UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Zine BOUHAMRI

Thèse dirigée par **Béatrice CABON** et
codirigée par **Yannis LE GUENNEC** et **Jean-Marc DUCHAMP**

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**
dans **l'École Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal**

Transmission multi-standards sur lien optique bas-coût

Thèse soutenue publiquement le **3 Octobre 2013**,
devant le jury composé de :

Mme Catherine ALGANI
Professeur des universités, Paris, Présidente
Mme Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT
Professeur des universités, Limoges, Rapporteur
M. Jean-Pierre VILCOT
Directeur de recherches, Lille, Rapporteur
Mme Béatrice CABON
Professeur des universités, Grenoble, Directrice de thèse
M. Yannis LE GUENNEC
Maître de conférences, Grenoble, Co-directeur de thèse
M. Jean-Marc DUCHAMP
Maître de conférences, Grenoble, Co-directeur de thèse

Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier mes directeurs de thèse, Béatrice Cabon, Yannis Le Guennec et Jean-Marc Duchamp qui m'ont permis de réaliser ces travaux de thèse au sein des thèmes RadioFréquences, Hyperfréquences et Optoélectronique puis PHOTOnique de l'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique de Grenoble. Je les remercie pour leur confiance, leurs encouragements et leur clairvoyance dans l'orientation de mes recherches. Ainsi que pour leur patience. Je remercie par la meme occasion le directeur du laboratoire M. Gérard Ghibaudo, de m'avoir accueilli, un peu plus longtemps que prévu.

J'exprime ma plus profonde gratitude aux rapporteurs de ce travail de thèse, Mme Christelle Aupetit-Berthelemot (Professeur des universités au XLIM de Limoges) et M. Jean-Pierre Vilcot (Directeur de recherches à l'IEMN de Lille) pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces recherches et les commentaires pertinents qu'ils ont apportés. Merci à Mme Catherine Algani (Professeur des unviersités au CNAM de Paris) de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Je suis particulièrement reconnaissant envers Nicolas Corrao et Olivier Drouin, sans qui il serait probablement impossible de pouvoir effectuer des mesures de qualité au laboratoire.

Merci au CIES d'exister et de m'avoir donné la motivation pour finir. L'enseignement, c'est la vie. Et de fait, je tiens tout d'abord à remercier Régine Herbelles et Michelle Vuillet de s'être aussi bien occupées de nous les petits moniteurs. Je remercie aussi les directeurs que j'ai connus, Pierre Thibault et le très regretté Didier Retour. Je remercie aussi Patrice Petitclair d'avoir été mon tuteur de monitorat. Ainsi que tous les PRAG, PR ou MCF qui n'ont quasi jamais hésité à m'aider. Et je remercie particulièrement Isabelle Schanen qui, lorsqu'elle était directrice des études de première année à Phelma n'a pas hésité à me laisser assumer un cours-TD de mathématiques pour une classe. Cela aura été long, difficile, mais ceci restera une de mes plus belles expériences de ces dernières années.

Merci à toutes celles et ceux que j'ai pu croiser au laboratoire durant ces longues années et avec qui nous avons partagé les choses les plus belles, que ce soit un repas au RU ou une fondue dans les bureaux, un café ou un mot fléché, une relecture d'article ou un verre, un coup de main sur une manip' ou une semaine du goûter, un débug de programme Matlab ou un lotofoot, j'en passe et des meilleures. Je ne prendrai pas vraiment le risque de lister

des noms, sachez tous que je ne vous oublierai jamais. Mais avec le petit risque de l'oubli d'un nom dans ces quelques lignes et l'incident diplomatique qui s'en suivrait, je préfère assurer le coup. Mais sache que je ne t'oublie pas. Toi non plus. Bon toi au fond là, je ne sais pas.

Merci à toutes celles et ceux hors du laboratoire qui ont partagé des moments de ma vie durant ces quelques années et qui ont rendu les choses plus faciles. La team Jeux en Société, la team chambérienne, la team sciences cognitives, la team Viet Vo Dao, la team Nihon, la team Valoridoc, la team zététique, la team OMO, la team Brazil, la team football, la team Hoche, la team Architectes, la team Super Marielle, la team Phelma, LA KLIK stéphanoise, la team Lost-Edens, la team Fufu, la team HFR, la team TricTrac, la team Neogaf (make, believe), la team 360, la team DAT OLED, la team A440 (dat office.), la team zut je vais en oublier. Et puis Alan, Numou, Alban, Delphine, Maïlys, Marianne, Matthieu, Alex. Et ma famille ofc. Ouhla oui, sans eux je ne sais pas où j'en serais, mais ce ne serait pas beau à voir.

Je finirai par des remerciements spéciaux pour Guy Vitrant et Christian Commault sans qui je n'aurais pas pu me réinscrire en thèse et pouvoir finir ce chapitre de ma vie. Je remercie aussi Vincent Dobremez que je connais depuis plus de dix ans, alors qu'on entrait en prépa à Champollion. Depuis, on n'aura fait que se suivre à plus ou moins immédiate proximité mais c'est en tout cas aussi grâce à lui que j'ai pu me réinscrire. Et que j'ai passé une bonne première année alors que c'était mon stagiaire. Même s'il m'a infligé de la musique atroce pendant les manips. :p

Et enfin, je réitère mes remerciements envers Yannis. Il s'est occupé de moi alors que j'étais dans la promotion cobaye envoyée en Italie pour un nouveau master en commun avec mon école grenobloise. Puis il s'est occupé de moi pendant mon PFE. Puis il m'a branché pour une thèse et je me suis retrouvé à bosser avec lui et oui il s'est occupé de moi. Je n'ai pas souvent été au top mais lui l'a toujours été. Toujours disponible, toujours à fond, même quand j'ai touché le fond et que je le creusais avec une pelle. Il m'a porté à bout de bras et sans lui je n'aurais jamais avancé ni fini. Et je ne garde de lui que de bons souvenirs, que ce soit de discussions techniques enflammées (quel plaisir que d'avoir le dernier mot pendant une discussion technique :D même si ce fut rare) ou de discussions relax autour d'un verre dans un pub à Montréal pendant que dix français à côté draguent la même fille... Tout cela pour dire, tant techniquement qu'humainement, Yannis a été et restera pour moi un modèle. Encore une fois, Yannis, merci.

Ah et toi petit lecteur, si tu t'égares ici avec l'envie de lire ce pavé, merci, tu seras peut-être la septième personne à le lire (spoiler : bon courage).

« There is nothing left inside me now. Nothing at all. No hatred, not even regret. And yet sometimes at night I can still feel the pain creeping up inside me. Slithering through my body, like a snake. »

The Boss

Table des matières

Liste des Acronymes **12**

Introduction Générale **15**

1 Etat de l'art des transmissions multi-standards en intérieur par radio sur fibre **17**

1.1 La radio sur fibre pour les communications en intérieur : raisons technologiques et économiques 22
1.1.1 Le contexte utilisateur et les standards sans-fil 22
1.1.1.1 Présentation générale 22
1.1.1.2 La téléphonie mobile 22
1.1.1.3 Le WLAN 23
1.1.1.4 Les autres standards sans-fil 24
1.1.2 Le contexte utilisateur et la fibre optique 24
1.1.3 La radio sur fibre pour les communications en intérieur : une perspective économique et industrielle 25
1.2 La radio sur fibre et le multi-standard : techniques employées et résultats . . 26
1.2.1 Les origines de la RoF multi-standards : transmission sur fibre monomode 27
1.2.2 L'évolution de la RoF multi-standards vers une transmission sur fibres multimodes 29
1.2.2.1 La source optique à bas coût : le VCSEL 29
1.2.2.2 La détection à bas coût : le ROSA 31
1.2.2.3 Le medium de transmission à bas coût : les fibres multimodes 31
1.2.2.4 La transmission d'un signal RF à bas coût 33
1.3 La radio sur fibre et l'interface radio : des pertes qui impactent les liens . . . 34
1.3.1 L'interface radio : de l'intérêt de sa prise en compte 34
1.3.2 Paramètres influant sur la propagation radio intra-bâtiment 34
1.3.2.1 Paramètres de matériaux influant sur la propagation radio intra-bâtiment 34
1.3.2.2 Distribution d'antennes, couverture et énergie déployée . . . 35
1.3.3 L'interface entre le sous-système optique RoF et le sous-système radio RF 37
1.4 La radio sur fibre et son déploiement en bâtiment : la mise en réseau 39

1.4.1 La mise en réseau des systèmes RoF et radio : les différentes architectures possibles . . . 40
1.4.2 Comparaison des différentes architectures possibles . . . 41
Conclusion . . . 42
Bibliographie du Chapitre 1 . . . 45

2 Le tunnel optique : du composant le constituant à l'analyse du transport de signaux radio au travers de celui-ci 51
2.1 Présentation générale du tunnel optique . . . 53
2.1.1 Approche expérimentale adoptée . . . 53
2.1.2 Composants du tunnel optique . . . 53
2.1.2.1 Les VCSELs . . . 53
2.1.2.2 Les photodétecteurs . . . 55
2.1.2.3 Les fibres optiques . . . 56
2.2 Caractérisation du système optique . . . 56
2.2.1 Les VCSELs . . . 57
2.2.1.1 Caractéristique statique . . . 57
2.2.1.2 Le té de polarisation du VCSEL 3,3 Gbps . . . 57
2.2.1.3 Point de compression à 1 dB . . . 60
2.2.1.4 Produits d'intermodulation du troisième ordre . . . 62
2.2.1.5 Plage dynamique exempte de parasites (SFDR) . . . 63
2.2.1.6 Caractérisation « quasi-statique » . . . 65
2.2.2 Les fibres optiques . . . 71
2.3 Signaux numériques et métriques associées . . . 75
2.3.1 Une métrique d'évaluation principale : l'EVM . . . 75
2.3.2 Standards radio . . . 76
2.3.2.1 Téléphonie mobile : GSM et EDGE . . . 77
2.3.2.2 Wi-Fi ou WLAN . . . 79
2.3.2.3 L'UWB ou Ultra Large Bande . . . 80
2.3.2.4 La CCDF ou la Fonction Complémentaire Cumulative de Répartition . . . 80
2.3.2.5 Synthèse . . . 82
2.4 Mesures en transmission de signaux numériques sur notre lien optique . . . 83
2.4.1 Transmission mono-standard en connexion directe et sur une courte longueur de fibre . . . 83
2.4.1.1 GSM . . . 83
2.4.1.2 EDGE . . . 85
2.4.1.3 WLAN . . . 86
2.4.1.4 UWB . . . 87
2.4.2 Transmission mono-standard sur de grandes longueurs de fibres en silice et en plastique . . . 88

2.4.2.1 WLAN . . . 88
2.4.2.2 UWB . . . 93
2.4.2.3 GSM et EDGE . . . 94
2.4.2.4 Conclusions sur les transmissions mono-standard . . . 95
2.4.3 Transmission multi-standards . . . 95
2.4.3.1 Conclusions sur les transmissions multi-standards . . . 98
Conclusion . . . 98
Bibliographie du Chapitre 2 . . . 100

3 Du tunnel optique au système complet : scénarios de déploiement, choix d'architectures réseau et estimations de couverture radio 103
3.1 Méthode développée pour la simulation de l'évaluation de la couverture radio 107
3.1.1 Modèle de canal radio équivalent choisi pour notre étude . . . 108
3.1.2 Calcul général d'un bilan d'une liaison radio . . . 110
3.1.3 Définition et calcul de la figure de bruit d'une liaison radio . . . 112
3.1.4 Bilan de liaison et expression de la couverture pour un système composé d'un lien optique et d'un lien radio en liaison descendante . . . 113
3.1.5 Bilan de liaison et expression de la couverture pour un système composé d'un lien optique et d'un lien radio en liaison montante . . . 115
3.1.6 Résumé et conclusions sur la méthode de calcul de distances de couverture pour une liaison point à point descendante et montante . . . 118
3.2 Sélection d'exemples de lieux de déploiement et topologies réseau proposées à l'étude . . . 120
3.2.1 Types de lieux de déploiement . . . 120
3.2.2 Architectures de réseau choisies pour notre étude . . . 121
3.2.2.1 Architecture en étoile . . . 121
3.2.2.2 Architecture en arbre . . . 123
3.2.2.3 Architecture bus . . . 124
3.2.2.4 Architecture étoile-bus . . . 126
3.2.3 Conclusions sur les topologies . . . 127
3.3 Simulations de couverture réseau pour les architectures de type étoile et arbre 127
3.3.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type étoile et arbre . . . 128
3.3.1.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 . . . 128
3.3.1.2 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF . . . 137
3.3.1.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type étoile et arbre . . . 140
3.3.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type étoile et arbre . . . 141

3.3.2.1 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 141
3.3.2.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF 146
3.3.2.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type étoile et arbre . . . 150
3.3.3 Conclusion générale sur les résultats de couverture radio pour les architectures de type étoile et arbre 150
3.4 Simulations de couverture réseau pour les architectures de type bus et étoile-bus 152
3.4.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type bus et étoile-bus 154
3.4.1.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 155
3.4.1.2 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 160
3.4.1.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type bus et étoile-bus 165
3.4.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type bus et étoile-bus 166
3.4.2.1 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 167
3.4.2.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 170
3.4.3 Conclusion générale sur les résultats de couverture radio pour les architectures de type bus et étoile-bus 172
Conclusion 173
Bibliographie du Chapitre 3 175

4 Prototypage d'un système de transmission multi-standards RoF en architecture bus 177
4.1 Protocole pour la validation expérimentale du principe de l'architecture bus . 179
4.1.1 Description du protocole d'émulation de signaux 179
4.1.2 Validation du protocole de test du bus optique 180
4.2 Résultats expérimentaux pour la validation du bus optique 181
4.2.1 Description des blocs testés 181
4.2.1.1 Spécifications du bloc TOSA-ROSA 181
4.2.1.2 Spécifications du bloc VCSEL Avalon-PT10B 184
4.2.2 Résultats expérimentaux pour le bus optique basé sur le bloc TOSA-ROSA 185
4.2.2.1 Mesures d'EVM pour un bloc TOSA-ROSA 185
4.2.2.2 Validation du protocole d'émulation pour le test du bus optique 186

