée à des puissances rayonnées par antenne importante peut réduire les performances du réseau domestique en raison des interférences inter-cellules [26].
- La seconde possibilité propose une modification combinée de la couche physique et de la couche MAC. Dans un premier temps, une augmentation de la puissance augmente le rapport signal-sur-bruit, tandis qu'une amélioration du schéma de modulation permet de se rapprocher de la limite théorique de Shannon sans modifier le coût de l'installation. Cependant, dans un cas croissant du nombre de terminaux, les interférences et les collisions limitent les performances du réseau. Pour corriger ce problème, l'utilisation du MIMO permet de réduire ces interférences en modifiant légèrement l'architecture du réseau. D'autres méthodes basées sur les performances de la couche MAC, comme l'optimisation des protocoles ou l'utilisation d'ordonnanceurs permettent d'améliorer la demande de qualité de service de chacun des équipements.

Pour caractériser le réseau domestique suivant ces deux critères on peut définir l'efficacité économique comme étant le rapport entre le débit en Mbps et le coût en euros.

Compromis coût d'installation / puissance consommée

La puissance consommée par les points d'accès sans fils radiofréquence est principalement liée aux faibles efficacités (rapport de la puissance RF rayonnée sur la puissance électrique consommée) des amplificateurs de puissances (typiquement compris entre 10 et 30% [27, 28]). Par conséquent, plus une antenne émet à une forte puissance, plus elle consommera de la puissance électrique. Pour limiter les puissances émises et donc les puissances électriques associées, l'architecture à antennes distribuées peut être utilisée, mais elle augmente le coût de l'architecture. De plus, l'utilisation d'une telle architecture, augmente le nombre de composants et donc la puissance électrique consommée. Il faut donc trouver un compromis entre le coût de l'installation et la puissance consommée par les différents dispositifs de la chaîne de transmission.

Dans une étude sur les réseaux cellulaires transposable aux réseaux domestiques, Micalef et al. [29] ont montré l'évolution des coûts (ImpEx) et des puissances consommées (OpEx) en fonction du nombre d'antennes distribuées : les puissances consommées et les coûts d'implantation augmentent avec le nombre d'antennes distribuées, mais lorsque l'on

met en place un mécanisme de mise en veille des antennes distribuées, l'architecture à antenne distribuée permet d'économiser 65% de la puissance consommée par un seul point d'accès sans-fil [30].

Pour quantifier à la fois le coût de l'installation et la puissance consommée par le réseau domestique, on peut utiliser l'empreinte énergétique, c'est-à-dire la masse de dioxyde de carbone rejetée dans l'atmosphère. Elle prend en compte l'énergie consommée pour faire fonctionner le réseau domestique (OpEx) mais également l'énergie qu'il faut pour créer, transporter et mettre en place les différents composants qui sont utilisés dans ce réseau. Cette métrique va donc au-delà du coût de l'architecture. La difficulté pour utiliser cette métrique est de connaître l'origine de l'énergie utilisée. Par exemple la production d'1 kWh émet en moyenne 65 g de dioxyde de carbone s'il est produit dans une centrale nucléaire, 577 g s'il est produit par une centrale à gaz naturel, 21 g par de l'éolien, 106 g par du photovoltaïque et 15 g par l'hydroélectrique [31].

Cette métrique est utilisée pour estimer l'empreinte énergétique des TIC à l'échelle mondiale. Par exemple en 2007, les technologies de l'information et de la communication ont émis à l'échelle mondiale 0,83 Gt de CO₂ [5].

Compromis performances / puissance consommée

Le choix entre ces deux critères s'est concentré dans un premier temps sur les performances. Ce n'est que depuis quelques années que l'on cherche à diminuer la puissance consommée par l'architecture. Deux métriques sont principalement utilisées en fonction de ce que l'on souhaite. Si l'on privilégie les performances sur la consommation de puissance, on définit l'efficacité énergétique comme le rapport du débit maximal défini par Shannon sur la puissance totale consommée par l'ensemble du réseau domestique. Tandis que si l'on privilégie la puissance consommée, l'efficacité énergétique sera l'inverse. Dans cette étude, nous définissons l'efficacité énergétique théorique (joule/bit) comme étant le rapport de la puissance consommée (en watt) par l'ensemble du réseau domestique et du débit (bit/s) :

$$E_{b_{theo}} = \frac{P_{tot}}{B \log_2(1 + SNR)} \quad (1.2)$$

L'efficacité énergétique réelle d'une architecture s'obtient alors en remplaçant le débit théorique donné par Shannon par le débit effectif D :

$$E_b = \frac{P_{tot}}{D} \quad (1.3)$$

L'efficacité énergétique correspond alors à l'énergie que doit consommer l'architecture pour transmettre un bit d'information (énergie par bit utile transmis).

Un moyen de trouver un compromis entre puissance et débit est de partir de la formule de Shannon (Equation 1.1) donnant la limite maximale du débit en assimilant la puissance émise à la puissance consommée [4,32–34]. Dans ce cas, on montre que l'on doit choisir entre les performances et la puissance consommée, puisque le débit maximal augmente lorsque la puissance de transmission augmente. Cependant, même si ce résultat peut être compatible avec un réseau cellulaire où on considère comme on l'a vu précédemment que 70% de puissance consommée provient de l'amplificateur de puissance qui délivre la puissance rayonnée, on ne peut plus utiliser cette relation dans des réseaux domestiques puisque la puissance est consommée non seulement par les amplificateurs de puissance mais également par tous les composants qui interviennent dans la chaîne de transmission.

En revanche, on peut augmenter le débit théorique en augmentant la bande-passante sans modifier le rapport signal-sur-bruit et la puissance émise. Le choix de la norme peut donc permettre une économie de puissance rayonnée pour une architecture donnée et donc de puissance consommée. Par exemple, l'UMTS a une bande-passante de 5 MHz, le Wi-Fi 20 MHz et la bande passante du 4G (LTE-A) peut aller jusqu'à 100 MHz.

D'autre part, la puissance consommée lors d'une transmission de données dépend fortement du temps de transmission entre l'émetteur et le récepteur, notamment dans le cas d'un nombre important d'utilisateurs [4]. L'allocation de ressources gérée par les ordonnanceurs joue donc un rôle très important. L'efficacité énergétique peut doubler pour un nombre d'utilisateurs fixe lorsque l'on passe de l'ordonnanceur Round Robin (allocation d'un intervalle de temps à chaque utilisateur sans prendre en compte de priorité) à l'ordonnanceur Proportionnal Fair (allocation d'un intervalle de temps à l'utilisateur qui a les meilleures conditions de transmission) [32].

L'objectif de cette étude sera de s'intéresser principalement à l'efficacité énergétique en J/bit tout en tenant compte de considérations économiques liées notamment au coût de déploiement des réseaux domestiques. Une étude [35] a montré que l'on pouvait optimiser le design d'un réseau cellulaire en considérant ces deux métriques. Avant cela, nous allons tenter d'identifier des leviers dans les différents domaines pour optimiser les performances énergétiques des réseaux domestiques.

1.2.3 Identification de leviers augmentant l'efficacité énergétique

Mise en veille

Dès le début des recherches sur l'économie d'énergie dans les réseaux domestiques, l'accent est mis sur la mise en veille des points d'accès [20]. Dans les réseaux domestiques et plus particulièrement ceux à antennes distribuées ces mises en veille peuvent se faire à trois niveaux :

- Mise en veille de la station centrale qui fait le lien entre le fournisseur d'accès et le terminal.
- Mise en veille des antennes distribuées qui permet d'allumer uniquement les antennes distribuées communiquant avec des terminaux.
- Mise en veille des terminaux (carte sans fil) lorsqu'aucune connexion n'est demandée.

Le premier niveau permet l'économie d'énergie la plus importante puisque comme nous l'avons vu, le point d'accès consomme la majorité de la puissance. De plus, le temps d'utilisation du point d'accès est souvent limité à une partie de la journée : en journée pour les réseaux professionnels et essentiellement le soir pour les particuliers. Une première méthode de mise en veille [36] est d'adjoindre au module haut débit du point d'accès un module économe énergétiquement (Bluetooth ou Zigbee) qui vient réveiller le module haut débit lorsqu'il y a une demande de connexion ; 25% de la puissance consommée par le point d'accès peut alors être économisée [36]. Une autre méthode est basée sur la connexion sur demande (ressource on demand) [22] qui consiste à activer le point d'accès sur demande des utilisateurs. Pour ce faire, un algorithme peut être mis en place pour activer les points d'accès en fonction de la demande. Jardosh et al. montrent que leur algorithme permet une diminution de la consommation de puissance de 46%. Ces algorithmes de connexions à la demande ne sont efficaces que si la part de puissance correspondant à la transmission sans fil du signal est importante par rapport aux autres puissances (module filaire, processeur, ...). Actuellement, la part liée au module sans fil représente environ 20% de la

consommation de la station centrale [7].

La deuxième mise en veille donne un intérêt supplémentaire à l'architecture d'antenne distribuée. En effet, au lieu d'avoir une seule antenne qui émet avec une forte puissance pour un utilisateur éloigné de la station centrale, on peut activer uniquement l'antenne la plus proche de l'utilisateur et éteindre toutes les autres. Cette mise en veille pourrait être contrôlée au niveau de la couche MAC. La mise en veille des antennes distribuées pourrait réduire la puissance consommée de 65% [30].

Enfin la mise en veille du module sans fil des terminaux permet également de réduire la puissance consommée de l'ensemble de la chaîne de transmission. C'est actuellement, le domaine le plus abouti où se sont concentrés les efforts principaux pour augmenter l'autonomie des terminaux sans fil.

Des algorithmes de mise en veille au sein de l'architecture à antennes distribuées agissant au niveau de la station centrale et des antennes distribuées seront présentés au chapitre 5.

Efficacité énergétique des composants

Comme nous l'avons vu précédemment, la consommation de l'amplificateur de puissance représente une part importante dans la consommation des antennes distribuées et des terminaux. Les recherches visant à réduire cette consommation tentent d'augmenter la linéarité de ces composants ainsi que leurs efficacités définies comme étant le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance consommée.

Un autre moyen pour optimiser l'efficacité énergétique est de concentrer la puissance rayonnée vers le terminal en utilisant des antennes directives. Cela permet de diminuer la puissance rayonnée pour un même rapport signal-sur-bruit. En revanche, cela limite la mobilité des terminaux, à moins d'ajouter des mécanismes de suivi qui consomment eux-mêmes de l'énergie.

D'autres composants comme les processeurs en bande de base peuvent également être optimisés. On définit alors des métriques spécifiques pour les caractériser comme par exemple le million d'instructions par seconde et par watt ; MFLOPS/W (Millions of floating point operations per second per watt) [25].

Utilisation des ressources

Une autre façon d'optimiser l'efficacité énergétique est d'améliorer les performances du réseau en choisissant des mécanismes de transmission économes énergétiquement. On pense alors au contrôle de la puissance de transmission où le système adapte sa puissance de transmission en fonction de la disponibilité du canal ou encore les techniques d'adaptation des tailles de paquet ou de modulation.

Une autre approche pour augmenter l'efficacité énergétique est d'utiliser la radio intelligente (cognitive radio) [37, 38]. La radio intelligente est un système qui permet à un terminal de pouvoir interagir avec son environnement. Pour cela le terminal devra implanter différentes fonctions [39] :

- L'écoute, qui correspond à la détection de son environnement. Le terminal doit pouvoir connaître l'utilisation courante des bandes de fréquences qui lui sont accessibles afin d'optimiser son insertion dans le réseau et ne pas gêner les autres utilisateurs [40].
- Le choix du canal de transmission est déduit de la fonction précédente. Les paramètres de transmission (puissance rayonnée, débit, codage...) sont déterminés à partir de la phase d'écoute.

- La mobilité spectrale, qui permet de modifier dynamiquement les bandes de fréquences utilisées par le terminal ainsi que les paramètres de transmission.
- Le partage des ressources qui doit permettre une équité entre les différents utilisateurs et qui est géré par un ordonnanceur.

Cela signifie que le terminal est capable de percevoir son environnement, de le modéliser et de s'y adapter. L'utilisation de la radio cognitive permet donc de maximiser le débit de transmission et d'optimiser les paramètres tels que la puissance rayonnée qui a un impact direct sur la consommation énergétique. Il faudra toutefois vérifier que l'économie d'énergie liée à une diminution des durées de transmission et à une puissance rayonnée plus faible ne sera pas compensée par une énergie consommée liée aux puissances de calcul nécessaire au fonctionnement de la radio cognitive.

1.3 Architecture à antennes distribuées

L'objectif de cette partie est de présenter les différentes technologies pouvant intervenir dans l'architecture présentée à la Figure 1.3.

1.3.1 Lien filaire : station centrale - antenne distribuée

- Les transmissions entre la station centrale et les antennes distribuées peuvent se faire :
- par courants porteurs en ligne sur l'installation électrique ;
 - par radio-sur-fibre sur des fibres optiques ;
 - par signaux optiques numériques sur des fibres optiques.

Dans cette liste on ne considère pas les câbles coaxiaux, qui ont une atténuation importante (typiquement 500 dB/km pour des fréquences supérieures au GHz) ainsi qu'une bande-passante limitée (dizaines de MHz) entraînant une limitation importante de la portée et du débit de transmission. De plus le prix élevé des câbles coaxiaux génère des coûts de déploiement plus importants que pour les solutions proposées ci-dessus.

Courant porteurs en Ligne (CPL)

Une première possibilité pour transférer des données entre la station centrale et une antenne distribuée est l'utilisation du réseau électrique. Cette solution présente l'avantage majeur de ne pas augmenter le coût de l'installation en évitant l'ajout de câbles supplémentaires et permet également d'accéder à des pièces isolées.

La solution proposée par le CPL est d'ajouter au signal électrique (220 V, 50 Hz) un signal modulé haute fréquence dans la bande 1 – 30 MHz. Bien que cette technique soit utilisée depuis le milieu du vingtième siècle pour commander notamment l'éclairage urbain, son développement pour la transmission de données à haut débit n'a commencé qu'au début du vingt-et-unième siècle.

La station centrale peut donc être reliée au réseau électrique via un adaptateur CPL, et il suffit d'un autre adaptateur CPL au niveau de la pièce souhaitée (antenne distribuée) pour transmettre les données au terminal (Figure 1.5).

La technologie CPL permet d'atteindre aujourd'hui des débits de l'ordre de 250 Mbit/s, mais de nouvelles études [41] ont permis de montrer que cette technologie permettrait d'atteindre des débits de l'ordre de 1 Gbit/s avec une modulation OFDM et en utilisant une largeur de bande de 100 MHz au lieu de 30 MHz à l'heure actuelle.

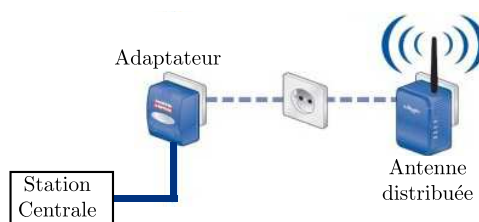


FIGURE 1.5 – Structure d'une liaison CPL.

Même si cette technologie paraît avantageuse par sa simplicité de déploiement, elle présente de nombreux inconvénients dont le principal est la dépendance des performances avec la qualité du réseau électrique. En effet, les câbles électriques ne sont pas forcément blindés et se comportent comme des antennes aux fréquences utilisées. Cela entraîne un rayonnement électromagnétique important sur l'ensemble du réseau. D'autre part, l'atténuation du signal sur câble électrique de longueur standard varie de 20 à 60 dB dans un habitat domestique et dépend de la charge du réseau, c'est-à-dire des impédances des appareils domestiques. Par exemple, l'ajout d'une multiprise entraîne une atténuation du signal de 10 dB [42]. Les réflexions multiples à l'intérieur du réseau électrique nécessitent également un traitement du signal et une égalisation importante. De plus, cette atténuation importante entraîne une augmentation des puissances émises dans les câbles et une consommation importantes des modules CPL. Si on prend par exemple le module CPL de Devolo dLAN 200AV+ relié directement à la station centrale, il consomme entre 3 et 4 W [43] et le module sans fil associé (dLAN200 AV Wireless N) consomme typiquement entre 5,6 et 7 W [44]. Sachant que dans un réseau domestique plusieurs modules sans-fil peuvent être utilisés, la technologie CPL augmente fortement la puissance consommée par l'architecture.

Radio-sur-fibre (RoF)

Que ce soit sur les câbles électriques ou les câbles coaxiaux, les signaux hautes fréquences s'affaiblissent très rapidement avec la longueur d'un câble métallique. Un autre inconvénient majeur des signaux radiofréquences est leur sensibilité aux interférences. L'idée est donc de transporter les signaux radiofréquences par fibre optique qui disposent d'une très large bande-passante (typiquement de l'ordre du THz). Ces fibres optiques peuvent être monomodes ou multimodes et sont fabriquées, soit à partir de silice, soit à partir de polymère (Polymer Optical Fiber : POF). L'atténuation d'une fibre monomode en silice est d'environ 0,2 dB/km à 1550 nm contre 60 à 1500 dB/km pour une fibre optique polymère, à comparer à des atténuations de l'ordre de 500 dB/km pour un câble coaxial (RG-214) autour de 5 GHz [45].

En ce qui concerne l'architecture des réseaux à antennes distribuées, on peut se contenter d'utiliser des fibres optiques polymères pour des raisons de coût et d'installation, mais aussi puisque les distances de déploiement restent faibles (< 100 m).

Le schéma de principe de la radio-sur-fibre dans sa version de base est présenté sur la Figure 1.6 et sera vu plus en détail dans le chapitre 2.

La transmission d'un signal RF sur une porteuse optique se fait principalement par la modulation directe d'une source lumineuse, le signal RF étant récupéré à la sortie d'une photodiode. Cette modulation analogique qui simplifie la complexité de la chaîne de transmission entraîne cependant des exigences particulières au niveau de la linéarité

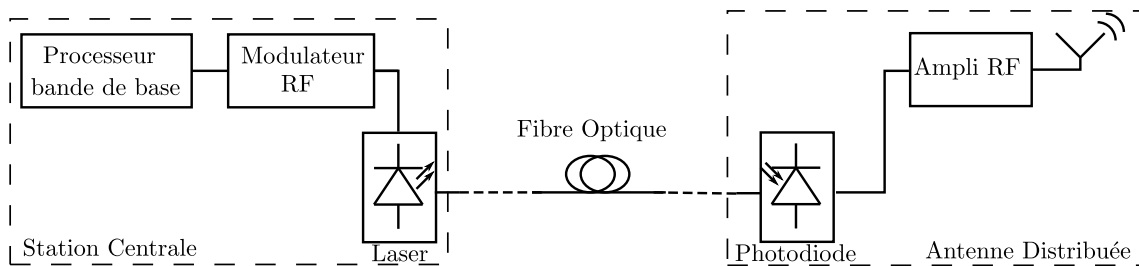


FIGURE 1.6 – Structure d'une liaison Radio-sur-Fibre (RoF).

des composants utilisées ainsi qu'aux effets dus au bruit de phase des lasers et des oscillateurs radiofréquence [46]. De plus pour garantir une plage de linéarité importante, tous les composants de la chaîne de transmission doivent avoir des niveaux de polarisation importants [47], augmentant ainsi la consommation électrique globale.

Transmission optique numérique

Nous avons vu dans la partie précédente que le principal avantage de l'optique était la faible atténuation du signal dans les fibres optiques et la largeur de bande disponible. Un autre intérêt est son insensibilité aux interférences extérieures.

Alors que l'accès aux fibres optiques dans les réseaux domestiques se développe de plus en plus (FTTH : Fiber To The Home), il pourrait être intéressant de réduire les interfaces et de considérer des liaisons « tout optique » entre le fournisseur d'accès et le terminal.

La liaison entre la station centrale et le point d'accès pourrait alors se faire comme dans la partie précédente par l'intermédiaire de fibre optique polymère (POF) mais en considérant cette fois des modulations numériques pour limiter les problèmes dus aux bruits. Les longueurs d'onde utilisées principalement sont 850 et 1550 nm et les débits atteints peuvent être supérieurs à 10 Gbit/s.

Comparaison des différentes technologies filaires

La Figure 1.7 compare qualitativement les différentes technologies présentées ci-dessus pour relier la station centrale aux antennes distribuées. Les aspects considérés sont le niveau de puissance rayonnée, le coût de l'architecture, les performances de la liaison et la puissance consommée par l'ensemble des dispositifs qui interviennent dans la chaîne de transmission entre la station centrale et l'antenne distribuée.

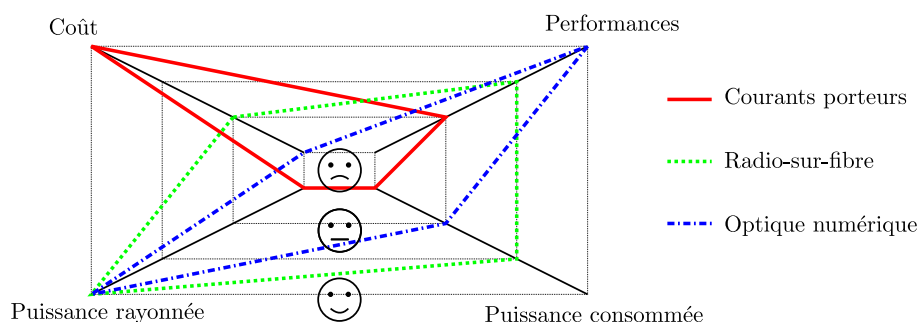


FIGURE 1.7 – Comparaison qualitative des technologies possibles permettant de relier la station centrale et les antennes distribuées.

D'un point de vue du coût de l'installation, le gros intérêt du CPL est d'utiliser des câbles déjà existants dans les habitations ou dans les bureaux. L'utilisation de la radio-sur-fibre ou d'une technologie tout optique nécessiterait la mise en place de fibres optiques entre la station centrale et les stations de base. Cet inconvénient n'en est plus un si les fibres optiques sont posées en même temps que les câbles électriques lors de la construction du bâtiment. La radio-sur-fibre limite les coûts d'installation par rapport à la transmission optique numérique puisque moins de composants sont utilisés.

Les performances de la liaison CPL sont handicapées par la dépendance du canal de transmission avec la charge du réseau (électroménager, éclairage...) et les débits sont actuellement limités à de la centaine de Mbps. En revanche les technologies optiques numériques permettent d'atteindre des débits supérieurs au Gbps, alors que les performances de la radio-sur-fibre sont limitées par la modulation analogique.

L'atténuation du signal est très élevée dans les câbles électriques, ce qui nécessite des puissances importantes pour pouvoir transférer le signal entraînant ainsi une augmentation de la consommation énergétique. Cela a également pour conséquence de rayonner dans tout l'environnement. En ce qui concerne la radio-sur-fibre, l'atténuation du signal optique est faible dans la fibre optique mais la transmission du signal RF par modulation analogique nécessite des niveaux de polarisation importants d'où une consommation énergétique plus élevée que pour une transmission optique numérique.

Ces différentes technologies sont dépendantes de la technologie utilisée pour relier l'antenne distribuée au terminal. Par exemple la radio-sur-fibre n'a pas de légitimité à véhiculer un signal optique lorsque la transmission entre l'antenne distribuée et le terminal utilise une technologie optique.

1.3.2 Lien sans-fil : antenne distribuée-terminal

Plusieurs technologies sans-fil sont aujourd'hui étudiées pour intégrer les réseaux domestiques de demain.

Technologies radiofréquences

Aujourd'hui quatre technologies radiofréquences différentes sont très utilisées ou très étudiées pour les réseaux domestiques. Il s'agit du Wi-Fi 802.11g et 802.11n, et les technologies ULB ou UWB (Ultra Wide Band) dans les gammes de fréquences de 3,1 à 10,6 GHz pour le WiMedia et de 57 à 64 GHz pour le 60GHz. Les normes Zigbee et Bluetooth ne sont pas considérées dans cette étude bien qu'elles soient très développées dans les réseaux de capteurs et ont des consommations énergétiques faibles. En revanche, les débits atteints (<Mbps) ne permettent pas de répondre aux besoins des nouveaux terminaux. Les caractéristiques principales des normes étudiées sont rappelées dans la Table 1.1 :

La différence entre les normes Wi-Fi IEEE 802.11g et IEEE 802.11n est l'utilisation de la technologie MIMO. Cette technologie utilise plusieurs antennes émettrices et réceptrices, qui s'échangent simultanément des données augmentant ainsi le débit théorique qui passe de 54 Mbps pour le 802.11g à 512 Mbps pour le 802.11n.

Une autre solution pour augmenter le débit utilise l'UWB en transmettant des impulsions (WiMedia) ou en utilisant la modulation MB-OFDM. La norme WiMedia, connue également sous le nom de wireless USB, visait à remplacer les connexions USB par des connexions sans fil avec des débits maximum de 512 Mbps. Actuellement, cette norme s'est peu développée et un nombre limité de dispositifs ont été commercialisés avec cette norme. En revanche, elle permet de montrer qu'il existe des solutions alternatives aux MIMO pour










| |  |  |  |
|---------------------|---|--|---|
| Standard | 802.11g 802.11n | 802.15.3a ECMA 368/369 | 802.15.3c 802.11ad ECMA 387 |
| Portée | 100 m | 10 m | 10 m |
| Fréquence | 2,4 GHz | 3-10 GHz | 57-66 GHz |
| Largeur de bande | 20 MHz | 528 MHz | 2160 MHz |
| Coût |  |  |  |
| Débit | <512Mbps | <512 Mbps | <6300 Mbps |
| Puissance consommée |  |  |  |

TABLE 1.1 – Comparaison des technologies RF pour le point d'accès(d'après [48]).

multiplier par 10 le débit effectif de la norme 802.11g (de 20 Mbps à 200 Mbps). D'autre part, cette solution est non-directive et à une portée de 10 m ce qui lui donne des atouts dans les architectures à antennes distribuées. La principale difficulté est de trouver des composants capables de générer les impulsions de cette norme, ce qui a pour conséquence d'augmenter le coût et la complexité de ces composants.

La dernière solution RF envisagée est d'utiliser des fréquences dans la bande 57 – 66 GHz, permettant ainsi d'obtenir des débits supérieurs au Gbit/s. Les normes associées ne sont pas encore intégrées dans des dispositifs grand public mais cette commercialisation est imminente. Cette technologie directive souffre d'une atténuation très importante notamment due à la bande d'absorption de l'oxygène présent dans l'air. Par conséquent les signaux 60 GHz sont sensibles au moindre obstacle et demandent des puissances d'émission importantes pour assurer la transmission entre l'antenne distribuée et le terminal. D'autre part, pour autoriser une mobilité au terminal il faut réaliser un système qui modifie l'orientation de l'antenne, augmentant ainsi la complexité, le coût, et la puissance consommée par l'architecture.

Technologies optiques

Une autre solution pour transférer un très haut débit consiste à utiliser des signaux optiques en espace libre. Deux technologies sont alors envisageables : les communications infrarouges IRC (InfraRed Communication) et les communications en lumière visible VLC (Visible Light Communications).

La première solution consiste à émettre des signaux infrarouges entre un émetteur et un récepteur IRC. Les longueurs d'ondes utilisées sont de 850 nm ou 1550 nm. Une première application a été développée par JVC qui permet de transférer une vidéo haute définition à un débit voisin de 1,5 Gbit/s sur une distance de 5 m. La solution envisagée étant directive, il est nécessaire de munir l'antenne distribuée d'un déflecteur et le terminal d'un concentrateur et d'une photodiode (Figure 1.8). Cette technologie s'adapte parfaitement bien avec une liaison optique station centrale-antenne distribuée, puisqu'il n'y a pas besoin dans ce cas d'interface pour modifier le signal. Cette absence d'interface peut représenter

une économie d'énergie non négligeable par rapport aux autres technologies étudiées. Même si cette technologie optique est avantageuse par rapport aux technologies RF vis-à-vis des rayonnements électromagnétiques, la contrainte principale se situe au niveau de la puissance optique émise en espace libre pour préserver la sécurité oculaire ainsi que sur la directivité du faisceau.

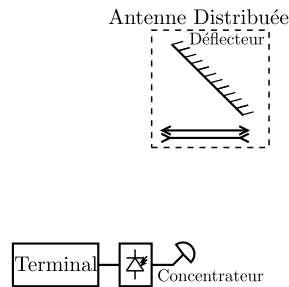


FIGURE 1.8 – Structure d'une communication infrarouge.

La deuxième méthode appelée communication en lumière visible (VLC) consiste à moduler une source lumineuse à base de LED (Light Emitting Diode) qui éclaire le terminal (Figure 1.9). La bande passante de ces diodes électro-luminescentes étant limitée à une vingtaine de MHz, le débit maximum obtenu en utilisant une modulation OFDM est d'une centaine de Mbps [49]. Certaines études ont montré qu'il était possible d'atteindre des débits voisins de 1 Gbps en modulant avec des signaux différents plusieurs LED et en reconstituant ensuite les différents signaux transmis [50]. Cette méthode s'apparente alors à la méthode MIMO en radiofréquence. Les principaux avantages de cette technologie sont une immunité sanitaire et une consommation de puissance réduite puisque les puissances utilisées sont les mêmes que celles de l'éclairage.

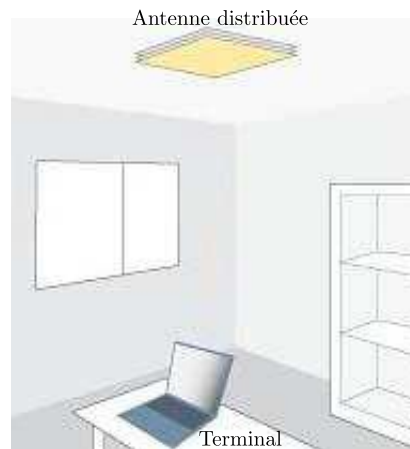


FIGURE 1.9 – Exemple d'une communication en lumière visible.

Comparaison des différentes technologies sans-fil

La Figure 1.10 compare qualitativement les technologies présentées ci-dessus qui permettent de faire la liaison entre une antenne distribuée et un terminal (ordinateur, TV HD...).

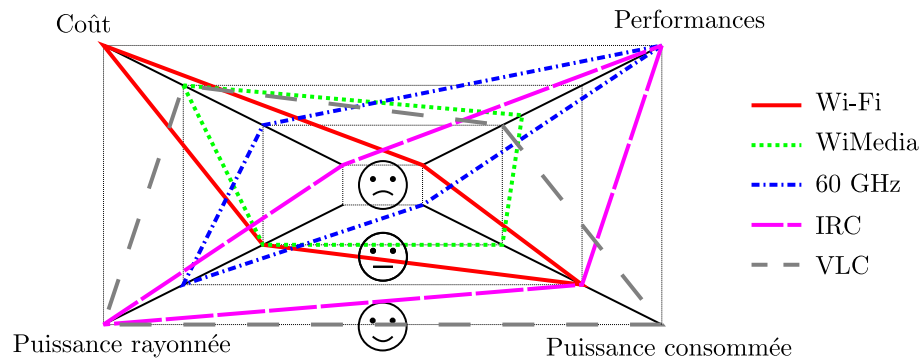


FIGURE 1.10 – Comparaison qualitative des technologies permettant de relier l'antenne distribuée au terminal.

Les débits les plus importants sont pour l'instant atteints avec une technologie à 60 GHz ou une technologie optique infrarouge. Cependant, l'émetteur et le récepteur doivent être positionnés en visibilité directe contrairement au Wi-Fi ou à la norme WiMedia. Ce compromis entre performance et mobilité peut être réduit en équipant l'antenne distribuée d'un mécanisme de suivi de l'utilisateur. En revanche, ce mécanisme supplémentaire augmente le coût de l'installation et a une influence sur la puissance consommée globale. D'un point de vue énergétique, la liaison 60 GHz nécessite des puissances émises importantes en raison de la forte absorption de l'oxygène à ces fréquences. Les technologies optiques ont besoin de moins d'énergie pour fonctionner puisque les composants utilisés (LED, VCSEL) ont des efficacités de conversion importantes et rayonnent moins de puissance en raison de leur directivité importante.

Du point de vue de l'exposition aux ondes électromagnétiques, contrairement aux normes Wi-Fi et WiMedia qui utilisent des antennes omnidirectionnelles, les normes utilisant le 60 GHz déploient des antennes directives. Le problème d'exposition est résolu par les technologies optiques, même si le paramètre critique dans la technologie infrarouge est la sécurité oculaire qui limite les puissances émises en espace libre à 10 mW.

1.3.3 Association des différentes technologies

Les parties précédentes ont permis d'étudier les différentes technologies permettant de relier la station de base aux antennes distribuées d'une part, puis l'antenne distribuée au terminal d'autre part. Il va de soi que ces technologies ne sont pas indépendantes et que les performances de l'ensemble sont limitées par les technologies les plus contraignantes. La technologie radio-sur-fibre est adaptée particulièrement pour des technologies RF, alors que la transmission optique s'adapte plus particulièrement aux transmissions infrarouges. La technologie CPL s'adapte quant à elle à la fois à des technologies RF mais également aux technologies VLC.

Une particularité concerne la norme 802.11n qui intègre la technologie MIMO et qui complexifie l'utilisation d'antennes distribuées. En effet, il est nécessaire de transporter plusieurs signaux pour recomposer le signal MIMO. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées comme par exemple attribuer une longueur pour chaque signal pour le transport par fibre optique ou encore transporter ces différents signaux sur des fibres différentes. Dans tous les cas, cela multiplie le nombre de composants et entraîne un surcoût et une surconsommation qui n'est pas forcément justifiée par l'augmentation du débit. Dans la suite, on ne considérera que la norme Wi-Fi 802.11g. Les mêmes considérations peuvent être également

| Liaison SC-DA | Liaison DA-Terminal | Caractéristiques |
|---------------|---------------------|-------------------------|
| CPL | 802.11g | Coût d'installation : 😊 |
| | | Performances : 😞 |
| | | Puissance consommée : 😞 |
| | VLC | coût d'installation : 😊 |
| | | Performances : 😞 |
| | | Puissance consommée : 😞 |
| RoF | 802.11g | Coût d'installation : 😞 |
| | | Performances : 😞 |
| | | Puissance consommée : 😊 |
| | WiMedia | coût d'installation : 😞 |
| | | Performances : 😞 |
| | | Puissance consommée : 😞 |
| | 60 GHz | coût d'installation : 😞 |
| | | Performances : 😊 |
| | | Puissance consommée : 😞 |
| Optique | IRC | coût d'installation : 😞 |
| | | Performances : 😊 |
| | | Puissance consommée : 😞 |

TABLE 1.2 – Comparaison des différentes associations des technologies.

appliquées à la technologie VLC lorsqu'elle utilise le MIMO.

Les caractéristiques des différentes associations sont rappelées dans la Table 1.2. L'utilisation du CPL est très avantageuse pour réduire les coûts de déploiement, en revanche la puissance consommée par les dispositifs utilisant le CPL est très importante en raison des fortes atténuations dans les câbles électriques. De plus la variabilité des performances en fonction de la charge du réseau électrique est un inconvénient majeur. L'utilisation combinée du CPL et du Wi-Fi est actuellement déployée dans les environnements domestiques et professionnels. En revanche les VLC tardent encore à se commercialiser en raison notamment de la directivité de la technologie. Récemment, le projet européen OMEGA a

par exemple permis de développer une connexion VLC ayant comme débit une centaine de Mbit/s, mais la surface de couverture est limitée à 5 m^2 [51].

La radio-sur-fibre a pour intérêt d'être transparente vis-à-vis des technologies radio-fréquences et différentes études montrent la possibilité de transporter plusieurs normes simultanément. Un démonstrateur de radio-sur-fibre transportant 80 Mbps sur une fibre multimode de 100 m de long a été déployé dans le cadre du projet BILBAO [52]. Une liaison de 3 Gbps a été mise en place dans le cadre du projet IPHOBAC en utilisant des signaux de 60 GHz [53]. En revanche, la mobilité des utilisateurs est réduite en raison de la directivité des signaux 60 GHz, à moins d'ajouter sur l'antenne distribuée un mécanisme qui modifie sa direction entraînant alors une augmentation de la complexité et de la puissance consommée. Les déploiements de radio-sur-fibre en laboratoires s'effectuent le plus souvent en 802.11g. en revanche, peu de résidences ou d'entreprises en sont actuellement équipées.

Une autre approche de la radio-sur-fibre est de transporter sur fibre optique les signaux RF entre la station centrale et l'antenne distribuée puis d'utiliser l'optique en espace libre pour relier le terminal à l'antenne distribuée. Le terminal équipé d'un photodétecteur reçoit alors directement le signal RF [54]. Cette solution à l'avantage d'utiliser des antennes passives et réduit la complexité des antennes distribuées, mais cette architecture propose une liaison antenne distribuée-terminal très directive. De plus, la modulation analogique de la radio-sur-fibre sera fortement perturbée par le canal optique en espace libre, qui est très bruité.

La technologie tout optique est particulièrement intéressante puisqu'elle permettrait de limiter le nombre de dispositifs opto-électroniques. Des études ont montré la faisabilité d'une liaison numérique entre la station de base et le terminal avec des débits avoisinant les 2,5 Gbps [55]. Le principal inconvénient est le manque de mobilité des utilisateurs ou alors l'augmentation de la complexité de l'architecture pour compenser ce défaut. Toutefois, cette technologie est particulièrement intéressante pour des transmissions de signaux vidéo entre une antenne distribuée et un téléviseur HD (3D), le besoin de mobilité étant réduit dans ce cas précis.

Dans la suite de cette étude nous nous intéresserons particulièrement à la technologie radio-sur-fibre qui présente un bon compromis entre mobilité, complexité de l'architecture et performances. Dans un deuxième temps (Chapitre 3) nous nous intéresserons à la liaison sans-fil.

Conclusion

La part de la consommation des technologies de l'information et de la communication ne cesse d'augmenter. En considérant les puissances par abonné dans l'ensemble du réseau, on constate que plus de la moitié de la consommation électrique est consommée chez l'utilisateur. Afin de réduire l'impact des TIC sur la consommation énergétique, la prise en compte de l'architecture du réseau déployée est cruciale. Parmi les différentes architectures pouvant être envisagées, l'architecture à antennes distribuées semble avoir plusieurs atouts. En effet elle permet de rapprocher les utilisateurs du point d'accès pour maximiser les performances de la liaison. De plus, la puissance rayonnée peut être réduite et ciblée uniquement dans les zones où un terminal demande une connexion. Cette gestion intelligente de la puissance rayonnée contrôlée par la station centrale permet de surcroît de limiter la consommation électrique du réseau.

Pour quantifier les performances écologiques et économiques de ce réseau, plusieurs

axes ont été définis en les associant à des métriques. Une première étude qualitative a ensuite permis de comparer les différentes technologies existantes qui sont susceptibles de s'intégrer dans des réseaux à antennes distribuées. De cette étude, la radio-sur-fibre combinée avec des technologies radiofréquences doit permettre d'obtenir un bon compromis entre performances, coût d'installation et consommation énergétique.

Chapitre 2

Utilisation de la radio-sur-fibre pour les systèmes d'antennes distribuées indoor

Sommaire

| | |
|--|-----------|
| Introduction | 28 |
| 2.1 Principe de la radio-sur-fibre | 28 |
| 2.1.1 Méthodes pour générer un signal RF sur une porteuse optique . | 29 |
| 2.1.2 Composants utilisés | 32 |
| 2.1.3 Caractérisation des performances de la chaîne optique | 35 |
| 2.2 Puissance consommée dans le lien RoF | 38 |
| 2.2.1 Liaison bidirectionnelle radio-sur-fibre | 39 |
| 2.2.2 Evaluation des puissances consommées à partir d'exemples publiés | 40 |
| 2.2.3 Généralisation | 44 |
| 2.3 Généralisation pour N antennes distribuées | 45 |
| 2.3.1 Différentes architectures | 46 |
| 2.3.2 Consommation en fonction du nombre d'antennes distribuées . . | 46 |
| 2.3.3 Consommation en fonction de la puissance rayonnée | 47 |
| Conclusion | 49 |

Introduction

La combinaison des technologies sans-fil et de la fibre optique a fait son apparition dans les années 1980 aux Etats-Unis pour des applications militaires. Les fibres optiques étaient utilisées dans les radars pour connecter le système central à des antennes distantes. La radio-sur-fibre (RoF) qui consiste à transporter le signal RF sur fibre optique via une modulation analogique s'est développée à partir des années 1990 grâce au développement de la téléphonie sans fil [56]. Les principaux avantages de la radio-sur-fibre sont liés à la faible atténuation et la large bande passante des fibres optiques, à l'absence d'interférence avec les signaux radiofréquences et aux faibles coûts d'installation et de maintenance [45].

Aujourd'hui, la radio-sur-fibre est utilisée principalement dans les réseaux de téléphonie mobile et commence à se développer dans les réseaux domestiques.

Dans les réseaux de téléphonie sans-fil, la radio-sur-fibre est utilisée pour relier le site central aux différentes stations de base. Cela permet de réduire la complexité et le coût des stations de base. D'autre part l'augmentation du nombre des stations de bases permet de préserver une qualité de service à un nombre très grand d'utilisateurs tout en diminuant l'exposition aux ondes dans les zones densément peuplées. Un réseau radio-sur-fibre a ainsi été déployé dans le village olympique et sur les sites olympiques de Sydney en 2000. La large bande-passante des fibres permet également de transporter simultanément plusieurs signaux ayant des fréquences différentes (par exemple GSM+Wi-Fi. . .).

Dans les réseaux domestiques, la demande accrue de haut débit de la part des utilisateurs nécessite une modification de l'architecture des réseaux domestiques et des réseaux d'entreprise. La radio-sur-fibre peut alors être utilisée pour relier la station centrale aux différentes antennes distribuées [14]. En combinant les larges bandes passantes des fibres optiques et la flexibilité des services sans-fil, la radio-sur-fibre simplifie non seulement l'antenne distribuée mais permet à la station centrale d'optimiser l'allocation des ressources pour garantir la qualité de service demandée. La spécificité de la radio-sur-fibre dans les réseaux domestiques par rapport aux réseaux d'accès est liée aux faibles distances (quelques centaines de mètres) entre la station centrale et les antennes distribuées. Cela permet d'envisager des composants moins coûteux que dans les réseaux d'accès.