4.2.2.3 Discussion 186
4.2.3 Résultats expérimentaux pour le bus optique basé sur le bloc VCSEL Avalon-PT10B 187
4.2.3.1 Résultats expérimentaux pour la transmission WLAN sur le bus optique à base de blocs VCSEL Avalon-PT10B 187
4.2.3.2 Comparaison de la mesure d'EVM à l'approche théorique pour le bus optique 188
4.2.3.3 Résultats expérimentaux pour la transmission GSM sur le bus optique à base de blocs VCSEL Avalon-PT10B 189
4.2.3.4 Considérations sur la couche d'accès au support de transmission pour le bus basé sur le bloc VCSEL Avalon-PT10B . . 190
4.2.3.5 Conclusion sur la validation expérimentale de l'architecture bus 191
4.3 Du bus optique à la transmission radio : proposition de front-end RF 192
4.3.1 Un diviseur de signaux basé sur le diviseur de Wilkinson 192
4.3.1.1 Principe et efficacité du diviseur de Wilkinson 192
4.3.1.2 Filtres GSM et WLAN utilisés en sortie du Wilkinson . . . 195
4.3.2 Un diviseur de signaux amélioré : principe, réalisation et caractérisation 197
4.3.2.1 Principe du circuit proposé 197
4.3.2.2 Réalisation du circuit et simulations sous ADS 197
4.3.2.3 Caractérisation du circuit et conclusions sur le front-end . . 199
4.3.2.4 Conclusion sur le front-end RF 200
Conclusion 200
Bibliographie du Chapitre 4 202

Conclusions et perspectives **204**

Liste des publications parues sur ce travail **210**

Liste des acronymes

Acronyme	Désignation
3G	Troisième génération
3GPP	3rd Generation Partnership Project (Projet de partenariat pour la troisième génération)
AWG	Arbitrary Waveform Generator (Générateur de forme arbitraire)
BER	Bit Error Rate (Taux d'erreur binaire)
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CAPEX	CAPital EXpenditure (coûts de déploiement)
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function (Fonction complémentaire cumulative de répartition)
CDMA	Code Division Multiple Access (Accès multiple par répartition en code)
COTS	Commercial Off-The-Shelf (Composant pris sur l'étagère)
CRT	Cathode Ray Tube (Tube à rayon cathodique)
DFB	Distributed Feedback Laser
DSL	Digital Subscriber Line (Ligne numérique d'abonné)
EAM	Electro Absorption Modulator (Modulateur à électro absorption)
EDGE	Enhanced Datarates for GSM Evolution
ETC	Electronic Toll Collection
EVM	Error Vector Magnitude (Amplitude du vecteur d'erreur)
FCC	Federal Communications Commission (Commission fédérale des communications)
FH	Frequency Hopping (Saut de fréquence)
FTTB	Fiber To The Building (Fibre optique jusqu'au bâtiment)
FTTH	Fiber To The Home (Fibre optique jusqu'au domicile)
GIPOF	Graded-Index Plastic Optical Fiber (Fibre optique en plastique à gradient d'indice)
GMSK	Gaussian Minimum-Shift Keying
HAN	Home Area Network (Réseau domestique)
HD	Haute Définition
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IP3	3rd order Intermodulation Product (Produit d'intermodulation du 3ème ordre)
ISM	Industrielle, Scientifique et Médicale
LD	Laser Diode (Diode laser)
MAC	Medium Access Control layer (Couche d'accès au support du modèle OSI)
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output (entrées multiples, sorties multiples)
MMF	Multi Mode Fiber (Fibre multimodes)
MSK	Minimum-Shift Keying

Acronyme	Désignation
NF	Noise Figure (Figure de bruit)
NTIC	Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
OC	Optical Combiner (Combineur optique)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OPEX	OPerational EXpenditure (coûts de fonctionnement)
OTDR	Optical Time-Domain Reflectometer (Réflectomètre optique temporel)
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio (Facteur de crête)
PD	Photo Détecteur
PHS	Personal Handyphone System
PHY	PHYsical layer (Couche physique du modèle OSI)
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
POF	Plastic Optical Fiber (Fibre optique en plastique)
PON	Passive Optical Network (Réseau optique passif)
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature and Amplitude Modulation
RIN	Relative Intensity Noise (Bruit relatif d'intensité)
RoF	Radio over Fiber (Radio sur fibre)
ROSA	Receiver Optical Sub Assembly
RTC	Réseau Téléphonique Commuté
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range (Plage dynamique exempte de parasites)
SIM	Subscriber Identity Module
SMF	Single Mode Fiber (Fibre monomode)
SNR	Signal to Noise Ratio (Rapport signal sur bruit)
SOLT	Short Open Load Through
TIA	TransImpedance Amplifier (Amplificateur transimpédance)
TOSA	Transmitter Optical Sub Assembly
UWB	Ultra Wide Band (Ultra large bande)
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (Laser à cavité verticale émettant par la surface)
VoD	Video on Demand (Vidéo à la demande)
VSA	Vector Signal Analyzer (Analyseur de signaux vectoriels)
VSG	Vector Signal Generator (Générateur de signaux vectoriels)
WLAN	Wireless Local Area Network (Réseau local sans fil

Introduction Générale

De nos jours, les débits sans-fil et la qualité de service demandés par les utilisateurs sont de plus en plus importants et diverses technologies sans-fil ont vu le jour ces trente dernières années. La principale, le GSM, permet aux utilisateurs d'avoir une connexion de téléphonie mobile continue, pour laquelle ils demandent d'être toujours connectés pour être toujours joignables ou pouvoir toujours joindre un correspondant. A celà s'ajoutent les échanges d'information de type sans fil qui se sont démocratisés par le Wi-Fi au travers des standards IEEE 802.11 (WLAN) dans les années 90 pour des débits pouvant atteindre quelques dizaines de Mbps (voire quelques centaines de Mbps avec la version MIMO (entrées multiples, sorties multiples) 802.11n de ces dernières années) et pouvant se propager sur plusieurs dizaines de mètres.

Cependant, les transmissions de ces signaux en intérieur ne sont pas toujours possibles puisque les fortes pertes induites par les matériaux utilisés dans les constructions (et leurs permittivités) impliquent une forte atténuation du signal et donc une absence de couverture possible. A l'heure du *toujours connecté*, l'utilisateur a besoin qu'on lui assure une couverture permanente. Pour se faire, on peut penser à augmenter la puissance d'émission des antennes pour permettre de compenser les pertes de propagation des matériaux. Mais pour des raisons principalement sanitaires (via le débit d'absorption spécifique notamment), ceci n'est pas envisageable.

La radio sur fibre (RoF) peut permettre de lutter contre ce phénomène en proposant une couverture réseau intégrale à débit maximal. En se servant d'une fibre optique pour alimenter un réseau d'antennes distribuées permettant l'alimentation des pièces d'un bâtiment, cette couverture réseau intégrale peut être assurée, sans pour autant que les puissances d'émission pour chacune des pièces n'aient à être surdimensionnées. La fibre optique se présente comme le support idéal de transmission des signaux par sa bande passante très large, ses faibles pertes de propagation, son immunité aux interférences électromagnétiques et son faible coût. De plus, la fibre optique se démocratise dans les habitations, notamment grâce aux fibres plastiques peu chères et simples à installer chez l'utilisateur. Des applications RoF peuvent ainsi être déployées chez les particuliers.

Dans ce contexte, notre travail de thèse a porté sur la réalisation d'un système original de bus optique supportant des transmissions multi-standards et bas-coût, pour une application

de réseau d'antennes distribuées en intérieur et dont les résultats sont présentés dans ce manuscrit.

Le premier chapitre de ce manuscrit va nous permettre de poser les bases de notre étude grâce à une vue de l'évolution et de l'état de l'art des transmissions radio sur fibre, d'abord mono-standard, puis multi-standards et leur intégration dans des systèmes plus globaux de réseaux d'antennes distribuées, pour assurer des couvertures réseau à l'intérieur des bâtiments. Ce chapitre permettra de dégager les atouts potentiels d'une topologie de bus optique pour réaliser un système d'antennes distribuées.

Le second chapitre sera l'occasion de nous attarder sur le bloc de base constituant le système à fournir en fin de travaux : le lien optique. Nous présenterons les éléments le composant puis nous nous attarderons sur une caractérisation de ses éléments limitants. En outre, une technique originale de caractérisation sera présentée pour permettre d'expliquer le comportement non-linéaire de la source optique et son impact sur la forme d'onde radio. Ces caractérisations effectuées, elles nous serviront de base pour interpréter toutes les mesures de transmission de standards radio que nous effectuerons au travers de ce lien. Ces mesures seront effectuées pour différents standards (seuls ou simultanés), avec différents types de fibres (silice ou plastique).

Le lien optique présenté et caractérisé pour différents standards et différentes configurations fibrées, nous continuons dans le troisième chapitre notre étude système en étudiant par des simulations l'impact de ce lien au sein de topologies réseau différentes, dans le but d'assurer une couverture donnée pour un utilisateur. A partir de scénarios de la littérature, nous étudions les performances en couverture en liaison descendante (de la station centrale à l'unité mobile) et en liaison montante (de l'unité mobile à la station centrale) pour les différentes topologies. En outre, nous proposons une topologie bus inédite présentant de grands avantages économiques, tant du point de vue du coût de déploiement (le CAPEX pour CAPital EXpenditure) que du coût de fonctionnement (l'OPEX pour OPerationnal EXpenditure), et pour laquelle nous développons notre étude de faisabilité, après l'avoir effectuée pour des topologies plus classiques.

Le dernier chapitre de ce manuscrit portera sur la validation des concepts résultant des études de simulation du troisième chapitre. Cette validation aura lieu en deux étapes distinctes : la première étape de validation consistera en une réalisation et une validation expérimentale de la topologie bus et des résultats associés présentés précédemment ; la seconde étape de validation consistera en une réalisation d'un front-end RF permettant de séparer deux signaux différents transitant sur un même bus optique.

Nous terminerons ce manuscrit par une conclusion générale sur le travail effectué en évoquant les perspectives futures.

Chapitre 1

Etat de l'art des transmissions multi-standards en intérieur par radio sur fibre

Sommaire

1.1 La radio sur fibre pour les communications en intérieur : raisons technologiques et économiques 22

1.1.1 Le contexte utilisateur et les standards sans-fil 22

1.1.1.1 Présentation générale 22

1.1.1.2 La téléphonie mobile 22

1.1.1.3 Le WLAN 23

1.1.1.4 Les autres standards sans-fil 24

1.1.2 Le contexte utilisateur et la fibre optique 24

1.1.3 La radio sur fibre pour les communications en intérieur : une perspective économique et industrielle 25

1.2 La radio sur fibre et le multi-standard : techniques employées et résultats 26

1.2.1 Les origines de la RoF multi-standards : transmission sur fibre monomode 27

1.2.2 L'évolution de la RoF multi-standards vers une transmission sur fibres multimodes 29

1.2.2.1 La source optique à bas coût : le VCSEL 29

1.2.2.2 La détection à bas coût : le ROSA 31

1.2.2.3 Le medium de transmission à bas coût : les fibres multimodes 31

1.2.2.4 La transmission d'un signal RF à bas coût 33

1.3 La radio sur fibre et l'interface radio : des pertes qui impactent les liens 34

1.3.1 L'interface radio : de l'intérêt de sa prise en compte 34

1.3.2 Paramètres influant sur la propagation radio intra-bâtiment 34

1.3.2.1 Paramètres de matériaux influant sur la propagation radio intra-bâtiment 34
1.3.2.2 Distribution d'antennes, couverture et énergie déployée . 35
1.3.3 L'interface entre le sous-système optique RoF et le sous-système radio RF 37
1.4 La radio sur fibre et son déploiement en bâtiment : la mise en réseau 39
1.4.1 La mise en réseau des systèmes RoF et radio : les différentes architectures possibles 40
1.4.2 Comparaison des différentes architectures possibles 41
Conclusion 42
Bibliographie du Chapitre 1 45

Introduction

Depuis la mise en place du premier laser fonctionnel en 1960 [1,2], l'optique est devenue l'un des fondements technologiques des télécommunications. Ces dernières ont connu un immense essor grâce aux rapides avancées que l'optique fibrée (ou optique guidée) a connues (développement des fibres, des modulateurs ultra-rapides, multiplexages, etc.), associées à un marché global dans lequel les utilisateurs ont sans cesse demandé des débit de données de plus en plus élevés. Les possibilités offertes par la modulation et la démodulation rapide de porteuses optiques ont rendu le travail sur des liens optiques analogiques possible. La suite logique aura été l'étude des interactions entre optique et microondes dans les composants et les circuits. Ceci a marqué le début de ce que l'on appelle aujourd'hui l'optomicroondes [3].

La définition des activités de recherche en optomicroondes peut être divisée en deux catégories. La première est l'étude des composants et des systèmes optoélectroniques servant à traiter les signaux à fréquences porteuses microondes. La seconde est l'utilisation des composants et des systèmes optoélectroniques pour gérer des signaux dans des systèmes microondes. Ainsi, les systèmes de télécommunications à très longue portée sont aujourd'hui des systèmes optiques numériques où la fibre transporte les signaux échangés en bande de base entre les éléments du réseau d'accès jusqu'à se rapprocher de plus en plus de l'utilisateur pour intégrer les réseaux locaux [4].

Les réseaux d'accès tels que nous les avons connus ces dernières années étaient construits sur des connexions cuivrées, l'utilisateur accédant à ce réseau au travers des "lignes numériques d'abonnés", plus communément appelées *Digital Substriber Lines* (DSL). L'utilisation de fibres optiques s'est généralisée pour établir les liens des coeurs de réseau [5] et se généralise pour l'accès au consommateur. En effet, les technologies de type fibre à la maison (FTTH, de l'anglais Fiber To The Home) voient leur implantation croitre en France et dans le monde pour remplacer les lignes cuivrées classiques en xDSL qui n'arrivent plus à suivre la cadence en terme de débits. En effet, le cuivre induit de fortes atténuations de signal au contraire de la silice de la fibre optique qui induit une atténuation bien plus faible [6], impliquant une croissance de l'utilisation de ce média de transmission par rapport à une ligne cuivrée classique.

L'optomicroonde présente un intérêt aujourd'hui pour deux principales raisons, peu liées de prime abord. D'une part, les technologies sans fil sont de plus en plus présentes autour de nous via tous les standards que le public peut connaître (WiFi, GSM, EDGE, 3G, Bluetooth, ZigBee et d'autres) et toutes n'ont pas les mêmes avantages et inconvénients en terme de débits et de couvertures radio. D'autre part, comme nous l'avons expliqué, les fibres optiques se répandent de plus en plus autour de l'utilisateur, jusqu'à son domicile.

Ces fibres sont principalement issues des réseaux d'accès optique (PON). Or, dans le cadre

des travaux de thèse que nous présentons, nous nous intéressons non pas au réseau d'accès mais au réseau de distribution RF par voie optique intra-bâtiment (HAN). Dans ce contexte, au vu des difficultés de couverture existant pour les standards RF utilisés en intérieur, une des idées qui a émergée a été de mettre au service des technologies sans fil les technologies optiques pour permettre d'étendre les couvertures radio tout en garantissant des débits maximum. Ainsi, dans sa forme la plus simple, un lien photonique analogique consiste en un modulateur dans lequel un signal analogique de type microonde module l'intensité optique d'une porteuse [7, 8] puis est transmis le long d'une fibre optique au terme de laquelle un démodulateur (ici un photodétecteur sensible aux variations de l'intensité optique puisque l'on parle d'IMDD) va récupérer le signal utile de type microonde de la porteuse optique. La première application majeure de l'optomicroondes ainsi formée a été pour les réseaux d'antennes à commande de phase où la distribution par voie optique de porteuses radio, signaux d'information et signaux de faisceaux avec un délai maîtrisé a permis de nombreuses solutions technologiques [9–12].

L'expérience gagnée dans ce domaine a mené à la radio sur fibre (RoF, de l'anglais Radio over Fiber). La RoF a de nombreuses applications parmi lesquelles des réseaux d'antennes distribuées pour la téléphonie mobile au sein des tunnels ou encore des bâtiments. Dans une station centrale, les signaux radio encodés en plusieurs formats de modulation sont transmis de manière transparente aux antennes distribuées de ces réseaux. Cette transmission transparente permet d'effectuer toutes les opérations de traitement du signal à la station centrale, permettant aux antennes distribuées d'être non-intelligentes et donc leur conserver un faible coût. Les tendances en RoF de ces dernières années sont à l'augmentation des fréquences porteuses microondes, à l'augmentation du multiplexage et à la transmission de signaux large bande, tout ceci pour augmenter les débits totaux d'information transmis sur la fibre. A plus petite échelle, ce même principe est utilisée pour présenter ce qu'on appelle la RoF à domicile où un réseau d'antennes distribuées par voie optique permet d'établir une couverture sans-fil dans la totalité des pièces d'un appartement ou d'un immeuble, comme le montre la figure 1.1. Aujourd'hui, de nouveaux projets de recherche européens abordent l'optomicroonde par RoF autour des communications sans-fil en intérieur, pour bénéficier de la large bande passante et faible atténuation de la fibre optique, dans le but d'améliorer la couverture radio dans les bâtiments [13].

Nous articulons notre travail sur les applications RoF pour les communications sans-fil en intérieur, avec un système fonctionnant pour plusieurs standards sans-fil et dans un contexte bas-coût pour faciliter à terme le déploiement de ces applications RoF partout où la FTTH est implémentée. Ce premier chapitre propose un état de l'art des solutions RoF multi-standards avant de présenter une solution RoF multi-standards étudiée dans le cadre de cette thèse.

De ce fait, nous allons dans un premier temps revenir sur les raisons technologiques et éco-

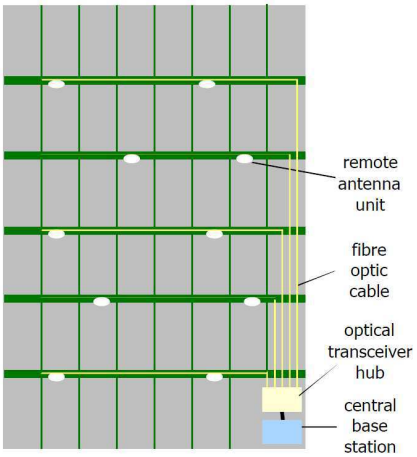


Figure 1.1 – Schéma représentatif du principe de RoF en intérieur (issu de [14]).

nomiques qui justifient un tel choix. Ensuite, nous reviendrons sur la technologie RoF pour le déport de signaux radios à son origine et l'évolution que cette dernière a pu connaître au niveau composants pour améliorer les performances et les coûts de déploiement de la technologie. Ensuite nous verrons de quelle manière est déployée l'interconnexion entre la partie optique et la partie radio de la technologie, en notant que nous ne sommes pas intéressés uniquement par le simple déport de signal mais aussi par son devenir après déport lors de sa transmission à travers l'air. Enfin nous traiterons de la prise en compte de l'aspect que peut prendre un réseau de plusieurs liens RoF déployés en même temps pour assurer une couverture intérieure.

1.1 La radio sur fibre pour les communications en intérieur : raisons technologiques et économiques

1.1.1 Le contexte utilisateur et les standards sans-fil

1.1.1.1 Présentation générale

De nos jours, des débits de plus en plus élevés sont requis pour augmenter le confort d'utilisation des technologies sans-fil pour les utilisateurs, que ce soit pour l'échange de pièces jointes imposantes, pour de la vidéo conférence ou pour télécharger de lourds fichiers multimédias. Ainsi, prenant l'exemple des Etats-Unis, 8,4% des domiciles étaient uniquement connectés par les réseaux sans-fil en Décembre 2005 [15]. En Décembre 2010, ce chiffre avait grimpé à 29,7% [16].

Lorsque l'on parle de connexion par réseau sans-fil, les deux technologies suivantes sont parmi les plus courantes et implantées aujourd'hui.

1.1.1.2 La téléphonie mobile

Pour de simples communications vocales sans-fil, cette augmentation de débit n'est pas nécessaire et depuis l'avènement de la norme *Global System for Mobile communications* (GSM) en 1982 et son déploiement commercial dans les années 90, il est possible de voir qu'une communication vocale peut avoir lieu à un débit de 9,6 kbps [17]. Ce débit faible est lié à des raisons de coût mais aussi à des choix technologiques de qualité de service, considérant qu'il est moins important d'assurer une bonne qualité auditive qu'un établissement de liaison de manière constante.

En 2009 selon l'ARCEP, en métropole, environ 99,82% de la population est couverte par au moins un opérateur mobile, ce qui correspond à 97,7% de la surface du territoire ; le taux de zones blanches est évalué à 0,18% de la population, soit environ 100 000 habitants. 97,8% de la population est couverte par les trois opérateurs mobiles à la fois [18].

Après le GSM sont apparus d'autres standards ayant pour vocation d'améliorer le transfert de données, sur les mêmes bandes fréquentielles ou sur de nouvelles. En effet, à partir du milieu des années 90, les standards dérivés du GSM tels le GPRS [19] ou l'EDGE [20] sont apparus pour proposer des connexions de type données par paquets. Catégorisés dans ce qui est communément appelée la 2,5G, ces standards sont aujourd'hui gérés et maintenus par la 3GPP (3rd Generation Partnership Project) au travers de spécifications pour les téléphones mobiles de troisième génération. La troisième génération de téléphonie mobile, ou 3G, propose de fournir des standards aux débits de données toujours plus élevés, basés sur le *Code Division Multiple Access* (CDMA), *Wideband-CDMA* (W-CDMA), *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA), que l'on regroupe aujourd'hui communément sous l'appellation 3G+

et permettant de fournir des débits théoriques maximaux descendants de 7,2Mbps [21].

Or, cette augmentation de débit théorique repose sur des principes de traitement du signal comme l'augmentation de bande occupée ou l'augmentation de complexité de modulation. Or, le coût nécessaire à une occupation de bande passante est très élevé : lors de l'attribution des dernières licences 3G par l'ARCEP en France en 2010, la société SFR a déboursé 300 millions d'euros pour obtenir les droits d'utilisation de 5 MHz de bande passante autour de 2,1 GHz [22]. La bande passante coûtant cher, augmenter la complexité de modulation pour augmenter le débit devient nécessaire. Or, plus on augmente celle-ci et plus les sensibilités requises pour démoduler les signaux sans erreurs sont importantes. De fait, à puissance d'émission constante, ceci rend la couverture moins importante [23]. Or, en utilisation en intérieur, dans une maison ou un immeuble, à domicile ou au travail, là où traverser des couches de différents matériaux atténue fortement un signal RF [24], la continuité du réseau peut ne plus être assurée, comme discuté dans la littérature [25].

1.1.1.3 Le WLAN

Le réseau local sans fil (de l'anglais Wireless Local Area Network, ou WLAN) est habituellement utilisé pour fournir une connexion mobile au travers d'un point d'accès relié à Internet. Ceci donne à l'utilisateur la possibilité de se mouvoir dans une zone de couverture locale tout en assurant la connexion au réseau. La plupart des WLAN modernes sont basés sur les standards IEEE 802.11 [26], qui spécifient la couche physique et la sous-couche liaison de données de ces systèmes. Ces réseaux et les appareils compatibles associés sont commercialisés sous le nom de marque Wi-Fi.

Dans un lieu fermé comme une maison, un appartement ou un immeuble de bureau, un ou plusieurs point(s) d'accès peuvent émettre un signal WLAN pour permettre à plusieurs personnes d'être connectées simultanément au réseau associé à ce point d'accès, généralement Internet. Or, d'après les obligations légales en vigueur en France par exemple, la puissance maximale autorisée à l'intérieur des bâtiments ou PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente) est de 100 mW [27].

Dans la bande de fréquences ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale) pour le WLAN de 2,4GHz, pour laquelle les ondes électromagnétiques passent mal à travers les murs [28], il peut être difficile pour quiconque à une distance éloignée de se connecter au point d'accès, les distances possibles allant de quelques mètres à quelques dizaines de mètres en fonction des matériaux constituant le bâtiment [29].

Le développement du WLAN a explosé ces dernières années. Avec la saturation des réseaux 3G, les opérateurs mobiles et les constructeurs de terminaux se sont de plus en plus

tournés vers cette technologie. En 2009, les téléphones intelligents [1] vendus au cours de l'année en France étaient à 55% équipés de cette technologie qui d'après les analystes attire de plus en plus de consommateurs grâce à la rapidité de téléchargement, la qualité de réception en intérieur et de lecture de diffusion en flux [2]. La stratégie commerciale des fournisseurs d'accès à Internet durant ces deux dernières années s'est beaucoup articulée autour des offres *quadruple play*[3] couplées aux bornes Wi-Fi [4] de leurs clients respectifs pour s'assurer un réseau WLAN national et une couverture totale pour leurs abonnés, avantage technologique fortement mis en avant sur leurs sites Internet respectifs pour leurs propositions d'offres [30–33]. Cet essor vient de l'explosion du marché des téléphones intelligents qui, disposant de fonctionnalités multi-standards, peuvent fonctionner tant sur des réseaux de téléphonie mobile que sur des réseaux de données sans fil du type WLAN. Cette versatilité, justifiant encore l'intérêt des RoF en intérieur, s'est même étendue aux ordinateurs portables et tablettes proposant, pour certains modèles, des emplacements pour carte SIM (de l'anglais *Subscriber Identity Module*).

1.1.1.4 Les autres standards sans-fil

Téléphonie mobile et WLAN sont les deux technologies sans-fil les plus importantes actuellement de par leur taux de pénétration dans le marché et leur caractère aujourd'hui éprouvé, c'est pourquoi ce sont les deux principales que nous retenons. Cependant, pour des besoins plus spécifiques, d'autres technologies sans-fil ont vu le jour ces dernières années ; parmi les plus courantes existent le Bluetooth [5] [34] ou encore le WiMax [35] dont la transmission au travers de réseaux RoF a été étudiée dans la littérature [36].

1.1.2 Le contexte utilisateur et la fibre optique

Parallèlement aux besoins de débits de plus en plus élevés pour augmenter le confort d'utilisation des technologies sans-fil pour les utilisateurs, le même phénomène a lieu pour les technologies filaires aux travers des offres triple-play des fournisseurs d'accès à Internet. Grâce à l'amélioration constante des lignes DSL, ce qui était impensable à l'époque des connexions du réseau téléphonique commuté (RTC) et des écrans cathodiques (CRT, de l'anglais *Cathode Tube Ray*) est aujourd'hui devenu commun : lecture de diffusion en flux de chaînes de télévision en haute définition (HD), jeu vidéo en distribution dématérialisée ou dans le *cloud* ou encore location de films en vidéo à la demande (VoD, de l'anglais *Video on Demand*), avec une part toujours croissante de cette économie numérique en France [37].

1. Ou plus communément *smartphones*.
2. Ou plus communément *streaming*.
3. Cet anglicisme sans équivalent français désigne les offres de vente groupée des fournisseurs d'accès à internet, proposant une connexion internet en xDSL, un accès télévision par xDSL, un forfait de téléphonie à domicile et un forfait de téléphonie mobile.
4. Ou plus communément *hotspots*.
5. Le Bluetooth n'étant pas un réseau à infrastructure.

L'utilisation toujours plus accrue des services pair-à-pair [6] et des réseaux sociaux sur Internet a rendu le traffic domestique bien plus symmétrique (liaison montante et liaison descendante aussi actives l'une que l'autre) qu'il ne l'était [38]. Puisque le traffic voix n'est plus celui qui domine, il se retrouve soumis à des pics d'utilisation [39] nécessitant un réseau à plus large capacité pour éviter d'éventuelles congestions, ce que ne peuvent plus assurer les lignes DSL en connexion montante.

Ainsi, la FTTB/FTTH (de l'anglais Fiber To The Building/Home) est un des enjeux économiques gouvernementaux les plus importants pour les NTIC (Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication). Pour prendre l'exemple de la France, son gouvernement estime ainsi qu'une couverture totale de la population en FTTH requérerait au total 30 milliards d'euros [40]. De manière générale, les projections d'implantation de la FTTH en Europe ont une courbe exponentielle comme le montre la figure 1.2 alors qu'en 2009, l'Europe accuse un retard important comparativement à l'Asie-Pacifique comme le montre la figure 1.3.

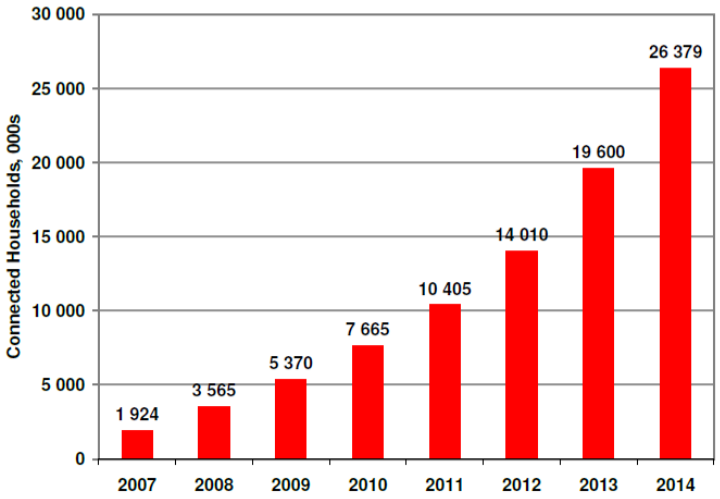


Figure 1.2 – Projection du nombre de domiciles connectés en FTTH en Europe (issu de [41]).