Ce chapitre s'intéresse aux différentes méthodes permettant de transporter un signal RF sur une fibre optique et permettra d'identifier une architecture de réseaux domestiques à coût réduit et ayant une faible consommation de puissance. Dans un premier temps, les différentes architectures radio-sur-fibre sont présentées en développant les caractéristiques des composants qui interviennent dans la chaîne de transmission. Ensuite une modélisation de la puissance consommée par l'ensemble de la chaîne de transmission optique est proposée à partir d'une revue de littérature. Enfin cette consommation est étendue pour un nombre d'antennes distribuées variables en estimant l'évolution de la consommation en fonction du nombre d'antennes distribuées et de la puissance totale rayonnée par l'architecture.

2.1 Principe de la radio-sur-fibre

Cette partie présente les principales méthodes pour transporter un signal RF sur une fibre optique dans un réseau domestique en limitant les coûts. Dans un premier temps les différentes architectures sont présentées en développant les caractéristiques des différents composants qui interviennent dans la chaîne de transmission, puis les paramètres caractérisant les performances de la chaîne de transmission sont identifiés dans la troisième partie.

2.1.1 Méthodes pour générer un signal RF sur une porteuse optique

Le schéma de principe de la radio-sur-fibre est présentée à la Figure 1.6. Plusieurs méthodes sont utilisées pour générer et transporter des signaux radiofréquences sur des fibres. Ces méthodes peuvent être dans un premier temps classés en trois catégories. La première transporte directement le signal RF sur la fibre (RF-over-fiber : RFoF), la deuxième utilise une conversion de fréquence pour transporter le signal sur une fréquence intermédiaire (IFoF) et la troisième convertit le signal RF en bande de base (BBoF). L'utilisation des méthodes IFoF et BBoF dans les réseaux domestiques nécessite au sein de chaque antenne distribuée des mélangeurs, des oscillateurs ou des convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique pour assurer les conversions de fréquences. Ces composants augmentent fortement la complexité et le coût des antennes distribuées. En revanche, l'utilisation de la méthode RFoF ne nécessite aucune transformation du signal, mais seulement des composants optoélectroniques capables de fonctionner sur les fréquences RF. Dans la suite, nous nous intéresserons uniquement à la méthode RFoF que nous appellerons RoF pour simplifier.

La méthode radio-sur-fibre la plus adaptée aux réseaux domestiques par son coût et sa simplicité est la méthode appelée modulation d'intensité et détection directe (IMDD). Elle est réalisée en modulant directement un laser ou en ajoutant un modulateur externe à la sortie du laser, le signal utile est ensuite directement récupéré à la sortie d'une photodiode.

Modulation directe

Le principe de la modulation directe ainsi que la caractéristique typique d'un laser à semiconducteur sont présentés sur la Figure 2.1. Ce modèle montre que la puissance optique est proportionnelle au courant lorsque celui-ci est compris entre le courant de seuil I_t et le courant de saturation I_s .

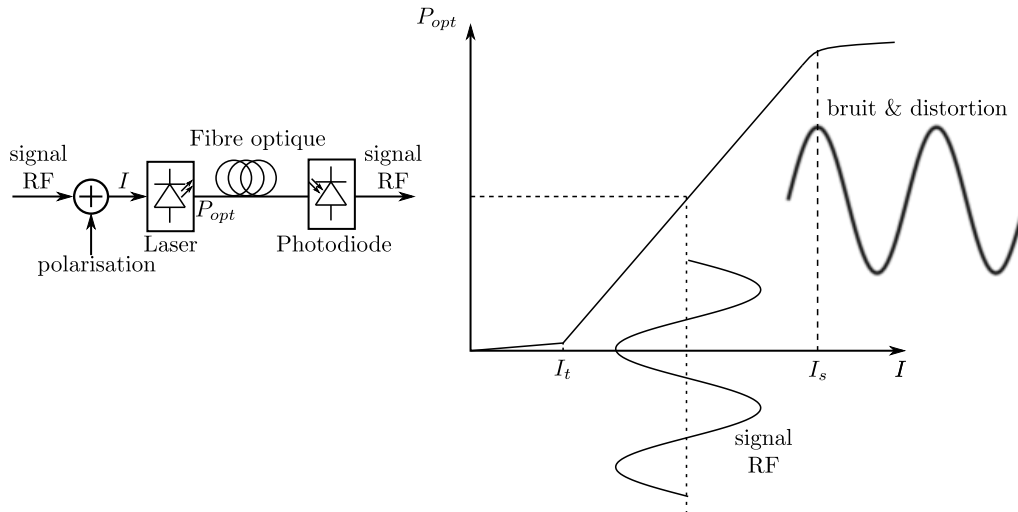


FIGURE 2.1 – Présentation de la méthode IMDD et caractéristiques typique d'un laser.

La relation entre la puissance optique du laser et le courant de polarisation est défini selon la relation suivante :

$$P_{opt} = \beta(I - I_t) \quad (2.1)$$

où β est l'efficacité quantique du laser en watt/ampère. En l'absence de signal RF, le laser

est polarisé et émet une puissance optique constante. Lorsqu'un signal RF est appliqué, la puissance optique est modifiée en fonction des variations du signal RF. Ce signal optique est alors transporté sur une fibre optique puis est reçu par un photorécepteur qui fournit directement en sortie un courant correspondant au signal RF. L'avantage de cette méthode est sa simplicité. De plus, lorsque la transmission dans la fibre optique se fait sans dispersion (chromatique et modale), le système est parfaitement linéaire et la chaîne optique est transparente vis-à-vis du signal RF. La difficulté de cette méthode est de trouver des composants optoélectroniques ayant un comportement linéaire sur une grande bande-passante.

Modulation externe

Pour permettre une linéarité accrue sur une plus grande bande de fréquence, on peut utiliser un modulateur externe derrière le laser. Il existe deux types principaux de modulateurs, les modulateurs électro-optiques ou modulateurs de Mach-Zehnder (MZM) et les modulateurs à électro-absorption (EAM). Le principe de la modulation par un modulateur de Mach-Zehnder est présenté sur la Figure 2.2. La lumière issue du laser est divisée dans les deux bras du modulateur. Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée dans un des bras, la phase du signal optique est modifiée et lorsque la lumière issue des deux bras se recombine, il se produit des interférences destructrices ou constructives. La puissance optique à la sortie du modulateur s'écrit alors :

$$P_{opt} = \alpha P_{\ell} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi V}{V_{\pi}} + \phi_b\right) \right) \quad (2.2)$$

où P_{ℓ} est la puissance optique à la sortie du laser, α est le facteur d'atténuation dans le modulateur, V est la différence de potentiel appliquée, V_{π} est la tension permettant de passer d'une puissance minimale à une puissance maximale et ϕ_b est la phase de polarisation. Le modulateur ayant une caractéristique sinusoïdale, il est nécessaire de se placer au niveau de la puissance optique moyenne pour pouvoir bénéficier d'une caractéristique linéaire. Le principal inconvénient de ce modulateur est sa caractéristique non linéaire et sa sensibilité importante au niveau de polarisation.

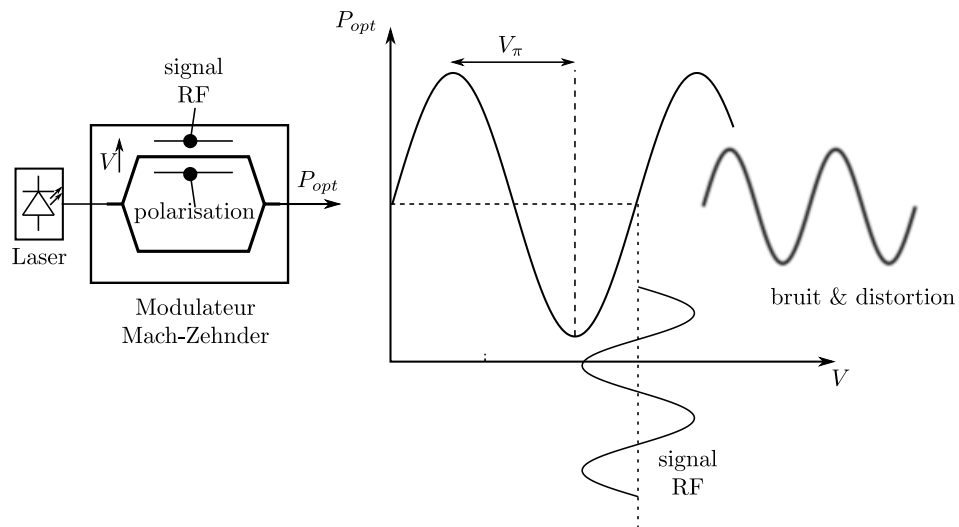


FIGURE 2.2 – Présentation de la modulation externe du signal optique par un modulateur de Mach-Zehnder.

En ce qui concerne les modulateurs à électro-absorption, on peut les polariser pour qu'ils aient une caractéristique linéaire et on retrouve alors le même type de modulation que le laser directement modulé.

Les modulateurs externes permettent de moduler le signal optique à des fréquences plus élevées que la modulation directe. En revanche, leur présence entraîne des pertes de puissances optiques, et l'ajout d'un composant supplémentaire entraîne un coût plus élevé.

Autres méthodes

Il existe plusieurs autres méthodes pour transporter un signal RF sur une fibre optique. Certaines sont basées sur une détection hétérodyne ou sur une conversion de fréquence [57]. En ce qui concerne la détection hétérodyne, le signal RF correspond à la différence de deux fréquences optiques émises par deux lasers. Ce signal RF est ensuite détecté directement par la photodiode après que les deux signaux optiques aient été transportés sur une fibre optique. Cette méthode multiplie le nombre de sources lumineuses et nécessite un asservissement de phase entre les deux lasers. En ce qui concerne les méthodes basées sur la multiplication de fréquence, elle nécessite également davantage de composants actifs tels que des oscillateurs ou des mélangeurs. Ces deux méthodes augmentent donc le coût et la complexité de l'architecture lorsqu'elles sont utilisées dans les réseaux domestiques.

En revanche, de nouvelles recherches basées des amplificateurs optiques à semiconducteur réfléchissants (RSOA : reflective semiconductor optical amplifier) permettraient de réduire la complexité de l'antenne distribuée. Le principe de l'utilisation d'un RSOA dans les réseaux à antennes distribuées est présenté sur la Figure 2.3. Un signal optique issu de la station centrale est transporté sur une fibre optique jusqu'à l'antenne distribuée. Ce signal est alors modulé en amplitude par le signal RF et amplifié dans le RSOA avant d'être réfléchi. Ce signal modulé passe alors dans un circulateur puis est transporté à nouveau jusqu'à la station centrale où une photodiode récupère le signal RF.

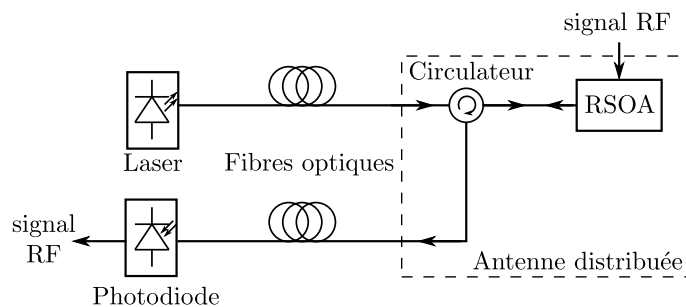


FIGURE 2.3 – Présentation de l'utilisation d'un RSOA dans les liens radio-sur-fibre.

Le principal intérêt est la simplification des antennes distribuées puisqu'elles ne comporteraient plus de laser. Ces composants sont actuellement en cours de développement et sont peu commercialisés. Plusieurs travaux de recherche ont cependant validé leurs utilisations dans des réseaux domestiques dans le sens descendant (antenne distribuée vers station centrale). Par exemple des liaisons bidirectionnelles transportant des signaux Wi-Media [58] et/ou Wi-Fi [59] ont été mises en place en utilisant un modulateur réfléchissant. De plus, Wake et al. [60] ont comparé les performances de trois liens radio-sur-fibre (modulation directe, modulation externe et utilisation de RSOA). Leurs résultats montrent que les performances de ces trois méthodes sont équivalentes, qu'un modulateur externe augmente fortement le coût de l'installation et que l'utilisation d'un RSOA augmente la flexibilité de

l'architecture.

Après avoir présenté le principe de base des principales méthodes de la radio-sur-fibre, applicables dans les réseaux domestiques, pour transporter les signaux RF sur fibres optiques, les différents composants utilisés vont maintenant être détaillés.

2.1.2 Composants utilisés

Les caractéristiques des différents composants de la chaîne de transmission optique sont étudiées dans cette partie afin de caractériser les performances, les coûts et les puissances consommées associés à chaque composant.

Laser

Les principaux types de lasers à semiconducteur utilisés en radio-sur-fibre sont les lasers Fabry-Pérot, les lasers VCSEL (Vertical cavity surface emitting laser), qui ont l'inconvénient d'être des lasers multimodes et les lasers DFB (distributed feedback laser diode) qui sont monomode. Les coûts dépendent du type de laser : les DFB ont un prix compris entre 50 et 500\$ suivant les caractéristiques, les Fabry-Pérot entre 50 et 100\$ et les VCSEL ont typiquement un prix inférieur à 20\$ [61].

Les principaux paramètres importants de ces lasers pour les liaisons radio-sur-fibre sont la largeur de modulation, le bruit associé au laser, et l'élargissement spectral d'émission.

Largeur de modulation : Ce paramètre fixe la fréquence maximum du signal RF qui vient moduler directement le laser. La puissance optique du laser est fonction de la fréquence du signal qui vient le moduler. Pour de faibles fréquences (inférieures au GHz) la puissance optique est quasiment constante puis augmente rapidement à une fréquence de relaxation avant de chuter fortement. Cette fréquence de relaxation dépend du laser utilisé et du courant de polarisation [62]. La largeur de modulation est typiquement inférieure à 10 GHz pour les lasers VCSEL [63] et inférieure à 30 GHz pour les lasers DFB [64].

Bruit du laser : Le principal bruit du laser qui agit sur l'amplitude du signal optique est lié à l'émission spontanée. Les photons créés par émission spontanée ont une phase aléatoire qui entraîne une fluctuation de la puissance optique. Cette variation de puissance est caractérisée par le RIN (relative intensity noise) selon l'équation suivante :

$$RIN = \frac{\langle \Delta P \rangle^2}{P} \quad (2.3)$$

avec $\langle \Delta P \rangle$ la fluctuation moyenne de la puissance optique P , mesurée dans une bande de 1 Hz. Il s'exprime donc en Hz^{-1} ou en dB/Hz . Pour un laser à semiconducteur typique émettant à 1550 nm, le RIN augmente avec la fréquence de modulation et est maximum à la fréquence de relaxation [65]. Ce bruit limite le rapport signal-sur-bruit de la chaîne de transmission et il est très sensible à la polarisation du laser. Le RIN peut varier en fonction des caractéristiques de chaque laser. Pour un laser typique émettant à 1550 nm, la valeur du RIN peut évoluer entre -160 dB/Hz et -115 dB/Hz en fonction de la polarisation et de la fréquence de la modulation [65].

Une autre source de bruit est le bruit de répartition des modes (mode partition noise). Lorsque plusieurs modes sont présents dans un laser, cela peut résulter en un battement d'amplitude de l'intensité laser, dû à une répartition fluctuante de la puissance dans chacun des modes alors que la puissance totale délivrée par le laser reste constante. Pour un laser faiblement multimode telle que les VCSEL et

les DFB ce bruit peut devenir important. Le bruit de répartition des modes n'a pas de conséquence en l'absence de dispersion de la fibre optique. En revanche si la dispersion est importante tous les modes n'arrivent pas simultanément et peut causer une fluctuation de l'amplitude du signal optique au niveau de la photodiode. Pour éviter ce bruit, certains lasers commercialisés sont accompagnés d'un dispositif atténuant les modes secondaires d'au moins 30 dB [65].

Élargissement spectral : La modulation directe d'un laser modifie non seulement la puissance de sortie du laser mais également la fréquence d'émission [65]. Cela est dû à la densité des porteurs qui évolue dans la cavité lorsque le courant varie modifiant ainsi l'indice de réfraction de la cavité. Sachant que la longueur d'onde est fonction de l'indice de réfraction cela cause un élargissement du spectre. Cet élargissement peut ensuite être accentué dans la fibre optique avec la dispersion chromatique réduisant ainsi les distances de propagation. Cependant pour une application dans les réseaux domestiques avec des distances typiquement inférieures au kilomètre, ce paramètre s'avère moins important que le RIN.

La Table 2.1 compare les différentes caractéristiques des lasers. Le laser VCSEL consomme moins d'énergie et est moins coûteux que le Fabry-Pérot ou le DFB. En revanche, il délivre une puissance optique plus faible et sa largeur de modulation est généralement inférieure à celle d'un laser DFB.

| Laser | VCSEL | Fabry-Pérot | DFB |
|-----------------------|-----------|-----------------|---------|
| Largeur spectrale | 1 raie | plusieurs raies | 1 raie |
| | <0,1 nm | 5 à 10 nm | <0,1 nm |
| Courant de seuil | 5 à 10 mA | 10 à 30 mA | >15 mA |
| Puissance optique | ≈1 mW | 5 mW | 10 mW |
| Largeur de modulation | <10 GHz | <10 GHz | <30 GHz |
| Consommation | 😊 | 😐 | 😐 |
| Coût | 😊 | 😐 | 😞 |

TABLE 2.1 – Comparaison des caractéristiques des différents types de lasers [66].

Modulateur externe

Lorsque les lasers à semiconducteurs ne sont pas modulés, le RIN diminue [67], et les problèmes liés à la modulation comme par exemple l'élargissement de spectre ou les distorsions liées aux non-linéarités du laser sont éliminées. Il existe principalement deux composants pour moduler de façon externe le signal optique. Il s'agit du modulateur de Mach-Zehnder où l'application d'un champ électrique modifie l'indice de réfraction et les modulateurs à électro-absorption où l'absorption est modifiée en fonction du champ électrique appliqué.

Les performances d'un modulateur externe sont quantifiées selon le rapport d'extinction (rapport de l'intensité maximale sur l'intensité minimale à la sortie du modulateur) et la largeur de modulation. Les modulateurs à électro-absorption fonctionnent à des tensions de polarisation plus faibles (quelques volts) que celles des modulateurs de Mach-Zehnder (une

dizaine de volts). Un autre intérêt des modulateurs à électro-absorption est la possibilité de les intégrer directement aux lasers. En revanche les modulateurs de Mach-Zehnder peuvent supporter de plus grandes puissances optiques (jusqu'à 400 mW) que les modulateurs à électro-absorption (une dizaine de milliwatts) [68] et possèdent un taux d'extinction plus grand (25 dB contre 10 dB).

Le principal intérêt des modulateurs externes reste leur largeur de modulation plus importante que celle des lasers. Les modulateurs de Mach-Zehnder ont typiquement des largeurs de modulation égales à 40 GHz [69] mais de nouveaux modulateurs électro-optiques à base de polymères ont des largeurs de modulation pouvant atteindre 100 GHz [70].

La Table 2.2 compare les différentes caractéristiques des modulateurs externes.



| Modulateur | Mach-Zehnder | Electro-absorption |
|-----------------------------|---|---|
| tension de polarisation | ≈ 10 V | ≈ 1 V |
| taux d'extinction | 25 dB | 10 dB |
| Puissance optique de sortie | ≈ 100 mW | 10 mW |
| Largeur de modulation | < 40 GHz | < 100 GHz |
| Coût |  |  |

TABLE 2.2 – Comparaison entre les modulateurs de Mach-Zehnder et les modulateurs à électro-absorption.

La modulation externe pour des fréquences inférieures à 5 GHz donne des résultats similaires à la modulation directe [60]. Son utilisation peut donc être évitée dans les réseaux domestiques à bas coût puisqu'ils augmentent la complexité et le coût de la chaîne de transmission [60]. Même si la consommation des modulateurs de Mach-Zehnder devrait être inexistante (pas de courant consommé), les circuits permettant de polariser le composant peuvent augmenter la consommation globale de l'architecture. Ces composants peuvent donc être évités pour des fréquences inférieures à 10 GHz, mais deviennent en revanche incontournables lorsque la fréquence est supérieure.

Fibres optiques

Alors que les fibres monomodes en silice sont très utilisées dans les déploiements de réseaux FTTH, les courtes distances envisagées dans les réseaux domestiques (< 1 km) permettent l'utilisation de fibres multimodes en silice ou en plastique (POF : Polymer optical Fiber). Le diamètre de ces fibres multimodes est typiquement de 50 ou 62,5 μm et peut être supérieur pour les POF.

Les POF sont particulièrement attractives pour les réseaux domestiques. En effet elles sont plus légères et plus souples que les fibres en silice réduisant ainsi les coûts d'installation. D'autre part, la connectique est également plus facile et moins onéreuse que pour les fibres en silice. Les bandes passantes atteintes par les POF dépassent désormais les 500 MHz.km et cela leur permet de transporter des débits importants sur des centaines de mètres. Par exemple, la fibre optique PF-GI-POF (perfluorinated graded-index) peut transmettre un signal WiMedia (200 Mbps) sur 150 m de fibre [71].

La Table 2.3 compare différentes fibres en silice et en polymère actuellement commercialisées. La principale différence entre ces deux types de fibre reste l'atténuation qui est

| | | | | |
|---------------------|------------------------|----------------------|------------------------|-----------------------|
| | InfiniCor | ClearCurve-OM4 | GigaPOF-62LD | GigaPOF-120SR |
| Fabricant | Corning | Corning | Chromis | Chromis |
| Matériaux | Silice | Silice | PF | PF |
| Diamètre cœur/gaine | 62,5/125 μm | 50/125 μm | 62,5/750 μm | 120/490 μm |
| Bande-passante | 385 MHz.km | 4700 MHz.km | 500 MHz.km | 300 MHz.km |
| Atténuation | 2,9 dB/km | 2,3 dB/km | 60 dB/km | 60 dB/km |

TABLE 2.3 – Comparaison de fibres multimodes en silice et en polymère commercialisées chez les fournisseurs cités. Les atténuations et les bandes passantes sont données pour des longueurs d’onde de 850 nm.

beaucoup plus importante dans les POF que dans les fibres en silice. Plus le diamètre du cœur est important plus l’injection du signal optique est aisée. En revanche, la dispersion dans la fibre augmente avec le diamètre.

Mis à part l’atténuation des fibres qui réduit le rapport signal-sur-bruit de l’ensemble de la chaîne de transmission, la dispersion modale et la dispersion chromatique ont un grand rôle à jouer dans les communications radio-sur-fibre puisqu’elles modifient la linéarité de la chaîne de transmission. Ces modifications sont d’autant plus importantes lorsque le laser utilisé n’est pas monomode. Les dispersions modale et chromatique limitent fortement les performances de l’utilisation de la radio-sur-fibre dans les réseaux d’accès, mais ont un rôle moins importants dans les réseaux domestiques en raison des faibles distances envisagées.

Récepteur optique

La fonction du récepteur optique est de convertir le signal optique en un signal électrique qui correspond au signal RF pour la modulation d’intensité et la détection directe (IMDD) (Figure 2.1). Le récepteur optique utilisé dans les liaisons radio-sur-fibre est généralement une photodiode PIN qui transforme la puissance optique en un photocourant selon la relation :

$$I = SP_{opt} \quad (2.4)$$

où S est la sensibilité de la photodiode, comprise généralement entre 0,5 et 0,9 A/W. Le courant obtenu étant souvent très faible, on utilise derrière la diode un amplificateur transimpédance (TIA) qui transforme le photocourant en une tension tout en l’amplifiant. Une autre possibilité pour augmenter la sensibilité du récepteur optique est d’utiliser une photodiode à avalanche. Le courant alors obtenu peut augmenter de plusieurs ordres de grandeurs, mais cela nécessite une plus grande tension de polarisation. D’autre part l’utilisation de photodiodes à avalanche entraîne des signaux davantage bruités que le couple PIN-TIA.

Les bandes passantes des photodiodes commercialisées atteignent 40 GHz, certaines photodiodes à un seul porteur de charges peuvent même avoir des bandes passantes supérieures à 100 GHz [72].

2.1.3 Caractérisation des performances de la chaîne optique

Source de bruit dans la chaîne radio-sur-fibre

Lors de la propagation du signal modulé sur la fibre optique, peu de bruit est généré, mais le rapport signal-sur-bruit diminue en raison de l’atténuation dans la fibre. Les prin-

Les principales sources de bruit dans la chaîne radio-sur-fibre sont le RIN du laser, le bruit du photodétecteur et le bruit thermique de l'amplificateur. Le bruit principal généré par le photodétecteur est le bruit de grenaille (ou bruit de Schottky). Il est lié à la répartition aléatoire des instants de la génération des paires électron-trou dans la photodiode. C'est un bruit gaussien de densité spectrale de courant en A^2/Hz :

$$\frac{d \langle i_q^2 \rangle}{df} = 2qi \quad (2.5)$$

où q est la charge de l'électron, et i le courant moyen dans la photodiode.

Le bruit thermique est dû aux fluctuations aléatoires des porteurs à l'intérieur de la résistance de charge de la photodiode. La densité spectrale de courant en A^2/Hz est définie par :

$$\frac{d \langle i_{th}^2 \rangle}{df} = \frac{4kT}{R} \quad (2.6)$$

avec k la constante de Boltzmann, R la résistance de charge et T la température.

En pratique, pour de faibles puissances optiques, la source de bruit dominante est le bruit thermique. Ce bruit peut être limité en augmentant la puissance du signal optique ou en utilisant une résistance de charge plus élevée. Cependant, lorsque la puissance optique augmente, le bruit de grenaille devient dominant.

Ces sources de bruit tendent à limiter le facteur de bruit (défini comme le rapport des rapports signal-sur-bruit en sortie et en entrée) et la plage de linéarité de la chaîne radio-sur-fibre.

Distorsions

Les distorsions dans la chaîne radio-sur-fibre proviennent de la dispersion dans la fibre optique et de la non-linéarité du laser. La non-linéarité du laser génère des harmoniques : lorsque qu'on module un signal optique à la fréquence f_0 , on retrouve en sortie les fréquences $2f_0, 3f_0 \dots$ qui ont des amplitudes qui diminuent rapidement avec la fréquence. Si l'on considère désormais que l'on module le signal optique par deux fréquences voisines f_1 et f_2 (exemple des signaux OFDM), des intermodulations se produisent et génèrent des signaux de fréquences $2f_{1,2}$ et $f_1 \pm f_2$ à l'ordre 2 et de fréquences $3f_{1,2}, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$ à l'ordre 3. Ces intermodulations d'ordre 3 (IM3) $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$ ont alors des fréquences proches des fréquences initiales (cf Figure 2.4) et peuvent interférer avec les signaux initiaux. D'autres distorsions se produisent également lorsque le courant minimal d'alimentation du laser est inférieur au courant de seuil du laser.

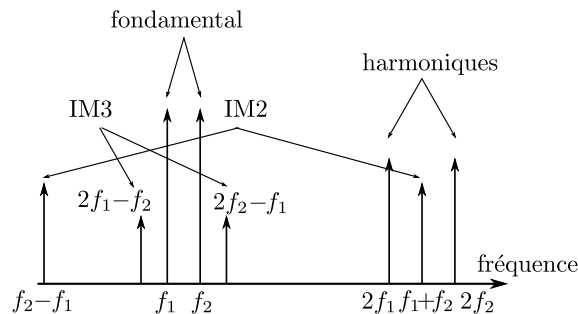


FIGURE 2.4 – Mise en évidence des produits d'intermodulation.

Plage de linéarité

La Figure 2.5 présente la puissance de sortie (P_{out}) du signal utile (fondamental) de la chaîne radio-sur-fibre en fonction de la puissance d'entrée (P_{in}) ainsi que le fondamental si la transmission est sans pertes (trait en pointillés). Par exemple, on peut prendre comme puissance d'entrée la puissance optique à la sortie du laser et comme puissance de sortie la puissance RF délivrée par un amplificateur transimpédance (TIA) situé derrière la photodiode. Les pertes se calculent alors à partir de l'absorption dans la fibre optique, de la sensibilité de la photodiode et du gain de l'amplificateur transimpédance [14].

La puissance de sortie varie linéairement avec la puissance d'entrée avec une pente unitaire. La puissance du signal issue du produit d'intermodulation d'ordre 3 (IM3) est également représentée et a une pente égale à 3, puisque cette puissance varie en fonction du cube de la puissance d'entrée. Au-delà du point d'intersection entre ces deux courbes, nommé OIP3, le signal d'intermodulation a une puissance plus élevée que le signal fondamental. A partir de ces courbes, on définit le SFDR (Spurious free dynamic range) [73] comme la plage de la puissance d'entrée délimitée par les intersections du signal fondamental et du signal IM3 avec le bruit (Si on prend comme entrée la puissance optique du laser, ce bruit correspond surtout au RIN du laser). Le SFDR délimite donc la gamme de puissance d'entrée de telle sorte que le fondamental ait un niveau supérieur au bruit et que l'IM3 soit inférieur au bruit. Le SFDR s'exprime en $\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ puisque les niveaux de bruit sont considérés pour cette définition sur une bande de 1 Hz.

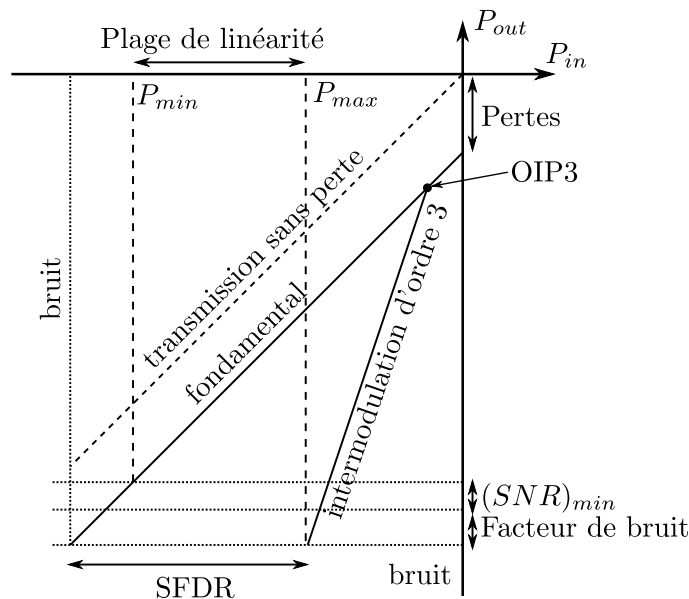


FIGURE 2.5 – Définition du SFDR et de la plage de linéarité.

On peut définir également la plage de linéarité de la chaîne radio-sur-fibre [74] qui se caractérise par la plage de puissance d'entrée permettant d'établir une liaison avec rapport signal-sur-bruit minimum $(SNR)_{min}$, tout en prenant en compte le facteur de bruit. Si on considère toujours comme puissance d'entrée la puissance optique du laser et comme puissance de sortie la puissance à la sortie de l'amplificateur transimpédance, le facteur de bruit dépend du bruit de grenaille du photorécepteur ainsi que du bruit thermique du TIA. Le SFDR et la plage de linéarité peuvent être calculés en prenant en compte tous les paramètres de la chaîne radio-sur-fibre [14]. Pour augmenter la plage de la

linéarité, plusieurs solutions peuvent être envisagées, soit avec des méthodes éliminant la distorsion [75] ou alors en réduisant les bruits dans la chaîne optique comme par exemple le RIN du laser [76].

EVM

Pour mesurer la qualité du signal reçu, et pour voir sa compatibilité avec le signal RF transporté, on définit l'erreur vectorielle ou EVM (Error Vector Magnitude). Ce critère permet de quantifier les déformations induites par l'ensemble des éléments de la chaîne de transmission. Il mesure les déformations entre la constellation numérique finale et initiale. L'EVM est exprimé en pourcentage ou en dB et mesure l'écart de positionnement absolu entre un symbole mesuré par rapport à sa position de référence à l'émission. La Figure 2.6 illustre la définition du vecteur erreur.

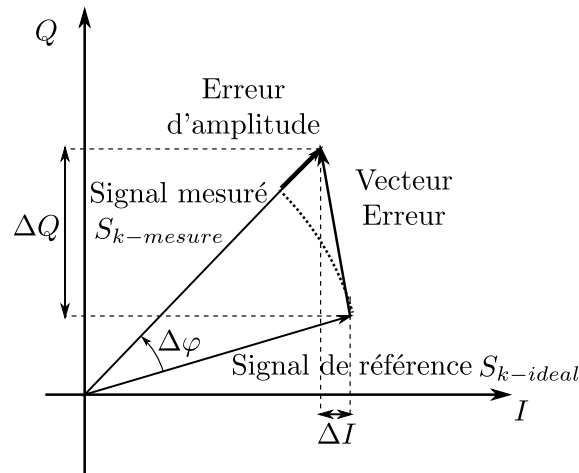


FIGURE 2.6 – Illustration de l'EVM qui quantifie la transmission d'un signal numérique.

Pour une communication radio-sur-fibre, l'erreur de phase peut provenir de la dispersion du signal optique dans la fibre optique ou du bruit de phase du laser. L'EVM moyen appelé par abus de langage EVM permet de caractériser la moyenne des erreurs dues aux fluctuations de gain mais aussi de phase d'un nombre N de symbole émis. Il est défini en % par la relation suivante :

$$\langle EVM \rangle = 100 * \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (S_{k-ideal} - S_{k-mesure})^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (S_{k-ideal})^2}} \quad (2.7)$$

Pour obtenir une transmission la plus efficace, il faut que l'EVM soit le plus petit possible. Les différentes normes donnent des valeurs limites d'EVM pour garantir une bonne transmission des informations. Par exemple pour la norme IEEE 802.11b à 11 Mbps (QPSK) l'EVM maximum est de 35% et 5,62% pour le 802.11g à 54Mbps (64QAM).

2.2 Modélisation de la puissance consommée dans la chaîne radio-sur-fibre

L'objectif de cette partie est de quantifier la puissance consommée par la chaîne optique. Pour cela, deux approches peuvent être envisagées : une approche globale et une approche

« composant par composant ».

La première approche consiste à mesurer la puissance consommée dans un module commercial radio-sur-fibre comprenant tous les composants intégrés. Cette approche a dans un premier temps été envisagée, mais les résultats obtenus ont montré que ces modules n'ont pas été dimensionnés pour consommer peu d'énergie, et que la puissance consommée provenait essentiellement de circuits annexes, notamment du bloc d'alimentation.

La deuxième approche est de considérer la puissance consommée composant par composant. Pour cela, on s'est appuyé sur des études publiées sur les transmissions radio-sur-fibre dans les réseaux domestiques où figurent les références des composants utilisés. A partir des documents constructeurs et des paramètres de liaison donnés dans les articles, une estimation de la puissance consommée par les différents composants peut être réalisée. Une des limites de cette approche est de sous-estimer la puissance consommée dans la chaîne globale, mais elle présente l'intérêt de nous donner une limite inférieure de puissance consommée et de pouvoir comparer les consommations énergétiques de différentes architectures. Nous étudierons dans la suite, les chaînes de transmission optique transportant les signaux Wi-Fi et WiMedia publiées pour aboutir à un modèle de consommation optique.

2.2.1 Liaison bidirectionnelle radio-sur-fibre

Les signaux Wi-Fi ou WiMedia ayant des fréquences porteuses inférieures à 10 GHz, nous privilégions la modulation directe du laser pour limiter les coûts de l'architecture. L'architecture de la liaison radio-sur-fibre est présentée sur la Figure 2.7. Pour le lien descendant, les signaux Wi-Fi ou WiMedia sont issus d'un point d'accès et viennent directement moduler un laser après être passé par un circulateur et un atténuateur. Le signal optique transporté par une fibre optique est ensuite détecté par une photodiode qui le convertit en un signal électrique. Ce signal peut alors être amplifié par un amplificateur transimpédance et un amplificateur de puissance avant d'être rayonné par l'antenne jusqu'au terminal. Pour le lien montant, une fois que le signal RF issu de l'antenne est amplifié, les mêmes éléments que pour le sens descendant sont utilisés. En dehors de l'atténuateur, des antennes, des fibres optiques et des circulateurs qui sont des composants passifs, les autres composants consomment de l'énergie électrique.

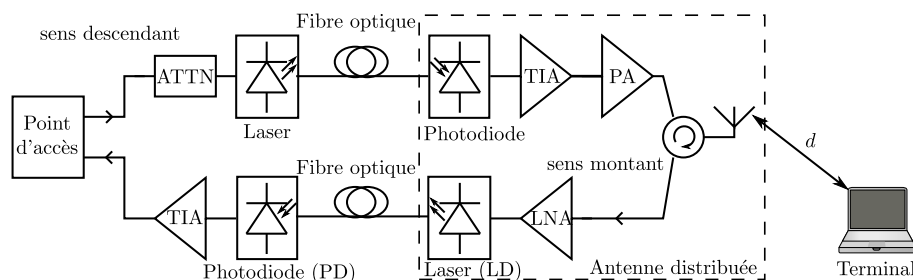


FIGURE 2.7 – Présentation de l'architecture bidirectionnelle.

Certains composants indiqués sur la Figure 2.7 sont facultatifs. Par exemple, on peut se passer de l'amplificateur de puissance lorsque le signal issu de l'amplificateur est suffisamment important. Nous verrons dans la partie suivante que certains déploiements ont pu être réalisés sans utiliser d'amplificateur. En revanche, la portée du signal rayonné est dans ce cas limitée à quelques mètres.

2.2.2 Evaluation des puissances consommées à partir d'exemples publiés

La puissance électrique consommée dans la chaîne radio-sur-fibre est estimée dans cette partie à partir de différents articles présentant le déploiement d'un réseau à antennes distribuées par radio-sur-fibre. Cette estimation permettra ensuite de définir un modèle de consommation.

Wi-Fi

Les caractéristiques des composants de trois liaisons bidirectionnelles radio-sur-fibre avec un lien sans fil Wi-Fi entre un utilisateur et l'antenne distribuée sont présentées dans la Table 2.4. Dans chacun de ces déploiements, les puissances consommées par les lasers, les photodiodes et les différents amplificateurs ont été estimées à partir des documents constructeurs et des données bibliographiques telles que le courant de polarisation la puissance optique, les gains...

La première référence citée [77] est l'une des premières à déployer un système radio-sur-fibre avec des composants à bas coûts. Les performances obtenues (0,5 Mbps à 5 m de l'antenne distribuée) sont très limitées en raison de l'absence d'un amplificateur transimpédance dans le lien montant. En revanche, cet article montre la faisabilité d'une telle architecture. De plus, les amplificateurs situés derrière la photodiode dans le sens descendant et avant le laser dans le sens montant n'ont pas été dimensionnés pour limiter la consommation de puissance. La deuxième référence [78] propose l'utilisation d'antennes intégrées aux photodiodes pour réduire la complexité des antennes distribuées. Par conséquent, il n'existe aucun amplificateur dans la chaîne de transmission. Cet article montre la faisabilité d'une telle approche. Cependant, le débit utile à 5 m de l'antenne reste limité (<5 Mbps) et s'explique par le faible rapport signal-sur-bruit à la sortie de la chaîne de transmission.

Contrairement aux publications présentées ci-dessus, l'architecture radio-sur-fibre de la troisième référence [47, 79] a été dimensionnée en privilégiant la faible puissance consommée dans la chaîne de transmission. En effet, dans cette publication, l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'antenne distribuée est apportée par voie optique. L'architecture déployée dans cette publication permet à un utilisateur situé à une quinzaine de mètres de l'antenne distribuée d'établir une connexion avec la station centrale avec le débit maximal de la norme 802.11g.

À partir de ces résultats, on peut dire que l'ordre de grandeur de la puissance consommée par un lien radio-sur-fibre bidirectionnel est d'une centaine de milliwatts.

WiMedia

L'architecture radio-sur-fibre utilisée pour transporter des signaux WiMedia est similaire à celle présentée à la Figure 2.7, mais nécessite des composants ayant une bande passante plus élevée. En effet, les signaux WiMedia ont des fréquences comprises entre 3,1 et 10,6 GHz et les dispositifs commercialisés se limitent à la bande 1 qui correspond à des fréquences comprises entre 3,1 et 4,8 GHz, alors que le Wi-Fi considéré concentre ses fréquences autour de 2,4 GHz.

La Table 2.5 présente les composants utilisés et les puissances consommées estimées à partir des documents techniques. La première référence [80] ne présente pas une architecture bidirectionnelle car seul le lien montant entre un terminal et la station centrale est étudié. La modulation correspondant à un débit maximal (480 Mbps soit environ 200 Mbps utile) est testée sur un lien sans fil de 4 m et une longueur de fibre optique égale à 300 m.

| | | | |
|-----------------------------------|---------------|-----------------|---------------|
| Auteurs | Das et al. | Sittakul et al. | Wake et al. |
| Réf. | [77] | [78] | [47] |
| Année | 2006 | 2007 | 2008 |
| Laser | VCSEL | VCSEL | VCSEL |
| λ | 850 nm | 850 nm | 850 nm |
| marque | ULM Photonics | Truelight | ULM Photonics |
| P_{opt} | 2 mW | 1,5 mW | 2,7 mW |
| P_{elec} | 15 mW | 16 mW | 22 mW |
| Fibre optique | MMF | MMF | MMF |
| longueur | 300 m | 300 m | 300 m |
| Photodiode | GaAs PIN | GaAs PIN | GaAs PIN |
| Marque | Appointech | Truelight | Appointech |
| Gain | 0,44A/W | 0,65 A/W | 0,44 A/W |
| P_{elec} | 10 mW | 10 mW | 10 mW |
| Amplis | PA, LNA | Aucun | TIA,PA,LNA |
| Marque | Mini Circuits | | Avago |
| P_{elec} | 400+200 mW | | 4*22 mW |
| Performances | | | |
| Débit effectif à 5 m | 5 Mbps | 0.5 Mbps | 21 Mbps |
| Puissance totale consommée | 650 mW | 52 mW | 142 mW |

TABLE 2.4 – Estimation des puissances consommées par les composants intervenant dans les chaînes de transmission radio-sur-fibre bidirectionnelles.

La puissance consommée dans cette chaîne de transmission est dominé par celle de l'amplificateur qui consomme à lui seul 650 mW.

La deuxième référence [81] a pour but de valider l'utilisation d'une fibre optique polymère PF-GI-POF de diamètre de cœur égal à 50 μm pour transporter un signal WiMedia. En revanche, seul le lien optique bidirectionnel est testé sans considérer de connexions sans fil entre l'antenne distribuée et un terminal. Les photodétecteurs utilisés sont des instruments de mesures ; la puissance consommée par ces composants n'est donc pas pertinente. La forte atténuation dans les POF (voir Table 2.3) ne permet plus d'utiliser un laser VCSEL et nécessite un laser émettant une puissance optique plus importante. Les auteurs montrent que cette chaîne de transmission permet de transférer un débit maximal du standard WiMedia sur une POF de 300 m de long.

La troisième référence [82] propose une chaîne de transmission bidirectionnelle mais qui s'incorpore davantage dans un réseau d'accès que dans un réseau domestique. En effet, une fibre optique monomode de 20 km est utilisée. Cette étude peut toutefois être transposée en utilisant une fibre multimode ayant une longueur qui donne une absorption équivalente. Cette chaîne de transmission consomme une puissance électrique de 3 W et permet également une liaison avec le débit maximal permis par la norme.

Une autre étude [52] réalisée dans le cadre du projet BILBAO s'intéresse plus particulièrement à la constitution d'un répéteur optique à bas coût destiné à déporter un signal WiMedia dans une habitation d'une pièce à une autre pièce en utilisant une fibre optique multimode de 100 m de long. Ce répéteur optique unidirectionnel comprend un laser VCSEL, un couple photodiode+TIA ainsi qu'un module amplificateur composé de trois amplificateurs en cascade. Cette étude met en place une connexion FTP qui a un débit de 80 Mbps en considérant deux liens sans-fil de 4 m. Même si aucune indication n'est donnée pour estimer la puissance consommée, cette étude montre une nouvelle fois la possibilité de transporter un signal UWB en utilisant des composants à bas coûts.

Les consommations des composants rapportées dans ces références sont difficilement comparables avec celles reportées dans les liaisons Wi-Fi. En effet, aucune des publications traitées ne se préoccupe de la consommation énergétique des composants intervenant dans la chaîne de transmission. En revanche, ces articles nous permettent de dire que lorsque que l'on dimensionne les composants optiques pour une distance entre la station centrale et l'antenne distribuée, une même polarisation de ces composants permet de transporter des signaux RF ayant des schémas de modulation différents (Wimedia à 480Mbps, ou 200Mbps, ou 53,3Mbps...).

Cas du 60 GHz

Dans le cas du transport de signaux 60 GHz, la méthode IMDD peut être utilisée en utilisant un modulateur de Mach-Zehnder et une photodiode rapide [53, 84] mais les performances de la liaison sont dégradées fortement par les problèmes de bruit, de linéarité, de plage dynamique et de dispersion liées aux limites actuelles des composants optiques.

Une autre approche est d'utiliser une fréquence intermédiaire inférieure à 10 GHz pour transporter les signaux 60 GHz sur fibre optique via une modulation analogique. Par exemple les travaux de Weiß [85] ou ceux de Beltran [61] étudient la génération et le transport de signaux 60 GHz, mais sans découpler la génération du transport. L'architecture utilisée comporte un grand nombre de composants ce qui la complexifie et entraîne un coût important. Par exemple, la chaîne de transmission optique descendante comporte un laser accordable, deux modulateurs de Mach-Zehnder, un oscillateur local, deux contrôleurs de polarisation, un amplificateur optique EDFA, un filtre passe bande optique, une

| | | | |
|----------------------|-----------------|----------------|----------------|
| Auteurs | Ben Ezra et al. | Yang et al. | Quinlan et al. |
| Réf. | [80] | [81, 83] | [82] |
| Année | 2008 | 2011 | 2011 |
| Bidirectionnelle | non uplink | oui | oui |
| Laser | VCSEL | DFB | VCSEL |
| λ | 850 m | 1302 nm | 1550/1310 nm |
| marque | Finisar | NTT | Vertilas |
| P_{opt} | 0,5 mW | 10 mW | 0,34 mW/0,5 mW |
| P_{elec} | 50 mW | 75 mW | 20 mW |
| Fibre optique | MMF | PF GI-POF | SMF |
| Longueur | 20-300 m | 100 m | 20 km |
| Lien sans fil | 1-4 m | non | 2 m |
| Photodiode | PIN-TIA | Photodétecteur | PIN-TIA |
| Marque | Finisar | NewFocus | Discovery |
| Gain | 0,5 A/V | 11 V/W | 400 V/W |
| P_{elec} | 100 mW | | 800 mW |
| Amplis | LNA | | TIA |
| Marque | Hittite | non mentionné | Atlantec |
| Gain | 20 dB | | 30 dB |
| P_{elec} | 650 mW | | 700 mW |
| Performances | Débit max à 3m | EVM<10% | EVM<2% |

TABLE 2.5 – Estimation des puissances consommées par les composants intervenant dans des chaînes de transmission radio-sur-fibre WiMedia.

photodiode et un amplificateur de puissance. Cette chaîne optique est dimensionnée pour une transmission d'un signal 60 GHz sur un canal sans fil de 2,5 m.

Toujours en utilisant le transport sur fibre optique d'une fréquence intermédiaire, les travaux de Guillory et al. [86–88] dans le cadre du projet ORIGIN permettent d'envisager une transmission de signaux 60 GHz permettant des communications sans-fil à un débit de 3 Gbps, tout en limitant les coûts de l'architecture. En effet, si on transpose l'étude faite sur les répéteurs optiques au système d'antennes distribuées, il suffirait de rajouter à l'antenne distribuée présentée à la Figure 2.7 un oscillateur local et deux mélangeurs.

D'autres méthodes permettant de transporter les signaux UWB sont étudiées actuellement comme par exemple la numérisation des signaux radio-sur-fibre [89] qui permet de s'affranchir des problèmes liés à la modulation analogique ou encore les systèmes basées sur des méthodes d'optique cohérente [90] qui exploitent une linéarité accrue de la modulation de phase. En revanche ces méthodes entraînent une multiplication de composants onéreux qui augmente fortement le coût de l'architecture.

En ce qui concerne la consommation de puissance, très peu de composants sont commercialisés actuellement sur les fréquences voisines de 60 GHz et il est donc difficile d'estimer leurs consommations. Ce qui est certain, c'est que les amplificateurs de puissance présents avant l'antenne consommeront une puissance plus importante que ceux utilisés pour le Wi-Fi ou pour les signaux WiMedia en raison d'une plus grande puissance rayonnée. Par exemple, l'amplificateur de puissance Terabeam HHPAV utilisé dans les travaux de Beltran [61] consomme à lui seul une puissance nominale de 8,5 W. En revanche si on parle d'efficacité énergétique, les normes utilisant les signaux 60 GHz permettent d'augmenter le débit utile d'un facteur 250 par rapport au Wi-Fi et compensera largement l'augmentation de puissance liée aux nouveaux composants de la chaîne de transmission ou au système de mise en forme du faisceau ou beamforming.

A l'heure actuelle, le développement des terminaux 60 GHz n'étant pas encore lancé, nous nous limiterons dans la suite de ce chapitre à la modélisation de la puissance consommée dans les réseaux radio-sur-fibre transportant des signaux Wi-Fi ou WiMedia.

2.2.3 Généralisation

La puissance consommée par la chaîne optique restant constante quelles que soient les modulations RF utilisées dans une norme, on peut donc essayer d'estimer la puissance consommée en fonction de la puissance rayonnée par l'antenne distribuée. On considère les puissances consommées par les lasers, les photodiodes, les TIA et les LNA constantes et on modélise l'amplificateur de puissance par le coefficient μ_{PA} défini par l'équation suivante :

$$\mu_{PA} = \frac{P_{rayPA}}{P_{PA}} \quad (2.8)$$

ou P_{rayPA} est la puissance RF à la sortie de l'amplificateur (cela correspond à la puissance rayonnée si on considère une antenne omnidirectionnelle de gain 0 dBi) et P_{PA} est la puissance électrique consommée. Pour des fréquences inférieures à 5 GHz, les amplificateurs de puissance ont un coefficient $\mu_{PA} \approx 0,10$ [28]. Le coefficient μ_{PA} des amplificateurs de puissance utilisés dans les publications citées ci-dessus ont un coefficient compris entre 0,05 et 0,1 d'après les documents constructeurs de ces composants.

La puissance consommée par l'ensemble de la chaîne de transmission optique P_{ch-opt} s'écrit alors en considérant la Figure 2.7 :

$$P_{ch-opt} = 2P_{LD} + 2P_{PD} + 2P_{TIA} + P_{LNA} + \frac{P_{rayPA}}{\mu_{PA}} \quad (2.9)$$

La Figure 2.8 représente la puissance consommée par l'ensemble de la chaîne de transmission optique en fonction de la puissance rayonnée par l'antenne distribuée lorsque celle-ci possède un gain égal à 0 dBi. Les valeurs numériques considérées pour P_{LD} , P_{PD} , P_{TIA} et P_{LNA} ont été choisies égales à celles présentes dans la troisième colonne de la Table 2.4 [79]. Cela correspond donc à des signaux Wi-Fi sur une distance maximale de 300 m entre la station centrale et les antennes distribuées.

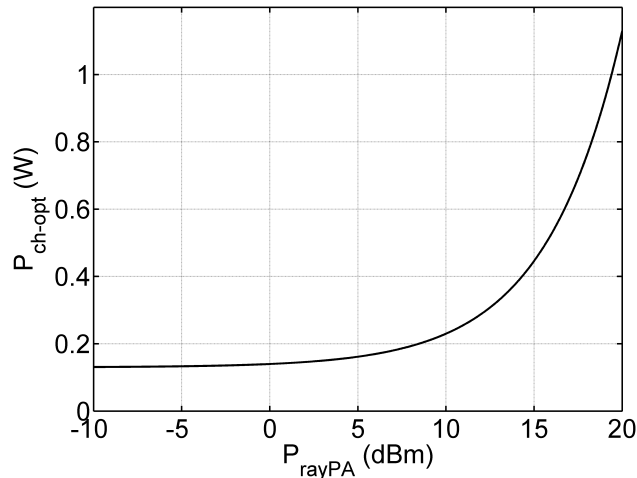


FIGURE 2.8 – Puissance consommée par la chaîne optique en fonction de la puissance rayonnée par l'antenne distribuée.

On remarque sur la Figure 2.8 que lorsque la puissance rayonnée est inférieure à 5 dBm, l'influence de l'amplificateur de puissance est négligeable sur la puissance totale consommée sur l'ensemble de la chaîne optique qui est égale à 140 mW. En revanche, lorsque la puissance rayonnée augmente, la contribution de l'amplificateur de puissance devient prédominante devant les autres puissances consommées. On retrouve des résultats similaires aux estimations de puissances consommées des Tables 2.4 et 2.5, où les puissances consommées par les amplificateurs ne sont pas du même ordre de grandeur que les puissances consommées par les composants optiques. On constate donc que l'on peut avoir intérêt à multiplier le nombre d'antennes distribuées rayonnant de faibles puissances plutôt que de considérer une antenne rayonnant une grande puissance. Il faut donc trouver un compromis entre la puissance consommée par l'architecture et son coût.

2.3 Généralisation de l'architecture pour N antennes distribuées

L'architecture à antennes distribuées présentée jusqu'à présent ne comporte qu'une seule antenne pour une transmission bidirectionnelle. Nous allons désormais nous intéresser à une architecture comportant N antennes distribuées en considérant que tous les composants de la chaîne de transmission sont en fonctionnement. Ainsi, on ne procède pas à une mise en veille des antennes distribuées qui ne sont pas au voisinage d'un terminal.

2.3.1 Différentes architectures

Pour distribuer le signal issu du point d'accès vers les antennes distribuées, deux méthodes sont envisagées et présentées sur la Figure 2.9. La première consiste à diviser électriquement le signal RF (à l'aide d'un diviseur RF passif) et d'injecter les signaux obtenus sur les N architectures vu précédemment. Dans le sens montant, les signaux provenant des N photodiodes sont recombinaés électriquement avant d'être connectés au point d'accès.

Une deuxième méthode consiste à séparer le signal optique sur le lien descendant à partir d'un diviseur optique. L'intérêt est de limiter le nombre de lasers dans la station centrale, mais cela suppose que la puissance optique du laser soit plus grande pour compenser les pertes dans le diviseur optique. L'utilisation d'un VCSEL ayant une puissance optique limitée n'est dans ce cas pas appropriée et peut être remplacé par celle d'un laser DFB. L'utilisation d'un combineur optique reliant les N fibres optiques dans le sens descendant n'est pas ici considérée puisque l'amplitude du signal utile à la sortie des fibres est trop faible.

2.3.2 Consommation en fonction du nombre d'antennes distribuées

On considère dans cette partie une architecture comportant N antennes distribuées et l'objectif est de comparer la puissance consommée par les deux architectures présentées ci-dessous en fonction du nombre d'antennes distribuées pour une puissance rayonnée par l'ensemble des antennes distribuées constante. On considère pour cela que la puissance totale rayonnée P_t est équitablement répartie sur les N antennes distribuées, qui rayonnent une puissance P_{ti} en dBm selon la relation :

$$P_{ti} = P_t - 10 \log_{10} N \quad (2.10)$$

La puissance consommée par la chaîne optique de l'architecture qui utilise le diviseur RF s'écrit :

$$P_{ch-opt1} = N \left(2P_{LD} + 2P_{PD} + 2P_{TIA} + P_{LNA} + \frac{P_{ti}}{\mu_{PA}} \right) \quad (2.11)$$

alors que la puissance consommée par l'architecture utilisant un splitter optique s'écrit :

$$P_{ch-opt2} = P_{DFB} + N \left(P_{LD} + 2P_{PD} + 2P_{TIA} + P_{LNA} + \frac{P_{ti}}{\mu_{PA}} \right) \quad (2.12)$$

où P_{DFB} est la puissance consommée par le laser DFB.

La puissance consommée par les deux architectures en fonction du nombre d'antennes distribuées pour une puissance totale rayonnée 14 dBm est représentée sur la Figure 2.10. On considère pour cela qu'on utilise le laser DFB de la Table 2.5 qui consomme 75 mW électrique pour une puissance optique égale à 10 mW. Pour les autres composants, on reprend les mêmes que ceux qui ont permis de tracer la Figure 2.8.

On constate que la puissance consommée augmente linéairement avec le nombre d'antennes distribuées et qu'il devient intéressant d'utiliser l'architecture comprenant le splitter optique à partir de $N = 4$. Ce graphique a été tracé pour $N < 12$, puisque si l'on souhaite augmenter davantage N , il serait souhaitable d'augmenter le nombre de points d'accès dans la station centrale pour garantir aux utilisateurs une bonne qualité de service.

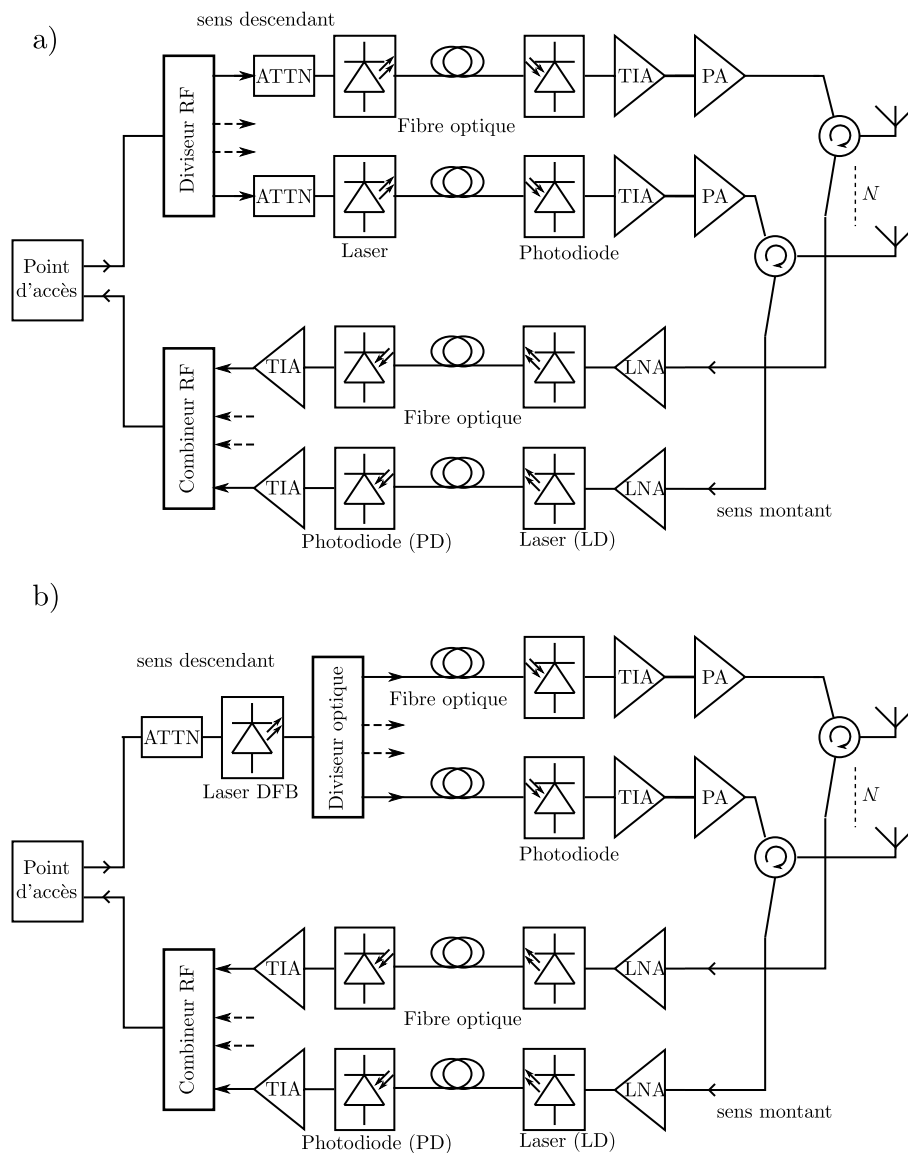


FIGURE 2.9 – Architectures de la chaîne optique pour un réseau comportant N antennes distribuées. L'architecture a) utilise un diviseur et un combineur RF tandis que la b) introduit un diviseur optique et un combineur RF.

2.3.3 Consommation en fonction de la puissance rayonnée

L'évolution de la puissance consommée en fonction de la puissance rayonnée par l'ensemble des antennes distribuées est maintenant étudiée. On considère pour cela que la puissance rayonnée est répartie équitablement entre les différentes antennes distribuées.

La Figure 2.11 présente la puissance consommée par l'ensemble de la chaîne radio-surfibre en fonction de la puissance totale rayonnée P_t par le réseau. Pour le cas $N = 3$ l'architecture avec des diviseurs RF est préférée puisque nous avons vu que c'était la moins consommatrice d'énergie. Pour les autres cas, l'architecture avec diviseur optique est considérée. La puissance consommée est représentée sur une échelle logarithmique pour mieux voir l'évolution de cette puissance en fonction du nombre d'antennes.

On observe comme dans les cas précédents que la puissance consommée augmente

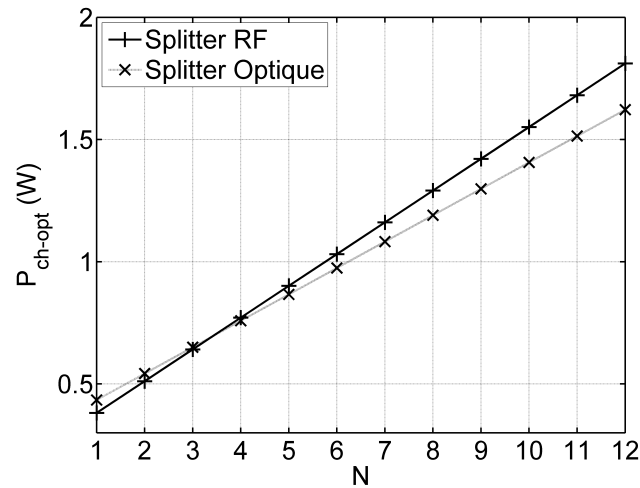


FIGURE 2.10 – Puissance consommée par l’ensemble de la chaîne optique en fonction du nombre d’antennes distribuées pour une puissance totale rayonnée de 14 dBm.

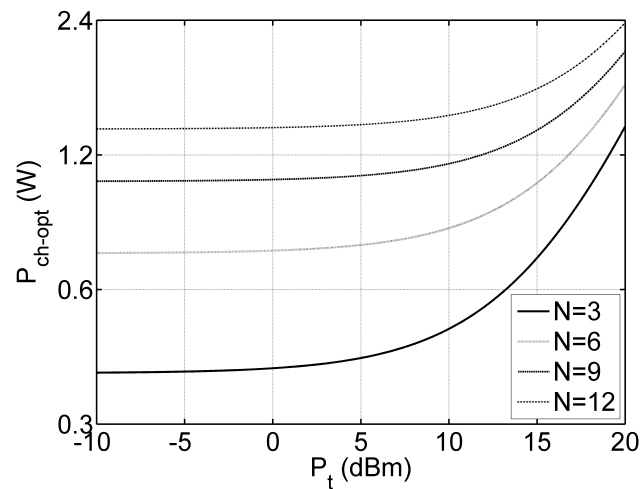


FIGURE 2.11 – Puissance consommée par l’ensemble de la chaîne optique en fonction de la puissance rayonnée pour des nombres d’antennes distribuées différents.

linéairement avec le nombre d’antennes distribuées et que la puissance consommée est indépendante de la puissance rayonnée pour des puissances inférieures à 5 dBm.

Sachant que la puissance consommée augmente avec le nombre d’antennes distribuées, le déploiement d’un réseau radio-sur-fibre ne peut être efficace énergétiquement que si cette surconsommation est compensée par la chaîne RF, c’est-à-dire les consommations du point d’accès et du terminal sans fil. Le déploiement d’une telle architecture permet de rapprocher les utilisateurs de l’antenne, par conséquent la puissance rayonnée par le terminal peut être réduite entraînant alors une diminution de la puissance électrique consommée.

Conclusion

Ce chapitre présente dans un premier temps les différents éléments d'une chaîne de transmission optique radio-sur-fibre permettant de dimensionner puis de quantifier les performances d'un réseau à antennes distribuées. Puis, à partir d'architectures déployées, une première estimation de la puissance consommée dans cette chaîne optique montre l'importance de l'amplificateur de puissance qui consomme la puissance électrique la plus importante. Un modèle de consommation est alors proposé s'appliquant sur une transmission bidirectionnelle vers une antenne puis sur N antennes distribuées. Ce modèle s'appuyant sur les consommations énergétiques de chaque composant, il permet d'obtenir une limite inférieure de la puissance consommée. Les courbes obtenues montrent que sans mise en veille des antennes non connectées à un terminal, la puissance électrique augmente linéairement avec le nombre d'antennes distribuées. Cette architecture ne peut donc être efficace énergétiquement que si l'utilisation d'antennes distribuées permet une réduction de la puissance consommée dans la chaîne RF.

D'autre part, en considérant les métriques présentées dans le chapitre 1, notamment l'énergie par bit qui quantifie l'efficacité énergétique d'un réseau, une augmentation de la puissance consommée ne signifie pas une augmentation de l'énergie par bit si le débit utile augmente davantage que la puissance consommée. Ce point-clé sera abordé dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Efficacité énergétique d'un réseau Wi-Fi à antennes distribuées

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Introduction | 52 |
| 3.1 Intérêts des antennes distribuées | 52 |
| 3.1.1 Modélisation de la propagation sans-fil | 52 |
| 3.1.2 Avantages des antennes distribuées | 54 |
| 3.1.3 Simulations dans le cas de la norme Wi-Fi | 55 |
| 3.2 Mesure de puissance consommée dans les réseaux Wi-Fi | 59 |
| 3.2.1 Identification des fonctions consommatrices | 59 |
| 3.2.2 Paramètres modifiant la consommation de puissance | 61 |
| 3.2.3 Mesures de puissance | 63 |
| 3.3 Efficacité énergétique dans les RoF DAS | 67 |
| 3.3.1 Calcul de l'efficacité énergétique | 67 |
| 3.3.2 Evolution des performances en fonction de la puissance rayonnée | 69 |
| 3.3.3 Comparaison avec une architecture mono-antenne | 70 |
| Conclusion | 72 |

Introduction

Le concept des antennes distribuées dans les communications indoor date de la fin des années 1980 [91]. D'abord déployées pour étendre la couverture dans des zones reculées, ou obstruées par des obstacles naturels dans les réseaux cellulaires outdoor, elles se développent ensuite dans les réseaux indoor avec le développement de la téléphonie mobile. L'objectif premier est d'améliorer les performances en termes de débit et de couverture. Ce n'est que récemment qu'elles attirent l'attention pour tenter d'améliorer l'efficacité énergétique dans les réseaux domestiques.

L'objectif de ce chapitre est de rappeler les avantages des réseaux à antennes distribuées et de montrer que le déploiement d'un tel réseau couplé avec l'utilisation de la radio-sur-fibre peut permettre une amélioration de l'efficacité énergétique par rapport à un réseau actuel muni d'une seule antenne.

Dans un premier temps, les avantages des réseaux à antennes distribuées sont redémontrés et illustrés à l'aide de simulations. Puis, afin d'établir l'intérêt énergétique de ces réseaux, les puissances consommées dans un point d'accès sans fil et dans un module Wi-Fi sont étudiées, puis mesurées expérimentalement. A partir de ces mesures et des résultats du chapitre 2, le calcul de l'efficacité énergétique défini dans le chapitre 1 est entrepris sur l'ensemble du réseau domestique considéré pour montrer l'intérêt des réseaux à antennes distribuées par rapport aux réseaux munis d'une seule antenne.

3.1 Intérêts des antennes distribuées

Avant de développer et de vérifier les différents avantages des réseaux à antennes distribuées, un modèle de propagation sans fil indoor doit être défini.

3.1.1 Modélisation de la propagation sans-fil

Bien que la propagation de signaux radiofréquences en intérieur ait été largement étudiée dans les dernières décennies, la puissance du signal reçu par le récepteur après une propagation en espace libre, ne peut pas être obtenu précisément. En effet, les multiples réflexions et diffusions du signal sur les murs ou sur le mobilier d'un environnement indoor ainsi que les phénomènes de zones mortes et d'interférences entraînent des variations importantes entre le signal prédit et le signal réel. Les modèles utilisés pour comparer les performances des systèmes à antennes distribuées aux systèmes conventionnels comportant une antenne sont donc en général semi-empiriques. Cela signifie qu'à partir de mesures d'atténuation du signal, un modèle de propagation statistique est proposé qui ne nécessite aucune information sur l'agencement de l'espace intérieur (meubles, végétaux...). On peut également trouver dans la littérature des tables où sont données les paramètres de propagation en fonction d'une description du milieu considéré.

Puissance reçue par le terminal

La puissance RF reçue (en dBm) par le terminal P_r est estimée à partir de la puissance RF à la sortie de l'amplificateur de puissance P_{rayPA} , des gains des antennes émettrices G_t et réceptrices G_r , et de l'atténuation du signal PL (path loss) en dB entre l'émetteur et le récepteur selon l'équation :

$$P_r = P_{rayPA} + G_t + G_r - PL \quad (3.1)$$

Dans le cas où on considère des antennes isotropes, les gains des antennes sont égaux à 0 dBi et on considère que la puissance rayonnée par l'antenne P_{ti} est égale à la puissance en entrée de l'antenne P_{rayPA} .

Les principaux modèles pour calculer l'atténuation PL en environnement indoor sont basés soit sur une dépendance logarithmique de l'atténuation en fonction de la distance ou sur une modélisation de type Motley-Keenan.

Modèle d'atténuation log-distance

Le modèle d'atténuation log-distance est le plus utilisé pour les communications indoor. L'atténuation en dB est donnée par la relation suivante :

$$PL = PL(d_0) + 10n \log_{10} \frac{d}{d_0} \quad (3.2)$$

où d est la distance entre l'émetteur et le récepteur, n le coefficient d'atténuation et $PL(d_0)$ est l'atténuation à la distance $d_0 = 1$ m. $PL(d_0)$ varie en fonction de la fréquence du signal f selon la relation suivante :

$$PL(d_0) = 20 \log_{10} \frac{4\pi f d_0}{c} \quad (3.3)$$

où c est la célérité de l'onde. Ainsi, $PL(d_0)=40,2$ dB à 2,4 GHz, 46,4 dB à 5 GHz et 68 dB à 60 GHz. Le paramètre n est la seule variable de ce modèle statistique semi-empirique. De nombreuses études expérimentales ont permis de l'estimer en fonction de l'environnement intérieur [92]. Par exemple, pour un bâtiment où chaque employé occupe son propre bureau le coefficient d'atténuation n est compris entre 4 et 6 [93]. Pour affiner le modèle, certaines modélisations ajoutent à l'équation 3.2 un terme d'ombrage qui est une variable aléatoire de moyenne nulle. L'ajout de ce paramètre peut modifier localement la puissance reçue, mais si on considère une moyenne spatiale de la puissance reçue sur l'environnement considéré, l'ajout de ce terme d'ombrage n'a pas d'influence globale.

Modèle de Motley-Keenan

Les modèles de type Motley-Keenan s'appliquent aux cas de non-visibilité en environnement dense. L'atténuation s'exprime alors comme une somme de pertes en espace libre similaires au modèle précédent et de pertes liées aux obstacles traversés par le rayon direct (murs, fenêtres, portes...) [94]. Une base de données permet de différencier les différents obstacles auxquels sont associés une valeur particulière d'atténuation. L'atténuation totale s'écrit alors :

$$PL = PL(d_0) + 10n \log_{10} \frac{d}{d_0} + \sum_{j=1}^{N_m} N_j L_j \quad (3.4)$$

où N_m est le nombre d'obstacles différents, N_j le nombre d'obstacles traversés de type j et L_j l'atténuation associée aux obstacles de type j .

La partie suivante illustre les avantages des antennes distribuées en utilisant dans un premier temps le modèle d'atténuation log-distance. Le modèle Motley-Keenan est ensuite illustré dans les simulations de la partie 3.1.3.

3.1.2 Avantages des antennes distribuées

L'intérêt théorique des réseaux à antennes distribuées a été établi par Chow en 1994 [95]. Il montre des intérêts en termes de couverture, de puissance rayonnée et de réduction des interférences. Il développe quatre théorèmes associés à ces intérêts et les justifie en utilisant le modèle d'atténuation log-distance. Nous allons reprendre ces théorèmes en adaptant les notations à notre problème.

Meilleure couverture à puissance rayonnée identique

En combinant les équations 3.1 et 3.2, on obtient en considérant des antennes isotropes que la puissance reçue par le récepteur peut s'écrire :

$$P_r = P_{ti} - PL(d_0) - 10n \log_{10} \frac{d}{d_0} \quad (3.5)$$

La surface couverte par l'antenne émettrice ($A = \pi d^2$) peut alors s'écrire pour une antenne :

$$A_1 = \pi 10^{\frac{P_t - P_r - PL(d_0)}{5n}} \quad (3.6)$$

Si on considère désormais N antennes distribuées rayonnant une puissance totale identique à celle délivrée par une seule antenne (chaque antenne rayonne une puissance égale à $P_{ti} = P_t - 10 \log_{10} N$). La surface couverte pour la i^e antenne distribuée s'écrit alors :

$$A_i = A_1 \left(\frac{1}{N} \right)^{\frac{2}{n}} \quad (3.7)$$

Si l'on suppose qu'il n'y a pas de recouvrement entre les surfaces couvertes par les N antennes distribuées, la surface totale couverte par les N antennes s'écrit alors :

$$A_N = \sum_{i=1}^N A_i = A_1 N^{1 - \frac{2}{n}} \quad (3.8)$$

Pour $n = 4$ et $N = 4$, la surface couverte par les quatre antennes distribuées est deux fois plus importante que la surface couverte par une antenne rayonnant la même puissance. Les limites de ce modèle sont l'hypothèse de non-recouvrement et l'aspect « tout ou rien » de la réception. En effet, dans beaucoup de normes de transmission sans-fil, les performances de la liaison s'adaptent à la puissance reçue par le récepteur.

Puissance rayonnée plus faible pour une même qualité de service

En utilisant le même raisonnement que dans la partie précédente, on peut exprimer la puissance rayonnée en fonction de la surface couverte ($A_T = NA_1$). Si l'on considère une antenne centrale rayonnant une puissance P_{t1} , la puissance rayonnée (en dBm) peut alors s'écrire à partir de l'équation 3.5 :

$$P_{t1} = P_r + PL(d_0) + 5n \log_{10} \frac{A_T}{\pi} \quad (3.9)$$

En considérant désormais la puissance rayonnée par une antenne distribuée couvrant une surface $A_i = \frac{A_T}{N}$, on obtient :

$$P_{ti} = P_r + PL(d_0) + 5n \log_{10} \frac{A_i}{\pi} = P_{t1} - 5n \log_{10} N \quad (3.10)$$

Ainsi, la puissance totale rayonnée par les N antennes distribuées en considérant qu'elles émettent individuellement la même puissance s'écrit, en dBm :

$$P_t = P_{ti} + 10 \log_{10} N = P_{t1} + 10 \log_{10} N^{(1-\frac{n}{2})} \quad (3.11)$$

Pour $n = 4$ et $N = 4$, la puissance rayonnée par le système d'antennes distribuées est donc réduite de 6 dB. Du point de vue de l'utilisateur (sens montant), la puissance rayonnée peut être également réduite comme le montre l'équation 3.10.

Comme dans le paragraphe précédent, ces calculs supposent qu'il n'y pas de recouvrement entre les zones couvertes par les différentes antennes distribuées.

Réduction des interférences

La diminution des distances entre l'émetteur et le récepteur entraîne par définition une diminution des phénomènes d'ombrage et augmente le rapport entre la puissance émise et les pertes. Donc, pour une zone couverte donnée, la diminution de ce rapport est similaire à la diminution de la puissance rayonnée [95].

Si l'on considère désormais le rapport signal-sur-interférence, c'est-à-dire le rapport entre la puissance utile reçue et les puissances provenant des antennes distribuées adjacentes incluant le bruit, Tong et al. [96] montrent que si on ne diminue pas la puissance rayonnée totale par rapport à un système comprenant une seule antenne, le rapport signal-sur-interférence est dégradé. Cependant, en diminuant la puissance rayonnée tout en garantissant la même qualité de service, le rapport signal-sur-interférence augmente significativement et rend les systèmes d'antennes distribuées plus robustes vis-à-vis des interférences. Pour des réseaux domestiques peu étendus spatialement (une centaine de mètres), les signaux issus des différentes antennes émettant le même signal se superposent, et on ne peut plus considérer que le signal provenant d'une antenne voisine se comporte comme du bruit ou comme une source d'interférence. On est alors dans la configuration dite « simulcast » [97].

3.1.3 Simulations dans le cas de la norme Wi-Fi

Pour illustrer ces avantages de l'architecture à antennes distribuées, nous proposons des simulations à partir de signaux Wi-Fi, en supposant que le débit de transmission s'adapte avec la puissance reçue par le terminal. Ces simulations sont réalisées dans le cadre d'un cas concret de déploiement au sein de l'espace Arago sur le campus de Télécom Bretagne, puis dans un modèle plus généralisable.

Débit accessible

Le débit maximal envisageable par un terminal est fonction de la puissance du signal reçu. Dans les normes de transmission Wi-Fi, WiMedia ou celles utilisant les signaux 60 GHz, le schéma de modulation et le débit correspondant sont adaptés en fonction de la puissance reçue par le récepteur. Les niveaux de sensibilité du récepteur sont fournis dans les normes ou dans les documents constructeurs des points d'accès.

La Table 3.1 présente ces données pour un point d'accès Wi-Fi de marque Netgear [98]. Ces valeurs peuvent varier de quelques dB entre différents modèles de point d'accès, mais l'objectif est ici de présenter des valeurs typiques.

A partir de ces données et des modèles de propagation présentés ci-dessus, des simulations permettant de vérifier les avantages des antennes distribuées vont maintenant être présentées.

| Norme | Modulation | Débit maximal | Sensibilité du récepteur |
|---------|--------------|---------------|--------------------------|
| 802.11b | BPSK | 1 Mbps | -93 dBm |
| 802.11b | QPSK | 11 Mbps | -89 dBm |
| 802.11g | 16QAM (OFDM) | 24 Mbps | -84 dBm |
| 802.11g | 16QAM (OFDM) | 36 Mbps | -80 dBm |
| 802.11g | 64QAM (OFDM) | 48 Mbps | -76 dBm |
| 802.11g | 64QAM (OFDM) | 54 Mbps | -75 dBm |

TABLE 3.1 – Débit maximal donné par la norme 802.11 en fonction de la sensibilité du récepteur [98].

Simulation au sein de l'espace Arago

L'espace Arago est un bâtiment situé au voisinage de Télécom Bretagne à Brest qui accueille plusieurs de ses plates-formes technologiques et de ses start-up. L'objectif de cette partie est de modéliser le bâtiment avec le modèle de Motley-Keenan et de vérifier les avantages d'un déploiement d'antennes distribuées au sein de cet espace.

Un coefficient d'atténuation n égal à quatre est envisagé, ce qui correspond à un environnement indoor avec un grand nombre d'obstacles [93]. En effet, au sein de cet espace un grand nombre de bureaux, d'armoires ou encore des piliers métalliques sont agencés de façon régulière. Quatre types d'obstacles supplémentaires sont considérés dans le modèle de Motley-Keenan. Ces obstacles sont les murs extérieurs, les murs porteurs, les cloisons et les portes. Les atténuations associées sont reportées dans la Table 3.2 d'après une étude locale menée sur la propagation des signaux Wi-Fi dans cet espace [99].

| Type d'obstacle | L_j (dB) |
|----------------------|------------|
| Murs extérieurs | 15,6 |
| Murs porteurs | 9,2 |
| Cloisons intérieures | 0,8 |
| Portes intérieures | 2,6 dB |

TABLE 3.2 – Atténuation dans les différents types de mur présents à l'espace Arago [99].

A partir du modèle de propagation de Motley-Keenan et de la Table 3.1, une simulation donnant le débit maximal accessible à un terminal en fonction de sa position dans l'espace Arago est réalisée sous Matlab. Pour cela, l'espace est échantillonné spatialement avec une période spatiale égale à 10 cm et la puissance reçue est déterminée en chaque échantillon. Cette période spatiale permet d'obtenir une description précise tout en limitant les temps de calculs. La Figure 3.1 représente la carte des débits maximum accessibles pour une puissance rayonnée de 1 mW. Les couleurs utilisées pour les murs distinguent les délimitations mais ne correspondent pas au type de mur considéré.

Les résultats obtenus sont conformes à une étude expérimentale de la propagation dans cet espace [99]. On observe sur cette Figure qu'avec la puissance rayonnée envisagée, l'ensemble du bâtiment n'est pas couvert en raison de la présence de murs porteurs qui atténuent fortement le signal. A partir de cette simulation, on obtient que 36,7% de la

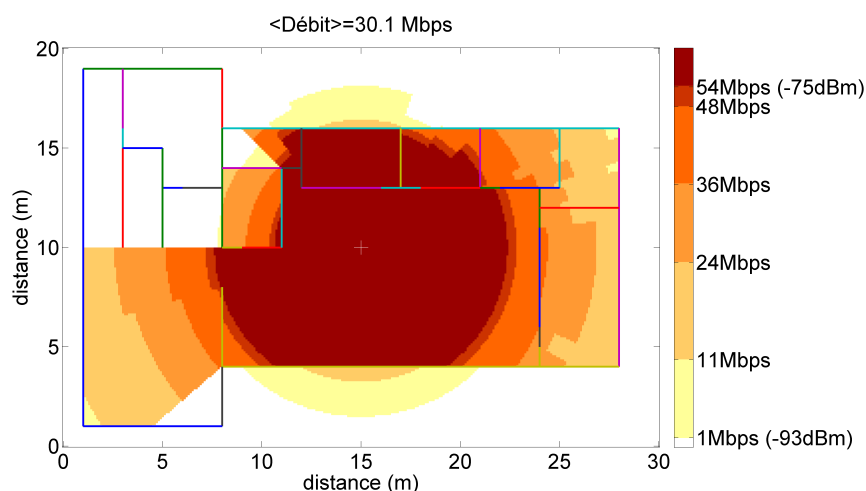


FIGURE 3.1 – Carte des débits maximum accessibles pour un terminal en fonction de sa position au sein de l'espace Arago dans une architecture comprenant une antenne.

surface du bâtiment est couverte par le débit théorique maximum de 54 Mbps et que la moyenne spatiale du débit théorique est égal à 30,1 Mbps.

Ces résultats vont maintenant être comparés à ceux d'une simulation de déploiement composée de quatre antennes distribuées. La position de ces antennes a été établie lors d'une étude antérieure pour maximiser le débit dans les zones où les utilisateurs sont les plus susceptibles d'être présents [99]. On considère la même période spatiale d'échantillonnage et la même puissance totale rayonnée que pour le cas précédent, c'est-à-dire que les quatre antennes distribuées rayonnent le même signal avec une puissance de 0,25 mW. Au regard des distances entre les différentes antennes, on considère que le terminal reçoit la somme des signaux issus des quatre antennes (configuration simulcast). Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 3.2.

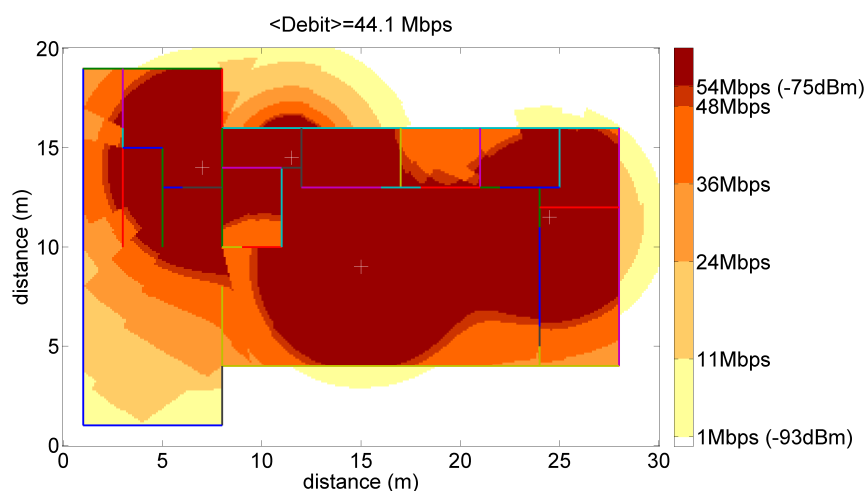


FIGURE 3.2 – Carte des débits maximum accessibles pour un terminal en fonction de sa position au sein de l'espace Arago dans une architecture comprenant quatre antennes distribuées.