A ce déploiement horizontal devrait succéder un déploiement vertical dans les constructions immobilières (à base de FTTB et HAN pour la bande de base et la RoF), pour assurer des communications en intérieur. Nous abordons ce point dans la partie suivante.

1.1.3 La radio sur fibre pour les communications en intérieur : une perspective économique et industrielle

Comme nous l'avons brièvement montré, la fibre optique est en constant déploiement au travers de la France, de l'Europe et du monde. Alors que de plus en plus de constructions sont effectuées en ajoutant des fibres optiques courant à travers le bâtiment avec les câbles

6. Ou plus communément *peer-to-peer*

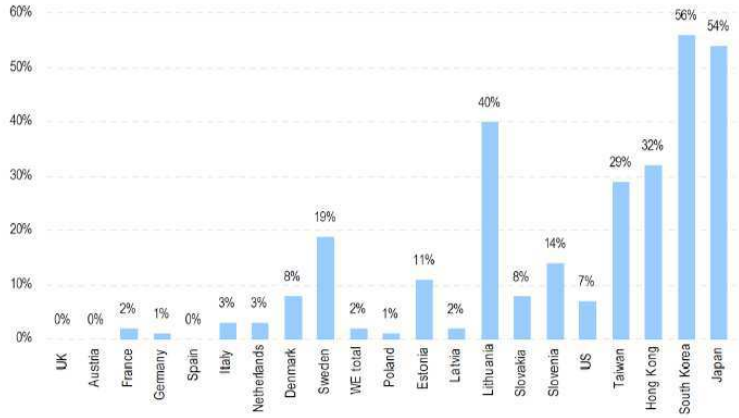


Figure 1.3 – Proportions de lignes FTTH par rapport aux lignes d'accès au réseau dans le monde en 2009 (issu de [42]).

électriques [43], alors que les besoins en connectivité sans-fil pour les utilisateurs sont toujours croissants, il devient nécessaire et même possible de considérer l'utilisation de ces deux technologies pour fournir le plus grand confort à ces derniers, au travers de la RoF.

Ce constat étant fait, nous pouvons maintenant nous intéresser à l'évolution de cette technologie et des résultats qu'elle a pu fournir au travers de la littérature. De nombreuses études ont porté sur la transmission point-à-point d'un seul standard de communication sans-fil et ont servi à établir la faisabilité de la technique RoF. Que ce soit le standard transmis, la technique de modulation associée, le type de fibres utilisées ou les composants mis en oeuvre dans la transmission, des résultats ont été obtenus.

Etant donné que nous nous intéressons dans le cadre de ces travaux de thèse à des transmissions RoF multi-standards, nous allons directement aborder ce point et renvoyons les lecteurs à la littérature déjà existante sur la transmission mono-standard [44, 45].

1.2 La radio sur fibre et le multi-standard : techniques employées et résultats

Les standards de transmission actuelle étant pour la plupart des signaux de transmission numérique, nous utiliserons par la suite de cet état de l'art et de ce manuscrit le critère de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM, de l'anglais *Error Vector Magnitude*). Nous montrerons notamment dans notre second chapitre son principe et sa pertinence par rapport à l'évaluation de certains standards de transmission.

1.2.1 Les origines de la RoF multi-standards : transmission sur fibre monomode

Les premières architectures utilisées pour des transmissions multi-standards étaient des architectures en fibres monomode, limitant toute utilisant de composant pouvant introduire des non-linéarités. En prenant pour exemple une expérience de 2004 [46], la partie optique du système RoF dépeint en figure 1.4 est composée de diodes laser (LD), de modulateurs à électro-absorption (EAM), d'un combineur optique (OC), d'une fibre optique monomode (SMF), d'un photodétecteur (PD) et d'un amplificateur. Le système a pour but de transporter des standards particuliers : le PHS (de l'anglais *Personal Handyphone System*) qui est une alternative asiatique au GSM et l'ETC (de l'anglais *Electronic Toll Collection*) qui est le système utilisé pour les télépéages.

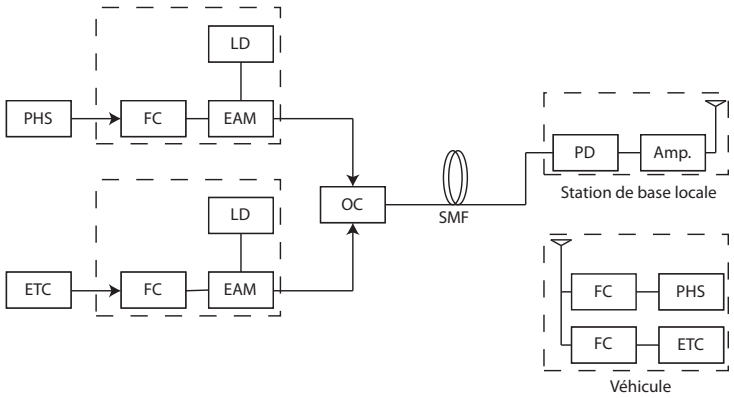


Figure 1.4 – Schéma d'expérience en transmission multi-standard à deux standards(issu de [46]).

A l'aide de ce système de base, l'expérience évolue. Elle montre qu'il est possible d'effectuer la transmission de quatre standards différents, combinés électriquement deux à deux. Les deux résultantes modulent ensuite chacune une porteuse optique et les deux porteuses modulées obtenues sont ensuite combinées optiquement. Le schéma associé à cette expérience est visible sur la figure 1.5. Des générateurs de signaux vectoriels (VSG, de l'anglais *Vector Signal Generator*) sont utilisés pour générer les signaux radio souhaités. Leur analyse après photodétection et amplification se fait grâce à un logiciel d'analyse vectorielle de signaux (VSA, de l'anglais *Vector Signal Analyzer*). Le spectre associé à l'expérience de transmission RoF de la figure 1.5 est visible en figure 1.6.

Il est montré sur la figure 1.6 que les quatre signaux transmis coexistent sans envahissement spectral de l'un sur l'autre. Le signal WLAN qui occupe la plus grande bande passante a une puissance pic supérieure de 30 dB à la puissance de bruit de transmission. Ainsi, transmission et démodulation sont possibles au travers de ce système RoF multi-standard, ce que l'on observe par la courbe de la figure 1.7 qui montre l'EVM de chacun des quatre signaux après transmission lorsque les quatre sont transmis simultanément.

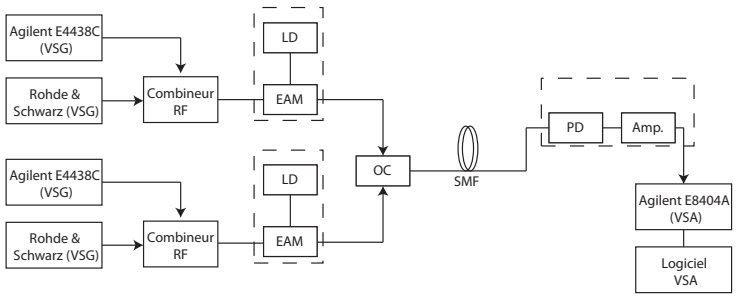


Figure 1.5 – Schéma d'expérience en transmission multi-standard à quatre standards (issu de [46]).

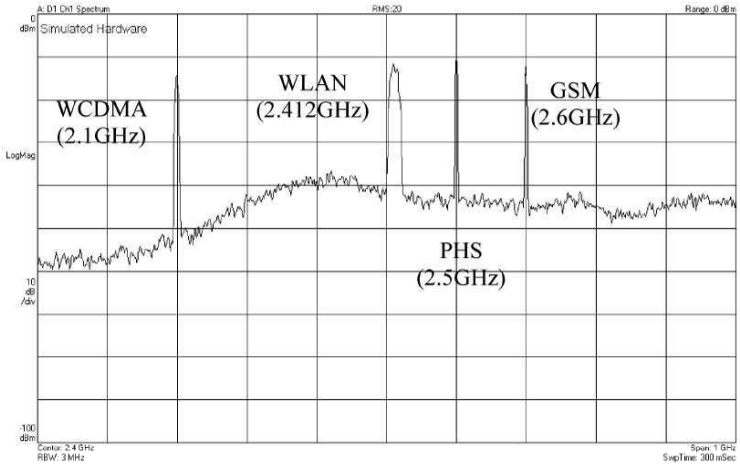


Figure 1.6 – Spectre mesuré en sortie après transmission sur le système de la figure 1.5 (issu de [46]).

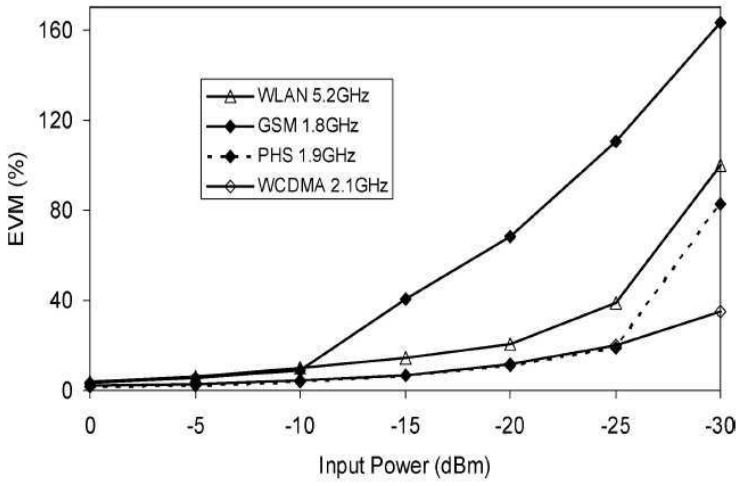


Figure 1.7 – EVM mesurée en sortie après transmission sur le système de la figure 1.5 (issu de [46]).

L'étude montre que plus la puissance de modulation en entrée des EAM est importante et plus la transmission est bonne, avec un EVM minimal à chaque fois, quel que soit le standard. Nous retiendrons trois conclusions de cette étude. Premièrement, d'un point de vue signal RF, la détérioration est faible et l'on peut ainsi parler de déport transparent. Deuxièmement, la transmission multi-standard est possible, donne de bons résultats et permet l'utilisation de modulateurs fonctionnant dans leurs gammes de polarisation habituelles (de 25 mA à 35 mA pour les diodes laser, de 1,2 à 1,45 V pour les EAM). En effet, entre

une transmission en connexion directe entre émetteur et récepteur et une transmission en connexion RoF, l'EVM augmente peu et reste inférieure au standard, comme le montrent les résultats reportés dans le tableau 1.1. Enfin, troisièmement, l'étude montre aussi que les performances d'EVM après transmission sont fortement dépendantes de la qualité des composants utilisés dans l'architecture RoF et l'utilisation de combineurs optiques donne de meilleurs résultats que l'utilisation de combineurs électriques associée à l'utilisation d'une seule source optique.

Standard (limite EVM)	Connexion directe	Connexion RoF
WLAN 5,2 GHz (5,6 %)	1,58 %	2,6 %
PHS (12,5 %)	0,49 %	1,07 %
WCDMA (17,5 %)	0,69 %	1,02 %
GSM 900 MHz (7 %)	0,85 %	1,5 %

TABLE 1.1 – EVM mesurées en connexion directe et en connexion RoF pour les quatre signaux transmis à une puissance de 0 dBm au travers du lien optique de la figure 1.5 (résultats issus de [46]).

En assurant la faisabilité du principe de transmission RoF multi-standard, ces résultats fondateurs appellent des coûts technologiques élevés (fibre monomode, EAM, combineurs optiques). Dans notre contexte de déploiement au travers du plus grand nombre possible de bâtiments présenté en introduction, ceci n'est pas réaliste économiquement parlant. Mais depuis ces prémisces de la transmission multi-standards, la RoF a évolué vers des technologies à moindre coût que nous présentons ci-après.

1.2.2 L'évolution de la RoF multi-standards vers une transmission sur fibres multimodes

Dans les années qui ont suivi, des améliorations au niveau composants ont été réalisées. Ces améliorations ont été permises notamment grâce au développement du 10Gb Ethernet optique (connexions LAN à très haut débit optique) [47] et quand ce standard a émergé, la RoF multi-standards en a ensuite bénéficié.

1.2.2.1 La source optique à bas coût : le VCSEL

La mise au point des lasers à cavité verticale émettant par la surface (VCSELs) a permis de proposer des sources optiques à bas coût. En effet, ces lasers sont testables directement sur leur wafer de production, diminuant ainsi les coûts de tests, liés aux coûts de production. Ainsi au début des années 2000, leur utilisation au sein des travaux sur le 10Gb Ethernet s'est avérée grandissante [48, 49].

En parallèle, il a été prouvé que l'utilisation de VCSELs dans des applications RoF était possible [50]. En effet, il est montré que la bande passante en modulation RF que propose

un VCSEL est de 6GHz, suffisante pour transporter les standards radio sans-fil dont nous avons parlé jusqu'ici [51] ; leur comportement est cependant montré non linéaire et dépendant du courant de polarisation, de la fréquence de modulation ou encore de la température d'utilisation.

La linéarité proposée par un VCSEL est inférieure à celle proposée par un laser de coût et donc performances plus élevés (type Fabry-Pérot ou DFB) [52]. En première approche, en examinant la caractéristique statique d'un VCSEL comme visible en figure 1.8, nous pouvons attendre une puissance de modulation par un signal RF moins importante que lors d'une modulation sur un laser de type DFB par exemple, comme vu en 1.2.1.

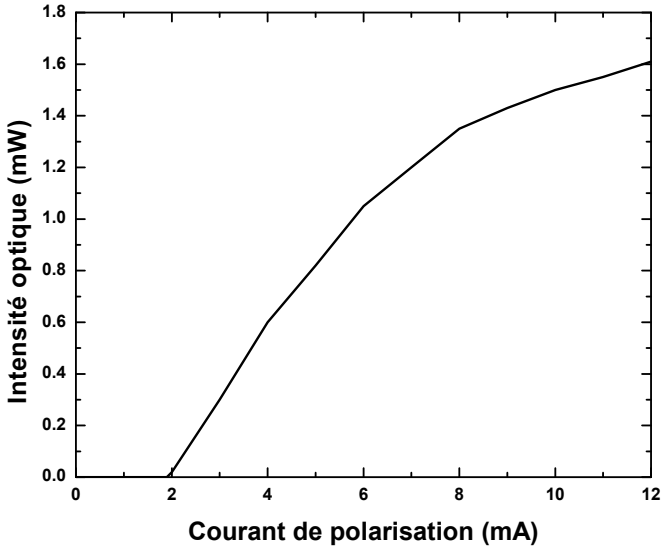


Figure 1.8 – Caractéristique statique typique d'un VCSEL.