On constate sur cette Figure qu'il n'existe plus de zones blanches (où aucune connexion

n'est possible) au sein du bâtiment et que toutes les zones utiles sont couvertes avec le débit maximum (la zone en bas à gauche de la Figure correspond aux escaliers). On obtient désormais un débit maximal accessible sur 62,1% du bâtiment (contre 32,7% avec une antenne) et un débit moyen de 44,1 Mbps (contre 30,1 Mbps). On observe donc une amélioration de la surface couverte et du débit avec l'utilisation d'antennes distribuées. De même, si l'on raisonne à performance constante, la puissance rayonnée est réduite. En effet pour garantir une couverture de 62,1% avec une antenne, la puissance rayonnée doit être de 6,9 mW (au lieu de 1 mW) et pour obtenir un débit moyen de 44,1 Mbps avec une antenne, une puissance rayonnée de 20,9 mW est requise.

Les avantages en termes de débit, de couverture et de puissance rayonnée ont été illustrés dans le cas de déploiement d'antennes distribuées au sein de l'espace Arago. En revanche les gains obtenus sont difficilement généralisables puisqu'ils dépendent de l'architecture du bâtiment et plus particulièrement de la position des murs porteurs. Pour obtenir des résultats généralisables, le même type de simulations est considéré dans le cas d'un espace ouvert correspondant par exemple à un open-space ou chaque employé possède son propre bureau.

Simulation dans un cas généralisable

On considère désormais le modèle de propagation log-distance dans un environnement indoor de 50 m × 50 m. Le coefficient d'atténuation est supposé être égal à quatre. Un environnement carré a été choisi pour considérer le cas de quatre antennes distribuées sans problème de positionnement. Ce problème de positionnement des antennes et l'évolution des performances en fonction du nombre d'antennes est étudié dans le chapitre 4. L'évolution du débit maximal envisageable en fonction de la position d'un utilisateur dans le cas d'une architecture comportant une antenne ou quatre antennes distribuées est présentée sur la Figure 3.3. Une puissance totale rayonnée de 10 mW est considérée dans les deux cas de façon à couvrir l'ensemble de l'espace et à éviter les « zones blanches ».

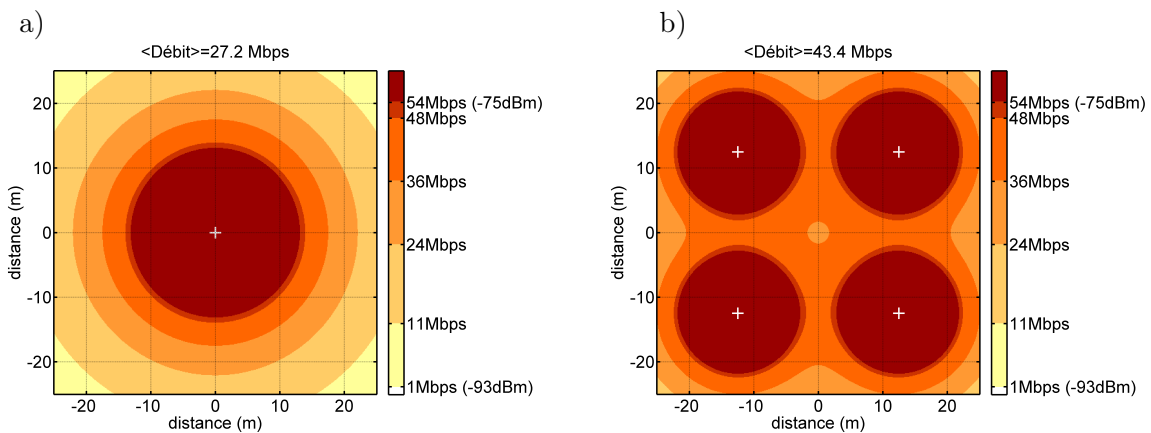


FIGURE 3.3 – a) Carte des débits maximum accessibles pour un terminal en fonction de sa position dans une architecture mono-antenne. b) Idem pour une architecture à quatre antennes distribuées.

Cette simulation montre de nouveau l'intérêt d'un système à antennes distribuées en termes de débit puisque la moyenne spatiale du débit théorique passe de 27,2 à 43,4 Mbps pour une même puissance rayonnée. Si on s'intéresse à la surface couverte par le débit maximal, on peut retrouver l'ordre de grandeur du résultat obtenu par l'équation 3.8 puis-

qu'il n'y pas de recouvrement. Pour $N = 4$ et $n = 4$, on avait trouvé précédemment un gain de 2 alors que dans cette simulation, la zone correspondant à un débit accessible de 54 Mbps représente 21,7% de la surface totale pour une architecture mono-antenne contre 45,4% pour quatre antennes distribuées. Le gain est amélioré dans cette simulation puisque le signal reçu par le terminal est égal à la somme des signaux émis par les quatre antennes dans la configuration simulcast.

De la même façon, pour obtenir les mêmes performances que dans l'architecture mono-antenne on peut réduire la puissance rayonnée de 6,1 dB pour garantir que le débit maximum égal à 54 Mbps soit accessible sur 21,7% de l'espace avec quatre antennes ou de 6,8 dB pour obtenir un débit moyen de 27,2 Mbps. On retrouve un résultat très proche du résultat obtenu à partir de l'équation 3.11. Des résultats similaires ont été obtenus en considérant des espaces de travail de tailles différentes en utilisant le Wi-Fi [100, 101]. De plus, ces études sont parfaitement transposables à des normes de transmission WiMedia ou des normes utilisant les signaux 60 GHz comme par exemple la norme IEEE 802.15.3c [102].

L'avantage des antennes distribuées en termes de couverture et de puissance rayonnée étant établi, la partie suivante s'intéresse à l'étude de l'efficacité énergétique dans les réseaux Wi-Fi.

3.2 Mesure de puissance consommée dans les réseaux Wi-Fi

L'objectif de cette partie est de mesurer la puissance consommée lors d'une transmission utilisant un point d'accès Wi-Fi et un module sans-fil lié au terminal. En premier lieu, le schéma de fonctionnement sommaire de ces dispositifs est présenté en essayant d'attribuer les différentes proportions de la puissance consommée à chaque bloc fonctionnel. Ensuite, le principe d'une transmission Wi-Fi est rappelé et une revue de littérature de la consommation dans les dispositifs Wi-Fi est proposée pour prendre en compte les paramètres pertinents lors de la mesure de puissance.

3.2.1 Identification des fonctions consommatrices

Les puissances consommées par les points d'accès ou les cartes sans-fil peuvent varier du simple au double pour des services et des performances similaires [103, 104]. Les principaux facteurs qui influencent la consommation énergétique sont répertoriés ci-dessous [104] :

- **Matériel et les composants choisis.** Les différentes puces, microprocesseurs ou amplificateurs de puissance peuvent avoir des performances énergétiques très distinctes en fonction de leurs modèles.
- **Assemblage des différents composants.** Le choix des composants doit non seulement se faire en fonction de ses performances mais également pour sa capacité à s'intégrer avec d'autres composants. Des circuits d'adaptation d'impédance sont parfois nécessaires ainsi que des circuits complexes d'alimentation. Ces circuits supplémentaires n'ont pas de rôles fonctionnels mais participent à la consommation globale du dispositif.
- **Performance du processeur** La structure logicielle du dispositif, les protocoles et les algorithmes utilisés varient selon les différents modèles. Des algorithmes médiocres entraînent des ressources de calculs supplémentaires et participent à une augmentation de la puissance consommée.

Consommation dans les modules Wi-Fi

La Figure 3.4 présente une architecture simplifiée d'un module Wi-Fi [105]. Le signal à transmettre issu du processeur MAC et du processeur en bande de base est converti en un signal radiofréquence par le convertisseur numérique analogique (CNA) avant d'être amplifié (PA) puis rayonné par l'antenne. Lors de la réception, le signal reçu par l'antenne passe par l'amplificateur faible bruit (LNA) avant d'être converti en un signal numérique et décodé par le bloc traitement du signal et la couche MAC.

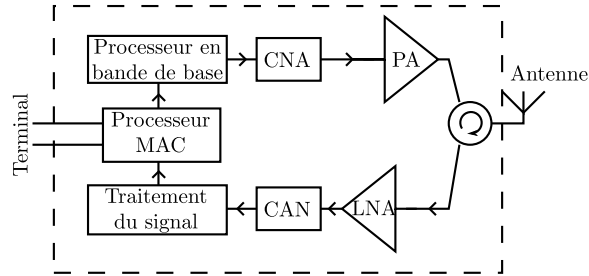


FIGURE 3.4 – Diagramme simplifié d'un module Wi-Fi [105].

La répartition de la puissance consommée dans deux cartes sans-fil est donnée dans la Table 3.3. On constate que dans ces deux références, la puissance dominante correspond à la puissance consommée par l'amplificateur de puissance lors de la transmission et par le bloc traitement du signal en réception dans lequel le décodage des erreurs prend une part importante.

| Références | Transmission | | Réception | |
|---------------------------------|--------------|-------|-----------|-------|
| | [21] | [106] | [21] | [106] |
| PA / LNA | 64% | 49% | 4% | N.C |
| CNA/CAN | 14% | 6% | 15% | 15% |
| Processeur BB/Traitement signal | 17% | 20% | 67% | 60% |
| Processeur MAC | 5% | 25% | 14% | 25% |

TABLE 3.3 – Répartition de la puissance consommée en mode transmission et réception dans les différents blocs fonctionnels au sein de deux cartes Wi-Fi.

En dehors du mode émission et réception, il existe également sur certains dispositifs le mode veille (idle) et le mode éteint (sleep). Dans le mode veille, les fonctions relatives à la réception sont actives puisque la carte écoute régulièrement le canal. Dans le mode sleep, les fonctions relatives à l'émission et à la réception sont désactivées.

Consommation des points d'accès

Contrairement aux modules Wi-Fi qui sont reliés au terminal et qui consomment l'énergie de la batterie, très peu d'études concernent la consommation de puissance des points d'accès Wi-Fi. Ces points d'accès sont généralement branchés sur le secteur, consomment entre 3 et 10 W et contribuent à une part importante de la consommation de puissance sur l'ensemble du réseau internet, comme nous l'avons vu au Chapitre 1. Les mêmes fonctions que les modules Wi-Fi sont présentes dans les points d'accès mais elles ne représentent que

25 à 30% de la puissance totale consommée par le point d'accès [104]. Les autres fonctions consommatrices d'énergie sont le module ethernet, les mémoires et toutes les autres fonctions relatives aux caractéristiques du point d'accès (Port USB, Module UPnP, VoIP...).

3.2.2 Mise en évidence de paramètres modifiant la consommation de puissance

Principe de communication entre émetteur et récepteur

Nous considérons dans cette partie une communication Wi-Fi entre un point d'accès qui joue le rôle dans notre architecture de station centrale et un terminal en mode infrastructure¹. Afin d'identifier les paramètres pouvant modifier la consommation de puissance dans les terminaux ou les points d'accès, nous nous intéressons à la couche MAC de la norme Wi-Fi 802.11b/g. La couche MAC couvre trois domaines fonctionnels : la livraison fiable de données, le contrôle de l'accès au support de transmission et la sécurité.

Le mode de transmission par défaut utilisé dans les composants Wi-Fi est le mode DCF (Distributed Coordination Function) où chaque terminal prend la décision d'accéder au canal. Dans ce mode, l'algorithme utilisé est le CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Cet algorithme est présenté sur la Figure 3.5 : le terminal qui a des données à transmettre écoute dans un premier temps le canal. Dans le cas où le canal est encombré, la transmission est différée, sinon elle attend le temps DIFS (Distributed Inter Frame Spacing). Il transmet ensuite une balise RTS (Ready to Send) au destinataire contenant des informations sur le volume des données qu'il souhaite émettre et sa vitesse de transmission. Le récepteur répond par un CTS (Clear to Send) puis le terminal commence l'émission des données. À la réception de toutes les données émises par l'émetteur, le récepteur envoie un accusé de réception (ACK). Les autres terminaux voisins patientent pendant un temps nécessaire à la transmission des données. Pour garantir la stabilité, les périodes d'attente sont calculées selon un algorithme d'attente exponentielle binaire (Algorithme de Backoff). Les terminaux impliqués dans des échecs de transmission successifs observent une attente croissante, ce qui permet au réseau d'absorber progressivement la charge. Cet algorithme se met également en place après une transmission réussie.

Un des paramètres importants pour diminuer la puissance consommée lors d'une transmission d'un paquet est de limiter les retransmissions qui entraînent un temps de transmission plus important, et donc une consommation énergétique accrue. Ces retransmissions sont causées principalement par un rapport signal-sur-bruit trop faible ou par un nombre important d'utilisateurs qui communiquent simultanément et qui produisent des collisions. La réduction de ces retransmissions est principalement gérée par le mécanisme RTS/CTS et par la fragmentation des paquets.

Influence de la taille des paquets

La fragmentation des données à transmettre accroît la fiabilité de la transmission lorsque le rapport signal-sur-bruit est faible. En effet, lorsque la probabilité de non-réception d'un paquet est importante, la fragmentation permet de ne pas retransmettre l'ensemble du paquet, mais uniquement le fragment qui n'a pas été transmis. La fragmentation peut donc permettre de diminuer le temps de transmission et l'énergie consommée pour la transmission. En revanche, pour des transmissions avec des rapports signal-sur-bruit importants et

1. Le second mode du Wi-Fi appelé mode ad hoc concerne les communications entre terminaux qui est notamment très utilisé dans les réseaux de capteurs.

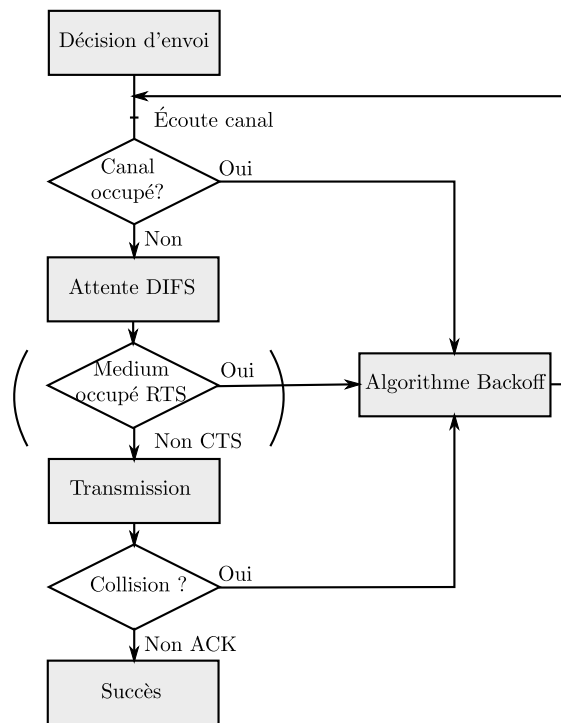


FIGURE 3.5 – Principe de l'algorithme CSMA/CA de la sous-couche DCF.

un faible nombre d'utilisateurs, l'utilisation de la fragmentation augmente la puissance nécessaire pour transmettre un paquet [107, 108]. Connaissant le taux d'erreur binaire d'une transmission, Ebert et al. [109] montrent qu'on peut choisir la taille de fragmentation des paquets pour optimiser l'efficacité énergétique. Si l'on considère des réseaux à antennes distribuées, les distances antenne-terminal diminuent et les rapports signal-sur-bruit s'améliorent. Une augmentation de la taille des paquets permet alors une diminution de l'énergie de transmission.

RTS/CTS

Les balises RTS/CTS permettent d'améliorer l'accès au canal lorsque le nombre de terminaux est important et d'éviter ainsi que deux terminaux émettent simultanément. En revanche, l'utilisation de ces balises entraîne l'émission de signaux non utiles et va donc augmenter le temps de transmission pour un paquet de taille donnée, et par conséquent l'énergie associée à la transmission de ce paquet [110]. Afin de maximiser le nombre d'informations utiles à transmettre, et de diminuer la puissance consommée, il est possible de désactiver le mécanisme RTS/CTS. Dans ce cas, le récepteur émet uniquement des trames d'acquittement lorsqu'il reçoit les données. Il est également possible de fixer le seuil RTS (RTS Threshold) en octet d'un paquet au-delà duquel ce mécanisme est utilisé. Certains algorithmes permettent d'adapter ce seuil en temps réel. Lorsqu'un paquet est transmis correctement, ce seuil augmente, et dès qu'une retransmission est nécessaire le seuil RTS est fixé à son minimum. Cet algorithme peut permettre de réduire jusqu'à 40% l'énergie qu'il faut fournir pour un paquet lorsque le nombre d'utilisateurs est supérieur à cinq [110].

Influence du chiffrement de la transmission

De manière générale le cryptage des données augmente également le temps de transmission d'un paquet puisque des entêtes supplémentaires doivent être transmises pour décrypter les données. Cela a également pour conséquence de réduire le débit maximum. Murabito [104] mesure ainsi les débits maximum pour différents modes de cryptage lors d'une connexion TCP. Il obtient qu'un même point d'accès fournit un débit utile de 20,9 Mbps sans cryptage, 19,5 Mbps en utilisant le WPA-TKIP et 17,5 Mbps en utilisant le WPA2-AES. Ce dernier protocole étant un des plus sécurisés à l'heure actuelle, on peut donc dire que plus une transmission est sécurisée, plus le débit diminue et plus son efficacité énergétique diminue.

Mode d'économie d'énergie

Le principe du CSMA/CA repose sur une écoute permanente du canal qui entraîne une consommation énergétique importante. La norme Wi-Fi a alors ajouté un mécanisme appelé PSM : Power Saving Mechanism. Ce mode permet au terminal de se mettre en veille lorsqu'il n'a plus aucun paquet à transmettre. Cependant il se réveille périodiquement pour recevoir une balise du point d'accès qui lui permet de se synchroniser avec lui. Ce mécanisme peut permettre d'augmenter significativement le temps de veille des terminaux mais n'agit que sur les terminaux et ne réduit pas la consommation de puissance du point d'accès. Les performances de ce mécanisme dépendent également de l'ordonnanceur choisi, par exemple le mécanisme PSM augmente le temps de veille de 36% lorsqu'un ordonnanceur qui privilégie le débit maximum est utilisé par rapport à un ordonnanceur aléatoire [111].

3.2.3 Mesures de puissance

À partir des éléments vus dans la partie précédente, des mesures de puissances consommées dans des modules Wi-Fi et des points d'accès peuvent être réalisées en se plaçant dans des configurations de la couche MAC qui minimisent la puissance consommée.

Matériel utilisé

Les mesures de puissances instantanées ont été réalisées dans deux points d'accès. Le premier de marque Buffalo (AirStation WHR-HP-G54) permet de choisir la puissance émise entre quatre puissances (8, 12, 14 et 17 dBm) et permet de choisir la norme de transmission (802.11b ou 802.11g). En revanche, on ne peut pas imposer le schéma de modulation correspondant aux différents débits maximum prévus par la norme (1Mbps, 11Mbps, 24Mbps . . . 54Mbps). C'est pourquoi, nous allons mesurer la puissance consommée dans un deuxième point d'accès de marque Netgear (WG 602v4) pour voir l'évolution de la puissance consommée en fonction du schéma de modulation. La configuration des points d'accès permet de chiffrer ou non les transmissions, de choisir le seuil de fragmentation et le seuil RTS.

Les modules Wi-Fi étudiés sont des dongles USB. La puissance instantanée dans trois dongles de marques TPLINK (TL-WN422g), Netgear (WG111v2) et Hercules (HWNUM-300) a été enregistrée pour une puissance rayonnée fixée puisque le réglage de la puissance rayonnée n'est possible sur aucun de ces trois dongles. Les résultats de consommation de puissance obtenus montrent des comportements similaires. Les consommations au repos évoluent entre 0,8 et 1,5 W contre 1,5 et 1,9 W en transmission. Par conséquent, nous n'utiliserons dans la suite que les résultats issus du dongle TPLINK. L'intérêt de ce dongle

est qu'il possède une antenne externe reliée à un connecteur SMA qui nous permet de mesurer la puissance rayonnée lors d'une transmission à l'aide d'un analyseur de spectre RF.

Une connexion TCP entre le point d'accès et le dongle USB est réalisée via le logiciel Iperf [112]. Ce logiciel permet d'enregistrer le débit effectif sans tenir compte des bits de codage ou de synchronisation échangés. Deux ordinateurs sous Windows XP ont été utilisés et configurés pour allouer le maximum de ressources à cette transmission.

Configuration expérimentale

Le protocole expérimental de la mesure de puissance est représenté sur la Figure 3.6. Ce protocole est établi pour mesurer et enregistrer les puissances instantanées et moyennes du point d'accès et du dongle Wi-Fi durant une phase de transmission [113]. Pour avoir accès à la puissance instantanée, le courant d'alimentation du point d'accès et du dongle sont enregistrés via deux résistors de précision ($R_1 = 0.102 \Omega$ et $R_2 = 0.097 \Omega$) placés en série avec le fil d'alimentation. Le circuit a été réalisé sur mesure et testé au département optique de Télécom Bretagne. La chute de tension aux bornes de ces résistances est enregistrée par un oscilloscope numérique de marque Pico Technology (Picoscope 2205). Des mesures complémentaires de la puissance RF émises par les points d'accès et le dongle ont été réalisées à partir d'un analyseur de spectre Rohde & Schwarz de 40 GHz de bande passante.

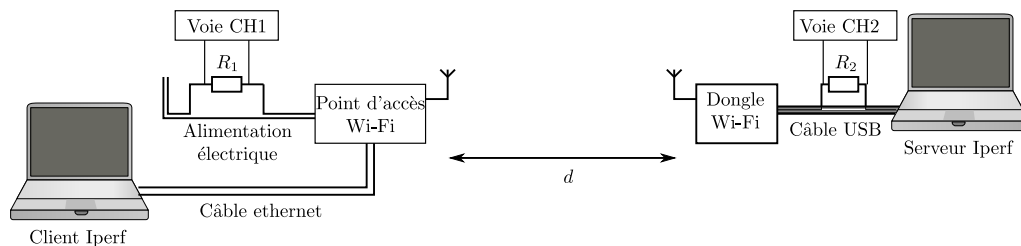


FIGURE 3.6 – Protocole expérimental de la mesure de puissance.

Afin de garantir une tension d'alimentation constante (9 V pour la box Netgear et 5 V pour la box Buffalo), l'alimentation se fait via une alimentation stabilisée au lieu du transformateur fourni par le fabricant. La tension de fonctionnement du dongle USB est délivrée par l'ordinateur portable (5 V) et contrôlée grâce au picoscope lors de la transmission. Afin d'éviter, les problèmes de masse dans la chaîne de mesures, les deux ordinateurs portables fonctionnent sur batterie.

Validation expérimentale

Les courbes de puissances instantanées de la box Netgear et du dongle TPLink sont représentées sur la Figure 3.7 lors d'une transmission descendante (point d'accès vers dongle). Le schéma de modulation choisi correspond au débit de 1 Mbps pour faciliter l'observation des différentes trames échangées. Le seuil de RTS a été fixé à 1024 octets afin de visualiser les balises RTS et CTS (La longueur de fragmentation des paquets étant fixée à sa valeur maximale égale à 2346 octets). On peut observer sur les signaux de puissance du point d'accès et du dongle deux niveaux : un niveau haut P_{max} correspondant à une phase de transmission (2,75 W pour le point d'accès et 1,75 W pour le dongle) et un niveau bas P_{min}

correspondant à une phase de réception, d'écoute ou de veille (2 W pour le point d'accès et 1 W pour le dongle).

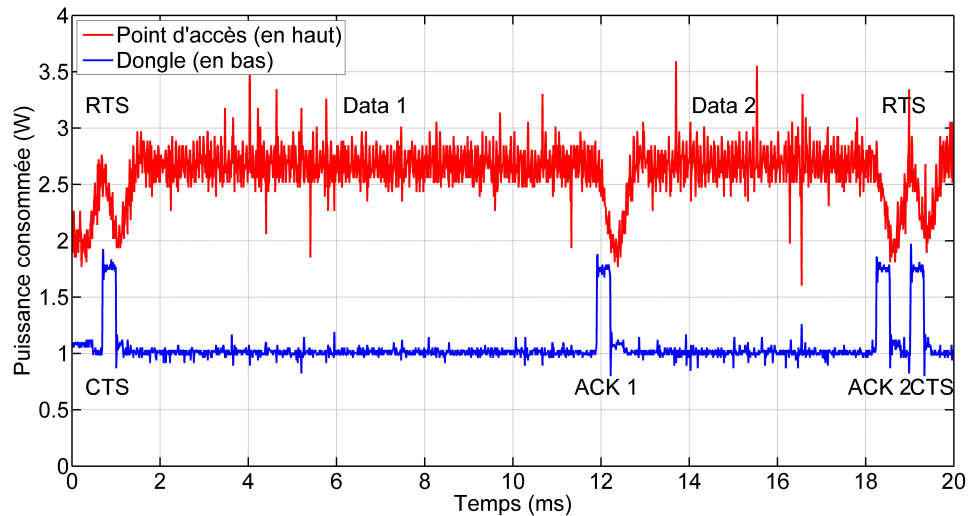


FIGURE 3.7 – Mesure de la puissance instantanée lors d'une transmission entre un point d'accès Netgear vers un dongle TP Link utilisant la norme 802.11b avec un débit maximal de 1 Mbps.

On peut noter que les transitions du niveau haut vers le niveau bas du point d'accès ne sont pas verticales. Par conséquent, lorsque le débit augmente, le signal de puissance instantanée est lissé et on distingue plus difficilement l'échange des paquets et des balises RTS, CTS ou ACK.

Puissance consommée en fonction du débit

On considère dans cette partie une transmission descendante entre le point d'accès et le dongle Wi-Fi. Le schéma de modulation est fixé par l'interface de la box Netgear. Les mesures ont été faites avec une distance entre le dongle et le point d'accès de 1,5 m. Afin de maximiser l'efficacité énergétique de la transmission, aucun cryptage n'a été utilisé, la valeur maximale du seuil de fragmentation a été choisie (2346 octets) et le seuil RTS a été choisi de telle sorte à désactiver l'utilisation des balises RTS/CTS (2347 octets : supérieur au seuil de fragmentation). Le débit effectif moyen est mesuré et enregistré à partir du logiciel Iperf.

Les puissances moyennes consommées dans le point d'accès et dans le dongle sont reportées dans la Table 3.4. Pour faire ces mesures, on considère un temps suffisamment long pour pouvoir moyenner les temps aléatoires présents entre deux transmissions successives générées par l'algorithme de Backoff. Connaissant le niveau bas P_{min} correspondant au mode veille et au mode réception et le niveau haut P_{max} correspondant au mode de transmission, on peut associer un rapport cyclique moyen $\langle RC \rangle$ de transmission et de réception à chaque schéma de modulation.

$$\langle RC \rangle = \frac{P - P_{min}}{P_{max} - P_{min}} \quad (3.12)$$

Ces rapports cycliques moyens sont indiqués dans la Table 3.4 et nous permettront de modéliser les transmissions Wi-Fi en fonction de la puissance rayonnée par le point d'accès.

| Norme | D | P_{AP} | $\langle RC \rangle_{AP}$ | P_{dgl} | $\langle RC \rangle_{dgl}$ |
|------------|----------|----------|---------------------------|-----------|----------------------------|
| b (1Mbps) | 0,80Mbps | 2,70 W | 93,3% | 1,06 W | 8 % |
| b (11Mbps) | 5,8Mbps | 2,50 W | 66,7% | 1,18 W | 24% |
| g (24Mbps) | 13,8Mbps | 2,50 W | 66,7% | 1,24 W | 32% |
| g (36Mbps) | 17,5Mbps | 2,44 W | 58,7% | 1,24 W | 32% |
| g (48Mbps) | 19,5Mbps | 2,38 W | 50,7% | 1,25 W | 33% |
| g (54Mbps) | 21,4Mbps | 2,36 W | 48,0% | 1,25 W | 33% |

TABLE 3.4 – Puissance moyenne consommée pour différentes modulations de la norme 802.11 lors d'une transmission entre le point d'accès (Netgear WG602) et le dongle (TL-WN422g).

Différents comportements peuvent être constatés lorsque la norme de transmission évolue. Pour les schémas de modulation de la norme 802.11b, la puissance moyenne consommée par le point d'accès est plus grande que pour ceux de la norme 802.11g en raison de la durée de transmission des paquets. Plus le débit est important, plus la durée de transmission des paquets diminue ce qui entraîne une diminution de la puissance moyenne consommée. Pour la même raison, la puissance moyenne consommée par le dongle augmente avec le débit. En effet, le dongle envoie les accusés de réception avec une fréquence plus élevée. Ces comportements sont également expliqués à partir des rapports cycliques moyens. L'augmentation de la fréquence des acquittements augmente la valeur du rapport cyclique et entraîne une augmentation de la puissance consommée par le dongle. On constate dans le cas de la modulation 1b à 1 Mbps que la somme des rapports cycliques moyen du dongle et du point d'accès est supérieur à 1. Cela s'explique à l'aide de la Figure 3.7 où l'on constate que les transitions du niveau haut vers le niveau bas ne sont pas verticales. Par conséquent, le rapport cyclique est surévalué pour ces modulations. Pour des schémas de modulations ayant des débits plus élevés, il y a plus d'alternances entre le niveau haut et le niveau bas et les effets liés au temps de montée et au temps de descente se compensent.

Lien entre puissance consommée et puissance rayonnée

Afin d'adapter l'expérience précédente à des simulations en fonction de la puissance rayonnée, la mesure de la puissance consommée en fonction de la puissance rayonnée est réalisée sur le point d'accès Buffalo qui permet de choisir entre quatre valeurs de la puissance rayonnée. On utilise de nouveau le protocole expérimental décrit précédemment (section 3.2.3) lors d'une transmission entre le point d'accès et un dongle. Les niveaux de transmission P_{max} et de réception P_{min} sont mesurés lors d'une transmission en 802.11b et 802.11g pour les quatre valeurs de puissances rayonnées. Ces mesures montrent que le choix de la norme ne modifie pas les niveaux de puissance et que le niveau de puissance associé à la réception n'évolue pas avec la puissance rayonnée. Par conséquent, on peut supposer que l'augmentation de la puissance consommée lors de la transmission d'un paquet est uniquement liée à la puissance consommée par l'amplificateur de puissance. L'évolution de ce niveau P_{max} est tracée en fonction de la puissance rayonnée sur la Figure 3.8.

On constate sur cette figure que les quatre points semblent être alignés sur une droite de coefficient directeur égal à 11. L'inverse de ce coefficient a été défini à l'équation 2.8 dans le chapitre 2 et correspond à l'efficacité de l'amplificateur de puissance. On retrouve une

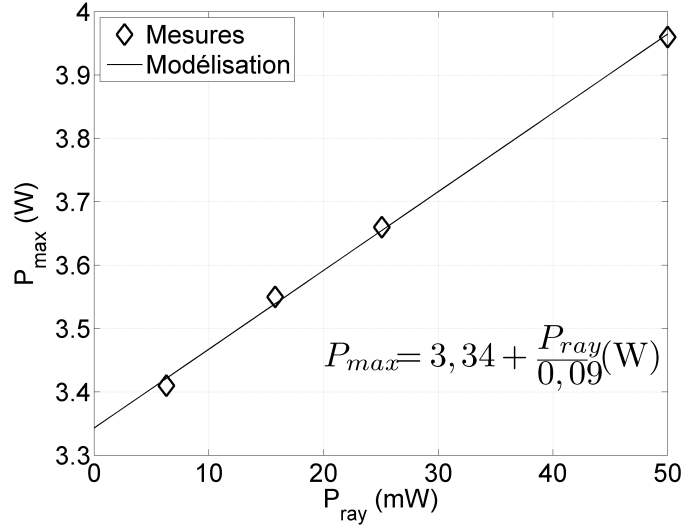


FIGURE 3.8 – Mesure de la puissance consommée relative à une transmission en fonction de la puissance rayonnée par le point d'accès de marque Buffalo.

valeur typique de 9% (Une valeur de 10% est considérée dans les différentes simulations). La puissance P_{max} correspondant au niveau de transmission peut alors s'écrire en fonction de l'efficacité de l'amplificateur de puissance et de la puissance rayonnée par l'équation :

$$P_{max} = P_0 + \frac{P_{ray}}{\mu_{PA}} \quad (3.13)$$

où P_0 correspondrait à la puissance consommée par le point d'accès pour générer le signal sans le transmettre. Cette modélisation nous permettra de comparer les performances d'un réseau à antennes distribuées avec un réseau mono-antenne pour différentes puissances rayonnées.

3.3 Efficacité énergétique dans les RoF DAS

L'efficacité énergétique a été définie dans le chapitre 1 pour prendre en compte à la fois la puissance consommée par l'ensemble du réseau mais également des performances de celui-ci. La métrique utilisée pour quantifier cette efficacité énergétique est l'énergie par bit définie par l'équation 1.3. L'objectif de cette partie est de mesurer l'efficacité énergétique moyenne dans l'espace indoor considéré précédemment et montrer l'intérêt en termes d'efficacité énergétique des réseaux à antennes distribuées par rapport aux réseaux mono-antenne. Dans toute cette partie, l'efficacité énergétique est calculée lors de transmissions descendantes, l'efficacité énergétique correspondant aux transmissions montantes pourrait être déterminée de façon symétrique.

3.3.1 Calcul de l'efficacité énergétique

La métrique utilisée correspond à l'énergie qu'il faut fournir à l'ensemble du réseau pour transmettre un bit effectif. Si on considère un réseau à antennes distribuées avec des liens radio-sur-fibre transportant du Wi-Fi, l'expression de l'énergie par bit peut alors s'écrire

lors d'une transmission suivant l'équation suivante :

$$E_b \text{ (J/Mbit)} = \frac{P_{AP} + P_{dgl} + P_{ch-opt} \text{ (W)}}{D \text{ (Mbps)}} \quad (3.14)$$

où P_{AP} est la puissance moyenne consommée par le point d'accès qui joue le rôle de station centrale, P_{dgl} la puissance moyenne consommée par le module Wi-Fi du terminal (ici un dongle) et P_{ch-opt} la puissance consommée par le lien radio-sur-fibre défini par l'équation 2.12 dans la section 2.3.2.

Nous avons vu dans le chapitre 2 qu'on pouvait admettre comme hypothèse, le fait que la puissance consommée dans la chaîne optique ne dépend pas de la modulation utilisée mais que de la puissance rayonnée par les antennes distribuées. D'autre part, on considère que les puissances consommées par le point d'accès et le module Wi-Fi ne sont dépendantes que de la modulation utilisée et par conséquent de la distance entre l'antenne distribuée et le terminal. Nous supposons pour cela que la station centrale délivre une puissance RF constante à la chaîne optique quelle que soit la puissance rayonnée par les antennes distribuées et que le module Wi-Fi émet également à une puissance constante quelle que soit sa distance avec l'antenne distribuée.

A partir de l'équation 2.12 donnant P_{ch-opt} et de la table 3.4 qui fournit les valeurs de P_{AP} , P_{dgl} et du débit effectif D on peut calculer pour chaque schéma de modulation l'énergie par bit associée.

Ces valeurs d'énergie par bit sont indiquées sur la Figure 3.9. La puissance totale rayonnée P_t est ici égale à 3 dBm (chaque antenne rayonne une puissance de 0,5 mW) pour visualiser sur la simulation tous les débits accessibles et pour comparer les énergies par bit associées à chaque schéma de modulation.

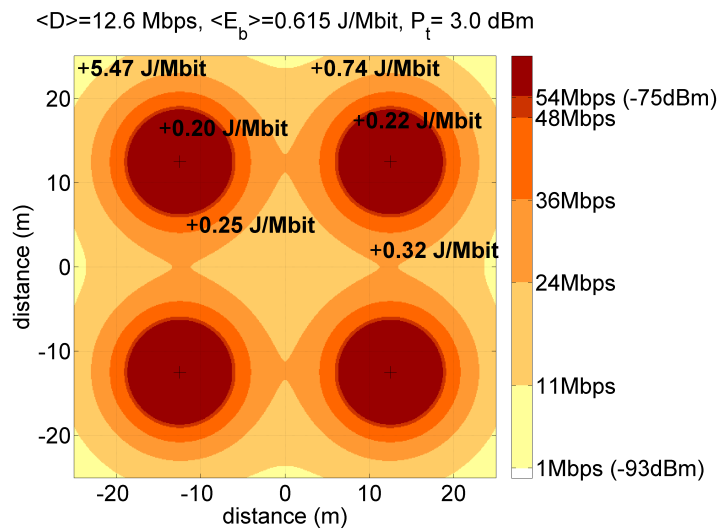


FIGURE 3.9 – Évolution de l'énergie par bit en fonction de la position d'un terminal dans une architecture à quatre antennes distribuées.

On constate que l'énergie par bit est 27 fois plus grande pour la norme 802.11b(1Mbps) que pour la norme 802.11g(54Mbps) et de façon générale l'énergie par bit diminue lorsque le débit associée à la norme augmente. Cela s'explique d'une part par l'augmentation du débit effectif mais également par la diminution de la puissance consommée par le point d'accès (Table 3.4). A partir de ces simulations, une moyenne spatiale de l'énergie par bit

$\langle E_b \rangle$ et du débit effectif $\langle D \rangle$ peuvent être calculées. Ces valeurs sont indiquées dans le titre de la Figure 3.9; on trouve dans le scénario considéré une énergie par bit moyenne de 0,615 J/Mbit et un débit moyen de 12.6 Mbps.

Cette simulation et notamment l'évolution de l'énergie par bit en fonction du schéma de modulation montre l'intérêt d'avoir une couverture uniforme avec un débit maximal. Mais pour cela, il faut augmenter la puissance rayonnée par les antennes distribuées, ce qui va entraîner une augmentation de la puissance consommée dans la chaîne optique.

3.3.2 Evolution des performances en fonction de la puissance rayonnée

En reproduisant la simulation précédente tout en faisant évoluer la puissance totale rayonnée P_t par l'ensemble des antennes distribuées, on peut obtenir l'évolution de la moyenne spatiale de l'énergie par bit et du débit effectif en fonction de P_t . Les résultats de ces simulations sont représentées sur la Figure 3.10 pour des puissances rayonnées totales comprises entre 3 et 20 dBm. On observe sur cette figure que le débit effectif moyen aug-

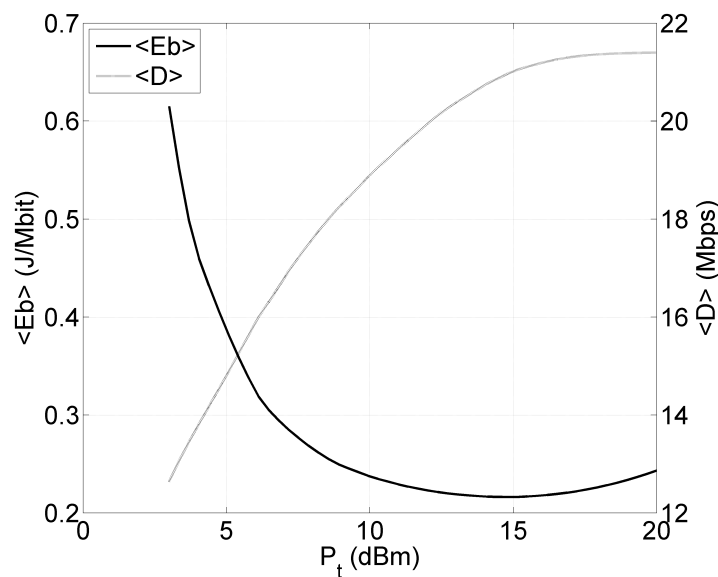


FIGURE 3.10 – Évolution de l'énergie par bit moyenne et du débit moyen en fonction de la puissance rayonnée par les quatre antennes distribuées.

mente progressivement avec la puissance totale rayonnée avant de se stabiliser sur sa valeur maximale. En ce qui concerne l'énergie par bit, il existe une valeur de puissance rayonnée (14,8 dBm) qui optimise l'efficacité énergétique (0,216 J/Mbit) du réseau d'antennes distribuées. L'existence de cet extremum s'explique par deux comportements qui s'opposent. Pour des puissances rayonnées importantes, la puissance consommée par la chaîne optique augmente rapidement (Figure 2.11) et fait augmenter l'énergie par bit. Pour de faibles puissances rayonnées, l'énergie par bit est importante en raison de l'existence de zones couvertes par des normes ayant des débits faibles. On constate également que ce minimum est relativement plat (variation de 0,01 J/Mbit entre 12 et 17 dBm) ce qui permet de choisir le débit réel tout en optimisant l'efficacité énergétique.

3.3.3 Comparaison avec une architecture mono-antenne

Maintenant que l'efficacité énergétique a pu être modélisée et calculée pour des réseaux à antennes distribuées, l'objectif de cette partie est de comparer les valeurs obtenues avec celles d'un réseau comportant une seule antenne pour voir si la puissance consommée dans la chaîne optique peut être compensée par l'augmentation du débit qu'apporte l'architecture à antennes distribuées.

Modélisation de la puissance consommée par le point d'accès

Le choix simultané de la puissance rayonnée et du schéma de modulation n'est pas disponible sur les points d'accès à notre disposition. C'est pourquoi, nous allons utiliser l'évolution de la puissance maximale P_{max} en fonction de la puissance rayonnée du point d'accès de marque Buffalo pour ajuster en fonction de la puissance rayonnée les puissances moyennes consommées par le point d'accès de marque Netgear obtenus dans la Table 3.4.

On suppose que la puissance maximale consommée lors d'une transmission varie linéairement avec la puissance rayonnée selon l'équation 3.13. Sachant que le niveau de puissance maximal du point d'accès Netgear est égal 2,75 W lorsque la puissance rayonnée est de 17 dBm, on peut déterminer la valeur de P_0 intervenant dans l'équation 3.13 si on suppose que l'efficacité de l'amplificateur de puissance est égale à 10%. On trouve alors $P_0 = 2,25$ W.

On peut désormais calculer les puissances moyennes associées à chaque schéma de modulation en utilisant les valeurs des rapports cycliques calculés dans la Table 3.4. La puissance moyenne consommée par le point d'accès $P_{PA\ell}$ associée à la transmission de données suivant le schéma de modulation ℓ s'écrit :

$$P_{PA\ell} = \langle RC \rangle_{\ell} (P_{max} - P_{min}) + P_{min} \quad (3.15)$$

où $\langle RC \rangle_{\ell}$ et le rapport cyclique associé au schéma de modulation ℓ calculé dans la Table 3.4 et P_{max} est le niveau de puissance maximale correspondant à la transmission et qui dépend de la puissance rayonnée selon l'équation 3.13.

Comparaison à puissance rayonnée constante

Tous les éléments sont désormais présents pour pouvoir calculer l'énergie par bit pour chacun des schémas de modulation dans le cas d'une architecture mono-antenne. On réutilise l'expression de l'équation 3.14 à la différence qu'il n'existe plus de terme de consommation de puissance lié à la chaîne optique puisqu'on considère que le point d'accès émet depuis sa propre antenne.

Les énergies par bit sont reportées pour chaque schéma de modulation sur la Figure 3.11a) qui correspond à une simulation réalisée pour une puissance rayonnée de 9 dBm. Pour comparer les valeurs d'énergie par bit à celles obtenues dans une architecture comportant quatre antennes rayonnant la même puissance totale, la simulation est reportée sur la Figure 3.11b). Les énergies par bit sont plus faibles dans le cas mono-antenne, en raison d'une part, de la diminution de la consommation de puissance dans le point d'accès et d'autre part, par l'absence de puissance consommée dans la chaîne optique. En revanche, La moyenne spatiale de l'énergie par bit est trois fois plus faible dans le cas des quatre antennes distribuées. Cette différence est expliquée par une meilleure uniformité de la couverture dans l'architecture à antennes distribuées. Nous avons effectivement vu précédemment que l'espace couvert par un débit théorique de 54 Mbps double pour une même puissance rayonnée.

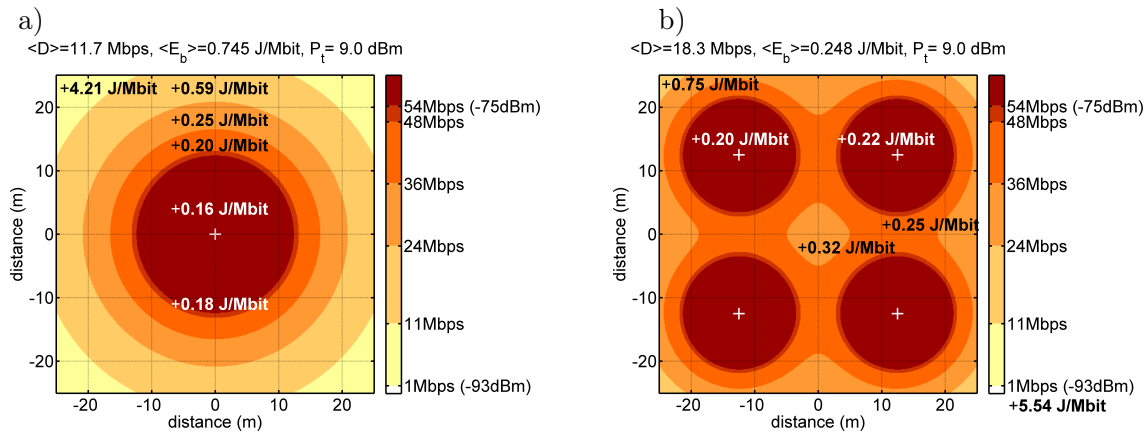


FIGURE 3.11 – a) Évolution de l'énergie par bit en fonction de la position d'un terminal dans une architecture mono-antenne. b) Idem pour une architecture à quatre antennes distribuées.

Evolution avec la puissance rayonnée

La Figure 3.12 présente la comparaison en termes de débit et d'efficacité énergétique d'une architecture comprenant quatre antennes distribuées avec une architecture mono-antenne.

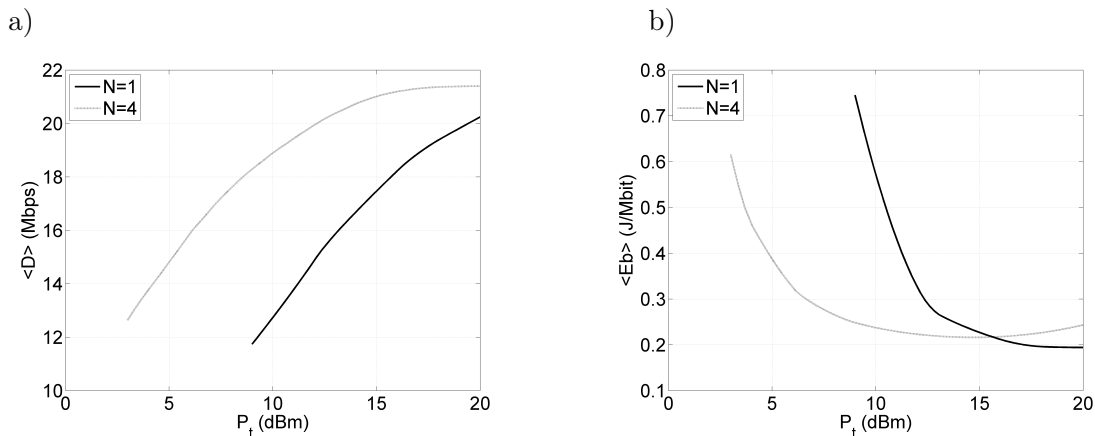


FIGURE 3.12 – Comparaison du débit moyen effectif a) et de l'énergie par bit moyenne b) sur l'ensemble de l'espace considéré pour une architecture mono-antenne ($N = 1$) et une architecture comprenant quatre antennes distribuées ($N = 4$).

On retrouve à partir de la Figure 3.12a) que l'on peut obtenir les mêmes performances en réduisant d'environ 6 dB la puissance rayonnée dans le cas d'une architecture à quatre antennes distribuées. Ce résultat avait été établi théoriquement puis retrouvé à l'aide de simulations au début de ce chapitre. En ce qui concerne la moyenne spatiale de l'énergie par bit, on trouve que l'architecture à quatre antennes distribuées est plus efficace énergétiquement qu'une architecture mono-antenne lorsque la puissance rayonnée est inférieure à 15,7 dBm. On constate sur la Figure 3.12a) qu'une puissance rayonnée supérieure à cette valeur est inutile puisqu'au-delà de cette puissance rayonnée, le débit moyen n'évolue plus.

Dans le cas d'une architecture mono-antenne, on retrouve conformément à d'autres études [114] que l'efficacité énergétique augmente lorsque la puissance rayonnée augmente.

Si l'on considère désormais l'énergie par bit des deux architectures pour des débits moyens identiques, on constate que les énergies par bit sont équivalentes voire légèrement inférieures pour l'architecture mono-antenne.

De plus même si le minimum d'énergie par bit est obtenu avec l'architecture mono-antenne, une grande puissance rayonnée est nécessaire pouvant entraîner des interactions avec les tissus biologiques et une augmentation des interférences avec d'autres dispositifs utilisant les mêmes bandes de fréquences.

Ces simulations ont été réalisées dans un cas plutôt pessimiste pour l'architecture à antennes distribuées. En effet, une puissance de 17 dBm est considérée à la sortie de la station centrale, ce qui paraît surdimensionné pour moduler l'intensité de quatre lasers. De plus, on considère que toutes les antennes distribuées sont actives alors qu'en présence d'un seul terminal, une seule antenne distribuée est nécessaire. Un algorithme de mise en veille des antennes distribuées permettrait également de réduire la puissance consommée dans la chaîne optique et a fortiori l'énergie par bit moyenne.

Conclusion

Les avantages des antennes distribuées ont été établis théoriquement dans ce chapitre et vérifiés par des simulations sur différents environnements. Ces avantages concernent une amélioration de la couverture à puissance rayonnée constante, une diminution de la puissance rayonnée à performances constantes et une diminution des interférences.

De plus, la mesure expérimentale de la puissance moyenne consommée dans un point d'accès et un module Wi-Fi, nous a permis de comparer l'efficacité énergétique d'un réseau à antennes distribuées avec celle d'un réseau ne comportant qu'une seule antenne. Les résultats de ces simulations nous montrent que l'architecture à antennes distribuées est plus efficace énergétiquement en considérant des puissances rayonnées constantes et qu'à performance constante, les efficacités énergétiques des deux réseaux sont équivalentes.

Ces résultats ont été établis en considérant un nombre d'antennes égal à quatre et vont être généralisés dans le chapitre suivant à un environnement quelconque comportant un nombre variable d'antennes distribuées. Pour cela, une méthode de positionnement des antennes sera proposée. D'autre part, les résultats obtenus sur l'efficacité énergétique des réseaux à antennes distribuées dans ce chapitre peuvent être améliorés en ajoutant un algorithme d'extinction des antennes distribuées qui ne sont pas au voisinage d'un utilisateur. Cet algorithme sera proposé dans le chapitre 5.

Chapitre 4

Dimensionnement d'un réseau à antennes distribuées efficace énergétiquement

Sommaire

| | |
|---|-----------|
| Introduction | 74 |
| 4.1 Méthode proposée | 74 |
| 4.1.1 Revue de littérature | 74 |
| 4.1.2 Algorithme de positionnement des antennes | 76 |
| 4.1.3 Méthode DOREE proposée | 78 |
| 4.2 Cas d'un environnement généralisable | 80 |
| 4.2.1 Positionnement des antennes | 80 |
| 4.2.2 Optimisation des paramètres | 81 |
| 4.2.3 Évolution des paramètres pour des géométries différentes | 86 |
| 4.3 Dimensionnement dans un cas concret | 88 |
| 4.3.1 Présentation de l'espace à couvrir | 88 |
| 4.3.2 Détermination de la position des antennes | 89 |
| 4.3.3 Optimisation du nombre d'antennes et de la puissance rayonnée | 90 |
| Conclusion | 93 |

Introduction

Le chapitre précédent a montré l'intérêt de l'utilisation des antennes distribuées dans un environnement indoor en termes de débit et d'efficacité énergétique. L'objectif de ce chapitre est de proposer un modèle permettant de concevoir un réseau à antennes distribuées efficace énergétiquement. Pour cela, différents paramètres doivent être optimisés, tels que le nombre et la position des antennes ainsi que la puissance totale rayonnée. Cette optimisation dépend de la géométrie et de la nature du milieu considéré, de l'atténuation des ondes électromagnétiques dans ce milieu ou encore de la probabilité de présence des utilisateurs souhaitant une connexion sans-fil.

Avant de proposer une solution permettant de choisir les paramètres optimaux, une revue de littérature sur le positionnement des points d'accès et des antennes distribuées est présentée dans une première partie. La méthode proposée pour concevoir un système d'antennes distribuées efficace énergétiquement est ensuite présentée. Puis cette méthode est illustrée dans deux cas différents. Le premier cas considère un espace ayant une géométrie généralisable avec une probabilité de présence uniforme des utilisateurs. L'objectif est alors de déterminer un nombre d'antennes par unité de surface. Le deuxième cas s'intéresse à un cas concret en considérant des densités de probabilité qui varient en fonction du type de pièce occupée par l'utilisateur. Dans ces deux exemples, l'objectif est de montrer que le déploiement d'un réseau à antennes distribuées permet d'obtenir des performances équivalentes en termes de débit par rapport à un réseau mono-antenne, mais en réduisant la puissance totale rayonnée et l'énergie par bit dépensée lors d'une transmission de données.

4.1 Méthode permettant de concevoir un réseau efficace énergétiquement

Pour positionner et déterminer le nombre d'antennes distribuées dans un environnement donné, nous pouvons nous inspirer d'une part, d'études publiées sur le déploiement d'antennes distribuées mais qui sont peu nombreuses et d'autre part, sur celles qui traitent des algorithmes de positionnement des routeurs sans-fil ou points d'accès en environnement indoor. A partir de ces études, nous dégagerons une méthode pour déployer un réseau d'antennes distribuées efficace énergétiquement.

4.1.1 Revue de littérature

Les premiers algorithmes de positionnement des points d'accès se développent à partir des années 2000 grâce aux succès des transmissions Wi-Fi. Ces algorithmes ont pour but de déterminer le nombre et les positions des points d'accès nécessaires pour couvrir un espace donné. L'objectif principal est de limiter le nombre de points d'accès pour réduire les coûts de déploiement. La différence fondamentale entre le déploiement de points d'accès et d'antennes distribuées se situe au niveau de la puissance rayonnée. Dans le déploiement de points d'accès, une puissance rayonnée est souvent choisie pour limiter le nombre de points d'accès alors que l'intérêt des antennes distribuées est de garantir les mêmes performances tout en réduisant la puissance rayonnée. Cette différence s'exprime également lorsque l'on considère la consommation globale de l'architecture.

Positionnement des points d'accès

Pour optimiser le positionnement des points d'accès (ou routeurs sans-fil) plusieurs critères ont été utilisés. Dès 2000, Rodrigues et al. [115] proposent un déploiement réel dans un environnement indoor en maximisant la puissance reçue par le terminal. En 2006, Ling et al. [116] utilisent comme critère le débit effectif pour optimiser la position des points d'accès ainsi que le canal de transmission Wi-Fi. D'autres études permettent de minimiser le nombre de points d'accès en agissant sur les puissances rayonnées par les points d'accès et en minimisant l'atténuation du signal entre le point d'accès et l'utilisateur [117, 118]. Toutes ces études permettent de mettre en évidence que le nombre de points d'accès va dépendre du débit souhaité par utilisateur [116] ou encore du nombre d'utilisateurs [119].

Quel que soit le paramètre à optimiser (puissance reçue, débit, atténuation du signal), l'optimisation fait intervenir des problèmes complexes et les solutions ne peuvent pas être analytiques. Deux méthodes sont alors utilisées. La première consiste à utiliser des méthodes numériques [118] alors que la deuxième utilise une approche heuristique [120, 121]. Les méthodes numériques nécessitent d'utiliser une fonction à optimiser convexe et continue, ce qui n'est pas toujours le cas notamment lorsque l'on souhaite par exemple minimiser l'atténuation en utilisant un modèle de propagation de type Motley-Keenan. L'approche heuristique consiste à déterminer parmi un nombre de possibilités données celle qui minimise la grandeur souhaitée. L'avantage de la méthode numérique est de déterminer le minimum local de la fonction à minimiser alors que la méthode heuristique donne une valeur optimale à partir d'une liste préalablement définie.

En revanche, tous ces algorithmes ont pour but d'optimiser les performances du réseau ainsi que le coût, mais ne prennent pas en considération la consommation énergétique de ces points d'accès. En 2007, Jardosh et al [122] attirent l'attention sur l'intérêt de développer des algorithmes de déploiement de points d'accès permettant de réduire les consommations énergétiques. Toutefois, ces algorithmes sont basés essentiellement sur la mise en veille des points d'accès et non sur leur nombre ou leur position. La multiplication des points d'accès entraîne non seulement une augmentation de la consommation énergétique mais également une augmentation des interférences entre les signaux émis par les différents points d'accès, alors que les réseaux à antennes distribuées utilisent une gestion centralisée de l'accès aux ressources qui limitent ces interférences et améliorent la qualité de service des utilisateurs [123].

Positionnement des antennes distribuées

En ce qui concerne les études de positionnement des antennes distribuées, elles utilisent pour la grande majorité l'optimisation de la capacité de Shannon, en bit/s/Hz [124–126] définie à l'équation 1.1. L'optimisation est réalisée en maximisant l'espérance de la capacité, c'est-à-dire en prenant en compte des différentes positions possibles pour le terminal dans son environnement ainsi que les probabilités de présence des utilisateurs associées. Wang et al. [126] montrent que ce critère revient à minimiser l'espérance de la distance au carré entre le terminal et l'antenne distribuée la plus proche lorsqu'on considère un algorithme de transmission sélective. Dans ce cas, seule l'antenne la plus proche rayonne une puissance ce qui implique une mise en veille des autres antennes distribuées. L'intérêt de maximiser l'espérance de la capacité est de donner une limite supérieure au débit accessible, quelle que soit la norme choisie (Wi-Fi, WiMedia...). De plus, ce critère permet également des performances optimisées lorsqu'on considère une configuration multi-utilisateurs [127].

Ces différents articles considèrent cependant exclusivement des géométries circulaires

pour le déploiement des antennes distribuées. Par conséquent, les antennes sont positionnées au centre de l'environnement puis réparties équitablement autour d'un cercle de rayon r qui est déterminé à partir de l'algorithme de maximisation de l'espérance de la capacité. Le champ d'application de ces simulations se limite donc à des densités de probabilité de présence des terminaux uniforme ainsi qu'à des géométries circulaires ou hexagonales [128] qui ne sont pas forcément adaptées pour les communications indoor. Dans la suite de ce chapitre, nous proposons d'étendre cette recherche de positionnement d'antennes distribuées à des géométries quelconques et en considérant des densités de probabilité de présence des utilisateurs non-uniformes.

Aspect énergétique dans le déploiement d'un RoF DAS

En ce qui concerne le positionnement ou le nombre d'antennes permettant de concevoir un système efficace énergétiquement en utilisant des antennes distribuées reliées par radio-sur-fibre, peu d'études ont été publiées. On peut citer tout de même Zhang et al. [24] qui dans un premier temps déterminent le positionnement des antennes distribuées en fonction de leur nombre dans une configuration circulaire, en maximisant l'espérance de la capacité de Shannon. Puis, dans un deuxième temps, le nombre d'antennes est obtenu en optimisant la puissance consommée. Pour cela, les auteurs considèrent que les puissances consommées par les dispositifs de la chaîne de transmission sont constantes et indépendantes de la norme et du débit de transmission. De plus, cet article ne décrit pas la méthode utilisée pour transporter le signal jusqu'à l'antenne distribuée et ne considère aucune puissance supplémentaire. Les limites de cet article sont donc l'utilisation d'un espace circulaire ayant une densité de probabilité uniforme des utilisateurs ainsi que l'indépendance de la puissance des circuits avec le schéma de modulation, utilisé alors que nous avons vu le contraire dans le chapitre 3.

Une autre étude concernant les réseaux à antennes distribuées par radio-sur-fibre à été réalisée par Crisp et al. [23]. Dans cet article, les auteurs modélisent la puissance totale consommée par la chaîne de transmission radio-sur-fibre et optimisent la puissance rayonnée par chaque antenne distribuée pour garantir la meilleure couverture. Cette étude permet donc de déterminer le nombre d'antennes nécessaires et la puissance rayonnée associée à chaque antenne. En revanche, la métrique utilisée dans cet article est la puissance consommée par unité de surface et ne prend donc pas en compte le débit de la transmission. D'autre part, les puissances consommées par le point d'accès et les terminaux ne sont pas considérées, la chaîne de transmission globale n'est donc pas prise en compte alors que nous avons vu que ces puissances dépendaient de la qualité de la transmission.

Nous pouvons nous inspirer de cette étude bibliographique pour positionner dans un premier temps les antennes distribuées en optimisant l'espérance de la capacité de Shannon. Ensuite, une méthode optimisant l'efficacité énergétique sera proposée pour déterminer le nombre d'antennes distribuées, ainsi que la puissance totale rayonnée.

4.1.2 Algorithme de positionnement des antennes

Rappel sur l'architecture envisagée

La Figure 4.1 rappelle l'architecture envisagée dans cette thèse. L'amplitude des signaux issus du point d'accès est adaptée pour moduler directement le signal optique délivré par un laser DFB. Après avoir été séparé par un diviseur optique, les différents signaux optiques sont transportés sur fibre optique jusqu'aux antennes distribuées où ils sont convertis en signaux RF par l'intermédiaire d'une photodiode et d'un amplificateur transimpédance. Ces

signaux RF sont ensuite amplifiés par un amplificateur de puissance avant d'être rayonnés par l'antenne distribuée jusqu'au terminal. Dans le sens montant, les mêmes types de composants sont envisagés, mais on considère cette fois un combineur RF au lieu du combineur optique. Le mode de transmission simulcast est envisagé dans ce chapitre, c'est à dire que la puissance reçue par le terminal correspond à la somme des puissances provenant des différentes antennes distribuées. De plus, on considère que la puissance totale rayonnée est répartie équitablement sur les différentes antennes distribuées, c'est-à-dire que la puissance rayonnée P_{ti} par l'antenne distribuée i s'écrit suivant l'équation 2.10.

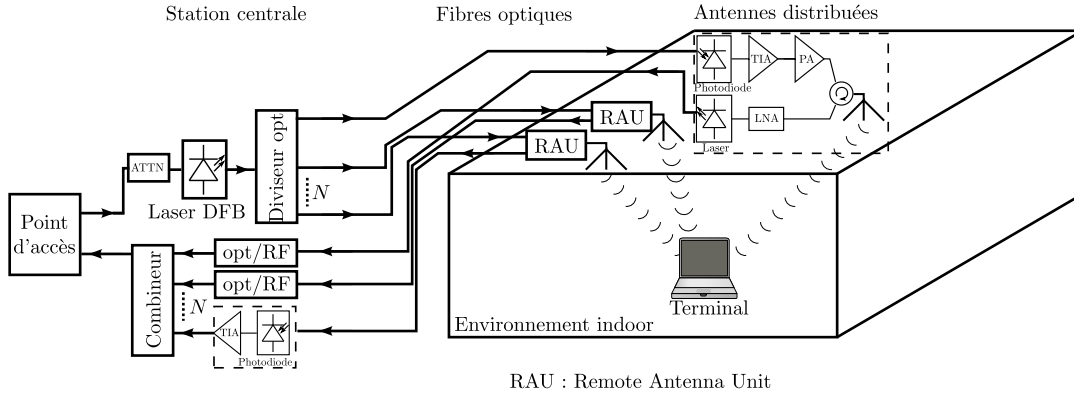


FIGURE 4.1 – Présentation de l'architecture du réseau d'antennes distribuées utilisant des liens radio-sur-fibre entre la station centrale et les antennes distribuées.

Critère de positionnement choisi

Conformément aux études précédentes, les positions des antennes distribuées sont obtenus en maximisant l'espérance spatiale de la capacité de Shannon du réseau. Pour cela une méthode numérique est choisie en échantillonnant l'espace à couvrir à deux dimensions conduisant à un nombre d'inconnues égal à deux fois le nombre d'antennes envisagées. Cette étude à deux dimensions limite l'étude de propagation sur plusieurs étages, mais l'atténuation des signaux étant importante dans les dalles de béton armé (une dizaine de dB), l'utilisation d'antennes distribuées à chaque étage permet de limiter ces atténuations en réduisant la distance entre l'antenne et le terminal. L'emploi d'une cartographie à deux dimensions au lieu de trois permet de simplifier le problème d'optimisation tout en gardant un modèle proche des considérations de déploiement.

Le critère de positionnement est donc l'optimisation de la capacité de Shannon qui s'écrit selon l'équation suivante :

$$\bar{C} = E_p \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{\sigma^2} \right) \right\} = \sum_{j,k} C_{j,k} p_{j,k} \quad (4.1)$$

où σ^2 est la variance du bruit blanc gaussien lié au canal de transmission, j et k sont les indices d'échantillonnages suivant les deux directions de l'espace et P_r est la somme des puissances reçues par le terminal issus des différentes antennes distribuées. La puissance moyenne du bruit blanc gaussien est considérée pour une température de 300 K avec une bande passante associée au Wi-Fi de 20 MHz, soit une puissance moyenne de bruit égale à -101 dBm.

Schéma simplifié de l'algorithme utilisé : Algorithme PAD

La fonction à optimiser prend en entrée les abscisses et ordonnées de chaque antennes distribuées et donne en sortie l'espérance de la capacité de Shannon défini par l'équation 4.1. L'algorithme d'optimisation choisi, appelé dans la suite algorithme PAD (Positionnement des Antennes Distribuées), suit l'algorithme simplifié suivant :

- **Initialisation**

1. Choisir des valeurs initiales pour les coordonnées des antennes distribuées.
2. Calculer \bar{C} avec les valeurs initiales.

- **Boucle principale**

1. Calculer le gradient de \bar{C} .
2. Déterminer la direction de descente en fonction de la valeur du gradient.
3. Déterminer le pas d'incrémentation.
4. Déduire les nouvelles valeurs pour les coordonnées des antennes.
5. Calculer \bar{C} .
6. Répéter les étapes 1 à 5 jusqu'à convergence de l'algorithme.

Les différentes méthodes d'optimisation utilisent en général le même schéma, mais le calcul de la direction et du pas varient selon les méthodes. Après avoir testé plusieurs méthodes d'optimisation, la méthode de quasi-Newton [129] semble être celle qui converge le plus rapidement pour notre problème tout en donnant un résultat fiable. Nous utilisons la fonction *fminunc* de la librairie d'optimisation de MatlabTM. Cette fonction permettant de chercher un minimum, le critère employé pour utiliser cette fonction est $-\bar{C}$. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle peut converger vers un minimum local. Pour éviter cela, plusieurs optimisations sont réalisées à partir d'initialisations différentes pour vérifier la convergence de l'algorithme PAD vers un minimum global.

4.1.3 Méthode proposée pour dimensionner un réseau d'antennes distribuées efficace énergétiquement

Afin de concevoir un réseau domestique efficace énergétiquement une méthode est proposée dans cette thèse pour définir le nombre et la position des antennes distribuées ainsi que la puissance totale rayonnée par ces antennes. Cette méthode est nommée la méthode DOREE dans la suite de cette thèse (DimensiOnnement d'un Réseau Efficace Energétique-ment).

Présentation de la méthode DOREE

La méthode DOREE est décrite par les étapes suivantes :

1. **Définition d'un cahier des charges.** En fonction des besoins des utilisateurs, un cahier des charges imposant le débit effectif minimum de transmission doit être défini. Les paramètres obtenus dépendront de ce cahier des charges.
2. **Estimation de la carte de probabilité de présence des utilisateurs.** La demande de couverture dans un environnement indoor tels que des locaux professionnels n'est pas uniforme. La distinction entre les pièces et les différentes zones du bâtiment à couvrir est donc nécessaire pour définir une carte de probabilité de présence.

3. **Mesure de l'atténuation moyenne.** A partir de mesures d'atténuations de signaux se propageant dans l'espace considéré, un modèle de propagation semi-empirique peut être choisi. Soit on considère le modèle de Motly-Keenan, en prenant en compte les différentes atténuations correspondantes à une liste d'obstacles (cloisons, murs...) présents dans l'environnement, soit on utilise le modèle log-distance. Dans ce cas il suffit de déterminer le coefficient d'atténuation moyen n défini dans l'équation 3.2.
4. **Détermination de la position des antennes distribuées.** A partir de l'algorithme présenté dans la partie précédente, la position des antennes distribuées peut être obtenue à partir de la carte de probabilité de présence des utilisateurs et du modèle de propagation. Ces positions sont déterminées pour un nombre variable d'antennes distribuées.
5. **Détermination de la puissance rayonnée et du nombre d'antennes distribuées.** A partir de la position des antennes distribuées, l'espérance spatiale du débit et de l'énergie par bit peuvent être obtenues par des simulations pour différentes valeurs de puissances rayonnées et pour un nombre variable d'antennes distribuées. Les valeurs optimales recherchées sont celles qui permettent de respecter le cahier des charges tout en minimisant l'énergie par bit et la puissance totale rayonnée.

Intérêts et limites de la méthode DOREE

L'intérêt de la méthode DOREE est d'être indépendante de la norme de communication considérée. Entre une propagation de signaux Wi-Fi, de signaux 60 GHz, ou de signaux LTE, seul le modèle de propagation évolue. Un autre intérêt est que cette méthode peut s'appliquer à toute géométrie de bâtiment ou d'espace à couvrir.

Une des limites de ce modèle est d'utiliser une méthode numérique pour placer dans un premier temps les antennes, puis pour déterminer le nombre d'antennes distribuées et la puissance totale rayonnée par ces antennes. Une approche analytique du problème aurait été intéressante, mais aurait nécessité des simplifications du modèle pour calculer l'énergie par bit ou alors une restriction à des espaces de formes particulières comme par exemple à des géométries circulaires (étude bibliographique de la partie 4.1.1). Une autre limite est l'utilisation d'une modélisation à deux dimensions au lieu de trois. Cette modélisation permet toutefois de simplifier la résolution numérique tout en gardant une pertinence des résultats obtenus dans le cas de transmissions sur un seul étage. Les immeubles peuvent alors être considérés en séparant les transmissions suivant les différents étages.

Dans la méthode DOREE, le placement des antennes est indépendant des considérations énergétiques, puisque dans un premier temps les antennes distribuées sont placées pour maximiser la capacité, puis dans un deuxième temps, les déterminations du nombre d'antennes distribuées et de la puissance rayonnée sont obtenues. Une optimisation de l'énergie par bit aurait pu également permettre de positionner les antennes distribuées pour différentes valeurs de N . En revanche cela suppose une puissance rayonnée donnée puisqu'elle modifie fortement l'énergie par bit. L'intérêt de notre méthode est d'essayer de limiter la puissance rayonnée tout en cherchant une énergie par bit minimale. De plus le fait de maximiser la capacité permet d'obtenir les meilleures performances dans le cas d'un faible nombre d'utilisateur mais également dans des zones avec une densité d'utilisateurs importante [127].

Dans la suite de ce chapitre, l'énergie par bit est calculée pour un utilisateur (puissance consommée par un seul terminal). L'extension de cette méthode à une configuration multi-utilisateurs est traitée au chapitre suivant mais l'objectif des antennes distribuées étant de

rapprocher les antennes des utilisateurs, la multiplication du nombre d'antennes permet de tendre vers un cas où une antenne distribuée est associée à un utilisateur.

Extension du modèle

Le modèle utilisé par la suite considère des antennes isotropes et une répartition identique de la puissance totale rayonnée sur les différentes antennes distribuées. Le modèle proposé pourrait être étendu en utilisant des antennes directionnelles qui concentrent la puissance rayonnée sur des zones où la densité d'utilisateurs est susceptible d'être importante. Cela permet également de réduire la puissance rayonnée dans les zones où les probabilités sont faibles [130]. De la même façon, une puissance rayonnée variable en fonction de la position des antennes distribuées [131] pourrait être adoptée. Ces extensions peuvent s'intégrer facilement au modèle proposé mais par soucis de généralisation du modèle, ces points ne seront pas considérés par la suite.

4.2 Cas d'un environnement généralisable

Nous considérons dans cette partie le déploiement d'antennes distribuées dans un environnement indoor où la densité de probabilité des utilisateurs est supposée uniforme. Nous envisageons un espace ouvert avec un grand nombre d'obstacles (mobilier) répartis uniformément dans l'espace qui peut modéliser un bâtiment professionnel (open space) ou les salles d'attentes d'un aéroport ou d'une gare. Le coefficient d'atténuation n choisi est égal à quatre modélisant ainsi un espace indoor usuel. Plusieurs dimensions de l'espace seront considérées pour vérifier si les valeurs optimales du nombre d'antennes et de la puissance totale rayonnée sont généralisables. Nous considérons pour cela trois géométries différentes couvrant la même surface de 2400 m^2 , de dimensions $49 \text{ m} \times 49 \text{ m}$, $60 \text{ m} \times 40 \text{ m}$ et $80 \text{ m} \times 30 \text{ m}$. Nous développerons dans un premier temps l'application de la méthode proposée ci-dessus au cas $60 \text{ m} \times 40 \text{ m}$, puis les résultats obtenus seront comparés dans un deuxième temps à ceux des deux autres géométries.

4.2.1 Positionnement des antennes

Afin d'appliquer la méthode DOREE, une numérisation de l'espace doit être considérée. La grille d'échantillonnage choisie à une période spatiale de 10 cm. Nous considérons donc 600×400 points pour décrire l'environnement considéré. Cette période d'échantillonnage nous permet de placer les antennes avec une bonne précision tout en limitant le temps de calcul des positions à quelques heures. D'autres tentatives avec des périodes d'échantillonnages plus petites ont permis de montrer que l'algorithme utilisé convergeait vers les mêmes valeurs. Considérant dans cette première partie une densité de probabilité uniforme des utilisateurs, la capacité de Shannon moyenne s'obtient en sommant la capacité de Shannon en chaque point de l'environnement affecté de la probabilité $p_{j,k} = \frac{1}{600 \times 400}$.

Les résultats du positionnement des antennes distribuées ainsi que l'évolution de la capacité de Shannon moyenne optimale sont présentées sur les Figures 4.2 et 4.3. Cette optimisation a été réalisée pour une puissance totale rayonnée égale à 10 dBm en utilisant l'algorithme PAD. D'autres simulations avec des puissances totales rayonnées différentes ont permis de montrer que les positions des antennes ne dépendent pas de la puissance totale rayonnée, et que l'allure de la capacité optimale en fonction du nombre d'antennes distribuées est conservée. Cette optimisation a été réalisée pour un nombre d'antenne compris entre 1 et 12. Au-delà de 12 antennes, la dépendance du débit et de l'énergie par bit

devient monotone et nous montrerons dans la suite qu'au vu de la surface considérée, les valeurs du nombre optimal d'antennes distribuées resteront inférieures à 12.

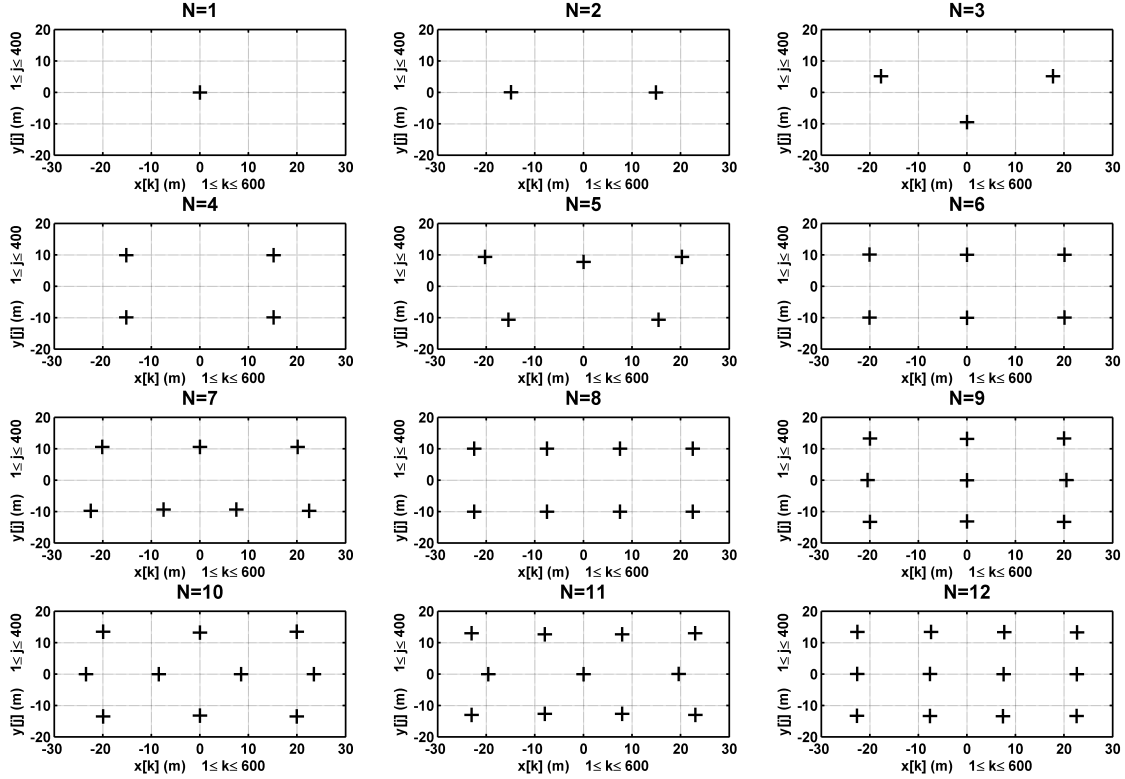


FIGURE 4.2 – Résultats du positionnement optimal des antennes distribuées dans une architecture indoor de dimensions $60 \text{ m} \times 40 \text{ m}$.

Les résultats obtenus sur la Figure 4.2 montrent que les antennes sont réparties uniformément dans l'espace et que les positions vérifient les règles de symétries liées à l'espace. La Figure 4.3 confirme à nouveau l'intérêt des réseaux à antennes distribuées puisque la valeur optimale de la moyenne spatiale de la capacité de Shannon augmente avec le nombre d'antennes distribuées alors que la puissance totale rayonnée reste constante.

4.2.2 Optimisation des paramètres

Connaissant les positions des antennes distribuées, on peut désormais reconduire les simulations réalisées au chapitre 3. Les moyennes spatiales du débit et de l'énergie par bit permettront ensuite de déterminer les paramètres optimaux de N et P_t qui optimisent l'énergie par bit tout en garantissant la qualité de service souhaitée.

Evolution du débit effectif

La Figure 4.4 présente l'évolution spatiale du débit théorique accessible associé aux différents schémas de modulation de la norme Wi-Fi en fonction de la position d'un utilisateur dans l'environnement. De la même façon que dans la section 3.3, le débit moyen

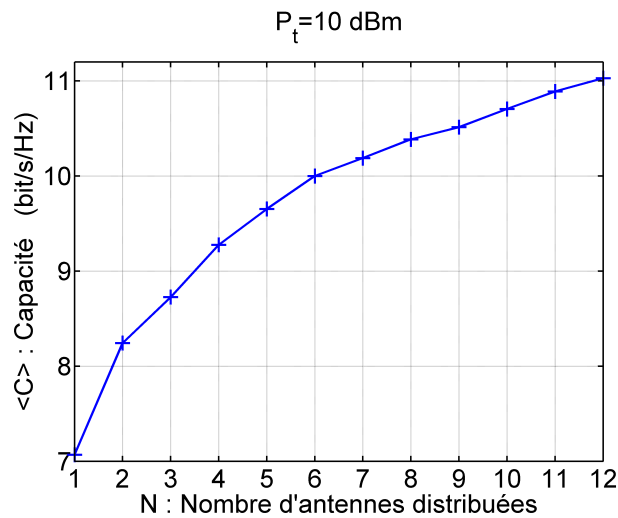


FIGURE 4.3 – Evolution de la moyenne spatiale de la capacité de Shannon moyenne optimale en fonction du nombre d'antennes distribuées pour une puissance totale rayonnée égale à 10 dBm.

et l'énergie par bit moyenne peuvent être ici calculés. Dans ce cas où on considère cinq antennes distribuées et une puissance totale rayonnée de 7 dBm, on obtient un débit moyen égal 17,5 Mbps et une efficacité énergétique moyenne de 0,275 J/Mbit (titre de la Figure 4.4).

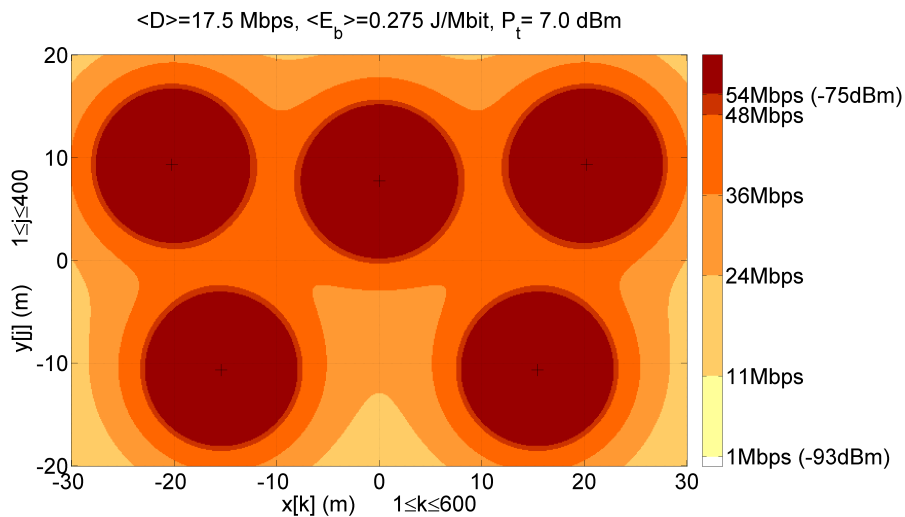


FIGURE 4.4 – Simulation permettant de déterminer les moyennes spatiales du débit effectif et de l'énergie par bit.

En reproduisant ces simulations et en modifiant le nombre d'antennes distribuées N et la puissance totale rayonnée P_t , on peut tracer les courbes de l'évolution du débit moyen avec le nombre d'antennes distribuées. La Figure 4.5 présente cette évolution pour des puissances totales rayonnées de 7, 10 et 13 dBm. Pour des puissances inférieures à 7 dBm, les puissances reçues dans certaines parties de l'espace sont trop faibles pour qu'une communication puisse être établie dans le cas d'un faible nombre d'antennes distribuées. D'autre part lorsque la

puissance totale rayonnée est supérieure à 13 dBm, on atteint rapidement un débit effectif moyen maximal (21,4 Mbps), c'est-à-dire que tous les points de l'espace peuvent bénéficier du débit maximal.

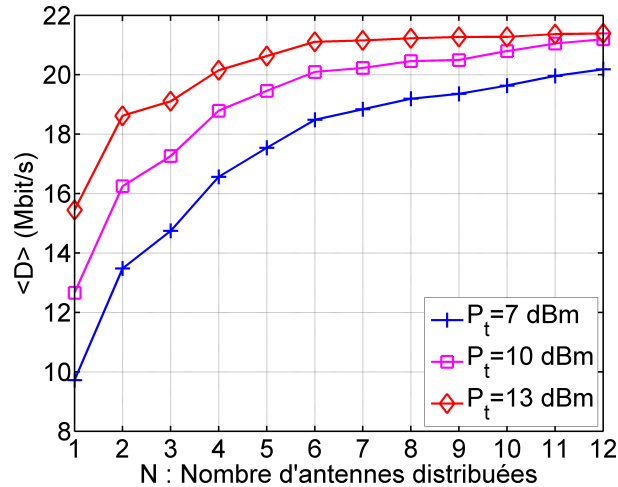


FIGURE 4.5 – Évolution du débit moyen en fonction du nombre d'antennes distribuées pour des puissances totales rayonnées de 7, 10 et 13 dBm.

On constate sur la Figure 4.5 que pour une même puissance rayonnée, le débit effectif moyen augmente avec le nombre d'antennes distribuées avant d'atteindre une valeur maximale lorsque la couverture sur l'espace considéré est uniforme. On remarque également qu'on obtient la même allure pour l'évolution du débit effectif que pour l'évolution de la capacité de Shannon (Figure 4.3). Ce point nous permet de valider l'algorithme PAD puisqu'une augmentation de la moyenne spatiale de la capacité de Shannon entraîne une augmentation de la moyenne spatiale du débit.