Cette puissance de modulation sera moins importante car un VCSEL n'est polarisable que dans des courants faibles (typiquement aux alentours de 7 mA). De plus, il existe pour un VCSEL un courant de seuil (typiquement de 1 mA) et un point de compression (typiquement aux alentours de 10 mA), visibles sur la caractéristique statique du VCSEL et laissant supposer qu'un signal modulant d'amplitude trop importante à un point de polarisation donné serait soit écrêté (par le courant de seuil), soit compressé (par le point de compression). Ainsi, alors que nous avons ci-avant montré que les premiers travaux en transmission multi-standards concluaient en la nécessité de fortes puissances de modulation pour des transmissions efficaces [46]. Des travaux ont proposé de modéliser la réponse statique non-linéaire d'une diode laser pour prévoir l'impact de cette non-linéarité sur un signal OFDM [53]. Pour les VCSELs, cette modélisation est insuffisante à cause de l'effet thermique avéré modifiant le comportement du VCSEL en régime dynamique [51]. Ce point nécessite des investigations supplémentaires que nous effectuerons dans le cadre de ces travaux de thèse.

1.2.2.2 La détection à bas coût : le ROSA

La photodétection n'est généralement pas l'élément limitatif dans la qualité d'une transmission optique [5] de sorte que les détails à propos de cet étage sont parfois omis dans la littérature. Dans les premiers travaux de transmission multi-standards sur fibre monomode, que nous avons présentés en 1.2.1, la photodétection est ainsi simplement réalisée par "un photodétecteur". Cela dit, avec les développements des VCSELs, des développements de sous-systèmes à base de photodiodes à bas coût ont aussi vu le jour sous le nom de ROSAs (de l'anglais *Receiver Optical Sub Assembly*). Un ROSA est typiquement constitué d'une photodiode suivie d'un amplificateur transimpédance (TIA, de l'anglais *TransImpedance Amplifier*) linéaire, un élément originalement développé pour compenser la dispersion électronique pour les applications Ethernet optique à 10 Gbps [54]. Ce TIA est ici utilisé pour étendre la bande passante d'une photodiode p-i-n tout en limitant le bruit thermique [5]. A la manière des sources optiques, comme présenté en 1.2.2.1, l'Ethernet optique a permis le développement de photodétecteurs bas-coût qui peuvent être utilisés dans un contexte RoF [55].

1.2.2.3 Le medium de transmission à bas coût : les fibres multimodes

Les fibres multimodes, de par leur diamètre plus large que les fibres monomode, induisent sur la lumière une dispersion intermodale entraînant un élargissement temporel des signaux transmis et donc une limitation de la bande passante en transmission. En effet, le coeur plus large de la fibre multimodes accepte plus de lumière et implique donc l'existence de plusieurs modes de propagation pour celle-ci. Les différents modes de propagation ont des vitesses différentes, en fonction de l'angle d'incidence de la lumière dans le coeur de la fibre, puisque plus les rayons auront un angle d'incidence élevé en entrant dans le coeur de la fibre et plus ils transiteront rapidement au travers de celle-ci. En plus de cette dispersion intermodale, il existe une dispersion chromatique dans la fibre, liée à la largeur fréquentielle du signal transmis. Les signaux de différentes longueurs d'onde se propagent à vitesses différentes, ce qui implique pour chaque bit d'information transitant par la fibre des retards différents pour chaque composante fréquentielle transportant ce bit. Cet étalement des retards conduit à un élargissement du bit d'information, conduisant lui-même à de l'interférence entre symboles. Ces phénomènes (avec pour principale composante la dispersion intermodale) impliquent une limitation de la bande passante d'une fibre multimodes, c'est pourquoi elle n'est utilisée qu'au sein des bâtiments. Par opposition, pour les grandes distances (typiquement les connexions intercontinentales et les coeurs de réseau, WAN, MAN et PON), la fibre monomode est préférentiellement utilisée, fibre pour laquelle la dispersion intermodale est inexistante et l'atténuation est minimale à 1,5 μm (17 ps/(nm.km)) [5].

Dans une volonté de limiter les coûts, l'orientation vers les fibres multimodes s'impose et nous devons donc nous limiter à des transmissions de l'ordre de quelques centaines de mètres puisqu'au delà la limitation de bande passante associée à la dispersion intermodale est trop

importante pour de la transmission RF. Des fibres de génération récente comme les fibres multimodes OM3 permettent d'atteindre une bande passante de 1500 MHz.km.

Or, nous ne nous intéressons pas aux connexions à longue distance mais plutôt aux connexions intra-bâtiment pour lesquelles les déploiements ont déjà eu lieu et continuent ; il a été montré que les longueurs de fibres maximales mises en oeuvre étaient de l'ordre de trois cents à quatre cents mètres [43]. Leur effet dans les systèmes RoF est étudié et il a été montré que leur impact sur la transmission d'un signal RF par voie optique n'était que peu important si l'on restait dans les gammes de bande passante de la fibre [56]. En dépassant la bande passante de la fibre, l'atténuation optique est importante (de type passe-bas à -20 dB par décade) mais il a tout de même été montré qu'il était possible d'effectuer des transmissions hors bande passante [57] ; cette étude propose une transmission hors bande passante pour un signal 32QAM à 2 GHz et mesure un EVM de 0,5 % pour une transmission par câble coaxial court contre 2,1 % pour une transmission optique sur 1 km, avec un système optique composé d'un laser Fabry-Pérot, d'un photodétecteur monomode et d'une fibre multimodes.

Avec le développement des techniques industrielles de conception de fibres optiques, certains fabriquants ont décidé de réduire encore les coûts en développant des fibres en matériau polymère, qu'on appelle plus communément fibres plastiques ou POFs (de l'anglais *Plastic Optical Fibers*). Des premiers travaux effectués en transmission mono-standard ont montré qu'il était possible de déporter un signal en limitant ses altérations sur des distances de l'ordre de 20 à 50 mètres [58], en limitant la transmission du signal sur les rebonds de la réponse fréquentielle de la fibre, illustrés sur la figure 1.9. Ces travaux montrent une transmission GSM sur 20 m de POF avec un EVM passant de 1 % en connexion directe à 4 % en connexion RoF.

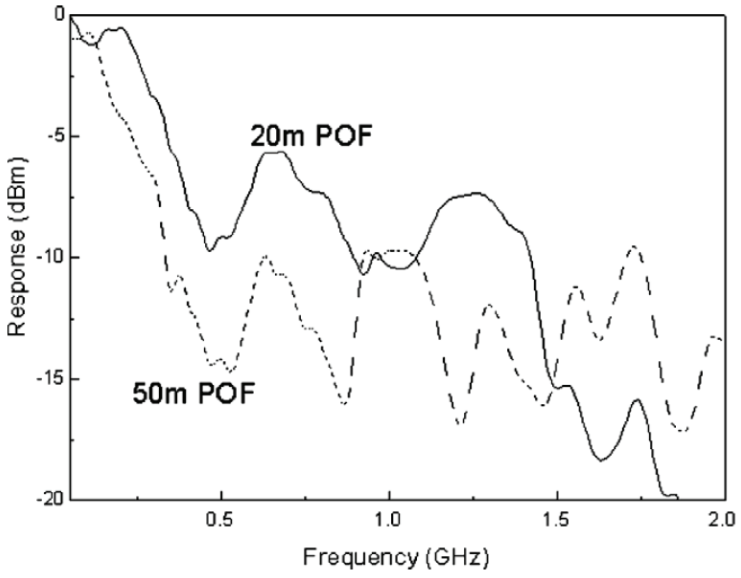


Figure 1.9 – Réponse en fréquence d'une POF de 20 m et de 50 m (issu de [58]).

De par leur conception, ces fibres affichent de fortes atténuations par forte diffraction de la lumière [59] de sorte que la bande passante qu'elles proposent est limitée. Cela étant, la

littérature a concentré ses efforts sur cet aspect et des transmissions RoF à bas coût avec utilisation de VCSELs et de POFs ont montré des trasnmission possibles d'UWB 200 Mbps (dont la fréquence porteuse varie dans la première bande du standard, entre 3,4 GHz et 4,5 GHz) sur près de 200 m de POF quand dans les mêmes conditions il est possible d'utiliser 900 m de fibre en silice [60], avec des fibres exhibant de 4 à 14 dB de pertes électriques dans cette bande de fréquences. Dans nos travaux, présentés au second chapitre de ce manuscrit, nous nous intéresserons en détail à l'utilisation de fibres multimodes et de fibres plastiques dans le cadre de transmission de signaux et nous examinerons notamment la possibilité d'utilisation de ces fibres au-delà de leurs bandes passantes.

1.2.2.4 La transmission d'un signal RF à bas coût

Comme nous venons de le présenter, alors que les premiers travaux en transmission multi-standards présentaient de bons résultats en transmission à l'aide de sous-systèmes onéreux, l'orientation bas-coût que nous souhaitons emprunter va obligatoirement entrainer des détériorations par rapport aux premières conclusions présentées en 1.2.1. Dans le cadre d'utilisation de VCSELs, ROSAs et fibres multimodes (ou plastiques), nous ne pouvons plus a priori parler de déport transparent, ce qui est le but initial recherché par une transmission RoF. C'est pourquoi, il est nécessaire de prendre en compte l'ensemble de la chaine RoF composée de tous ces éléments en analysant et en optimisant les transmissions de signaux RF. Ceci sera abordé en détails dans le second chapitre de ce manuscrit où nous nous intéresserons particulièrement :

- aux VCSELs et aux non-linéarités qu'ils peuvent introduire,
- aux fibres multimodes (ou plastiques) et à l'utilisation éventuelle hors bande passante que l'on peut en faire,
- à l'impact de la transmission de plusieurs signaux RF par rapport à un seul sur une chaîne RoF complète.

L'aspect composants du sous-système RoF a été présenté et nous allons maintenant nous intéresser au système complet. En effet, notre idée générale reste de proposer de la mobilité et de la couverture continues à un ensemble d'utilisateurs, dans un bâtiment, au travers d'un réseau d'antennes distribuées alimentées par voie optique au travers d'un réseau RoF. Il est donc nécessaire de prendre en considération l'interface radio dans la conception de notre système. Nous allons donc dorénavant nous intéresser à ce que la littérature propose du point de vue de la considération des interfaces RoF et radio combinées.

1.3 La radio sur fibre et l'interface radio : des pertes qui impactent les liens

1.3.1 L'interface radio : de l'intérêt de sa prise en compte

Notre contexte d'études nous demande d'assurer des couvertures radio en intra-bâtiment. Autrement dit, il faut assurer une connexion permanente à un utilisateur jouissant d'une mobilité avec son appareil mobile. Il s'agit donc, au delà du déport optique de signaux RF présenté ci-avant, d'étudier la propagation radio à l'intérieur du bâtiment du signal déporté optiquement (de manière transparente ou non).

Ainsi, deux choses sont à prendre en compte dans la suite de notre étude :
- la propagation en elle-même et les pertes induites (au travers de matériaux qui peuvent être plus ou moins variés en intérieur) ;
- la mise en forme du signal après photodétection qui en découle (filtrage, amplification, antenne).

1.3.2 Paramètres influant sur la propagation radio intra-bâtiment

1.3.2.1 Paramètres de matériaux influant sur la propagation radio intra-bâtiment

Dans des cadres sanitaires ou sécuritaires, des études sur les paramètres électriques des matériaux (conductivité et permittivité) sont effectuées, notamment pour étudier les impacts sur la propagation de signaux radio au travers de ces matériaux, constituants principaux de bâtiments [24,61,62]. En première approche, les signaux ne seront pas atténués et réfléchis de la même manière suivant le matériau utilisé comme le tableau 1.2 nous le montre au travers de la mesure des permittivités et conductivités relatives de divers matériaux [63].

Matériau	Permittivité relative ϵ_r sans unité	Conductivité σ en S/m
Placoplâtre	6	0,07
Béton	9	0,1
Bois	5	0
Fer	1	10^6
Vitre	3	0

Table 1.2 – Propriétés électriques de différents matériaux de construction (issu de [63]).

De fait, les simulations de propagation des champs électriques et magnétiques en intérieur sont complexes puisqu'elles nécessitent de prendre en compte la modélisation physique complète du bâtiment avec :
- ses matériaux et leurs caractéristiques électriques,

- les différentes réflexions sur murs, sols et plafonds,
- les diffractions sur angles et aspérités de ces matériaux.

C'est pourquoi les concepteurs système de type RoF ont décidé d'adopter des modèles simplifiés prenant en compte ces éléments de manière globale. Ces modèles utilisent l'équation de Friis modifiée [64]

$$PL = 20 \log \frac{4\pi}{\lambda} + 10n \log(R) \tag{1.1}$$

où n est l'exposant de pertes de propagation modélisant l'environnement et qui peut prendre des valeurs très différentes de 2 (2 étant la valeur théorique de l'équation de Friis classique). λ est la longueur d'onde du signal transmis et R est la distance entre les deux éléments communiquant, exprimée en mètres.

Une approche idéale avec une valeur de n égale à 2 correspondant à une propagation en espace libre et ne peut donc pas toujours être considérée en intérieur. En considérant un environnement d'intérieur dense avec des petites pièces, typiquement un immeuble d'entreprise avec un employé à chaque bureau, cette valeur de n peut aller de 4 à 6 [64].

1.3.2.2 Distribution d'antennes, couverture et énergie déployée

Les avantages de réseaux d'antennes distribuées par RoF sont associés aux performances des liens optiques : faibles pertes des fibres, large bande passante et faibles puissances de transmission, qui laissent envisager une possible utilisation intra-bâtiment [65]. Il s'agit néanmoins d'étudier les couvertures réseau dans des contextes intra-bâtiment où la propagation est freinée par les matériaux constitutifs du dit bâtiment, comme vu en 1.3.2.1.

Des recherches ont été effectuées sur des distributions d'antennes dans des environnements intérieurs. Dans l'étude [66], l'exposant de pertes de propagation est pris égal à 5,12, en rapport avec des hypothèses d'immeuble d'entreprise avec des utilisateurs dans des bureaux individuels [67]. Cette étude montre par le calcul qu'il est possible d'assurer une connexion en couvrant un disque (qu'on associe à une sphère) de rayon égal à 23 m, pour une puissance WLAN d'émission de 17 dBm, en notant qu'une surface de 314 m^2 assure un débit maximal, comme illustré sur la figure 1.10.