La Figure 4.6 présente désormais l'évolution de la moyenne spatiale du débit en fonction du nombre d'antennes distribuées et de la puissance totale rayonnée. On constate sur

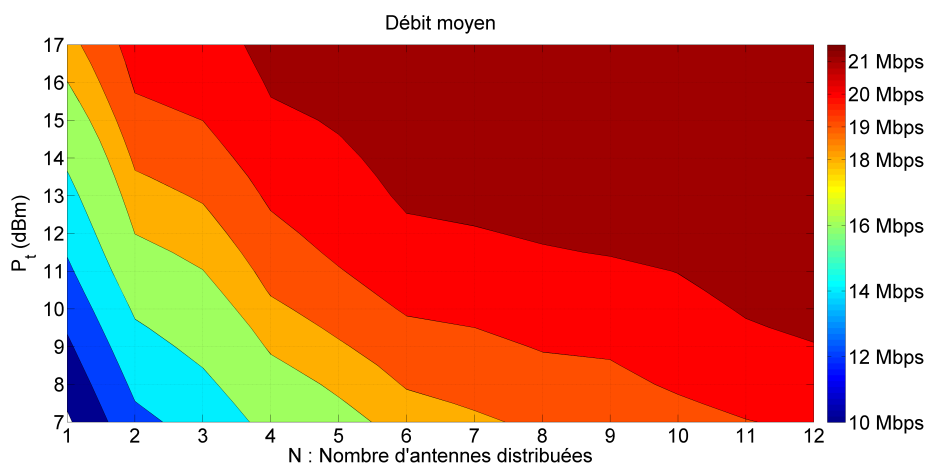


FIGURE 4.6 – Évolution du débit moyen en fonction du nombre d'antennes distribuées N et de la puissance totale rayonnée P_t .

cette Figure une rupture de pente pour $N = 3$. Cette rupture de pente est liée au fait

que la géométrie de l'espace considéré ne permet pas de placer trois antennes de façon optimale (Figure 4.2). Quel que soit le positionnement de ces antennes, il existe des zones éloignées des antennes qui dégradent le débit effectif moyen. En outre, cette Figure nous permet de montrer qu'un même débit effectif moyen peut être obtenu avec une réduction de la puissance totale rayonnée et une augmentation du nombre d'antennes distribuées. L'intérêt de réduire la puissance rayonnée permet à la fois de réduire l'exposition aux ondes électromagnétiques et de réduire la puissance consommée par les amplificateurs de puissance. En revanche, l'augmentation du nombre d'antennes distribuées augmente le nombre de composants actifs augmentant ainsi la puissance électrique consommée. L'étude de ce compromis est menée dans la section suivante.

Evolution de l'énergie par bit

La Figure 4.7 présente l'évolution de la moyenne spatiale de l'énergie par bit en fonction du nombre d'antennes distribuées pour des puissances totales rayonnées égales à 7, 10 et 13 dBm. L'axe des abscisses commence pour $N = 3$ puisque pour $P_t = 7$ dBm il existe des zones où aucune transmission n'est possible (puissance reçue trop faible) et l'énergie par bit moyenne ne peut alors pas être calculée. La moyenne spatiale de l'énergie par bit est tracée sur une échelle logarithmique pour mieux distinguer son évolution en fonction de la puissance rayonnée.

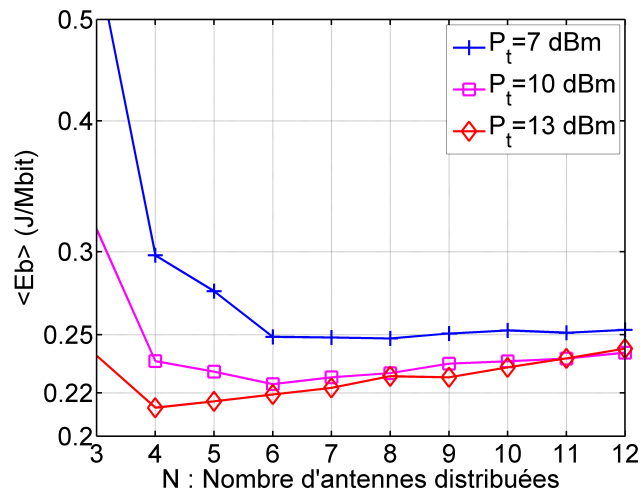


FIGURE 4.7 – Évolution de l'énergie par bit moyenne en fonction du nombre d'antennes distribuées pour des puissances totales rayonnées de 7, 10 et 13 dBm.

Plusieurs comportements en fonction de la puissance rayonnée sont constatés sur cette Figure. Afin de les expliquer, nous utilisons l'évolution du débit effectif présentée à la Figure 4.5, puisque l'énergie par bit est définie comme le rapport de la puissance totale consommée sur le débit effectif. Dans le cas général, la moyenne spatiale de l'énergie par bit passe par une valeur minimale pour un nombre d'antennes distribuées donné. Cet optimum est égal à $N = 4$ pour $P_t = 13$ dBm, $N = 6$ pour $P_t = 10$ dBm et $N = 8$ pour $P_t = 7$ dBm. Pour des faibles valeurs du nombre d'antennes distribuées, l'énergie par bit est importante en raison, d'un débit plus faible et d'une puissance consommée par le point d'accès plus importante (Table 3.4). Lorsque le nombre d'antennes distribuées augmente, la puissance totale consommée par la chaîne optique augmente alors que le débit reste

constant, expliquant ainsi l'augmentation de l'énergie par bit. En ce qui concerne la courbe correspondant à une puissance rayonnée égale à 7 dBm, l'énergie par bit moyenne reste quasiment constante puisque l'augmentation de la puissance consommée est compensée par une augmentation du débit effectif (Figure 4.5). Pour le cas $P_t = 13$ dBm, le débit maximum n'évolue quasiment plus avec le nombre d'antennes distribuées. Par conséquent, l'énergie par bit augmente puisque la puissance totale consommée augmente linéairement avec le nombre d'antennes distribuées, conformément à ce qui a été vu dans le Chapitre 2 à la Figure 2.11.

Pour prendre en compte à la fois l'évolution de la moyenne spatiale de l'énergie par bit avec le nombre d'antennes distribuées, mais également avec la puissance totale rayonnée, la carte d'énergie par bit en fonction de ces deux paramètres est représentée sur la Figure 4.8.

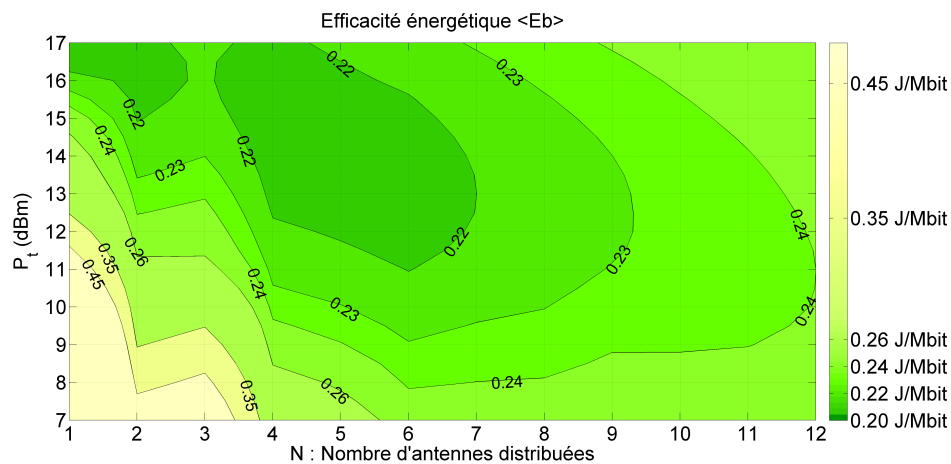


FIGURE 4.8 – Évolution de l'énergie par bit moyenne en fonction du nombre d'antennes distribuées N et de la puissance totale rayonnée P_t .

De la même façon que dans le paragraphe précédent, certaines variations de l'énergie par bit peuvent être expliquées avec l'évolution du débit moyen illustrée sur la Figure 4.6. On constate que la zone correspondant à une énergie par bit minimale comprise entre 0,21 et 0,22 J/Mbit s'étend sur une zone allant de $N = 1$ à $N = 6$. Le cas $N = 3$ où l'énergie par bit subit une rupture de pente a été expliqué lors de l'analyse de l'évolution du débit (Figure 4.6). On en déduit qu'il est possible d'obtenir une énergie par bit minimale en réduisant la puissance rayonnée et en augmentant le nombre d'antennes distribuées. Nous montrons ainsi qu'une augmentation du nombre d'antennes distribuées permet non seulement de réduire le taux d'exposition aux ondes, mais également d'obtenir une énergie par bit minimale. En d'autres termes, l'augmentation de la puissance consommée liée à la multiplication de composants opto-électroniques dans la chaîne optique est compensée par l'amélioration du débit effectif.

Détermination des paramètres optimaux

L'optimisation de l'énergie par bit, qui permet de réduire au maximum la puissance rayonnée dépend de la qualité de service que l'on souhaite donner aux utilisateurs dans leur environnement. Si par exemple, le cahier des charges impose d'avoir un débit effectif moyen de 20 Mbps, les Figures 4.6 et 4.8 permettent d'obtenir la puissance rayonnée minimale

et le nombre d'antennes distribuées qui optimise l'énergie par bit. Dans ce cas, on obtient $N = 6$ et $P_t = 11$ dBm. Les valeurs moyennes spatiales du débit et de l'énergie par bit sont alors égales à 20,5 Mbps et 0,220 J/Mbit.

Rappelons que l'énergie par bit obtenue a été déterminée à partir de la consommation d'un point d'accès et d'un terminal qui rayonnent une puissance de 17 dBm. La puissance RF du point d'accès servant uniquement à moduler le signal optique d'un laser DFB, on peut supposer qu'une puissance RF égale à 1 dBm serait suffisante. De plus, le rapprochement entre le terminal et l'antenne distribuée nous permet d'envisager également une diminution de la puissance rayonnée par le module Wi-Fi. Dans le cas considéré, $P_t = 11$ dBm, c'est-à-dire que la puissance rayonnée par une antenne est égale à 3,2 dBm (Equation 2.10). On ne peut pas considérer que la transmission est symétrique puisque le terminal reçoit la somme des signaux émis par toutes les antennes (mode simulcast), mais on peut admettre qu'une puissance rayonnée par le terminal égale à 6 dBm est suffisante pour assurer la transmission montante. En considérant ces nouvelles puissances rayonnées, nous pouvons estimer les puissances moyennes consommées par le point d'accès et le module Wi-Fi en utilisant les rapports cycliques moyens de la Table 3.4, les équations 3.13 et 3.15 et en supposant que l'efficacité des amplificateurs de puissance μ_{PA} est égale à 10%. On obtient alors une moyenne spatiale de l'énergie par bit égale à 0,200 J/Mbit, ce qui conduit à une réduction de 9% de l'énergie par bit.

Si l'on considère le cas mono-antenne, le cahier des charge est respecté pour une puissance rayonnée de 20 dBm. On constate donc que l'utilisation d'un système à antennes distribuées permet de diviser par 8 (11 dBm à 20 dBm) la puissance totale rayonnée tout en garantissant la même qualité de service. L'intérêt sera d'autant plus élevé en considérant un algorithme de mise en veille des antennes distribuées. Cet algorithme sera étudié dans le chapitre 5.

4.2.3 Évolution des paramètres pour des géométries différentes

L'étude précédente nous a permis de déterminer le nombre et la position des antennes distribuées ainsi que la puissance totale rayonnée pour optimiser l'énergie par bit, tout en respectant un cahier des charges en termes de débit effectif moyen. Pour vérifier si les résultats obtenus sont généralisables, la même étude est réalisée en considérant des espaces de surfaces identiques au cas précédents, mais avec des géométries différentes. Nous envisageons pour cela un environnement carré de côté 49 m et autre environnement rectangulaire de dimensions 80 m \times 30 m (contre 60 m \times 40 m dans le cas précédent).

Les positions des antennes distribuées sont alors déterminées en maximisant la capacité de Shannon moyenne selon l'algorithme PAD. Nous calculons ensuite pour différentes valeurs du nombre d'antennes distribuées et du niveau de puissance totale rayonnée, les moyennes spatiales des débits effectifs et de l'énergie par bit. Pour cela, le même pas d'échantillonnage est utilisé dans les trois géométries (10 cm \times 10 cm).

Les Figures 4.9 et 4.10 comparent les débits effectifs moyens et l'énergie par bit moyenne obtenus dans les trois architectures pour une puissance totale rayonnée de 10 dBm. Les courbes correspondant à d'autres puissances rayonnées donnent des résultats comparables.

On constate sur la Figure 4.9 des débits similaires pour les trois géométries avec de petites différences pour certaines valeurs d'antennes distribuées. C'est le cas pour la géométrie 49 m \times 49 m pour les cas $N = 2$ et $N = 8$, le cas $N = 3$ pour la géométrie 60 m \times 40 m et les cas $N = 1$ et $N = 5$ pour la géométrie 80 m \times 30 m. Ces différences s'expliquent par des considérations géométriques. Par exemple pour le cas $N = 1$ la distance moyenne entre l'antenne et le terminal est plus faible pour la géométrie carré que pour la

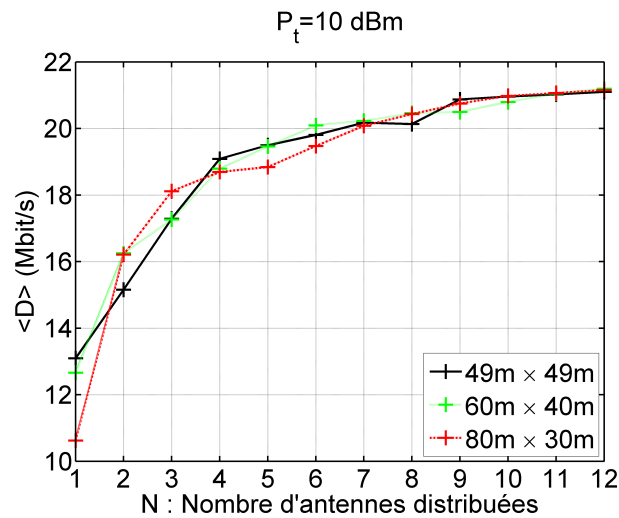


FIGURE 4.9 – Évolution de la moyenne spatiale du débit en fonction du nombre d'antennes distribuées pour différentes géométries et une puissance totale rayonnée égale à 10 dBm.

géométrie 80 m \times 30 m. Les mêmes arguments peuvent être utilisés dans les autres cas. En revanche lorsque N augmente, la dépendance avec la géométrie devient négligeable. En effet, la valeur moyenne de la distance entre l'antenne et l'utilisateur tend vers une valeur commune puisque nous considérons trois géométries de surfaces identiques.

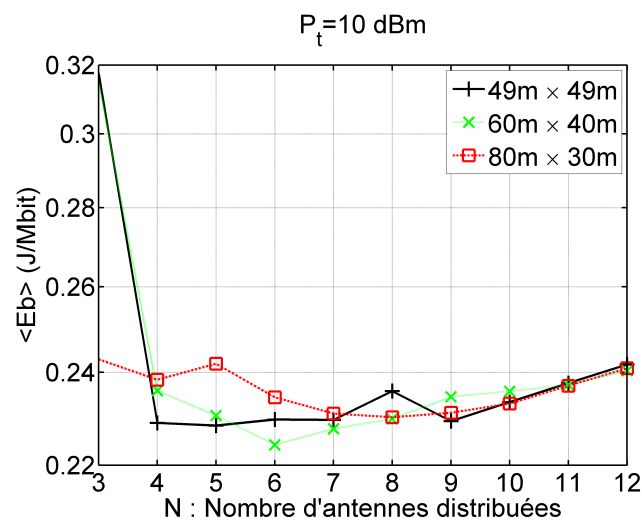


FIGURE 4.10 – Évolution de la moyenne spatiale de l'énergie par bit en fonction du nombre d'antennes distribuées pour différentes géométries et une puissance totale rayonnée égale à 10 dBm.

La Figure 4.10 montre des comportements similaires en considérant des valeurs de N comprises entre 3 et 12, puisque pour des valeurs inférieures à 3 le calcul de la moyenne spatiale de l'énergie par bit n'est pas possible. En effet, certaines zones de l'espace ne peuvent pas être couvertes dans le cas de faibles puissances totales rayonnées.

Finalement nous pouvons dire que les résultats obtenus dans la partie précédente sont reproductibles à toute géométrie pour un nombre d'antennes distribuées supérieur à 6. Pour

les valeurs inférieures, la géométrie de l'environnement peut jouer un rôle. Dans les trois géométries le couple ($N = 6$, $P_t = 11$ dBm) permet d'obtenir une moyenne spatiale du débit effectif supérieure à 19 Mbps et une valeur spatiale d'énergie par bit proche de 0,22 J/Mbit. En considérant un coefficient d'atténuation $n = 4$, les résultats de ces simulations, nous montrent qu'on optimise l'efficacité énergétique du réseau en déployant une antenne tous les 400 m².

4.3 Dimensionnement dans un cas concret

Après avoir étudié de façon générale le déploiement d'antennes distribuées dans des espaces où la densité de probabilité de présence des utilisateurs est uniforme, nous proposons d'appliquer la méthode DOREE à un ensemble de bâtiments situé sur le Campus de Télécom Bretagne à Brest en considérant une densité de probabilité non uniforme. Cette étude est similaire à celle présentée lors de la conférence IEEE GreenCom 2012 [132] qui s'applique au même environnement, mais en considérant le module Wi-Fi d'un Smartphone Android au lieu du dongle Wi-Fi.

4.3.1 Présentation de l'espace à couvrir

L'espace considéré correspond au rez-de-chaussée des bâtiments A01, C02 et C03 du campus brestois de Télécom Bretagne. La Figure 4.11 représente la topographie de ces bâtiments. Sur cette Figure, les murs et les cloisons ne sont pas représentés et les différentes

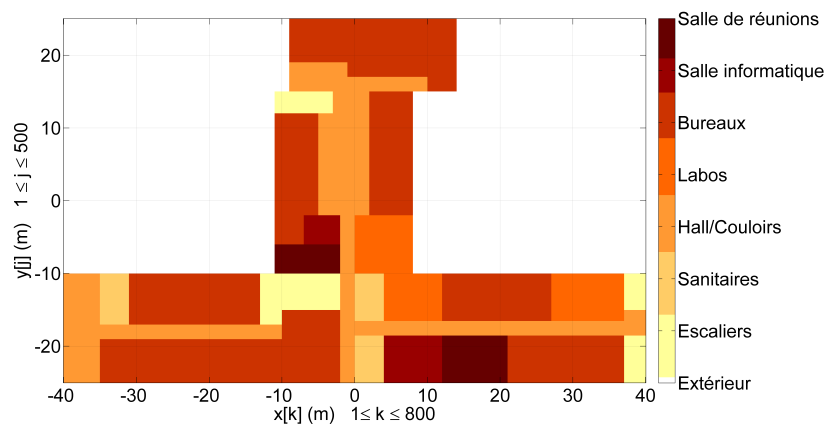


FIGURE 4.11 – Représentation schématique de l'environnement considéré.

couleurs symbolisent sept types de pièce (salle de réunion, salle informatique, bureaux, salles de laboratoire, hall ou couloirs, sanitaires et cages d'escaliers). Dans chaque type de pièce on considère que la probabilité de présence d'un utilisateur sollicitant une connexion est uniforme. Pour définir la probabilité de présence en chaque point de l'espace, nous numérisons l'espace considéré en prenant une période spatiale d'échantillonnage égale à 10 cm. L'ensemble de ces bâtiments s'étalant sur un espace de 80 m × 50 m, le nombre d'échantillons est égal à 800 × 500.

La probabilité de présence d'un utilisateur en un point de l'espace $p_{j,k}$, qui dépend du

type de pièce dans lequel il se trouve est ensuite calculée sachant que $p_{j,k}$ vérifie :

$$\sum_{j=1}^{500} \sum_{k=1}^{800} p_{j,k} = 1 \quad (4.2)$$

Pour calculer ces probabilités, nous nous basons sur des estimations. L'ensemble des bureaux et des laboratoires étant muni d'ordinateurs disposant de connexions filaires, nous supposons que les types de pièces où la probabilité de présence d'un utilisateur sans-fil est la plus importante sont dans l'ordre décroissant : les salles de réunions, les salles informatiques, les bureaux, les laboratoires, les couloirs, les sanitaires puis les escaliers. Une étude détaillée des connexions sans-fil au sein de ces bâtiments aurait pu être pertinente, mais l'objectif de cette étude est davantage de montrer un exemple d'application que de l'utiliser pour déployer un réseau d'antennes distribuées au sein de ces bâtiments.

Les probabilités de présence associées à chaque type de pièce m sont données dans la Table 4.1. La première colonne présente la proportion de l'espace occupé par le type de pièce c'est-à-dire le rapport entre le nombre d'échantillons S_m correspondant au type de pièce m et le nombre d'échantillons S_{bat} correspondant à la surface totale du bâtiment. L'estimation de la probabilité de présence p_m d'un utilisateur dans le type de pièce m est présentée dans la deuxième colonne. A partir des valeurs de ces deux premières colonnes, la probabilité $p_{j,k}$ en un point du type de pièce peut alors être calculée en utilisant la relation suivante :

$$p_{j,k}(m) = \frac{p_m}{S_m} \quad (4.3)$$

Les valeurs obtenues pour $p_{j,k}$ sont présentées dans la troisième colonne de la Table 4.1.

| Type de pièce m | S_m/S_{bat} | p_m | $p_{j,k}$ |
|--------------------|---------------|-------|----------------|
| Salle de réunion | 5,0% | 10% | $1,06.10^{-5}$ |
| Salle informatique | 6,8% | 6% | $8,33.10^{-6}$ |
| Bureaux | 49,1% | 65% | $6,95.10^{-6}$ |
| Labos | 9,5% | 10% | $5,52.10^{-6}$ |
| Hall ou couloirs | 22,2% | 7% | $1,66.10^{-6}$ |
| Sanitaires | 4,2% | 0,7% | $1,25.10^{-6}$ |
| Cage d'escaliers | 6,2% | 1,3% | $8,4.10^{-7}$ |

TABLE 4.1 – Probabilités de présence associées aux différents types de pièce m .

On remarque ainsi que la probabilité de présence dans la salle de réunion est 12,6 fois plus importante que dans les escaliers. A partir de ces différentes probabilités de présence, la position des antennes distribuées peut être obtenue en utilisant l'algorithme PAD présenté précédemment.

4.3.2 Détermination de la position des antennes

En maximisant l'espérance spatiale de la capacité de Shannon définie à l'équation 4.1, les positions des antennes distribuées sont obtenues pour différentes valeurs de N , en fixant la valeur de la puissance totale rayonnée. Ces positions sont représentées sur la Figure 4.12

en considérant une puissance totale rayonnée égale à 8 dBm. En faisant varier la valeur de P_t , on constate que ces positions restent inchangées.

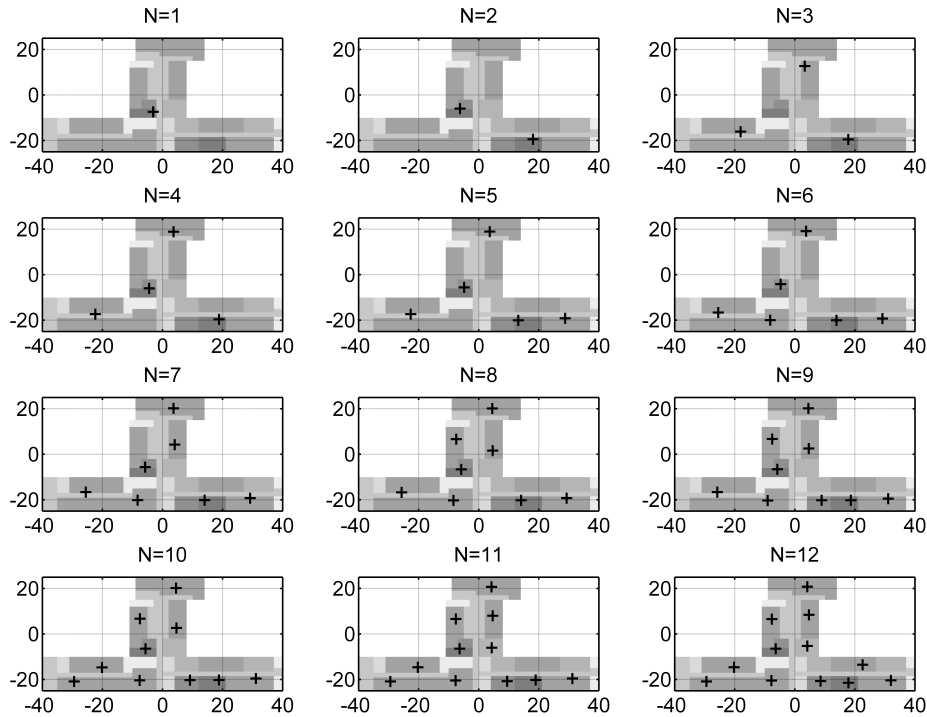


FIGURE 4.12 – Positions des antennes distribuées dans l’environnement considéré, obtenu à partir de l’algorithme PAD.

Les niveaux de gris observés sur cette Figure représentent la variation de la probabilité de présence des utilisateurs. Plus la zone est sombre, plus la probabilité est importante. On vérifie que les antennes sont positionnées au voisinage des zones où la densité de probabilité est plus élevée.

La Figure 4.13 représente l’évolution de l’espérance spatiale de la capacité de Shannon optimale en fonction de N . On remarque que cette capacité augmente avec le nombre d’antennes distribuées, conformément à ce qui était observé à la Figure 4.3.

4.3.3 Optimisation du nombre d’antennes et de la puissance rayonnée

Connaissant les positions des antennes distribuées, nous pouvons simuler l’évolution du débit et de l’énergie par bit en fonction de la puissance rayonnée pour déterminer les paramètres qui optimisent l’efficacité énergétique du réseau. L’utilisation d’une densité de probabilité non uniforme au sein du bâtiment entraîne un changement de critère. L’espérance spatiale du débit et de l’énergie par bit est désormais préconisée à la place de la moyenne spatiale.

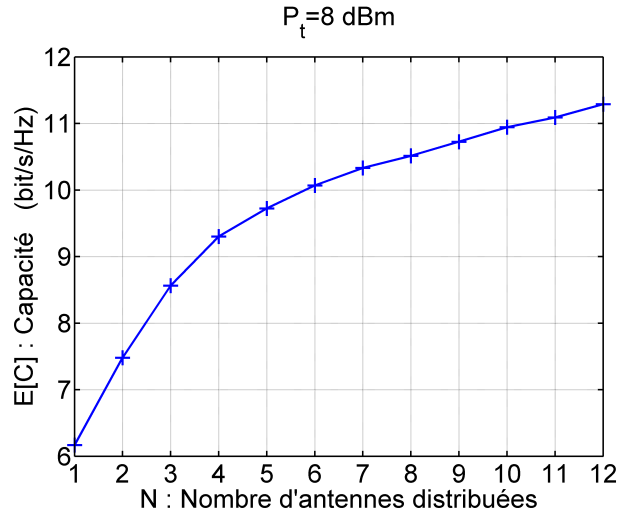


FIGURE 4.13 – Évolution de l'espérance spatiale de la capacité de Shannon optimale en fonction du nombre d'antennes distribuées pour une puissance totale rayonnée égale à 10 dBm.

Évolution du débit

En chaque point de l'espace occupé par le terminal $M(j, k)$, la puissance reçue par ce dernier permet de prévoir le débit effectif de la liaison $D_{j,k}$. Afin de caractériser les performances de l'architecture, l'espérance spatiale du débit effectif est introduite selon la relation suivante :

$$E[D] = \sum_{j=1}^{500} \sum_{k=1}^{800} D_{j,k} p_{j,k} \quad (4.4)$$

Ce paramètre permet de quantifier les performances de l'architecture en affectant un poids plus important lorsque la probabilité de présence des utilisateurs est plus grande.

La Figure 4.14 représente l'espérance spatiale en fonction du nombre d'antennes distribuées pour des puissances totales rayonnées P_t égales à 8, 11 et 14 dBm. Lorsque P_t est inférieure à 8 dBm, certaines zones ne sont pas couvertes et pour des puissances supérieures à 14 dBm, le débit maximal est disponible en chaque point de l'espace.

Contrairement aux études précédentes où la densité de probabilité était considérée comme uniforme, il n'existe plus de valeur de N où une rupture de pente apparaît (Figure 4.5). En effet, lorsque le signal reçu est faible, la probabilité de présence est la moins élevée et l'espérance spatiale du débit est peu modifiée. Par ailleurs, le même type d'évolution avec la puissance rayonnée est constatée et on trouve à nouveau une progression similaire à celle de la capacité de Shannon (Figure 4.13). Ici encore, l'utilisation d'un réseau à antennes distribuées permet de réduire la puissance totale rayonnée en augmentant le nombre d'antennes tout en conservant une espérance spatiale du débit constante.

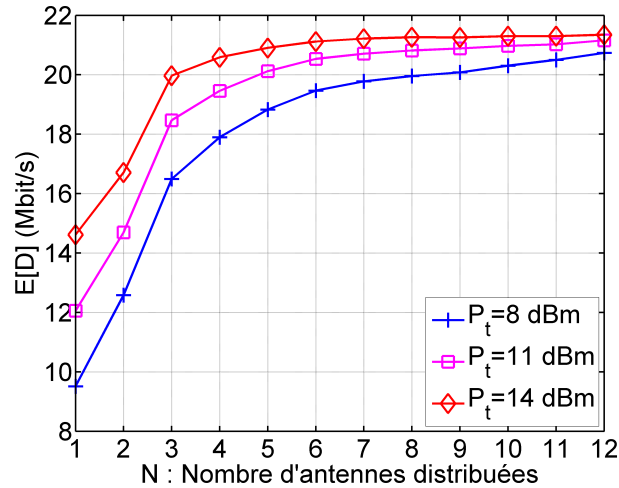


FIGURE 4.14 – Évolution de l’espérance spatiale du débit effectif en fonction du nombre d’antennes distribuées pour des puissances totales rayonnées de 8, 11 et 14 dBm.

Évolution de l’énergie par bit

De la même façon qu’a été définie l’espérance spatiale du débit effectif, on peut introduire l’espérance spatiale de l’énergie par bit à partir de l’équation suivante :

$$E[E_b] = \sum_{j=1}^{500} \sum_{k=1}^{800} E_{b_{j,k}} p_{j,k} \quad (4.5)$$

La Figure 4.15 représente l’évolution de l’espérance spatiale de l’énergie par bit en fonction du nombre d’antennes distribuées pour différentes puissances rayonnées. L’axe des abscisses commence pour $N = 2$ puisque pour les puissances rayonnées considérées, le cas $N = 1$ ne permet pas de couvrir l’ensemble de l’espace considéré.

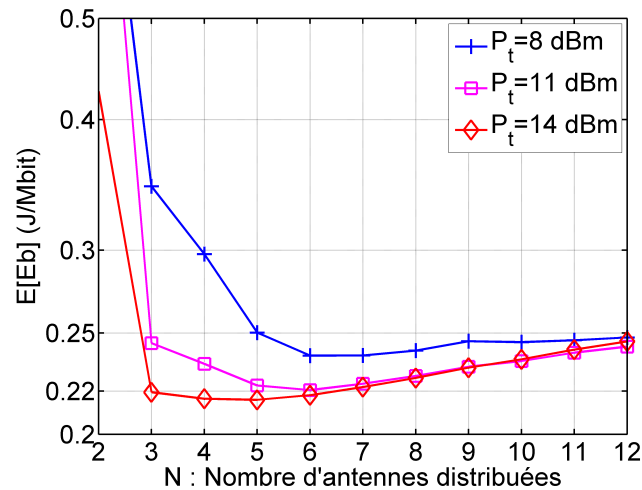


FIGURE 4.15 – Évolution de l’espérance spatiale de l’énergie par bit en fonction du nombre d’antennes distribuées pour des puissances totales rayonnées de 8, 11 et 14 dBm.

Cette figure nous montre que l'espérance spatiale de l'énergie par bit passe par un minimum pour une valeur de N . Ce minimum varie avec la puissance totale rayonnée et est égal à $N = 5$ quand $P_t = 14$ dBm, $N = 6$ pour $P_t = 11$ dBm et $N = 7$ pour $P_t = 8$ dBm. On retrouve la même allure que dans les cas précédents où la densité de probabilité de présence était uniforme. Les explications sont similaires.

La Figure 4.16 représente désormais l'évolution de l'espérance spatiale de l'énergie par bit en fonction de la puissance totale rayonnée P_t et du nombre d'antennes distribuées. On y constate qu'une réduction de la puissance totale rayonnée est possible, tout en garantissant le même débit et une même efficacité énergétique.

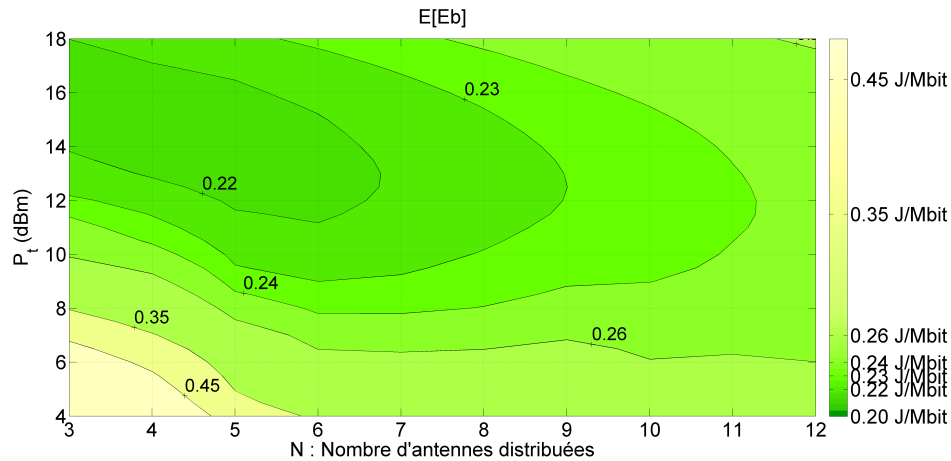


FIGURE 4.16 – Évolution de l'espérance spatiale de l'énergie par bit en fonction du nombre d'antennes distribuées N et de la puissance totale rayonnée P_t .

Détermination des paramètres optimaux

En considérant un cahier des charges imposant une espérance spatiale du débit égale à 20 Mbps, les valeurs de la puissance totale rayonnée et du nombre d'antennes distribuées peuvent être déduits de la Figure 4.15. On obtient alors $P_t = 11.5$ dBm et $N = 6$. Ces valeurs permettent de montrer une nouvelle fois l'intérêt d'une architecture à antennes distribuées, puisque le cahier des charges ne peut pas être atteint avec une seule antenne. En effet, la puissance rayonnée maximale autorisée en indoor est de 20 dBm pour la norme Wi-Fi.

Des valeurs similaires d'énergie par bit et de débit peuvent être obtenues avec un nombre d'antennes distribuées $N = 3$ et une puissance rayonnée égale à 14,5 dBm (puissance totale rayonnée deux fois plus élevée). On peut alors penser que plus le nombre d'antennes distribuées augmente, plus le coût de l'installation augmente. En revanche si on considère la possibilité de mettre en veille les antennes distribuées, l'utilisation d'un nombre plus important d'antennes, permet de réduire à la fois l'exposition aux ondes électromagnétiques et la puissance totale consommée. Ces points seront étudiés dans le chapitre 5.

Conclusion

Une méthode (méthode DOREE) a été proposée dans ce chapitre pour dimensionner un réseau à antennes distribuées efficace énergétiquement utilisant des liens optiques radio-

sur-fibre. Elle s'applique à un environnement indoor où les paramètres de propagation, les probabilités de présence, et le cahier des charges sont préalablement déterminés et utilise une approche numérique pour calculer les métriques associées au débit et à l'efficacité énergétique quel que soit l'environnement considéré.

Dans un premier temps, les antennes distribuées sont positionnées dans l'espace considéré en optimisant l'espérance spatiale de la capacité de Shannon qui est directement corrélée aux performances du réseau en l'occurrence à l'espérance du débit effectif. Puis, à partir de simulations, les valeurs du nombre d'antennes distribuées et de la puissance totale rayonnée sont optimisées pour maximiser l'efficacité énergétique.

La méthode DOREE a été appliquée à un environnement quelconque de géométrie variable dans lequel on considère une densité de probabilité uniforme, puis à un cas concret où la densité de probabilité est non-uniforme. Les résultats obtenus montrent qu'il est possible de réduire la puissance rayonnée de l'ordre de 8 dB tout en respectant le cahier des charges et en ayant une efficacité énergétique identique. En d'autres termes, les puissances consommées par les composants de la chaîne radio-sur-fibre sont compensées par un débit plus important.

Les valeurs d'efficacité énergétique obtenues peuvent être encore optimisées en mettant en veille les antennes distribuées qui ne sont pas au voisinage d'un utilisateur actif. En revanche, une des limites de cette étude est la considération d'un seul utilisateur pour le calcul de l'efficacité énergétique du réseau. Cela revient donc à considérer l'énergie dépensée par un utilisateur pour transmettre un bit, mais il faut déterminer comment évolue cette énergie lorsqu'il existe plusieurs utilisateurs. De plus, le calcul de l'efficacité énergétique n'est valable que lors d'une transmission, alors qu'une puissance consommée non négligeable est dépensée en l'absence de toute connexion. Tous ces aspects vont être traités dans le chapitre 5.

Chapitre 5

Optimisation du réseau à antennes distribuées

Sommaire

| | |
|---|------------|
| Introduction | 96 |
| 5.1 Architecture permettant une transmission sélective | 96 |
| 5.1.1 Algorithme permettant l'extinction des antennes distribuées . . . | 96 |
| 5.1.2 Optimisation de la puissance rayonnée et du nombre d'antennes . | 100 |
| 5.1.3 Bilan comparatif des différentes architectures envisagées | 104 |
| 5.2 Extension du modèle aux cas multi-utilisateurs | 105 |
| 5.2.1 Revue de littérature dans le cas d'un scénario multi-utilisateurs . | 106 |
| 5.2.2 Algorithme de transmission sélective | 106 |
| 5.2.3 Simulation sous ns-3 | 107 |
| 5.3 Mise en veille de la station centrale | 107 |
| 5.3.1 Solution permettant une mise en veille de la station centrale . . . | 107 |
| 5.3.2 Utilisation du Bluetooth | 108 |
| 5.3.3 Mise en veille de l'architecture complète | 109 |
| Conclusion | 109 |

Introduction

L'architecture présentée dans le chapitre précédent montre une amélioration en termes de débit et d'exposition aux ondes par rapport à une architecture composée d'une seule antenne. En revanche, l'efficacité énergétique obtenue reste assimilable à celle d'un réseau muni d'une seule antenne. Dans ce chapitre, plusieurs améliorations vont être proposées sur différents aspects pour améliorer l'efficacité énergétique et pour limiter la consommation de puissance globale.

Alors que nous avons considéré jusqu'à présent une architecture où chaque antenne distribuée rayonnait le même signal, on peut optimiser la puissance totale rayonnée ainsi que la puissance totale consommée en mettant en place un algorithme d'extinction des antennes. Pour cela un premier algorithme au sein des antennes distribuées va gérer la mise en veille des antennes qui ne sont pas situées au voisinage d'un terminal tandis qu'un second algorithme au sein de la station centrale va permettre la sélection des antennes distribuées. Après la présentation de ces algorithmes, les performances obtenues au sein de la nouvelle architecture utilisant des transmissions sélectives sont ensuite étudiées.

De plus, l'énergie par bit calculée dans les chapitres précédents ne considérait qu'un seul utilisateur, ou dit autrement, cela traduisait l'énergie qu'il faut pour transmettre un bit pour un unique utilisateur. Nous verrons dans ce chapitre comment étendre les résultats obtenus au cas multi-utilisateurs.

Un autre aspect primordial dans la construction de réseaux domestiques prenant en compte des considérations énergétiques est la mise en veille de la station centrale lorsqu'aucune connexion n'est sollicitée. Cette mise en veille doit permettre de réduire considérablement la puissance consommée par la station centrale en mode veille. A l'heure actuelle peu d'efforts se concentrent sur cette problématique, puisque, contrairement aux terminaux qui fonctionnent majoritairement sur batteries, les points d'accès ou les modems sont généralement branchés sur le secteur. Une méthode permettant de réduire cette consommation en veille est proposée à la fin de ce chapitre.

5.1 Architecture permettant une transmission sélective

L'objectif de cette partie est de compléter l'architecture étudiée au chapitre 4 en ajoutant un algorithme de mise en veille des antennes distribuées au niveau de celles-ci ainsi que de nouveaux composants au niveau de la station centrale qui permettront de sélectionner l'antenne la plus proche du terminal. Des simulations sont ensuite réalisées pour cette architecture à transmission sélective afin d'évaluer les performances de cette architecture. Les résultats obtenus en termes de débits, d'efficacité énergétique et d'exposition aux ondes sont ensuite comparés, d'une part avec l'architecture présentée dans le chapitre précédent et d'autre part à une architecture munie d'une seule antenne.

5.1.1 Algorithme permettant l'extinction des antennes distribuées

Depuis le début de ce manuscrit, les antennes distribuées ne sont supposées être dotées d'aucune intelligence pour que la transmission radio-sur-fibre soit la plus transparente possible. Afin de limiter la consommation de puissance des antennes distribuées et de ne pas rayonner de la puissance dans des zones qui ne le nécessitent pas, un programme informatique doit être implanté dans un nouveau composant au sein de chaque antenne distribuée. L'ajout de ce composant entraîne une complexité et une consommation de puissance supplémentaire, mais permettra de mettre en veille l'antenne distribuée en l'absence

de connexions demandées par un terminal. On rappelle également qu'on considère que les antennes distribuées sont autonomes énergétiquement (alimentées par piles ou batteries) et qu'en dehors des deux fibres optiques, il n'y a pas d'autres connexions avec la station centrale. À notre connaissance, aucune étude ne développe un tel algorithme dans les systèmes d'antennes distribuées à transmission sélective. Cela s'explique d'une part, par le très faible nombre d'études qui traitent de la consommation d'énergie dans les DAS, et d'autre part, parce que cela suppose des études globales prenant en compte des aspects RF, optique et réseau qui sont actuellement inexistantes dans la littérature.

Présentation de l'architecture intégrant la transmission sélective

La Figure 5.1 présente l'architecture choisie pour étudier le système d'antennes distribuées muni d'une transmission sélective. Cette architecture reprend la chaîne optique présentée à la Figure 2.9a qui comporte un combineur et un diviseur RF. Les lasers VCSEL sont préférés à l'unique laser DFB utilisé dans l'architecture du chapitre précédent en raison de la plus faible consommation de ces lasers et de la possibilité de les mettre en veille.

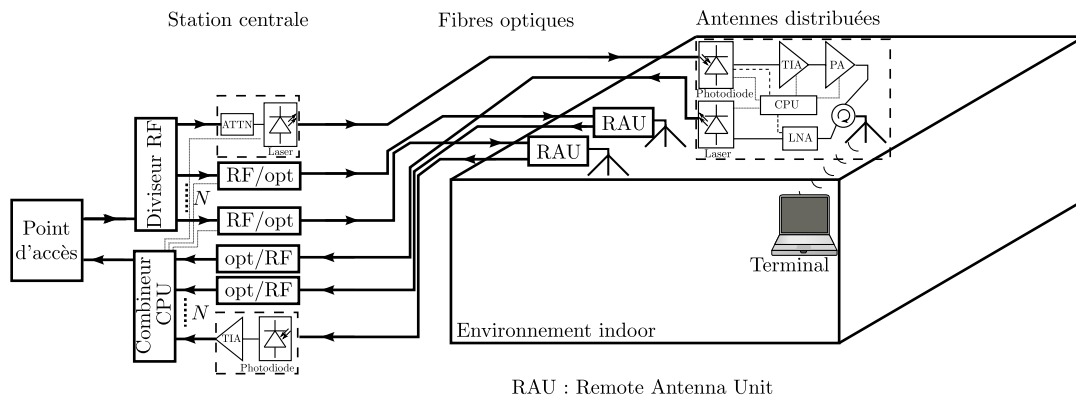


FIGURE 5.1 – Présentation de l'architecture du réseau d'antennes distribuées permettant de sélectionner l'antenne la plus proche du terminal.

Chaque antenne distribuée est munie d'un microcontrôleur capable à partir de la puissance reçue par l'antenne distribuée et de la détection d'un signal optique reçu par la photodiode de mettre en veille l'ensemble des composants actifs qui constituent l'antenne distribuée. Ce microcontrôleur consomme typiquement de l'ordre du milliwatt et son ajout modifie très peu la consommation de l'architecture. En mode veille, seul l'amplificateur faible bruit et ce composant programmable restent actifs pour permettre le réveil de l'antenne distribuée.

De son côté, la station centrale est également munie d'un microcontrôleur pour permettre d'aiguiller le signal issu du point d'accès vers l'antenne la plus proche du terminal.

Présentation de l'algorithme de Mise En Veille des Antennes Distribuées (ME-VAD)

L'algorithme proposé de Mise En Veille des Antennes Distribuées ou algorithme ME-VAD permet de réaliser la transmission sélective et s'effectue en deux temps. Dans un premier temps, les antennes distribuées qui reçoivent un signal RF ayant une amplitude supérieure à un seuil prédéfini réveillent le laser pour transmettre le signal reçu vers la

station centrale. Dans un deuxième temps, la station centrale aiguille le signal RF issu du point d'accès vers l'antenne distribuée la plus proche du terminal.

Le premier algorithme placé au niveau de la station centrale (MEVAD1) compare les amplitudes des signaux à la sortie des différentes photodiodes. Le microcontrôleur active alors le laser correspondant à l'antenne distribuée qui a reçu le signal le plus élevé. Lorsque deux signaux identiques d'amplitudes équivalentes sont reçus, l'algorithme peut décider d'émettre vers plusieurs antennes distribuées.

En ce qui concerne l'algorithme présent au sein des antennes distribuées (MEVAD2), il est basé sur la comparaison de la puissance RF reçue avec un seuil et la présence d'un signal optique dans la fibre optique. L'ensemble du programme est présenté sur la Figure 5.2.

Dans un premier temps l'antenne distribuée est considérée en veille, c'est-à-dire que seul le microcontrôleur et l'amplificateur faible bruit sont actifs (LNA). Lorsqu'un signal RF est reçu et que son amplitude est supérieure à un seuil défini, le laser et la photodiode sont activés. Le laser permet alors de transmettre ce signal à la station centrale et la photodiode permettra de détecter le signal optique issu de la station centrale. La station centrale aiguille ensuite le signal descendant vers l'antenne la plus proche du terminal. L'antenne distribuée correspondante reçoit alors une puissance optique par l'intermédiaire de la photodiode et active ensuite l'amplificateur transimpédance (TIA), ainsi que l'amplificateur de puissance (PA). Les données peuvent alors être échangées entre la station centrale et le terminal.

L'antenne distribuée reste active tant qu'un signal optique est reçu, sinon le TIA et le PA sont désactivés. De plus, le laser et la photodiode restent actifs tant que le signal reçu par l'antenne reste supérieur à une valeur prédéfinie ; si ce n'est plus le cas l'antenne distribuée revient en position veille où seul le LNA et le microcontrôleur sont activés. Les conditions sur le niveau de puissance reçue ou sur la puissance optique reçue sont associées à des temps d'écoute qui dépendent de la norme envisagée. De plus, les temps d'activation doivent être rapides pour éviter les délais de transmissions.

Intérêts et limites de l'algorithme MEVAD

Un des intérêts de l'algorithme MEVAD est d'autoriser le handover, c'est-à-dire de permettre à un utilisateur de se déplacer tout en gardant une connexion avec la station centrale. L'algorithme MEVAD1 situé au niveau de la station centrale permet pour cela de changer l'antenne distribuée qui relaie le signal issu du point d'accès à partir des niveaux de puissances à la sortie du couple photodiode-TIA.

Le fait d'autoriser le handover empêche toutefois de mettre en veille toutes les antennes distribuées qui n'émettent pas de signaux. En effet, l'algorithme choisi doit permettre à l'antenne distribuée de transmettre les signaux reçus à la station centrale à partir d'un certain niveau RF reçu par l'antenne. Cela impose que le laser et la photodiode soient actifs même si l'antenne distribuée ne relaie pas le signal jusqu'au terminal. Cela entraîne une surconsommation qui peut être limitée en modifiant le seuil de puissance reçue qui active la photodiode et le laser.

Une autre limite de l'algorithme MEVAD est liée au fait que les deux algorithmes MEVAD1 et MEVAD2 ne communiquent pas entre eux. Autrement dit, la mise en activité d'une antenne distribuée est régie par un signal reçu et non un ordre de la station centrale. Par conséquent la station centrale doit toujours activer l'ensemble des photodiodes et des TIA pour vérifier si un signal est reçu par une des antennes distribuées. Même si cette solution ne paraît pas complètement optimisée, elle a l'avantage de réduire la complexité des antennes distribuées. Une autre possibilité aurait été d'utiliser les fibres optiques pour

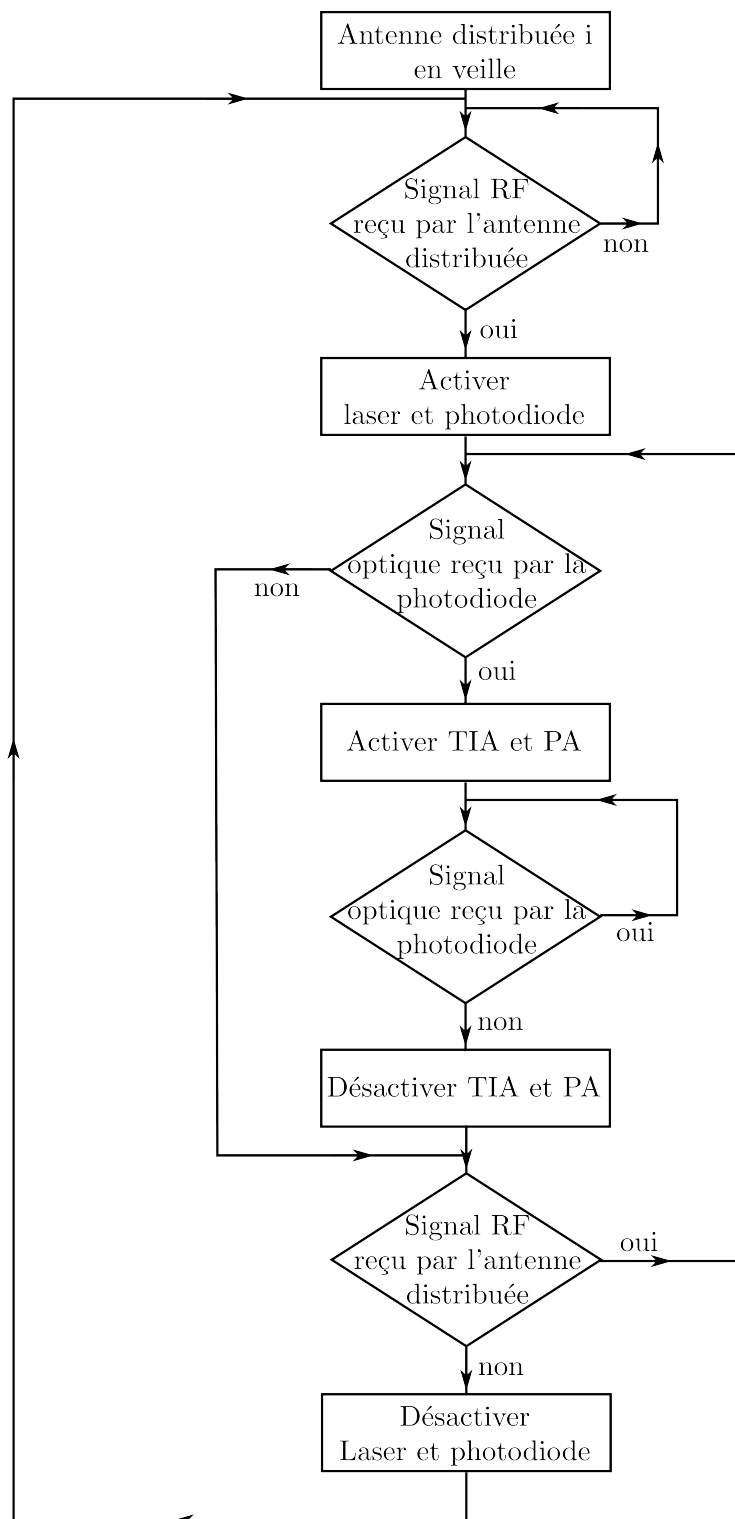


FIGURE 5.2 – Présentation de l'algorithme permettant la mise en veille des antennes distribuées : MEVAD2.

transmettre des informations donnant l'ordre d'éteindre ou d'allumer une antenne distribuée. Cela nécessite en revanche un système supplémentaire de décodage au sein des

antennes distribuées complexifiant ainsi l'architecture. De plus, dans ce cas, la station centrale doit trouver un moyen de connaître la position du terminal pour allumer la ou les antennes distribuées les plus proches.

5.1.2 Optimisation de la puissance rayonnée et du nombre d'antennes

Nous reprenons dans cette partie la méthode DOREE proposée au chapitre 4 pour dimensionner un réseau d'antennes distribuées efficace énergétiquement. Dans le cas d'une transmission sélective, le calcul de la puissance reçue et par conséquent le positionnement des antennes est susceptible d'être modifié. D'autre part, la puissance totale consommée dans la chaîne optique doit être reconsidérée pour calculer l'énergie par bit moyenne. Nous considérons comme support des simulations, le même espace qu'au chapitre 4, c'est-à-dire un environnement de type open-space avec un coefficient d'atténuation n égal à 4, de dimension 60 m \times 40 m et où la densité de probabilité de présence des utilisateurs est supposée uniforme.

Positionnement des antennes

Dans le cas d'une transmission sélective, la puissance reçue provient exclusivement de l'antenne distribuée qui émet contrairement aux transmissions de type simulcast où la puissance reçue est la somme des différentes contributions provenant des différentes antennes. Dans ce cas, le critère utilisé au chapitre précédent \bar{C} et présenté à l'équation 4.1 est équivalent à minimiser l'espérance de la distance au carré entre le terminal et l'antenne distribuée la plus proche [126]. Le critère à minimiser s'écrit alors :

$$J = E_p \{ d_{min}^2 \} \quad (5.1)$$

où $E_p\{\}$ est l'espérance relative à la position du terminal et d_{min} correspond à la distance minimale entre le terminal et une antenne distribuée.

L'algorithme PAD, présenté au chapitre précédent, a été appliqué à l'environnement de 60 m \times 40 m en utilisant à la fois la minimisation de J et la maximisation de \bar{C} . Les résultats obtenus permettent de montrer que les deux critères sont équivalents. Si on compare désormais les positions des antennes distribuées obtenues dans la configuration simulcast et présentées sur la Figure 4.2, peu de changements sont constatés. Les positions diffèrent de quelques centimètres, ce qui correspond à un écart inférieur au pas d'échantillonnage (10 cm). Le fait de retrouver les mêmes positions peut être expliqué en supposant que la puissance reçue provenant de l'antenne la plus proche est très grande devant les contributions reçues par les antennes voisines. Cette hypothèse est d'autant plus vraisemblable que le coefficient d'atténuation n est important.

Ayant obtenu les positions des antennes distribuées dans la configuration de transmission sélective, les moyennes spatiales du débit et de l'efficacité énergétique peuvent désormais être obtenus en réadaptant les simulations du chapitre précédent.

Débit et efficacité énergétique

Connaissant la puissance reçue par le terminal en un point de l'environnement, le débit accessible peut être obtenu à partir du schéma de modulation associé aux sensibilités du point d'accès donné dans les caractéristiques techniques, conformément à ce qui a été présenté dans les chapitres 3 et 4.

La Figure 5.3a) présente le débit accessible par la norme Wi-Fi en chaque point de l'espace pour une puissance transmise par antenne $P_{ti} = 0 \text{ dBm}$. Cette Figure peut être comparée à la Figure 4.4, reproduite sur la Figure 5.3b) qui donne le débit accessible dans la configuration simulcast en considérant une puissance rayonnée totale égale à 7 dBm (c'est-à-dire 0 dBm par antenne distribuée).

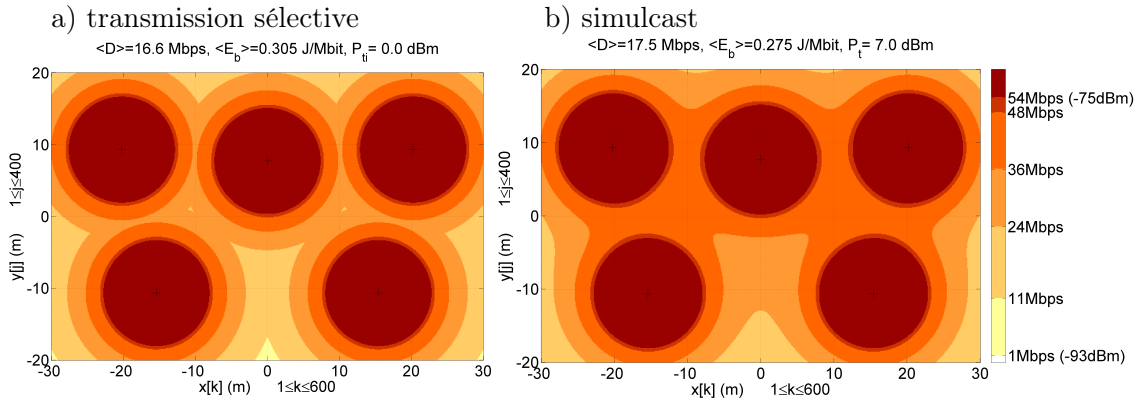


FIGURE 5.3 – a) Simulation permettant de déterminer le débit effectif moyen et l'énergie par bit moyenne dans le cas d'une transmission sélective. b) Comparaison dans le cas simulcast avec la même puissance rayonnée par antenne $P_{ti}=0 \text{ dBm}$.

On identifie sur la Figure 5.3a), différentes zones identiques alors que la Figure 5.3b) laisse entrevoir des débits plus uniformes. Par exemple la zone couverte par un débit accessible théorique égale à 24 Mbps dans le cas d'une transmission simulcast est plus étendue puisque la puissance reçue est la somme des contributions provenant des différentes antennes distribuées. Une des conséquences est une légère diminution du débit moyen effectif dans le cas d'une transmission sélective, puisque le débit moyen effectif passe de 17,5 Mbps dans la configuration simulcast à 16,6 Mbps dans la configuration de transmission sélective.

En reproduisant ces simulations pour un nombre différents d'antennes distribuées et pour des valeurs de puissances rayonnées variables, on obtient l'évolution du débit effectif moyen en fonction de N qui est tracée sur la Figure 5.4 pour des puissances rayonnées par antenne égales 4, 9 et 14 dBm. Pour des puissances inférieures à 4 dBm l'ensemble de l'espace ne peut être couvert lorsque le nombre d'antennes distribuées est faible alors que pour des puissances supérieures à 14 dBm un terminal peut communiquer avec la station centrale avec le débit maximal quelle que soit sa position. Conformément à ce qui a été dit précédemment, nous retrouvons l'intérêt des antennes du déploiement des antennes distribuées puisqu'en diminuant la puissance rayonnée de 10 dBm, on peut obtenir le même débit effectif moyen en augmentant le nombre d'antennes.

Le calcul de la moyenne spatiale de l'énergie par bit s'obtient en reconsidérant la puissance consommée dans la chaîne optique. Pour cela nous supposons qu'une seule antenne est active et que les autres sont en mode veille. A partir de l'architecture présentée à la Figure 5.1 et de l'algorithme de mise en veille des antennes distribuées présenté à la Figure 5.2, la puissance électrique consommée dans la chaîne optique peut s'écrire selon l'équation suivante :

$$P_{ch-opt3} = 2P_{LD} + NP_{LNA} + \frac{P_{ti}}{\mu_{PA}} + (N + 1)(P_{PD} + P_{TIA} + P_{\mu cont}) \quad (5.2)$$

où $P_{\mu cont}$ est la puissance consommée par le microcontrôleur. Cette grandeur est prise égale

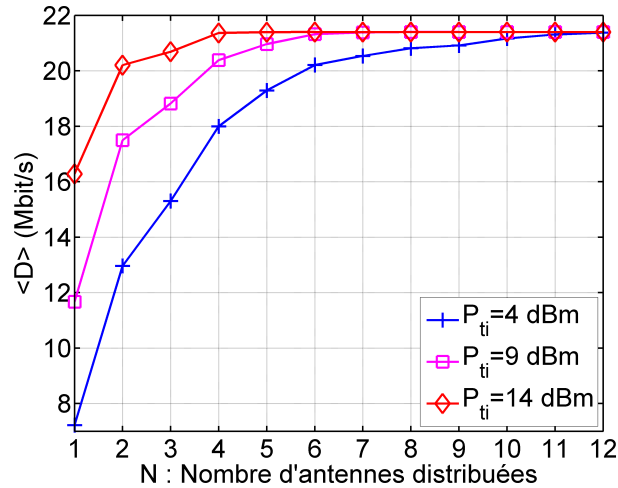


FIGURE 5.4 – Évolution du débit moyen en fonction du nombre d’antennes distribuées pour des puissances rayonnées par antennes égales à 4, 9 et 14 dBm.

à 10 mW, ce qui peut paraître surdimensionné par rapport au microcontrôleur commercialisé actuellement. Cette valeur élevée compense le résidu de puissance consommée par les composants en veille.

L’énergie par bit en un point M de coordonnées (j, k) peut ensuite être calculée à partir de l’équation 3.14 en remplaçant P_{ch-opt} par $P_{ch-opt3}$. Puis la moyenne spatiale de l’énergie par bit peut ensuite être déterminée en supposant une densité de probabilité de présence des utilisateurs uniforme.

La Figure 5.5 présente l’évolution de la moyenne spatiale de l’énergie par bit en fonction du nombre d’antennes distribuées pour des puissances rayonnées par antenne égales à 4, 9 et 14 dBm. Cette évolution est tracée pour un nombre d’antennes supérieur à trois, pour permettre de calculer l’énergie par bit moyenne sur tout l’espace. Ce qui n’est pas le cas lorsqu’on considère $N < 3$ pour $P_{ti} = 4$ dBm.

Cette Figure fait apparaître l’existence d’un minimum qui se décale avec la valeur de la puissance rayonnée par l’antenne distribuée. On constate que l’influence du débit devient dominante par rapport à la puissance consommée, puisque le nombre optimum est obtenu lorsque le débit atteint sa valeur maximale. Ce minimum est obtenu pour $N = 4$ dans le cas $P_{ti} = 14$ dBm, $N = 6$ pour $P_{ti} = 9$ dBm et $N = 8$ pour $P_{ti} = 4$ dBm. On constate également que la valeur minimale de l’énergie par bit moyenne est plus faible que dans la configuration simulcast (Figure 4.15). On obtient ainsi un minimum égal à 0,195 J/Mbit dans la configuration de transmission sélective contre 0,215 J/Mbit dans le cas de la configuration simulcast. Lorsque la puissance rayonnée par l’antenne est importante, la puissance consommée est dominée par l’amplificateur de puissance et l’énergie par bit n’est pas optimale. En revanche, lorsqu’elle est faible on obtient un débit maximum avec plus d’antennes et la multiplication des composants entraîne une augmentation de la puissance consommée ce qui implique une valeur plus importante pour l’énergie par bit. La nouveauté dans cette architecture à transmission sélective est qu’il existe une valeur de puissance rayonnée qui permet d’obtenir un minimum global de l’énergie par bit moyenne et qui équilibre les deux contributions expliquées précédemment. Ce comportement n’existait pas dans le cas d’une transmission simulcast pour laquelle on trouvait toujours le minimum global d’énergie par bit pour la plus faible valeur de N .

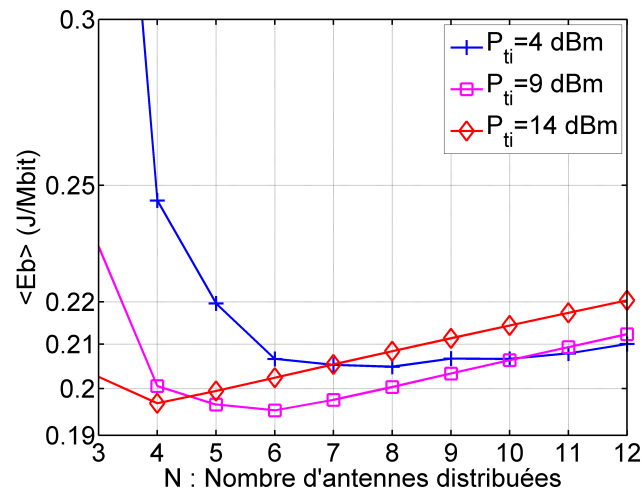


FIGURE 5.5 – Évolution de l'énergie par bit moyenne en fonction du nombre d'antennes distribuées pour des puissances rayonnées par les antennes distribuées égales à 4, 9 et 14 dBm.

L'extinction de certains composants au sein des antennes distribuées permet donc de déterminer un minimum global de l'énergie par bit tout en diminuant la puissance totale rayonnée et en limitant le risque d'interférences.

Optimisation des paramètres

Les cartes représentant l'évolution de la moyenne spatiale du débit et de l'énergie par bit en fonction du nombre d'antennes distribuées et de la puissance rayonnée par antenne P_{ti} sont représentées sur les Figures 5.6 et 5.7. À partir de ces cartes, les valeurs optimales du nombre d'antennes distribuées et de la puissance rayonnée par antenne peuvent être déterminées.

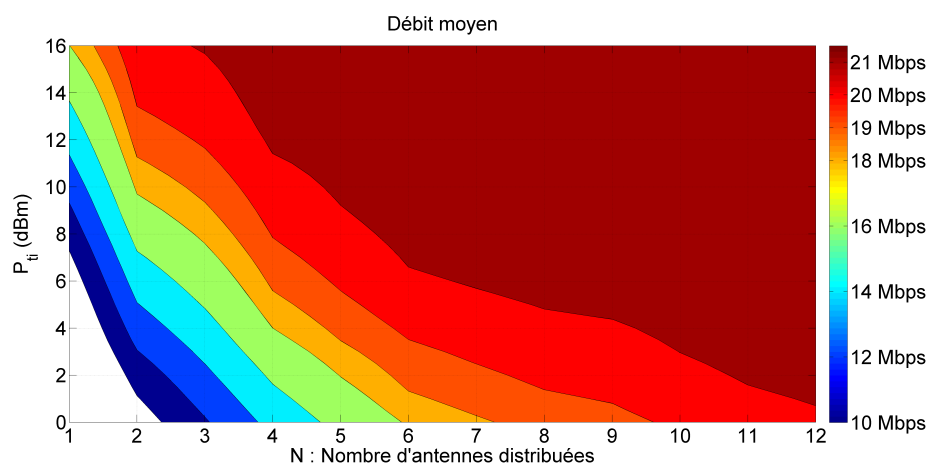


FIGURE 5.6 – Évolution du débit moyen en fonction du nombre d'antennes distribuées N et de la puissance rayonnée par antenne P_{ti} .

On constate sur la Figure 5.7 qu'il existe une zone centrale où l'énergie par bit est

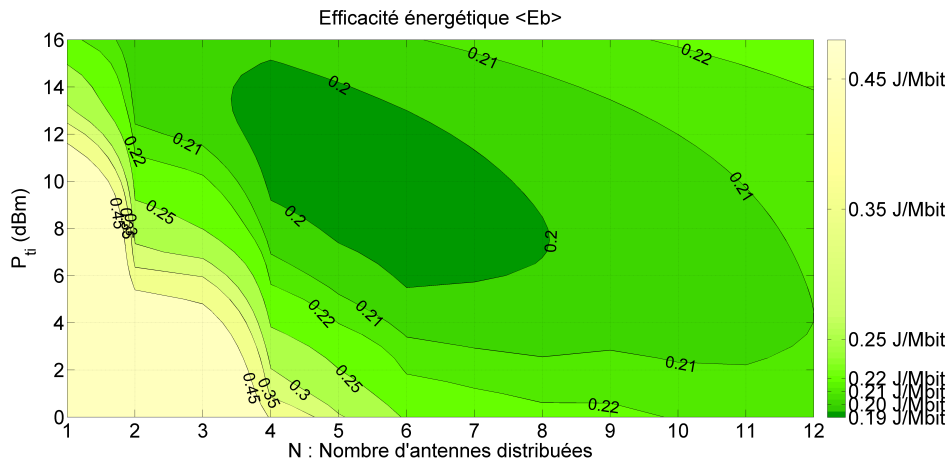


FIGURE 5.7 – Évolution de l'énergie par bit moyenne en fonction du nombre d'antennes distribuées N et de la puissance rayonnée par antenne P_{ti} .

inférieure à $0,20$ J/Mbit. Cette zone s'étend pour un nombre d'antennes distribuées compris entre 4 et 8 et des puissances rayonnées comprises entre 6 et 15 dBm. On constate également sur cette Figure que l'énergie par bit augmente moins rapidement avec le nombre d'antennes que dans la configuration simulcast (Figure 4.8).

En conservant le cahier des charges utilisé précédemment, c'est-à-dire en imposant une moyenne spatiale du débit supérieure à 20 Mbps, tout en voulant minimiser la puissance rayonnée, on obtient comme couple optimal un nombre d'antennes distribuées N égal à 6 et une puissance rayonnée P_{ti} égale à 6 dBm. On a alors pour ce couple des moyennes spatiales égales à 20,9 Mbps pour le débit et 0,199 J/Mbit pour l'énergie par bit. Rappelons que cette valeur d'énergie par bit est calculée pour des puissances rayonnées par le point d'accès et le dongle Wi-Fi égale à 17 dBm. La puissance à l'issue du point d'accès sert moduler les signaux optiques émis par les lasers VCSEL. Sachant qu'ils sont au maximum six à fonctionner simultanément on considère qu'une puissance de 6 mW à la sortie du point d'accès suffit. D'autre part, on peut supposer dans cette configuration une transmission symétrique entre le terminal et l'antenne distribuée. Par conséquent, on considère une puissance rayonnée par le terminal égale à 6 dBm. En estimant à nouveau les puissances moyennes consommées par le point d'accès et le terminal en fonction des schémas de modulation en reprenant la méthode vue au chapitre 3, on obtient une nouvelle valeur d'énergie par bit moyenne égale à 0,181 J/Mbit.

5.1.3 Bilan comparatif des différentes architectures envisagées

Pour montrer l'intérêt de cette architecture à antennes distribuées comprenant l'algorithme MEVAD, une synthèse des résultats obtenus dans les chapitres précédents est présentée dans la Table 5.1.

Cette Table compare les débits moyens, les énergies par bit moyennes ainsi que le niveau d'exposition dans un espace de dimension $60 \text{ m} \times 40 \text{ m}$, pour une architecture munie d'une seule antenne, d'une architecture à antennes distribuées par radio-sur-fibre utilisant un mode de transmission simulcast puis un mode de transmission sélective. Les valeurs du nombre d'antennes distribuées et de la puissance rayonnée sont celles qui minimisent l'énergie par bit tout en réduisant au maximum la puissance rayonnée. On constate que le débit moyen obtenu est maximal dans l'architecture avec transmission sélective. La puissance

| Architecture | Antenne centrale | RoF DAS simulcast | RoF DAS transmission sélective |
|---------------------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------------------|
| Nombre d'antennes distribuées | 0 | 6 | 6 |
| Puissance totale rayonnée | 17 dBm | 11 dBm | 6 dBm |
| Débit moyen | 18,6 Mbps | 20,5 Mbps | 20,9 Mbps |
| Puissance moyenne consommée | 3,85 W | 4,10 W | 3,78 W |
| Énergie par bit moyenne | 0,207 J/Mbit | 0,200 J/Mbit | 0,181 J/Mbit |
| Champ \vec{E} maximal rayonné | 1,22 V/m | 0,25 V/m | 0,35 V/m |
| Champ \vec{E} moyen reçu | $6,12 \cdot 10^{-4}$ V/m | $3,06 \cdot 10^{-4}$ V/m | $1,7 \cdot 10^{-4}$ V/m |

TABLE 5.1 – Tableau comparatif des performances des trois architectures étudiées dans cette thèse.

moyenne consommée lors d'une transmission dans le cas du simulcast est supérieure à celle du cas mono-antenne puisque mis à part le point d'accès et le module Wi-Fi du terminal, aucun autre composant actif n'est utilisé. En revanche, grâce à la diminution des puissances rayonnées par le terminal et le point d'accès cette puissance devient minimale dans le cas d'une architecture utilisant la transmission sélective. L'énergie par bit moyenne est minimale dans le cas d'une transmission sélective, c'est-à-dire que les puissances consommées par les composants de la chaîne optique sont largement compensées par l'amélioration en termes de débit qu'apporte une architecture à antennes distribuées. L'intérêt apporté par cette architecture est une diminution significative de la puissance rayonnée, puisqu'elle passe de 17 dBm dans le cas d'une architecture mono-antenne à 6 dBm dans le cas d'une architecture utilisant une transmission sélective.

À partir de l'impédance du vide et en considérant des antennes isotropes, on peut calculer l'amplitude maximale du champ électrique rayonné au sein de l'architecture et la moyenne spatiale du champ électrique reçu. On obtient alors qu'une architecture à antennes distribuées permet de réduire d'un facteur 3,5 le champ maximal rayonné et de 3,7 la moyenne spatiale du champ moyen.

Si on résume, l'architecture à antennes distribuées utilisant l'algorithme de transmission sélective MEVAD permet d'améliorer de 15% l'efficacité énergétique du réseau, de réduire de 2% la puissance consommée et de réduire de 71% le champ maximal rayonné. L'intérêt en termes d'efficacité énergétique et de puissance consommée peut paraître limité dans le cas du Wi-Fi, mais l'originalité de cette démarche a été de proposer une approche globale, transposable à toutes normes de communications sans-fil et qui quantifie l'apport d'un système à antennes distribuées.

5.2 Extension du modèle aux cas multi-utilisateurs

Le modèle utilisé jusqu'à présent permet de déterminer l'énergie par bit de l'ensemble de la chaîne de transmission pour un utilisateur. Cela correspond à l'énergie par utilisateur qui doit être dépensée pour assurer une transmission de données. Dans cette partie, les éléments d'un réseau multi-utilisateurs vont être présentés, puis les perspectives associées à la méthode DOREE présentée dans le chapitre 4 seront développées.

5.2.1 Revue de littérature dans le cas d'un scénario multi-utilisateurs

Dans le cas mono-utilisateur, le critère de performance du réseau utilisé dans la littérature est le plus souvent la capacité de Shannon moyenne du réseau alors que dans le cas d'un réseau multi-utilisateurs, le critère retenu est la somme des débits accessibles par chaque utilisateur [133, 134]. La théorie de l'information suggère que ce critère augmente linéairement avec le nombre d'antennes [133] déployées sans augmenter la bande passante ou la puissance rayonnée. Ainsi, les différences de performances du réseau varient fortement avec le nombre d'utilisateurs [135]. Un autre aspect important lorsque l'on considère un nombre d'utilisateurs élevé est le choix de l'ordonnanceur. Jorswieck et al. [136] tentent de trouver un compromis entre équité pour chaque utilisateur et la somme des débits. Ils comparent quatre ordonnanceurs et montrent que les résultats obtenus en termes de somme de débits et d'équité varient en fonction du nombre d'utilisateurs et de leur positionnement respectif dans l'environnement à couvrir.

Dans le cas de la norme Wi-Fi, lorsque plusieurs utilisateurs sont connectés à un point d'accès, le schéma de modulation est fixé en fonction de l'utilisateur qui a les conditions les plus contraignantes. Nous avons vu précédemment que l'utilisation d'un réseau à antennes distribuées permet d'obtenir une couverture plus uniforme sur l'ensemble de l'espace considéré. Par conséquent, le débit possible pour un utilisateur proche de l'antenne n'est pas perturbé par deuxième utilisateur situé plus loin. Chaque utilisateur bénéficie alors d'un débit maximal et n'altère pas les performances de l'ensemble du réseau.

En utilisant le fait que les antennes distribuées soient « transparentes » vis-à-vis des signaux transportés, les réseaux à antennes distribuées permettent d'envisager d'émettre plusieurs signaux Wi-Fi simultanément suivant différents canaux pour augmenter les performances du réseau. Dans le cas de la norme Wi-Fi, le nombre de canaux que l'on peut utiliser est de trois (canaux 1, 6 et 11) puisque les fréquences utilisées ne se recouvrent pas. Une étude de Sombrutzki et al. illustre ce point en montrant que le débit moyen par utilisateur peut être augmenté de 56% avec l'utilisation combinée, d'antennes distribuées et de canaux supplémentaires par rapport à une architecture utilisant plusieurs points d'accès [137].

5.2.2 Algorithme de transmission sélective

En ce qui concerne l'algorithme de transmission sélective, l'algorithme MEVAD dont le schéma de principe est présenté sur la Figure 5.2, reste toujours valable pour le cas multi-utilisateurs. La station centrale récupère alors les demandes de connexions des différents terminaux et les traite suivant différents critères. Par exemple, la station centrale peut décider de traiter l'utilisateur qui est le plus proche [138], ou de faire en sorte de maximiser la somme des débits [139] ou encore de maximiser le rapport de la somme des débits sur la puissance rayonnée par l'ensemble des antennes [140]. Ces critères sont reliés au choix de l'ordonnanceur et varient selon la qualité de service que l'on souhaite accorder à chaque terminal.

Une autre approche est d'équiper le point d'accès d'un système de contrôle capable de maximiser la capacité du système global. La radio intelligence ou radio cognitive permet alors de sélectionner les antennes, d'optimiser l'occupation du spectre en modifiant les canaux de propagation pour maximiser la capacité du réseau [141]. Les résultats obtenus par cette étude montrent que la capacité du système peut progresser de 30% par rapport à un système conventionnel, lorsque le nombre d'utilisateurs est supérieur à 5.

5.2.3 Simulation sous ns-3

A fin d'adapter la méthode DOREE au cas multi-utilisateurs, l'utilisation d'un simulateur de réseau a été envisagée. L'objectif était de placer différents utilisateurs dans un réseau d'antennes distribuées et d'utiliser le simulateur de réseau pour connaître les débits moyens par utilisateur, les temps de transmission, et de calculer ainsi les puissances consommées par utilisateur. Une nouvelle expression de l'énergie par bit qui prend en compte la somme des puissances consommées par les utilisateurs et la somme des débits peut être définie. À partir de cette nouvelle expression de l'énergie par bit, les comparaisons entre les architectures à antennes distribuées utilisant le simulcast, une transmission sélective et une architecture conventionnelle munie d'une seule antenne peuvent alors être réalisées.

Un programme permettant de simuler les antennes distribuées été mis en place sous ns-3 (network simulator 3), en utilisant la librairie associée à la norme Wi-Fi. La modélisation d'antennes distribuées a pu être mis en place sous ns-3, mais le programme actuel modélise mal la couche physique, et considère comme des interférences deux signaux provenant de deux antennes différentes quelle que soit la distance entre les antennes et l'utilisateur. L'intervalle de garde pour la couche physique étant de 800 ns, cela correspond à une différence de distance parcourue entre deux ondes émises simultanément supérieures à 200 m. Sous ns-3 quelle que soit la distance entre deux antennes émettant le même signal et le terminal, aucun signal n'est correctement reçu. Le même problème apparaît sur les autres principaux simulateurs de réseaux tels qu'OPNET, OMNET ou ns2, ce qui a limité notre étude multi-utilisateurs.

Des expérimentations de déploiement d'antennes distribuées réalisées au sein de l'espace Arago ont montré qu'avec deux antennes distribuées distantes de 10 m et en émettant le même signal, un terminal était capable de transmettre et recevoir des informations au débit maximum sans être gêné par la présence des deux antennes. Malheureusement, les résultats de simulations ne confirment pas ces résultats expérimentaux.

Actuellement une équipe de l'Université de Mons en Belgique travaille sur la modélisation de la couche physique sous ns-3 pour permettre d'utiliser ce simulateur de réseau dans le cas des antennes distribuées. Lorsque leur modélisation de la couche physique sera au point, nous pourrons étendre notre modèle au cas multi-utilisateurs pour tenter de quantifier le gain en efficacité énergétique de l'architecture à antennes distribuées dans le cas multi-utilisateurs.

5.3 Mise en veille de la station centrale

Jusqu'à présent, seules les consommations de puissance lors d'une transmission/réception de données ont été considérées. Pourtant les consommations de puissance des points d'accès ou modem en veille sont loin d'être négligeables et participent fortement à la croissance de la demande énergétique dans les technologies de l'information et de la communication. Dans un premier temps, une solution pour mettre en veille ces points d'accès est examinée puis appliquée dans le cas de la mise en veille d'un réseau à antennes distribuées. Le gain de puissance consommée est alors déterminé pour une utilisation horaire donnée du point d'accès.

5.3.1 Solution permettant une mise en veille de la station centrale

Une grande partie de l'énergie consommée par les stations centrales est dépensée lorsqu'aucun terminal ne s'y connecte. En effet, en l'absence de terminal souhaitant recevoir

ou envoyer des données, la station centrale émet périodiquement des trames pour vérifier la présence d'un nouvel utilisateur et une grande partie de ses composants est active. Les technologies utilisées sont optimisées pour transmettre des informations avec des débits importants mais ne sont pas dimensionnées pour écouter. Par exemple le point d'accès étudié dans le chapitre 3 consomme 2 W en mode veille, les composants optiques actifs de la chaîne de transmission (en supposant l'algorithme de transmission sélective) consomme également de l'énergie en l'absence de signal par le biais des courants de polarisation. Si on considère six antennes distribuées, on doit donc ajouter à la consommation du point d'accès la consommation énergétique de six couples photodiodes-TIA et un microcontrôleur. La consommation de puissance de la station centrale s'élève alors à 2,3 W.

Pour limiter cette consommation de puissance, Haratcharev et al. [36] proposent l'utilisation d'un nouveau couple d'émetteur-récepteur bas débit et économe énergétiquement qui a pour fonction d'activer ou de désactiver la station centrale. L'architecture proposée est présentée sur la Figure 5.8.

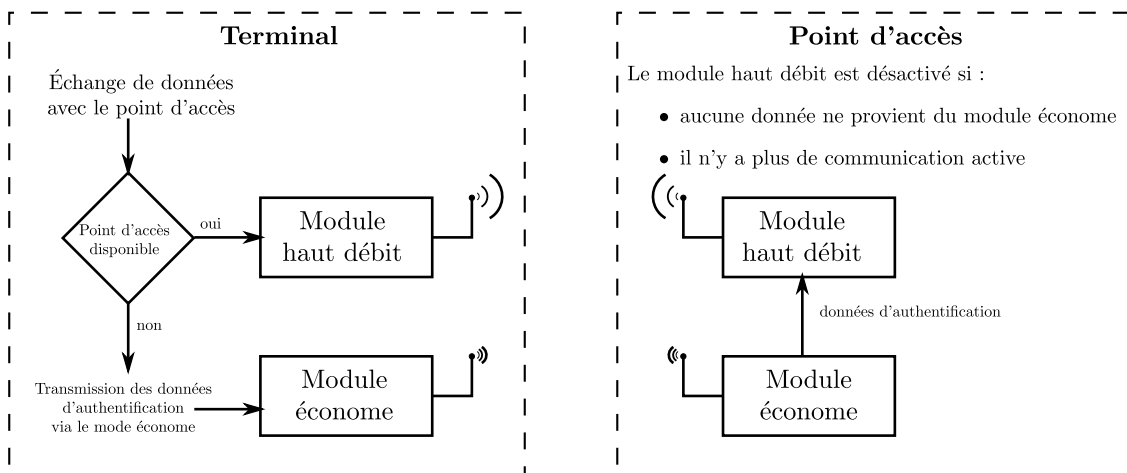


FIGURE 5.8 – Structure présentant la mise en veille du Module haut débit (d'après [142]).

Lorsqu'un terminal souhaite établir une connexion, le module bas débit du terminal communique avec celui de la station centrale et lui transmet ses données d'identification via le module économe. Une fois les données d'authentification reçues et reconnues, le module haut débit se réveille et commence alors le transfert des informations.

5.3.2 Utilisation du Bluetooth

Dans le cas d'une architecture à antennes distribuées, le module bas débit doit avoir une portée suffisante pour être capable de réveiller la station centrale (une centaine de mètres) et doit consommer peu d'énergie lorsqu'il est en mode veille. Avec ces contraintes, la technologie Bluetooth paraît être adaptée pour ce type d'application. Un autre intérêt d'utiliser cette norme dans les réseaux domestiques est que la plupart des terminaux (PC, smartphone, tablettes...) vendus actuellement sont équipés de cette technologie.

Nous avons étudié la consommation énergétique de deux dongles USB Bluetooth. Ces deux modules de marque Belkin et de référence F8T017 ont une portée supérieure à 100 m. La consommation de puissance dans ces deux dongles a été mesurée en suivant le même protocole expérimental que celui du chapitre 3 pour mesurer la consommation dans le point d'accès et le module Wi-Fi. Les consommations instantanées des modules Bluetooth sont

obtenues en observant le courant dans le cordon d'alimentation USB de chaque dongle.