Parallèlement, cette étude montre qu'en divisant cette puissance par deux et en alimentant quatre antennes délivrant donc chacune 8 dBm, il est possible de couvrir une zone supérieure à 1660 m^2. Il est aussi important de noter qu'une surface de 584 m^2 assure un débit maximal, ce qui représente un gain de 36,5 % par rapport au cas mono-antenne, tout en utilisant deux fois mois d'énergie, comme l'illustre la figure 1.11.

Ceci montre qu'en intérieur, le réseau d'antennes distribuées permet de proposer des

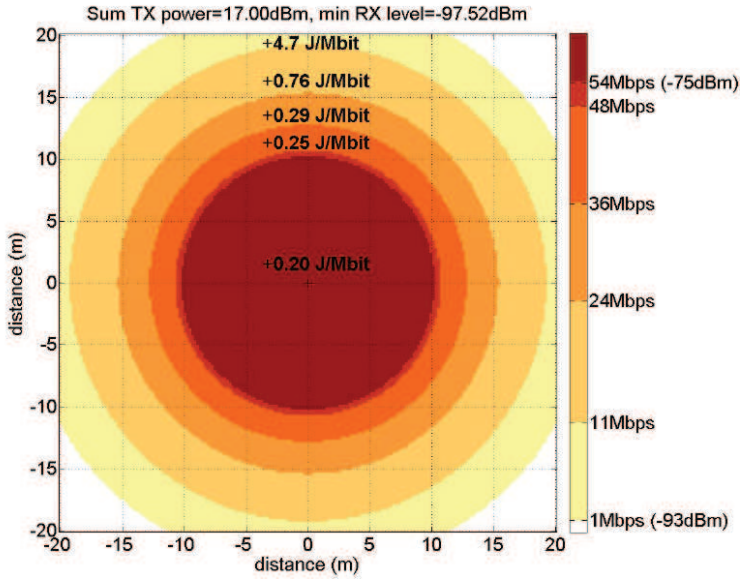


Figure 1.10 – Topographie du débit maximal qu'il est possible d'obtenir en réception d'un point d'accès WLAN pour une puissance d'émission de 17 dBm (issu de [66]).

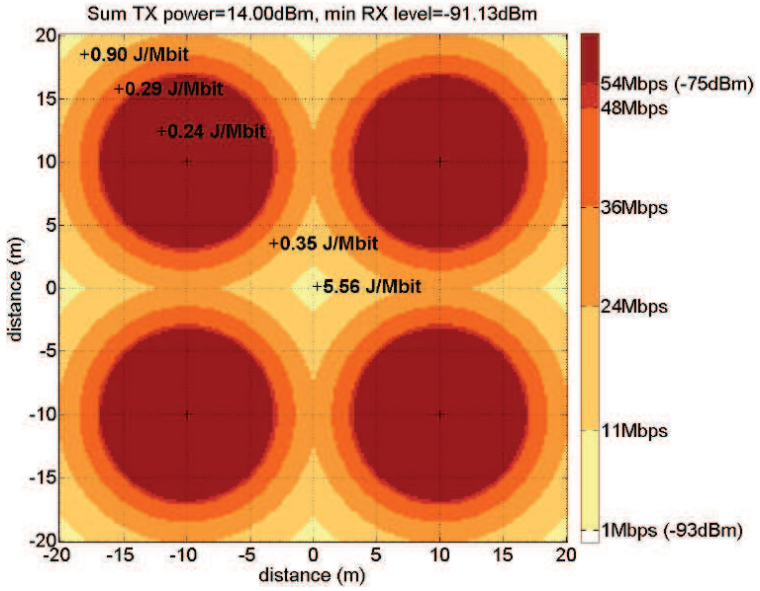


Figure 1.11 – Topographie du débit maximal qu'il est possible d'obtenir en réception de quatre points d'accès WLAN pour une puissance totale d'émission de 14 dBm (issu de [66]).

diagrammes de rayonnement plus intéressants d'un point de vue énergétique. De plus, il s'agit de prendre en considération les éléments constitutifs des constructions dans lesquelles sont déployés les réseaux d'antennes distribuées, l'exposant de pertes de propagation pouvant grandement influer. Cela étant, dans le cas de transmissions en environnements confinés (bureaux ou pièces seuls), les réflexions sur les murs et cloisons peuvent aider à reconstituer le signal et permettre au final de modéliser les pertes de propagation avec un exposant de pertes de propagation inférieur à 2 [64].

1.3.3 L'interface entre le sous-système optique RoF et le sous-système radio RF

Au vu de ce qui a été présenté ci-avant, nous comprenons qu'il est nécessaire d'aller au delà du simple déport (transparent ou non) de signaux RF. Dans un scénario mono-standard, la constitution de cette interface entre photodétection et propagation peut être constituée d'un amplificateur et d'une antenne [68]. Grâce à cela, comme le montre la figure 1.12, avec trois connexions RoF (et donc quatre points d'accès), il est possible de couvrir en WLAN la majorité d'un bureau de 53 mètres de long et 13 mètres de large avec des connexions fibrées longues de 300 mètres en rapport avec ce que nous avons discuté en 1.2.2.3.

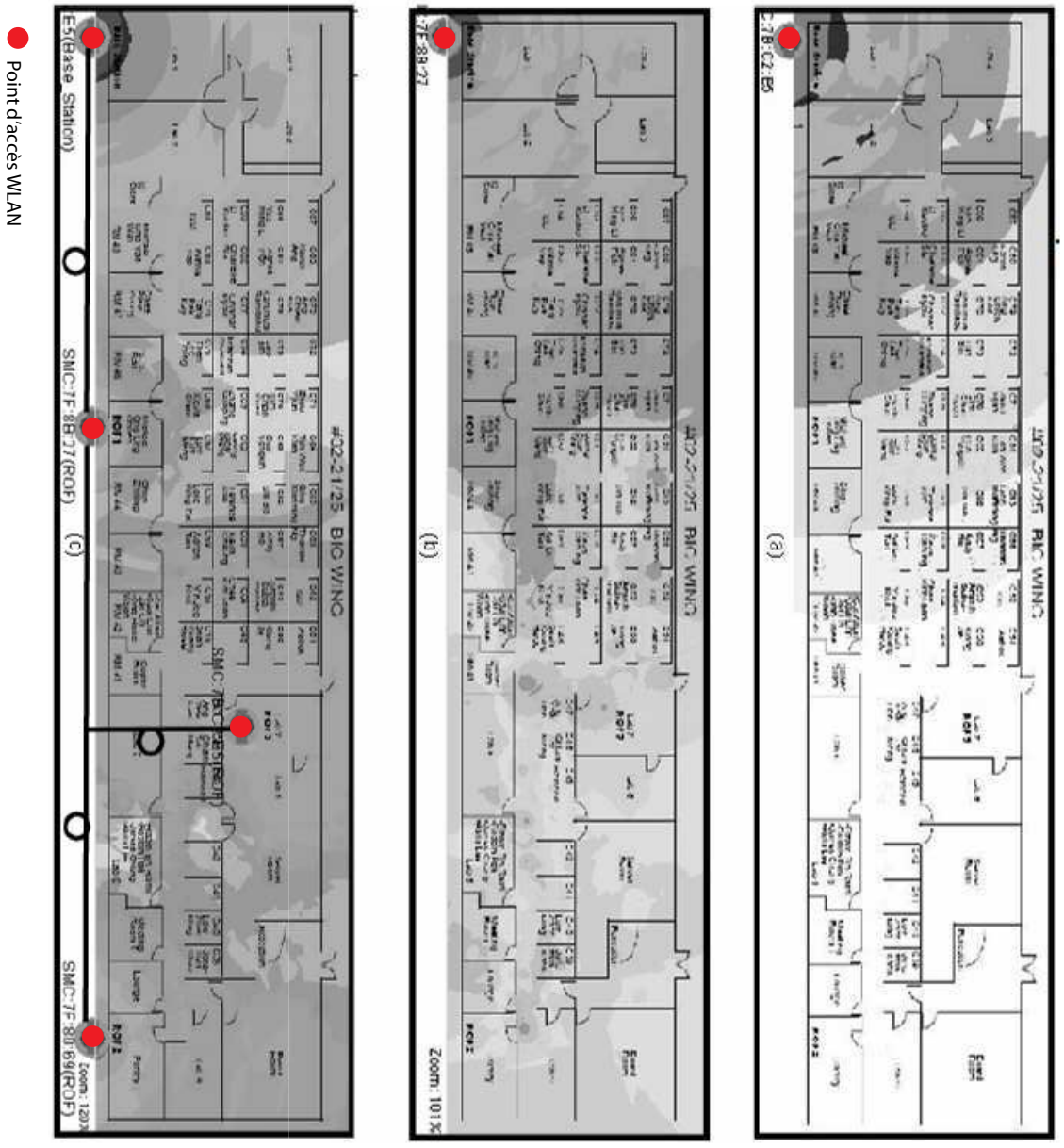


Figure 1.12 – Résultats de mesure de couverture avec liens RoF ; les zones les plus sombres indiquent les zones couvertes (issu de [68]).

Dans un contexte multi-standards, cette interface entre photodétection et propagation

est nécessairement plus complexe puisqu'il s'agit d'intégrer des blocs permettant de séparer (respectivement combiner) les différents standards radio dans le lien descendant (respectivement montant). Ceci peut se faire par des antennes multi-bandes [69] ou par des combineurs/séparateurs RF [70]. Avec de tels systèmes, pour une liaison point à point en WLAN 802.11b et 802.11g, des résultats de couverture en fonction de la distance sont visibles sur la figure 1.13, où l'on peut voir que pour des distances proches de l'antenne déportée, des débits voisins des débits maximaux autorisés par les standards sont obtenus.

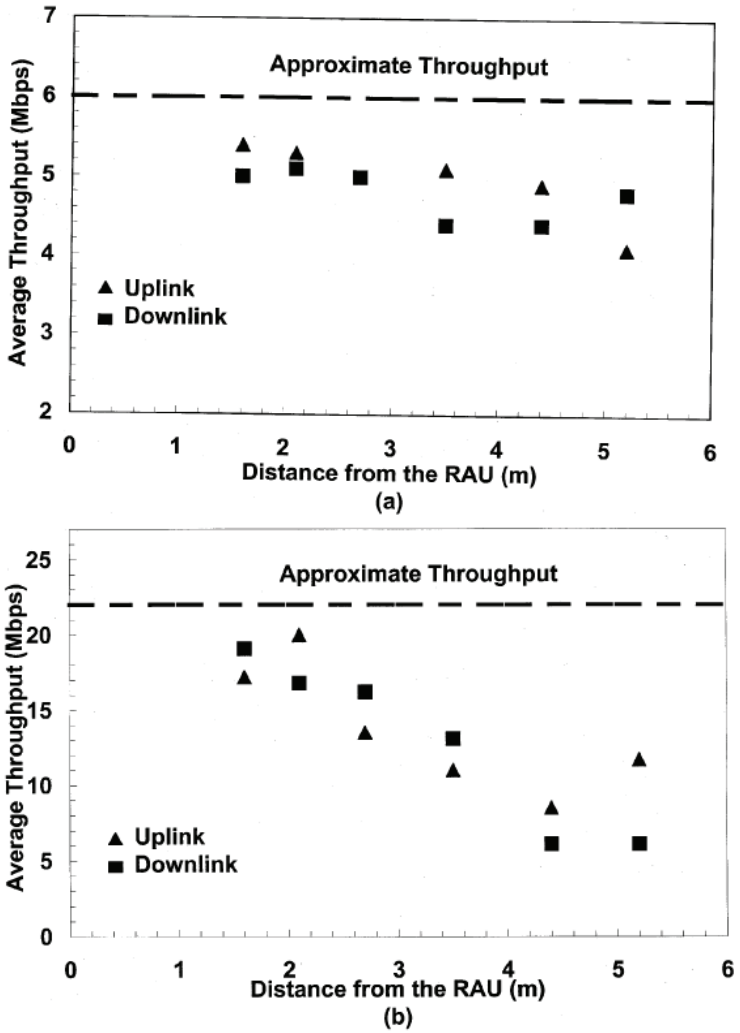


Figure 1.13 – Résultats de mesure de débits avec liens RoF (a) 802.11b (b) 802.11g (issu de [69]).

Comme il est expliqué dans ces études, les composants sont limitants. En effet, les composants utilisés sont des composants pris sur l'étagère (COTS), qui sont certes pris en conséquence pour leur faible coût mais qui sont non optimisés pour l'utilisation souhaitée, limitant donc de facto les performances en favorisant par exemple le couplage entre liens descendant et montant, créant donc des interférences [70]. Des idées sont proposées, notamment la complexification de l'étage radio car ces interférences peuvent être réduites par filtrage et amplification à bande étroite.

L'aspect composants du sous-système RoF a été présenté et nous allons maintenant nous

intéresser au système complet. En effet, notre idée générale reste de proposer de la mobilité et de la couverture continues à un ensemble d'utilisateurs, dans un bâtiment, au travers d'un réseau d'antennes distribuées alimentées par voie optique au travers d'un réseau RoF. Il est donc nécessaire de prendre en considération l'interface radio dans la conception de notre système. Nous allons donc dorénavant nous intéresser à ce que la littérature propose du point de vue de la considération des interfaces RoF et radio combinées.

Comme nous venons de le présenter, dans un contexte réaliste de déploiement de notre application au sein de bâtiments, il est nécessaire de prendre en compte la propagation radio et plus généralement l'étage radio situé entre le photodétecteur et le canal radio. Le canal radio étant variable et complexe, nous nous intéressons à des modèles approchés dont la littérature a adopté les résultats. Nous avons aussi montré que des systèmes complets avec propagation radio avaient été présentées dans la littérature, notamment en systèmes multi-standards à bas-coût. Ces études montrent qu'il est possible de travailler avec des COTS pour bénéficier de coûts peu élevés malgré des performances non optimisées en découlant. Par ailleurs, des idées d'optimisation sont proposées, invitant à la complexification des étages radio.

Dans le travail que nous présentons dans ce manuscrit, nous nous intéresserons à cette interface radio en détails. Nous établirons dans un premier temps une série de scénarios de simulation tenant compte de différentes architectures possibles pour notre système RoF couplé au système radio, en nous appuyant sur des résultats réalistes de transmission RoF qui auront été présentés auparavant au sein du deuxième chapitre. Ces scénarios de simulation, présentés au sein du troisième chapitre, permettront la compréhension du système et son dimensionnement futur d'un point de vue composants pour une utilisation couplée au système RoF dans un démonstrateur final dont les paramètres seront présentés et étudiés en détails.

Après avoir présenté l'état de l'art d'un point de vue composants puis sous-système RoF et système global RoF et radio, nous allons finaliser notre présentation en nous intéressant à l'aspect réseau.