On obtient alors une consommation en transmission égale à 440 mW et une consommation en veille égale à 100 mW soit vingt fois moins que la consommation en veille du point d'accès ou dix fois moins que la consommation du module Wi-Fi.

5.3.3 Mise en veille de l'architecture complète

On considère un réseau local d'entreprise utilisant une architecture comportant six antennes distribuées (RoF) et qui utilise l'algorithme MEVAD présenté en début de chapitre ainsi que la mise en veille de la station centrale. On suppose que l'activité de ce réseau s'étale sur 8 h par jour. La consommation de puissance en veille de l'ensemble de l'architecture à antenne distribuée s'élève alors à $100 \text{ mW} + 6 \times 22 \text{ mW} = 232 \text{ mW}$. la Table 5.2 compare les puissances consommées en veille et en transmission dans la station centrale dans le cas de l'utilisation d'une architecture mono-antenne et d'une architecture à antennes distribuées.

| Architecture | Antenne centrale | RoF DAS |
|-------------------------------------|------------------|----------|
| Puissance en veille | 2 W | 0,23 W |
| Puissance moyenne en fonctionnement | 3,85 W | 3,78 W |
| Énergie consommée par jour (8h) | 62,8 Wh | 33,95 Wh |

TABLE 5.2 – Énergie consommée par la station centrale pour une utilisation quotidienne de 8h/jour.

Les résultats obtenus montrent qu'une mise en veille de la station centrale à partir d'une technologie économe énergétiquement permet de réduire de 45% la consommation énergétique associée au point d'accès/station centrale.

Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre que l'architecture à antennes distribuées muni d'un algorithme de transmission sélective permet non seulement de réduire la puissance rayonnée d'un facteur supérieur à 10 mais également d'augmenter de 15% l'efficacité énergétique globale du réseau par rapport à une architecture usuelle composée d'un seul point d'accès.

De plus, dans un cas multi-utilisateurs, le principe de l'architecture à antennes distribuées qui réduit la distance entre l'antenne et l'utilisateur et la puissance rayonnée par l'architecture permet de limiter les interférences entre utilisateurs et d'améliorer la capacité du réseau par rapport à un réseau muni d'une seule antenne. Ce point n'a pas pu être montré quantitativement dans cette thèse, mais nous travaillons actuellement à implanter sur un simulateur de réseau, une description plus précise de la couche physique associée à la norme Wi-Fi pour montrer quantitativement l'intérêt des systèmes à antennes distribuées dans le cas multi-utilisateurs. En outre, l'ajout d'algorithme issu de la radio cognitive au sein de la station centrale permet d'augmenter la capacité du réseau en affectant sur certaines antennes distribuées plusieurs signaux Wi-Fi ayant un canal différent. Cette possibilité permet de modifier spatialement les capacités du réseau.

Un des problèmes cruciaux pour réduire la consommation énergétique dans les réseaux domestiques est de réduire les puissances consommées lorsque qu'aucune demande de connexion n'est sollicitée. Pour limiter ce problème, une méthode permettant d'associer

un module haut débit avec un module bas débit a été proposée. Cette méthode appliquée au réseau d'antenne distribuée proposée permet de réduire de 46% l'énergie consommée par le point d'accès ou la station centrale en considérant une utilisation quotidienne de 8h.

Nous montrons dans cette thèse que les réseaux à antennes distribuées pourront supporter une augmentation de la demande de débit de la part d'un nombre de terminaux qui ne cessent d'augmenter tout en limitant les puissances rayonnées. Ce type d'architecture permet également d'améliorer significativement l'efficacité énergétique d'un réseau. En revanche, un des points qui a peu été abordé dans cette thèse est l'augmentation du coût de déploiement et de l'empreinte carbone associée au développement de ce type de réseau. En effet, même si les composants constituant cette architecture sont généralement peu onéreux, le déploiement de fibres optiques ainsi que la multiplication de composants opto-électroniques ont certainement un impact non négligeable sur le bilan carbone de l'architecture.

Conclusion générale et perspectives

La croissance rapide de la consommation d'énergie liée au développement des technologies de l'information et de la communication entraîne des problématiques de recherches variées. Alors que beaucoup d'études traitent de la consommation énergétique dans les réseaux d'accès pour réduire les coûts de fonctionnement des opérateurs, très peu d'études envisagent le cas des réseaux domestiques où l'énergie est dépensée chez l'utilisateur. Pourtant cette énergie représente une part importante de la consommation globale et le développement de nouveaux terminaux demandant des débits importants va accentuer cette proportion.

Pour quantifier, puis optimiser l'impact énergétique des réseaux domestiques, de nouvelles métriques doivent être définies. Une des métriques les plus courantes est l'efficacité énergétique, qui correspond au rapport de la puissance totale consommée par l'architecture sur le débit effectif. Cependant, cette métrique ne permet pas de limiter l'impact des réseaux sur l'environnement en limitant la puissance consommée. Dès la fin du XIX^e siècle, Jevon illustre ce point dans le cas de l'évolution de l'efficacité énergétique des machines à vapeur. Il énonce le fait que l'augmentation de l'efficacité énergétique tend à augmenter la consommation de la ressource (en l'occurrence le charbon). On peut faire l'analogie avec les technologies de l'information et de la communication. En effet, l'optimisation de l'efficacité énergétique accompagnée par une augmentation du débit dans les nouvelles normes de communication sans-fil peut entraîner une multiplication des terminaux utilisant ces normes, augmentant ainsi la puissance globale consommée. Il est donc primordial dans le cas du développement de nouveaux réseaux domestiques de tenir compte de considérations environnementales.

Une architecture à antennes distribuées est proposée dans cette thèse et permet une diminution des distances entre les terminaux et les antennes, entraînant ainsi une amélioration des performances du réseau, une réduction de l'exposition aux ondes électromagnétiques et une réduction de la puissance consommée. Pour relier les antennes distribuées à la station centrale, la technologie radio-sur-fibre est envisagée. Cette technologie, qui se développe actuellement dans les réseaux d'accès peut s'inclure avantageusement dans les réseaux domestiques. En effet, elle limite le coût de déploiement tout en permettant un lien « transparent » entre la station centrale et les antennes distribuées puisque différentes normes de communications peuvent y être transportées simultanément. Les limites de la radio-sur-fibre liées à une modulation analogique sur le signal optique sont réduites dans le cas de déploiement domestiques où les distances restent généralement inférieures à

une centaine de mètres. L'intérêt de la démarche utilisée dans cette thèse est de proposer une méthode globale qui permet de déterminer l'efficacité énergétique d'un réseau domestique et de donner des outils pour l'optimiser. Cette méthode, appelée méthode DOREE, est développée dans le cas d'une transmission Wi-Fi, mais peut être transposée à toutes normes de communications sans-fil. Les résultats obtenus dans le cas d'un déploiement d'un réseau à antennes distribuées Wi-Fi montrent que cette architecture permet à la fois de réduire de 71% la puissance totale rayonnée au sein de l'environnement considéré, mais également d'augmenter l'efficacité énergétique de 15% par rapport à un réseau constitué d'une seule antenne. Ces résultats ont été déterminés à partir d'une estimation de la puissance consommée au sein de la chaîne radio-sur-fibre et de la mesure expérimentale de la puissance consommée d'un point d'accès et d'un module Wi-Fi. La difficulté rencontrée est qu'aujourd'hui, peu de dispositifs intègrent une conception ou une programmation qui optimisent leur consommation de puissance. Par conséquent, l'approche retenue dans cette thèse ne peut donner qu'une évolution de tendance, mais les chiffres obtenus dépendent des composants utilisés dans l'ensemble de l'architecture.

Les principales contributions de de cette thèse sont énoncées ci-dessous :

- Définition de métriques dans le cas d'un réseau domestique sans-fil ;
- Mesure de l'efficacité énergétique en prenant en compte l'ensemble de la chaîne de transmission ;
- Éléments pour dimensionner un système d'antennes distribuées ;
- Proposition d'algorithmes de mise en veille des antennes distribuées et de la station centrale.

En l'état actuel, les réseaux domestiques sont constitués essentiellement d'un point d'accès lorsqu'il s'agit d'une résidence, et d'une multiplication de points d'accès lorsqu'il s'agit de réseaux professionnels. En général, aucune considération énergétique n'est prise en compte et la multiplication de points d'accès dans les réseaux d'entreprises peut détériorer la qualité du signal transmis à cause d'interférences entre plusieurs points d'accès. Les réseaux domestiques de demain, devront prendre en considération le coût de l'architecture, les performances et la puissance consommée. Il faut donc trouver un compromis entre l'émission de CO₂, l'efficacité énergétique et le coût de l'architecture pour concevoir les réseaux domestiques « verts » de demain.

Peu d'études d'efficacité énergétique publiées jusqu'à présent, traitent le problème d'efficacité énergétique de façon globale. L'originalité de cette étude aura été de prendre en compte à la fois la puissance consommée par les composants RF situés au niveau de la station centrale, des antennes distribuées et du terminal, mais également de prendre en considération la consommation de la chaîne de transmission optique.

Le contenu du chapitre 4 fournit les outils pour déployer un système d'antennes distribuées dans un environnement donné. À partir de la densité de probabilité de présence des utilisateurs et d'un cahier des charges qui définit le débit souhaité, le positionnement des antennes ainsi que le nombre d'antennes distribuées et la puissance totale rayonnée sont déterminés pour optimiser l'efficacité énergétique globale (méthode DOREE). Cette étude est transposable à toute norme de transmission à condition qu'elle utilise des fréquences inférieures à 10 GHz.

Même si de nombreux travaux s'intéressent à l'amélioration de l'efficacité énergétique, la principale économie d'énergie que l'on peut réaliser dans les TIC se situe au niveau de la mise en veille des composants utilisés dans la chaîne de transmission. En effet que ce soit au niveau des réseaux locaux d'habitations ou d'entreprises, les connexions via le modem ne

se font que sur des plages horaires limitées. Pourtant, lorsqu'aucune connexion n'est active les modems actuels consomment entre 2 et 5 W. Les algorithmes proposés au niveau des antennes distribuées ou au niveau de la station centrale dans le chapitre 5 permettraient de diminuer de façon conséquente les énergies consommées en mode veille.

Plus généralement, ce travail constitue une première approche de l'étude de l'efficacité énergétique dans les réseaux domestiques, et il resterait plusieurs points à approfondir. D'une part, nous avons montré que l'architecture à antennes distribuées permettait d'obtenir des réseaux plus efficaces énergétiquement, mais nous n'avons pas pris en compte les émissions de CO₂ liées à l'ajout de nouveaux composants (cycle de vie) dans le réseau pour savoir si l'architecture considérée réduisait les émissions de dioxyde de carbone.

D'autre part, notre étude s'est basée sur des signaux Wi-Fi pour étudier l'efficacité énergétique. Des études similaires sont transposables pour des normes n'utilisant pas le MIMO et ayant des fréquences inférieures à 10 GHz. Cependant, on peut très bien imaginer en modifiant légèrement la station centrale émettre avec les antennes distribuées des signaux de fréquences et de normes différentes, puisque les antennes distribuées sont réalisées pour être parfaitement transparentes par rapport aux signaux qui sont issus de la fibre optique. Une autre possibilité est d'émettre sur les différentes antennes distribuées des signaux différents visant alors à augmenter significativement le débit de transmission. Ces différentes configurations et les améliorations associées pourraient alors être quantifiées précisément avec un simulateur de réseau tel que ns-3.

Une autre perspective est de véhiculer dans les réseaux à antennes distribuées les normes transportant les signaux 60 GHz, puisque l'atténuation importante de ces signaux nécessite l'utilisation de réseau à antennes distribuées. En revanche, la chaîne optique présentée dans cette thèse est à adapter, car le schéma radio-sur-fibre de base utilisé ne permet pas de transporter des signaux ayant des fréquences supérieures à 10 GHz. En modifiant légèrement l'architecture et en ajoutant des oscillateurs locaux au niveau des antennes distribuées, plusieurs études montrent qu'on peut transporter ces signaux avec des fréquences intermédiaires. Les composants rajoutés augmenteront certainement la puissance consommée dans l'ensemble de la chaîne de transmission, mais cette augmentation de puissance pourra être largement compensée au niveau du calcul de l'efficacité énergétique, par un débit plus important : des débits supérieurs à 1 Gbps sont accessibles par exemple en utilisant la norme IEEE 802.15.3c.

Pour conclure, l'augmentation de l'efficacité énergétique est un premier pas mais n'est pas suffisante pour envisager des technologies de l'information et de la communication « vertes ». Une réelle prise en compte de ces aspects sera effective lorsque les acteurs du secteur des télécoms intégreront ces considérations énergétiques de manière prioritaires dans leurs règles d'ingénierie sans les lier à des considérations purement financières.

Bibliographie

- [1] European Commission Joint Research Center. Major ICT companies join European Commission initiative to reduce electricity consumption, Sept. 2010.
- [2] A. Fehske, G. Fettweis, J. Malmudin, and G. Biczok. The global footprint of mobile communications : The ecological and economic perspective. *IEEE Communications Magazine*, 49(8) :55–62, aug. 2011.
- [3] L. Suarez, L. Nuaymi, and J.M. Bonnin. An overview and classification of research approaches in green wireless networks. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pages 1–18, 2012.
- [4] Y. Chen, S. Zhang, S. Xu, and G.Y. Li. Fundamental trade-offs on green wireless networks. *Communications Magazine, IEEE*, 49(6) :30–37, june 2011.
- [5] The Climate Group GeSI. Smart 2020 : Enabling the low carbon economy in the information age, 2008.
- [6] R. Bolla, R. Bruschi, F. Davoli, and F. Cucchietti. Energy efficiency in the future internet : A survey of existing approaches and trends in energy-aware fixed network infrastructures. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, 13(2) :223–244, 2011.
- [7] M.A. Marsan and M. Meo. Green wireless networking : Three questions. In *Ad Hoc Networking Workshop (Med-Hoc-Net), 2011 The 10th IFIP Annual Mediterranean*, pages 41–44, june 2011.
- [8] K. Hinton, J. Baliga, M.Z. Feng, R.W.A. Ayre, and R.S. Tucker. Power consumption and energy efficiency in the internet. *Network, IEEE*, 25(2) :6–12, march-april 2011.
- [9] J. Baliga, R. Ayre, K. Hinton, and R.S. Tucker. Energy consumption in wired and wireless access networks. *Communications Magazine, IEEE*, 49(6) :70–77, june 2011.
- [10] L. Souchon-Foll. *TIC et énergétique : Techniques d'estimation de consommation sur la hauteur, la structure et l'évolution de l'impact des TIC en France*. PhD thesis, Orange Labs, 2008.
- [11] O. Arnold, F. Richter, G. Fettweis, and O. Blume. Power consumption modeling of different base station types in heterogeneous cellular networks. In *Future Network and Mobile Summit, 2010*, pages 1–8, june 2010.
- [12] C. Han, T. Harrold, S. Armour, I. Krikidis, S. Videv, P.M. Grant, H. Haas, J.S. Thompson, I. Ku, C.X. Wang, T. Le Anh, M.R. Nakhai, J. Zhang, and L. Hanzo.

- Green radio : radio techniques to enable energy-efficient wireless networks. *Communications Magazine, IEEE*, 49(6) :46–54, june 2011.
- [13] Cisco. Cisco visual networking index : Global mobile data traffic forecast update, 2011-2016, feb. 2012.
- [14] M. Sauer, A. Kobayakov, and J. George. Radio over fiber for picocellular network architectures. *Journal of Lightwave Technology*, 25(11) :3301–3320, Nov. 2007.
- [15] C.E. Jones, K.M. Sivalingam, P Agrawal, and J.C. Chen. A survey of energy efficient network protocols for wireless networks. *Wireless Networks*, 7 :343–358, 2001.
- [16] H. Karl. An overview of energy-efficiency techniques for mobile communication systems. Report of AG Mobikom WG7, oct. 2003.
- [17] D. Ezri and S. Shilo. Green cellular - optimizing the cellular network for minimal emission from mobile stations. In *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2009. COMCAS 2009. IEEE International Conference on*, pages 1–5, nov. 2009.
- [18] J. Hoydis, M. Kobayashi, and M. Debbah. Green small-cell networks. *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, 6(1) :37–43, march 2011.
- [19] D. Ferling, T. Bohn, D. Zeller, P. Frenger, I. Godor, Y. Jading, and W. Tomaselli. Energy efficiency approaches for radio nodes. In *Future Network and Mobile Summit, 2010*, pages 1–9, june 2010.
- [20] M. Gupta and S. Singh. Greening of the internet. In *Proceedings of the 2003 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications*, SIGCOMM '03, pages 19–26, New York, NY, USA, 2003. ACM.
- [21] J.P. Ebert, B. Burns, and A. Wolisz. A trace-based approach for determining the energy consumption of a wlan network interface. In *In Proc. of European wireless, Florence, Italy 2002*.
- [22] A. P. Jardosh, K. Papagiannaki, E.M. Belding, K. C. Almeroth, G. Iannaccone, and B. Vinnakota. Green w lans : On-demand wlan infrastructures. *Mob. Netw. Appl.*, 14(6) :798–814, December 2009.
- [23] M. Crisp, R.V. Penty, I.H. White, and A. Bell. Wideband radio over fiber distributed antenna systems for energy efficient in-building wireless communications. In *IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring)*, pages 1–5, may 2010.
- [24] J. Zhang and Y. Wang. Energy-efficient uplink transmission in sectorized distributed antenna systems. In *Communications Workshops (ICC), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1–5, may 2010.
- [25] T. Chen, H. Kim, and Y. Yang. Energy efficiency metrics for green wireless communications. In *Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2010 International Conference on*, pages 1–6, oct. 2010.
- [26] G. Miao, N. Himayat, G.Y. Li, and S. Talwar. Distributed interference-aware energy-efficient power optimization. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 10(4) :1323–1333, april 2011.
- [27] F. Wang, D.F. Kimball, J.D. Popp, A.H. Yang, D.Y. Lie, P.M. Asbeck, and L.E. Larson. An improved power-added efficiency 19-dbm hybrid envelope elimination and restoration power amplifier for 802.11g wlan applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12) :4086–4099, dec. 2006.

- [28] J. Van Driessche, G. Cantone, W. Eberle, B. Come, and S. Donnay. Transmitter cost/efficiency exploration for 5-ghz wlan. In *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings*, pages 35–38, aug. 2003.
- [29] G. Micallef, P. Mogensen, H.-O. Scheck, and E. Lang. Energy efficient evolution of mobile networks : Macro-only upgrades vs. a joint-pico deployment strategy. In *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011 IEEE 73rd*, pages 1–5, may 2011.
- [30] L.G. Kazovsky, T. Ayhan, M.R.N. Ribeiro, and D. van Veen. Energy efficient optical-wireless residential access/in-house networks. In *13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, june 2011.
- [31] M. Lenzen. Life cycle energy and greenhouse gas emissions of nuclear energy : A review. *Energy Conversion and Management*, 49(8) :2178–2199, dec. 2008.
- [32] G. Miao, N. Himayat, Y. Li, and A. Swami. Cross-layer optimization for energy-efficient wireless communications : a survey. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 9(4) :529–542, 2009.
- [33] M. De Sanctis, E. Cianca, and V. Joshi. Energy efficient wireless networks towards green communications. *Wireless Personal Communications*, 59 :537–552, 2011.
- [34] W. Wang, Z. Zhang, and A. Huang. *Towards Green Wireless Communications : Metrics, Optimization and Tradeoff*, chapter 2, pages 23–36. Springer, 2011.
- [35] Y. Chen, S. Zhang, and S. Xu. Characterizing energy efficiency and deployment efficiency relations for green architecture design. In *Communications Workshops (ICC), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1–5, may 2010.
- [36] I. Haratcherev, M. Fiorito, and C. Balageas. Low-power sleep mode and out-of-band wake-up for indoor access points. In *GLOBECOM Workshops, IEEE*, pages 1–6, dec. 2009.
- [37] D. Grace, Jingxin Chen, T. Jiang, and P.D. Mitchell. Using cognitive radio to deliver green communications. In *4th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, CROWNCOM 09.*, pages 1–6, june 2009.
- [38] G. Gür and F. Alagös. Green wireless communications via cognitive dimension : an overview. *Network, IEEE*, 25(2) :50–56, march 2011.
- [39] I.F. Akyildiz, W.Y. Lee, M.C. Vuran, and S. Mohanty. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks : a survey. *Computer Networks*, 50(13) :2127–2159, 2006.
- [40] L.S. Cardoso, P. Bianchi, J. Najim, M. Debbah, M. Maïda, et al. Ecoute coopérative de spectre pour la radio cognitive. *Actes de GRETSI-2009*, 2009.
- [41] A. Maiga, J.-Y. Baudais, and J.-F. Helard. Very high bit rate power line communications for home networks. In *Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium on*, pages 313–318, april 2009.
- [42] C. Carcelle. *Réseaux CPL par la pratique*. Eyrolles, 2006.
- [43] dLAN 200 AVPlus data sheet. <http://www.devollo.com/consumer/dlan-200-avplus/pdf/datasheet-dlan-200-avplus-en.pdf>.
- [44] dLAN 200 AV Wireless N data sheet. <http://www.devollo.com/consumer/dlan-200-av-wireless-n/pdf/datasheet-dlan-200-av-wireless-n-en.pdf>.
- [45] A. N’goma. *Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems*. PhD thesis, Technische Universiteit Eindhoven, 2005.

- [46] T.S. Cho, C. Yun, J.I. Song, and K. Kim. Analysis of cnr penalty of radio-over-fiber systems including the effects of phase noise from laser and rf oscillator. *J. Lightwave Technol.*, 23(12) :4093, 2005.
- [47] D. Wake, A. Nkansah, N.J. Gomes, C. Lethien, C. Sion, and J.-P. Vilcot. Optically powered remote units for radio-over-fiber systems. *Lightwave Technology, Journal of*, 26(15) :2484–2491, Aug.1, 2008.
- [48] ICT OMEGA. Technical requirement. *Deliverable D.2.1*, 30 June 2008.
- [49] ICT-OMEGA. State of the art - optical wireless. *Deliverable D.4.1*, 2008.
- [50] S. Miyauchi, T. Komine, S. Haruyama, and M. Nakagawa. Analysis of led-allocation algorithm for high-speed parallel wireless optical communication system. In *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, pages 191–194, jan. 2006.
- [51] ICT-OMEGA. Smart wireless optics - final evaluation report. *Deliverable D.4.6a*, apr. 2011.
- [52] Y. Le Guennec, A. Pizzinat, S. Meyer, B. Charbonnier, P. Lombard, M. Lourdiane, B. Cabon, C. Algani, A.-L. Billabert, M. Terre, C. Rumelhard, J.-L. Polleux, H. Jacquinet, S. Bories, and C. Sillans. Low-cost transparent radio-over-fiber system for in-building distribution of uwb signals. *Lightwave Technology, Journal of*, 27(14) :2649–2657, july 2009.
- [53] A. Stöhr, A. Akrouf, R. Buß, B. Charbonnier, F. van Dijk, A. Enard, S. Fedderwitz, D. Jäger, M. Huchard, F. Lecoche, J. Marti, R. Sambaraju, A. Steffan, A. Umbach, and M. Weiß. 60 ghz radio-over-fiber technologies for broadband wireless services. *J. Opt. Netw.*, 8(5) :471–487, May 2009.
- [54] P. Yue, X. Yi, and Z. Liu. A novel wireless network architecture and its radio frequency assignment mechanism for WLAN based on distributed antenna system using radio over free space optics. In *International Conference on Information Science and Technology (ICIST)*, pages 488–492, march 2011.
- [55] H. Al Hajjar, B. Fracasso, and D. Leroux. Fiber-distributed indoor high bitrate optical wireless system. In *14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, pages 1–5, oct. 2011.
- [56] A.J. Cooper. Fibre/radio for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network. *Electronics Letters*, 26(24) :2054–2056, nov. 1990.
- [57] A.M.J. Koonen and L.M. Garcia. Radio-over-mmf techniques ;part II : Microwave to millimeter-wave systems. *Lightwave Technology, Journal of*, 26(15) :2396–2408, aug. 2008.
- [58] M.P. Thakur, T.J. Quinlan, C. Bock, S.D. Walker, M. Toycan, S. Dudley, D.W. Smith, A. Borghesani, D. Moodie, M. Ran, and Y. Ben-Ezra. 480-mbps, bi-directional, ultra-wideband radio-over-fiber transmission using a 1308/1564-nm reflective electro-absorption transducer and commercially available VCSELs. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3) :266–272, feb. 2009.
- [59] L. Pessoa, J. Oliveira, D. Coelho, J. Castro, and H. Salgado. Experimental evaluation of a R-EAM and noise impact analysis for UWB and Wi-Fi transmission in RoF networks. *Annals of Telecommunications*, pages 1–10.
- [60] D. Wake, A. Nkansah, N.J. Gomes, G. de Valicourt, R. Brenot, M. Violas, Zhansheng Liu, F. Ferreira, and S. Pato. A comparison of radio over fiber link types for the support of wideband radio channels. *Journal of Lightwave Technology*, 28(16) :2416–2422, aug. 2010.

- [61] M. Beltran. *Photonic Techniques for next generation integrated optical networks based on ultrawideband radio*. PhD thesis, Universidad Politecnica de Valencia, 2012.
- [62] J. Piprek and J.E. Bowers. *Analog modulation of semiconductor lasers*. Cambridge University Press, oct. 2002.
- [63] C. Carlsson, A. Larsson, and A. Alping. RF transmission over multimode fibers using VCSELs-comparing standard and high-bandwidth multimode fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 22(7) :1694–1700, july 2004.
- [64] K. Nakahara, T. Tsuchiya, T. Kitatani, K. Shinoda, T. Taniguchi, T. Kikawa, and M. Aoki. In *Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim 2007*.
- [65] G.P. Agrawal. *Fibre-Optic Communications Systems*. Wiley, 2002.
- [66] P. Lecoy. *Telecoms sur fibre optique*. Lavoisier, 2008.
- [67] W. Stephens and T. Joseph. System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber-optic links. *Journal of Lightwave Technology*, 5(3) :380–387, mar 1987.
- [68] R.C. Williamson and R.D. Esman. Rf photonics. *Journal of Lightwave Technology*, 26(9) :1145–1153, may 2008.
- [69] K. Prosyk, A. Ait-Ouali, C. Bornholdt, T. Brast, M. Gruner, M. Hamacher, D. Hoffmann, R. Kaiser, R. Millett, K. Velthaus, and I. Woods. High performance 40ghz inp mach-zehnder modulator. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC) and the National Fiber Optic Engineers Conference*, march 2012.
- [70] A.E. Willner and S.R. Nuccio. Electro-optic polymer modulators. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1–3, march 2012.
- [71] J.M.B. Oliveira, S. Silva, L.M. Pessoa, D. Coelho, H.M. Salgado, and J.C.S. Castro. UWB radio over perfluorinated GI-POF for low-cost in-building networks. In *IEEE Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, pages 317–320, oct. 2010.
- [72] T. Nagatsuma and H. Ito. *High-Power RF Uni-Traveling-Carrier Photodiodes (UTC-PDs) and Their Applications*. Intech, mar. 2011.
- [73] H. Al-Raweshidy and S Komaki. *Radio over Fiber Technologies for mobile communications networks*. Artech House, 2002.
- [74] A. Kobayakov, J. George, and M. Sauer. Study of system dynamic range for wlan radio signal transmission over mmf and coax cable systems. In *International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2006. MWP '06.*, pages 1–4, oct. 2006.
- [75] L. Roselli, V. Borgioni, F. Zepparelli, F. Ambrosi, M. Comez, P. Faccin, and A. Casini. Analog laser predistortion for multiservice radio-over-fiber systems. *Journal of Lightwave Technology*, 21(5) :1211–1223, may 2003.
- [76] N. Taguchi, S. Tanaka, Y. Atsumi, and T. Kimura. Relative-intensity-noise reduction technique for frequency-converted radio-on-fiber system. In *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, page 4, june 2005.
- [77] A. Das, A. Nkansah, N.J. Gomes, I.J. Garcia, J.C. Batchelor, and D. Wake. Design of low-cost multimode fiber-fed indoor wireless networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(8) :3426–3432, aug. 2006.

- [78] V. Sittakul and M.J. Cryan. A fully bidirectional 2.4-GHz wireless-over-fiber system using photonic active integrated antennas (PhAIAs). *Journal of Lightwave Technology*, 25(11) :3358–3365, nov. 2007.
- [79] D. Wake, A. Nkansah, and N.J. Gomes. Radio over fiber link design for next generation wireless systems. *Journal of Lightwave Technology*, 28(16) :2456–2464, aug. 2010.
- [80] Y. Ben-Ezra, M. Ran, E. Borohovich, A. Leibovich, M.P. Thakur, R. Llorente, and S.D. Walker. Wimedia-defined, ultra-wideband radio transmission over optical fibre. In *Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC.*, pages 1–3, feb. 2008.
- [81] C.M. Okonkwo, H. Yang, Y. Shi, R. Alemany, R. Sambaraju, J. Herrera Llorente, A.M.J. Koonen, and E. Tangdionga. Bidirectional transmission of WiMedia-compliant UWB over 100-m perfluorinated graded-index plastic optical fiber. *IEEE Photonics Technology Letters*, 23(14) :995–997, july 2011.
- [82] T. Quinlan, M. Morant, S. Dudley, R. Llorente, and S. Walker. 480Mbit/s UWB bi-directional radio over fiber CWDM PON using ultra-low cost and power VCSELs. *Opt. Express*, 19(26) :197–202, dec. 2011.
- [83] H. Yang. *Optical Techniques for Broadband In-Building Networks*. PhD thesis, Technische Universiteit Eindhoven, 2011.
- [84] M. Huchard, M. Weiss, A. Pizzinat, S. Meyer, P. Guignard, and B. Charbonnier. Ultra-broadband wireless home network based on 60-ghz WPAN cells interconnected via RoF. *Journal of Lightwave Technology*, 26(15) :2364–2372, Aug 2008.
- [85] M. Weiss. *60 GHz photonic millimeter-wave communication systems*. PhD thesis, Universitat Duisburg-Essen, 2010.
- [86] J. Guillory, S. Meyer, I. Siaud, A.M. Ulmer-moll, B. Charbonnier, A. Pizzinat, and C. Algani. Radio-over-fiber architectures. *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, 5(3) :30–38, 2010.
- [87] J. Guillory, A. Pizzinat, P. Guignard, F. dfRichard, B. Charbonnier, C. Algani, and P. Chanclou. In *37th European Conference and Exposition on Optical Communications*.
- [88] J. Guillory, E. Tanguy, A. Pizzinat, B. Charbonnier, S. Meyer, C. Algani, and Hongwu Li. A 60 GHz wireless home area network with radio over fiber repeaters. *Journal of Lightwave Technology*, 29(16) :2482–2488, aug. 2011.
- [89] Y. Yang, C. Lim, and A. Nirmalathas. Comparison of energy consumption of integrated optical-wireless access networks. In *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2011.
- [90] T.J. Hall, R. Maldonado-Basilio, S. Abdul-Majid, L. Ran, I.A. Perez, F. Lucarz, J.L. de Bougrenet de la Tocnaye, B. Fracasso, P. Pajusco, C. Karnfelt, D. Bourreau, M. Ney, R. Guemri, Y. Josse, and H. Liu. Radio-over-fibre access for sustainable digital cities. *Annals of Telecommunications*, 2012.
- [91] A. Saleh, A. Rustako, and R. Roman. Distributed antennas for indoor radio communications. *IEEE Transactions on Communications*, 35(12) :1245–1251, dec. 1987.
- [92] COST 231. Digital mobile radio towards future generation systems. Technical report, European Commission, Brussels, Belgium, 1999.

- [93] T.S. Rappaport. *Wireless Communications Principles and Practice*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [94] A.J. Motley and J.M.P. Keenan. Personal communication radio coverage in buildings at 900 MHz and 1700 MHz. *Electronics Letters*, 24(12) :763–764, jun 1988.
- [95] P. Chow, A. Karim, V. Fung, and C. Dietrich. Performance advantages of distributed antennas in indoor wireless communication systems. In *44th IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 3, pages 1522–1526, jun 1994.
- [96] F. Tong, I.A. Glover, S.R. Pennock, and P.R. Shepherd. Impact of distributed antenna systems on inter-cell interference. In *7th European Conference on Wireless Technology*, pages 41–44, 2004.
- [97] S. Ariyavisitakul, T.E. Darcie, L.J. Greenstein, M.R. Phillips, and N.K. Shankaranarayanan. Performance of simulcast wireless techniques for personal communication systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 14(4) :632–643, may 1996.
- [98] WG302 data sheet. http://kbserver.netgear.com/datasheets/WG302_ds_28April05.pdf.
- [99] Télécom Bretagne. Etude et déploiement d'un réseau wi-fi à antennes distribuées. Technical report, Telecom Bretagne, feb. 2010.
- [100] Y. Josse, B. Fracasso, and P. Pajusco. Model for energy efficiency in radio over fiber distributed indoor antenna Wi-Fi network. In *The 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'11)*, Brest, France, October 2011.
- [101] Y. Josse, B. Fracasso, F. Lucarz, and P. Pajusco. Investigations of coverage and energy efficiency in radio over fiber distributed antenna systems. In *GROWAN 2011 (Green Radio-over-Fibre and All-Optical Wireless Access Networks)*, 2011.
- [102] I. Antolin Perez, T.J. Hall, and Majid S. Radio over fibre : propagation and consumption study of 60 ghz wireless. University of Ottawa, 2012.
- [103] Atheros. Power consumption and energy efficiency comparisons of WLAN products. Technical report, Atheros, apr. 2004.
- [104] A. Murabito. A comparison of efficiency, throughput, and energy requirements of wireless access points. Technical report, University of New Hampshire WLAN Consortium, mar. 2009.
- [105] D. Qiao, S. Choi, A. Soomro, and K.G. Shin. Energy-efficient pcf operation of ieee 802.11a wireless lan. In *INFOCOM 2002. Twenty-First Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies.*, volume 2, pages 580–589, 2002.
- [106] B. Bougard, S. Pollin, G. Lenoir, W. Eberle, L. Vand der Perre, F. Catthoor, and W. Dehaene. Energy-scalability enhancement of wireless local area network transceivers. In *IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pages 449–453, july 2004.
- [107] G. Palem and S. Tozlu. On energy consumption of wi-fi access points. In *IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, pages 434–438, jan. 2012.
- [108] S. Vijay, S.C. Sharma, and V. Gupta. An analysis of energy efficient communication in ad-hoc wireless local area network. In *First International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, ICETET '08.*, pages 140–144, july 2008.

- [109] J.P. Ebert and A. Wolisz. Combined tuning of RF power and medium access control for WLANs. *Mobile Networks and Applications*, 6 :417–426, 2001.
- [110] A. El Bourichi and Y. Hiroto. Low power design for IEEE 802.11 WLAN at the medium access control layer. Technical report, IEICE, 2005.
- [111] S. Pack, H. Park, S. Min, and I. Jang. Energy efficiency analysis of IEEE 802.11 PSM in multi-rate environments. In *IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, pages 354–355, jan. 2012.
- [112] Iperf software. <http://sourceforge.net/projects/iperf/>.
- [113] L.M. Feeney and M. Nilsson. Investigating the energy consumption of a wireless network interface in an ad hoc networking environment. In *INFOCOM 2001. Twentieth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies.*, volume 3, pages 1548–1557, 2001.
- [114] R. Khalaf and I. Rubin. Improving the bit-per-joule performance of IEEE 802.11 based wireless networks through high power transmissions. In *Proceedings of 17th International Conference on Computer Communications and Networks, ICCCN '08.*, pages 1–6, aug. 2008.
- [115] R.C. Rodrigues, G.R. Mateus, and A.A.F. Loureiro. On the design and capacity planning of a wireless local area network. In *Network Operations and Management Symposium, IEEE/IFIP*, pages 335–348, 2000.
- [116] X. Ling and K.L. Yeung. Joint access point placement and channel assignment for 802.11 wireless LANs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(10) :2705–2711, oct. 2006.
- [117] S. Kouhbor, J. Ugon, A. Rubinov, A. Kruger, and M. Mammadov. Coverage in WLAN with minimum number of access points. In *IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, VTC 2006-Spring.*, volume 3, pages 1166–1170, may 2006.
- [118] Z. Ji, T.K. Sarkar, and B.H. Li. Methods for optimizing the location of base stations for indoor wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(10) :1481–1483, oct. 2002.
- [119] Z. Zheng, L.X. Cai, M. Dong, X. Shen, and H.V. Poor. Constrained energy-aware ap placement with rate adaptation in WLAN mesh networks. In *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011).*, pages 1–5, dec. 2011.
- [120] M. Unbehaun and M. Kamenetsky. On the deployment of picocellular wireless infrastructure. *IEEE Wireless Communications*, 10(6) :70–80, dec. 2003.
- [121] A. Farsi, N. Achir, and K. Boussetta. Heuristic approaches for access points deployment and frequency assignment in WLANs. In *Global Information Infrastructure Symposium (GIIS)*, pages 1–7, aug. 2011.
- [122] A.P. Jardosh, G. Iannaccone, K. Papagiannaki, and B. Vinnakota. Towards an energy-star wlan infrastructure. In *Eighth IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications, HotMobile 2007.*, pages 85–90, march 2007.
- [123] Z. Liu, T. Sorensen, J. Wigard, and P. Mogensen. DAS, uncoordinated femto and joint scheduling systems for in-building wireless solutions. In *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5, may 2011.
- [124] E. Park, S.R. Lee, and I. Lee. Antenna placement optimization for distributed antenna systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(7) :2468–2477, july 2012.

- [125] Y. Qian, M. Chen, X. Wang, and P. Zhu. Antenna location design for distributed antenna systems with selective transmission. In *International Conference on Wireless Communications Signal Processing, WCSP 2009.*, pages 1–5, nov. 2009.
- [126] X. Wang, P. Zhu, and M. Chen. Antenna location design for generalized distributed antenna systems. *Communications Letters, IEEE*, 13(5) :315–317, may 2009.
- [127] L. Dai. A comparative study on uplink sum capacity with co-located and distributed antennas. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 29(6) :1200–1213, june 2011.
- [128] S. Firouzabadi and A. Goldsmith. Optimal placement of distributed antennas in cellular systems. In *Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2011 IEEE 12th International Workshop on*, pages 461–465, june 2011.
- [129] R. Fletcher. *Practical Methods of Optimization. Volume 1 : Unconstrained Optimization*. Wiley & Sons, 1980.
- [130] F. Pan and S. Kasiviswanathan. Efficient placement of directional antennas in infrastructure-based wireless networks. In *MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE - MILCOM 2011*, pages 1796–1801, nov. 2011.
- [131] C. Ren and M. Chen. On the optimal antenna placement for DAS systems. In *International Conference on Wireless Communications Signal Processing, WCSP 2009.*, pages 1–3, nov. 2009.
- [132] Y. Josse, B. Fracasso, G. Castignani, and N. Montavont. Energy-efficient deployment of distributed antenna systems with Radio-over-Fiber links. In *IEEE Online Conference on Green Communications (IEEE GreenCom'12)*, pages 79–85, sep 2012.
- [133] W. Rhee and J.M. Cioffi. On the capacity of multiuser wireless channels with multiple antennas. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10) :2580–2595, oct. 2003.
- [134] J. Gan, Y. Li, L. Xiao, S. Zhou, and J. Wang. On sum rate of multi-user distributed antenna system with circular antenna layout. In *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall. 2007 IEEE 66th*, pages 596–600, 30 2007-oct. 3 2007.
- [135] L. Dai. Distributed antenna system : Performance analysis in multi-user scenario. In *Information Sciences and Systems, 2008. CISS 2008. 42nd Annual Conference on*, pages 85–89, march 2008.
- [136] E.A. Jorswieck, A. Sezgin, and X. Zhang. Throughput versus fairness : Channel-aware scheduling in multiple antenna downlink. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2009(1), 2009.
- [137] R. Sombrutzki, A. Zubow, P. Vidales, and J.P. Redlich. On channel assignment, distributed antennas and network load distribution in dense IEEE 802.11 infrastructure networks. In *Proceedings of the 6th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference, IWCMC '10*, pages 37–41, 2010.
- [138] H. ; Kim, S.R. ; Lee, K.J. Lee, and I. Lee. Transmission schemes based on sum rate analysis in distributed antenna systems. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 11(3) :1201–1209, march 2012.
- [139] Y. Zhao, X. Su, J. Zeng, Y. You, and X. Xu. Capacity analysis and antenna selection strategy for multi-user distributed antenna system. In *ITS Telecommunications (ITST), 2011 11th International Conference on*, pages 784–787, aug. 2011.
- [140] H. Li, G.P. Koudouridis, and J. Zhang. Antenna selection schemes for energy efficiency in distributed antenna systems.

- [141] H. Zhang, H. Ji, and X. Li. RAU allocation for secondary users in cognitive WLAN over fiber system : A HMM approach. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 1416–1421, apr. 2012.
- [142] I. Haratcherev, C. Balageas, and M. Fiorito. Low consumption home femto base stations. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on*, pages 1–5, sept. 2009.

Liste des publications

- [1] **Y. Josse**, B. Fracasso, G. Castignani, and N. Montavont. Energy-efficient deployment of distributed antenna systems with Radio-over-Fiber links. In *2012 IEEE Online Conference on Green Communications (IEEE GreenCom'12)*, Sept. 2012.
- [2] **Y. Josse**, B. Fracasso, and F. Lucarz. Green wireless network deployments in indoor environments using radio-over-fiber distributed antenna systems. *International Journal of Networks and Communications*, 2(4) : 142-147, Nov. 2012.
- [3] **Y. Josse**, B. Fracasso, and P. Pajusco. Model for energy efficiency in radio over fiber distributed indoor antenna Wi-Fi network. In *The 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'11)*, Brest, France, Oct. 2011.
- [4] **Y. Josse**, B. Fracasso, F. Lucarz, and P. Pajusco. Investigations of coverage and energy efficiency in radio over fiber distributed antenna systems. In *GROWAN 2011 (Green Radio-over-Fibre and All-Optical Wireless Access Networks)*, June 2011.
- [5] T.J. Hall, R. Maldonado-Basilio, S. Abdul-Majid, J. Seregelyi, R. Li, I. Antolín-Pérez, H. Nikkhah, F. Lucarz, J.L. de Bougrenet, B. Fracasso, P. Pajusco, C. Karnfelt, D. Bourreau, M. Ney, R. Guemri, **Y. Josse**, and H. Liu. Radio-over-fibre access for sustainable digital cities. Springer Annals of Telecommunications, 2013.