1.4 La radio sur fibre et son déploiement en bâtiment : la mise en réseau

En parlant d'architecture dans la littérature, on se réfère à une structure (ensemble) d'éléments définissant un système complexe. Pour un informaticien, il est fait souvent référence à l'architecture des ordinateurs, c'est-à-dire :

- l'ensemble structuré d'éléments (unités) électroniques composant l'ordinateur,dans ce cas on parle d'architecture physique,

- la circulation d'information entre les unités (schéma de Von Neumann), pipeline, l'architecture du processeur (câblée ou bien programmée), ici on parle d'architecture logique,
- et enfin le jeu d'instruction et la programmation et là on parle de l'architecture logicielle.

Identiquement, en parlant de topologie, on distingue deux type de topologies :

- la topologie physique décrit l'infrastructure d'interconnexion des systèmes informatiques. Elle décrit l'architecture d'un réseau de façon très générale, c'est-à-dire qu'elle ne spécifie pas les types de périphériques, les méthodes de connectivité ou les adresses d'un reseau. EX : Bus, Etoile, Anneau.
- la topologie logique, par opposition à la topologie physique, représente la façon dont les données transitent dans les lignes de communication (commutation), ainsi que la manière dont les stations se partage le support et dépend de la méthode d'accès au réseau. EX : Ethernet, FDDI, Token-Ring.

L'Architecture de réseau (de communication) définit l'ensemble des entités nécessaires à la communication ainsi que les règles régissant les échanges entre elles (méthodes d'accès au support et protocoles). Quand on utilise le terme de topologie uniquement (ni physique, ni logique), alors la topologie d'un réseau correspond généralement à son architecture physique. C'est pourquoi nous utilisons le terme d'architecture en sous-entendant le terme topologie physique, la topologie logique étant l'affaire des couches MAC des standards que nous transmettons sur notre système puisque nous travaillons sur du déport transparent.

1.4.1 La mise en réseau des systèmes RoF et radio : les différentes architectures possibles

Un ensemble d'architecture basiques peut être conceptuellement représenté comme sur la figure 1.14 [71, 72]. Les connexions entre réseaux d'accès et antennes déportées sont les liens RoF que nous avons présentés précédemment dans ce chapitre.

Ces architectures sont passives, en ce sens où les bornes d'accès déportées sont dépourvues d'intelligence et n'agissent pas activement sur les paramètres de couches MAC des différents standards transmis. En plus de ces architectures basiques, des variantes existent, du type étoile point-à-point ou étoile-bus, fusion des deux architectures basiques associées [71]. D'autres variantes agissent sur les couches MAC pour optimiser certains paramètres, complexifiant les systèmes d'antennes déportées [72].

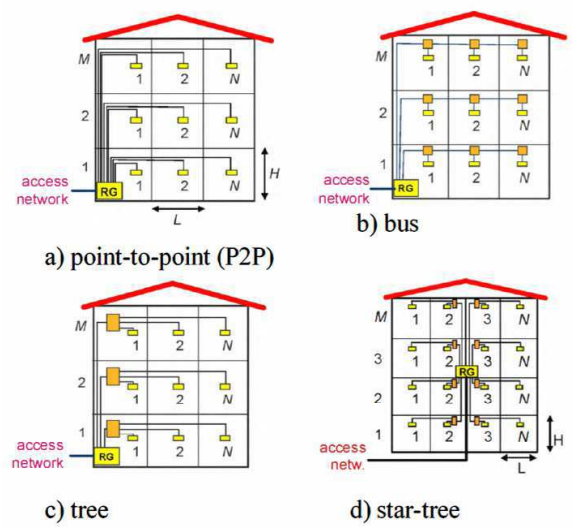


Figure 1.14 – Architectures basiques pour la mise en réseau des systèmes RoF (a) étoile (b) bus (c) arbre (d) étoile-arbre (issu de [71]).

1.4.2 Comparaison des différentes architectures possibles

L'étude prend l'exemple d'une résidence domestique de trois étages, avec quatre pièces par étage et des pièces carrées de 8 m de large et 3,3 m de hauteur. Elle a analysé les coûts matériels pour installer les différentes architectures proposées sur la figure 1.14. Les éléments matériels pris en compte sont : les câbles, les moulures, les connecteurs, les convertisseurs de signaux (électrique/optique et optique/électrique), les concentrateurs et les commutateurs réseau. A partir de prix obtenus de différents fournisseurs, les coûts typiques pour différents types de connectorisation ont été calculés et sont reportés dans le tableau 1.3.

	Câble RJ45	POF	SMF	MMF
Câbles installés (€/m)	1,8	1,7	1,74	1,95
Longueur de lien max. (m)	100	70	1000	550
Connecteur monté (€)	13	3	15	14
Convertisseur E/O O/E (€)	x	30	70	40
Concentrateur (€)	20	20	20	20
Commutateur (€/port)	10	10	10	10

Table 1.3 – Coûts des éléments matériels pour le réseau à bornes d'accès distribuées.

A partir de ces coûts, l'étude représente sur la figure 1.15 les coûts comparatifs par pièce des principales installations présentées en 1.14 en fonction du nombre de pièces par étage et en fonction de la connectorisation utilisée. Notons que la technologie Ethernet reste la moins onéreuse alors que les coûts varient d'environ 100% en utilisant de la POF ou de la MMF.

Cette étude permet de mettre en avant la topologie bus qui semble la moins onéreuse pour chacune des connectorisations prises séparément. Cela s'explique par une économie de composants :

– l'architecture en étoile ou en arbre demande une liaison point à point pour chacune des pièces à alimenter ainsi que l'utilisation de concentrateurs ou de commutateurs pour

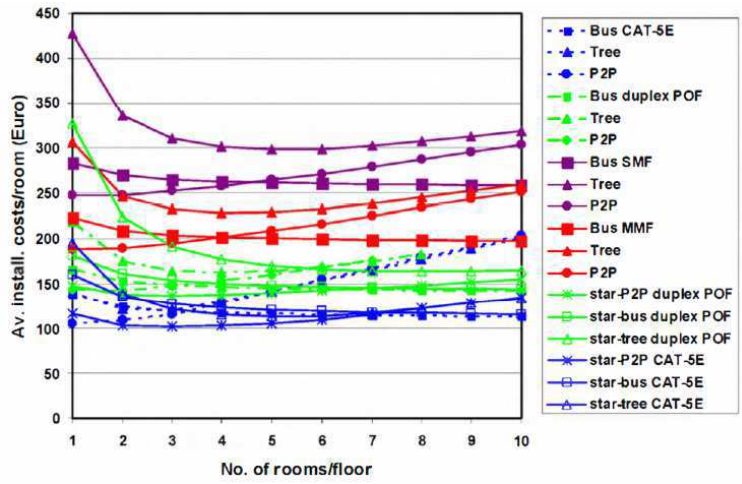


Figure 1.15 – Comparaison des coûts induits pour des architectures basiques en réseaux RoF et réseaux cablés (issue de [71]).

distribuer le signal individuellement à chaque pièce ;

- l'architecture bus ne répète pas les liens point à point et ne nécessite pas de concentrateurs ou de commutateurs pour distribuer le signal individuellement à chaque pièce ; pour un même étage, tout le signal transite dans un seul et unique bus sur lequel se connectent les bornes d'accès pour chacune des pièces.

L'étude montre aussi que l'utilisation de l'Ethernet semble la moins onéreuse, même si elle ne précise pas comment faire passer des fréquences de 2,4 GHz sur des paires de fil torsadées ; elle précise toutefois que pour des raisons de praticité, les câbles Ethernet ne peuvent pas s'adjoindre aux câbles électriques alimentant le bâtiment, pour des raisons de compatibilité électromagnétique, ce qui génèrerait de l'encombrement et donc un coût d'installation supplémentaire pour refaire les fondations et assurer la compatibilité életromagnétique de ces câbles. Après l'Ethernet, c'est la POF qui se montre la plus intéressante économiquement parlant, montrant que l'achat et le déploiement de la fibre est un des éléments les plus coûteux pour une installation RoF. L'idée que l'utilisateur peut l'installer lui-même (concept du *do it yourself*) [13] ferait gagner beaucoup à l'installation.

Cela étant, cette étude comparative ne propose pas d'étude théorique de transport de signaux ni de démonstrateur pour assurer la faisabilité d'une de ces architectures, l'architecture bus semblant a priori la plus intéressante d'un point de vue coûts. Nous nous proposons de faire cette étude de faisabilité dans le cadre de nos travaux de thèse.

Conclusion

Ce chapitre introductif a permis de déterminer le cadre de notre étude. En effet, nous avons vu que le monde de la RoF fait face à de nombreux enjeux pour diminuer les coûts

globaux de la transmission multi-standards de signaux radio. En ayant adopté une approche crescendo en commençant par aborder les composants puis les systèmes complets et enfin l'aspect réseau, nous avons montré l'évolution de la littérature sur notre problématique et ainsi ce sur quoi nous allons concentrer nos efforts dans les travaux présentés dans ce manuscrit.

La faisabilité du transport par voie optique de signaux RF a été montrée. Ce déport de signal a été possible dans un premier temps de manière transparente à condition d'utiliser des composants monomode, assurant les performances. L'utilisation de composants moins coûteux a ensuite permis un transport par voie optique de signaux RF au prix d'une certaine dégradation liée aux limitations des composants utilisés, amenant des non-linéarités. La technologie et les coûts évoluant, les systèmes RoF à bas coût se sont démocratisés. En plus de l'altération qu'ils apportent aux signaux déportés, il s'agit aussi de considérer l'impact de l'interface radio entre photodétecteur et air libre et de la transmission radio sur la qualité de la transmission pour établir les performances du système. En effet, en fonction de l'environnement radio, des composants constituant les murs et cloisons, l'atténuation du signal ne sera pas toujours identique. Le système étant jaugé, il s'agit dans un dernier temps d'évaluer les coûts et les performances de ce système intégré à une architecture réseau pour l'application finale souhaitée : le déploiement d'un système d'antennes distribuées par voie optique au sein d'un bâtiment.

Ce contexte représente celui du travail qui est présenté dans ce manuscrit, suivant la même logique en trois points :

- dans un premier temps, avec notre second chapitre, nous présenterons les composants principaux du sous-système RoF que nous considérons et l'étudierons en détail au travers des standards que nous souhaiterons transmettre (principalement de la téléphonie mobile et du WLAN), en essayant d'optimiser les conditions d'utilisation de nos composants et du sous-système RoF associé ;
- dans un deuxième temps, avec notre troisième chapitre, nous nous intéresserons au système global en simulant les coûts entre quelques architectures parmi celles proposées et nous en proposerons une générique que nous étudierons d'un point de vue performance en simulations à l'aide des résultats expérimentaux que nous aurons obtenus dans notre second chapitre ;
- enfin dans un troisième temps, au travers des conclusions des deux précédents chapitres, nous nous intéresserons à la réalisation de plusieurs démonstrateurs permettant de valider les principaux résultats qui auront été montré dans le troisième chapitre, pour un déploiement réseau global.

Nous conclurons sur la possibilité à court et moyen terme de voir notre système utilisé en intérieur, en proposant des points permettant l'amélioration de notre système pour une

éventuelle commercialisation.

Bibliographie du Chapitre 1

[1] T. H. Maiman, "Stimulated optical radiation in ruby," *Nature*, vol. 187, no. 4736, pp. 493–494, Aug 1960.

[2] A. Javan, W. R. Bennett, and D. R. Herriott, "Population inversion and continuous optical maser oscillation in a gas discharge containing a he-ne mixture," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 6, pp. 106–110, Feb 1961.

[3] T. Berceli and P. Herczfeld, "Microwave photonics a historical perspective," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 2992–3000, Nov 2010.

[4] A. J. Seeds, "Microwave photonics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 877–887, Mar 2002.

[5] M. Joindot and R. Joindot, *Les télécommunications par fibres optiques*, Dunod, Ed. Joindot, M. and Joindot, R., 1996.

[6] H. S. Al-Raweshidy and S. Komaki, *Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*, H. S. Al-Raweshidy and S. Komaki, Eds. Artech House, 2002.

[7] K. Yang, A. Gutierrez-Aitken, X. Zhang, G. Haddad, and P. Bhattacharya, "Design, modeling, and characterization of monolithically integrated inp-based (1.55 um) high-speed (24 gb/s) p-i-n/hbt front-end photoreceivers," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 1831–1839, Aug 1996.

[8] J. de Barros, L.E.M., A. Paolella, M. Frankel, P. Romero, M.J.and Herczfeld, and A. Madjar, "Photoresponse of microwave transistors to high-frequency modulated light-wave carrier signal," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 1368–1374, Aug 1997.

[9] A. Al-Ani, A. Cullen, and J. Forrest, "A phase-locking method for beam steering in active array antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, pp. 698–703, Jun 1974.

[10] J. Wallington and J. Griffin, "Optical techniques for signal distribution in phased arrays," *GEC Journal Research*, vol. 2, pp. 66–75, 1984.

[11] J. Forrest, F. Richards, D. Esdale, D. Wight, and P. Beharrell, "Optical techniques for signal distribution and control in phased array radars," in *International Radar Conference*, 1985, pp. 410–415.

[12] P. Herczfeld and A. Daryoush, "Fiber-optic feed network for large aperture phased array antennas - system considerations," *Microwave Journal*, vol. 30, pp. 160–166, Aug 1987.

[13] R. Gaudino, D. Cardenas, M. Bellec, B. Charbonnier, N. Evanno, P. Guignard, S. Meyer, A. Pizzinat, I. Mollers, and D. Jager, "Perspective in next-generation home networks : Toward optical solutions ?" *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, pp. 39–47, Feb 2010.

[14] A. J. Seeds, "Radio over fibre systems," in *Proceedings of the 21st Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, Nov 2008, pp. 848–849.

[15] S. J. Blumberg and J. V. Luke, "Wireless substitution : Early release of estimates based on data from the national health interview survey, july â december 2006," Centers for Disease Control and Prevention, Tech. Rep., May 2007. [Online]. Available : http://www.cdc.gov/nchs/data/nhis/earlyrelease/wireless200705.pdf

[16] ——, "Wireless substitution : Early release of estimates based on data from the national health interview survey, july â december 2010," Centers for Disease Control and Prevention, Tech. Rep., Aug 2011. [Online]. Available : http://www.cdc.gov/nchs/data/nhis/earlyrelease/wireless201106.pdf

[17] T. GERAN, "Gsm/edge radio access network," 3GPP, Tech. Rep., 1990. [Online]. Available : http://www.3gpp.org/GSM-EDGE-Radio-Access-Network

[18] ARCEP, "La couverture en téléphonie mobile en france - bilan au 1er janvier 2009 de la couverture 2g," Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes, Tech. Rep., Aug 2009. [Online]. Available : http://arcep.fr/uploads/tx_gspublication/rapport-complet-bilan-couv2G-aout09.pdf

[19] ETSI, "Digital cellular telecommunications system (phase 2+) (gsm) ;general packet radio service (gprs) ;mobile station (ms) - base station system (bss) interface ;radio link control/medium access control (rlc/mac) protocol (gsm 04.60 version 8.4.1 release 1999)," European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep., 1999. [Online]. Available : http://pda.etsi.org/pda/home.asp?wki_id=t82DlIXQsATUTWZYU-mQ4

[20] ——, "Digital cellular telecommunications system (phase 2+) ;gsm/edge radio access network (geran) overall description ;stage 2 (3gpp ts 43.051 version 10.0.0 release 10)," European Telecommunications Standard Institution, Tech. Rep., 2011. [Online]. Available : http://pda.etsi.org/pda/home.asp?wki_id=S33t'73WC5TWZbYWZGjW@

[21] 3GPP, "3gpp specification detail," 3GPP, Tech. Rep., Mar 2013. [Online]. Available : http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/25308.htm

[22] ARCEP, "Décision relative au compte rendu et au résultat de la procédure dâattribution dâautorisations dâutilisation de fréquences dans la bande 2,1 ghz en france métropolitaine pour établir et exploiter un réseau radioélectrique de troisième génération ouvert au public," Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes, Tech. Rep. May, 2010. [Online]. Available : http://www.arcep.fr/uploads/tx_gsavis/10-0581.pdf

[23] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, C. U. Press, Ed. Cambridge University Press, 2005.

[24] M. Adous, "Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquences 50 mhz - 13 ghz," Ph.D. dissertation, Université de Nantes, 2006. [Online]. Available : http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/11/07/39/PDF/These_Adous_finale.pdf

[25] A. B. Ramli, "Design and implementation of in-building systems in cellular communications," in *4th National Conference on Telecommunication Technology*, Jan 2003, pp. 238–243.

[26] *IEEE 802.11TM WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS - The Working Group for WLAN Standards*, IEEE 802.11 Std. [Online]. Available : http://www.ieee802.org/11/

[27] ARCEP, "Réseaux locaux radioélectriques ou rlan (wi-fi) : les puissances d'émissions autorisées," Autorité de Régulation des Communications Electroniques et Postes, Tech. Rep., 2008. [Online]. Available : http://www.arcep.fr/index.php?id=9272&title=%5B1%5D

[28] P. Ali-Rantala, "Different kinds of walls and their effect on the attenuation of radiowaves indoors," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*, 2003.

[29] G. de la Roche, K. Jaffres-Runser, and J.-M. GORCE, "On predicting in-building wifi coverage with a fast discrete approach," *International journal of mobile network design and innovation*, vol. 2, pp. 3–12, Jan 2007.

[30] O. Mobile, "Boutique mobile," http ://mobile-shop.orange.fr/, Consultï¿½ le 24 septembre 2012.

[31] SFR, "Téléphonie mobile," http ://www.sfr.fr/telephonie-mobile/, Consulté le 24 septembre 2012.

[32] B. Télécom, "Offres et forfaits mobiles," http ://www.laboutique.bouyguestelecom.fr/offres/offres-forfaits-mobiles.html, Consultï¿½ le 24 septembre 2012.

[33] F. Mobile, "Free mobile," http ://mobile.free.fr, Consultï¿½ le 24 septembre 2012.

[34] B. S. I. Group, "Core version 4.0," Bluetooth Special Interest Group, Tech. Rep., Jun 2010. [Online]. Available : https://www.bluetooth.org/docman/handlers/downloaddoc.ashx?doc_id=229737

[35] *The IEEE 802.16 Working Group on Broadband Wireless Access Standards*, IEEE 802.16 Std. [Online]. Available : http://www.ieee802.org/16/

[36] B. Chow, Y. Ming-Li, M. Sauer, A. N'goma, T. Ming-Chien, and Y. Chien-Hung, "Radio-over-fiber distributed antenna system for WiMAX bullet train field trial," in *IEEE Mobile WiMAX Symposium, 2009. MWS'09 Technical Digest*, 2009, pp. 98–101.

[37] Gfk and N. Conseil, "Le marché de la vod en france," Gfk and NPA Conseil, Tech. Rep., Nov 2011. [Online]. Available : http://www.npaconseil.com/media/111110-pres-marcha-de-la-vod-en-france-npa-gfk.pdf

[38] F. Frank, "Architectures de réseaux d'accès hybrides analogique et numérique pour la convergence fixe/mobile des infrastructures," Ph.D. dissertation, Université Paris-Est, Jun 2011.

[39] R. Glatty, "Introductino of tdm/wdm flexibility in optical access network : Physical layer design and resource allocation optimization," Ph.D. dissertation, Universitï¿½ Rennes I, Nov 2008.

[40] M. Baudry, V. Chaillou, and S. Villaret, "Très haut débit par satellite en europe et afrique du nord," Institut de l'Audiovisuel et des Télécommunications en Europe, Tech. Rep., Oct 2010.

[41] G. Finnie, "Telco app stores : A bridge too far ?" Heavy Reading, Tech. Rep. 2, Feb 2010.

[42] C. Pennings and T. Ramahandry, "Next generation access (nga) regulation," IDATE, Tech. Rep., Oct 2010.

[43] A. Flatman, "In-premises optical fibre installed base analysis to 2007," Presented at the IEEE 802.3 10GbE over FDDI-Grade Fibre Study Group Meeting, Mar 2004. [Online]. Available : http://www.ieee802.org/3/10GMMFSG/public/mar04/flatman_1_0304.pdf

[44] L. C. Ong, B. Luo, A. Alphones, H. Harada, and M. Fujise, "Study of wlan signals through fiber optic systems," in *Proceedings of the International Conference in Wireless Communication Networks*, India, Jun 2003, pp. 221–225.

[45] K.-A. Persson, C. Carlsson, A. Alping, A. Haglund, J. Gustavsson, P. Modh, and A. Larsson, "Wcdma radio-over-fibre transmission experiment using singlemode vcsel and multimode fibre," *IEEE Electronics Letters*, vol. 42, pp. 372–374, Mar 2006.

[46] P. K. Tang, L. C. Ong, A. Alphones, B. Luo, and M. Fujise, "Per and evm measurements of a radio-over-fiber network for cellular and wlan system applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 11, pp. 2370–2376, Nov 2004.

[47] *IEEE 802.3â : ETHERNET*, IEEE 802.3 Std. [Online]. Available : http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html

[48] F. Mederer, R. Jager, J. Joos, M. Kicherer, R. King, R. Michalzik, M. Riedl, H. Unold, K. Ebeling, S. Lehmacher, B. Wittmann, and A. Neyer, "Improved vcsel structures for 10 gigabit-ethernet and next generation optical-integrated pc-boards," in *Proceedings of the 51st Electronic Components and Technology Conference*, 2001.

[49] S. Bernabe, R. Stevens, M. Volpert, R. Hamelin, C. Rossat, F. Berger, L. Lombard, C. Kopp, J. Berggren, P. Sundgren, and M. Hammar, "Highly integrated vcsel-based 10gb/s miniature optical sub-assembly," in *Proceedings of the 55th Electronic Components and Technology Conference*, 2005.

[50] R. Dalal, R. Ram, R. Helkey, H. Roussell, and K. Choquette, "Low distortion analogue signal transmission using vertical cavity lasers," *IEEE Electronics Letters*, vol. 34, pp. 1590–1591, Aug 1998.

[51] C. Carlsson, M. Ghisoni, A. Larsson, and A. Alping, "Analog modulation performance of single and multimode vertical cavity surface emitting lasers," in *Proceedings of the International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 1999.

[52] T. Marozsak, "Vertical cavity surface emitting lasers in radio over fiber applications," in *Proceedings of the 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2002, pp. 41–44.

[53] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Predistortion in optical wireless transmission using ofdm," in *Proceedings of the International Conference on Hybrid Intelligent Systems*, 2009.

[54] B. Willcocks, N. Weiner, I. White, R. Penty, and J. Ingham, "Electronic dispersion compensation steps up to 10-gbit/s link challenges," *Communications DesignLine*, vol. 1, pp. 1–4, Jan 2004.

[55] P. Hartmann, A. Bothwell, R. Cronin, K. Leeson, A. Loveridge, D. Parkinson, J. Ure, R. Penty, I. White, and A. Seeds, "Wideband fibre-agnostic das using pluggable analogue optical modules," in *Proceedings of the International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2006.

[56] A. Nkansah and N. Gomes, "Characterization of radio over multimode fiber links using coherence bandwidth," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, pp. 2694–2696, 2005.

[57] D. Wake, S. Dupont, J.-P. Vilcot, and A. Seeds, "32-qam radio transmission over multimode fibre beyond the fibre bandwidth," in *Proceedings of the International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Jan 2002.

[58] T. Jia, S. Zheng, X. Zhang, X. Jin, X. Ai, and J. Xu, "Characteristics of radio transmission over polymer optical fiber for indoor wireless coverage," *Optics Communications*, vol. 264, no. 1, pp. 142–147, Jan 2006.

[59] C. Gao, "Modelling of rayleigh backscattering in plastic optical fiber," in *Proceedings of the High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, 2003, pp. 14–17.

[60] C. Lethien, C. Loyez, J.-P. Vilcot, R. Kassi, N. Rolland, C. Sion, and P.-A. Rolland, "Review of glass and polymer multimode fibers used in a wimedia ultrawideband mb-ofdm radio over fiber system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 10, pp. 1320–1331, May 2009.

[61] L. M. Correia and P. O. Frances, "Transmission and isolation of signals in buildings at 60 ghz," in *Proceedings of the Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1995.

[62] I. Cuinas and M. G. Sanchez, "Permittivity and conductivity measurements of building materials at 5.8 ghz and 41.5 ghz," *Wireless Personal Communications*, vol. 20, pp. 93–100, Jan 2002.

[63] F. Escarieu, "Etude de la propagation dans les milieux indoor (intérieur des bâtiments) autour de 2 ghz." Ph.D. dissertation, Université de Poitiers, 2002.

[64] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, U. S. River, Ed. Prentice Hall, 1999.

[65] M. Sauer, "Radio over fiber for picocellular network architectures," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 3301–3320, Nov 2007.

[66] Y. Josse, B. Fracasso, and P. Pajusco, "Model for energy efficiency in radio over fiber distributed indoor antenna wi-fi network," in *Proceedings of the International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Oct 2011.

[67] C. 231, "Digital mobile radio towards future generation systems," European Commission, Tech. Rep., 1999.

[68] L. Ong, M. Yee, B. Luo, and M. Fujise, "Low-cost radio-over-fiber network for 2.45ghz in-building signal distribution," in *Proceedings of the Asian Optical Fiber Communication & Optoelectronic Exposition & Conference*, 2006.

[69] A. Das, A. Nkansah, N. Gomes, I. Garcia, J. Batchelor, and D. Wake, "Design of low-cost multimode fiber-fed indoor wireless networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 3426–3432, Aug 2006.

[70] A. Nkansah, A. Das, C. Lethien, J.-P. Vilcot, N. Gomes, I. Garcia, J. Batchelor, and D. Wake, "Simultaneous dual band transmission over multimode fiber-fed indoor wireless network," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, pp. 627–629, Nov 2006.

[71] A. Koonen, H. van den Boom, H.-D. Jung, H. Yang, E. O. Martinez, P. Guignard, and E. Tangdiongga, "Photonic in-building networks - architectures and advanced techniques," in *Proceedings of the 9th International Conference on Optical Internet*, 2010.

[72] R. Llorente, M. Morant, J. Marti, M. P. Thakur, S. Walker, A. Tonnerre, D. Smith, A. Krause, G. Maury, M. Ran, H. Salgado, and F. Pereira, "Uroof system scenarios : Topology and architecture - part (a) : identification of target scenarios," UPVLC, HIT, TCF, UoE, CIP, WI, INE, INESC, Tech. Rep., 2007.

Chapitre 2

Le tunnel optique : du composant le constituant à l'analyse du transport de signaux radio au travers de celui-ci

Sommaire

2.1 Présentation générale du tunnel optique 53
2.1.1 Approche expérimentale adoptée 53
2.1.2 Composants du tunnel optique 53
2.1.2.1 Les VCSELs 53
2.1.2.2 Les photodétecteurs 55
2.1.2.3 Les fibres optiques 56
2.2 Caractérisation du système optique 56
2.2.1 Les VCSELs 57
2.2.1.1 Caractéristique statique 57
2.2.1.2 Le té de polarisation du VCSEL 3,3 Gbps 57
2.2.1.3 Point de compression à 1 dB 60
2.2.1.4 Produits d'intermodulation du troisième ordre 62
2.2.1.5 Plage dynamique exempte de parasites (SFDR) 63
2.2.1.6 Caractérisation « quasi-statique » 65
Discussion 67
2.2.2 Les fibres optiques 71
2.3 Signaux numériques et métriques associées 75
2.3.1 Une métrique d'évaluation principale : l'EVM 75
2.3.2 Standards radio 76
2.3.2.1 Téléphonie mobile : GSM et EDGE 77
2.3.2.2 Wi-Fi ou WLAN 79
2.3.2.3 L'UWB ou Ultra Large Bande 80
2.3.2.4 La CCDF ou la Fonction Complémentaire Cumulative de Répartition 80

2.3.2.5 Synthèse 82
2.4 Mesures en transmission de signaux numériques sur notre lien optique 83
2.4.1 Transmission mono-standard en connexion directe et sur une courte longueur de fibre 83
2.4.1.1 GSM 83
2.4.1.2 EDGE 85
2.4.1.3 WLAN 86
2.4.1.4 UWB 87
2.4.2 Transmission mono-standard sur de grandes longueurs de fibres en silice et en plastique 88
2.4.2.1 WLAN 88
2.4.2.2 UWB 93
2.4.2.3 GSM et EDGE 94
2.4.2.4 Conclusions sur les transmissions mono-standard 95
2.4.3 Transmission multi-standards 95
2.4.3.1 Conclusions sur les transmissions multi-standards 98
Conclusion 98
Bibliographie du Chapitre 2 100

Introduction

Le chapitre précédent nous a permis d'établir les bases de notre étude, au travers de notions générales sur les systèmes RoF. Notre but est de réaliser un système complet de ce type. Cependant, avant de pouvoir présenter l'étude de ce dit système au complet, nous avons décidé de le séparer en deux blocs séparés : le bloc optique et le bloc RF.

De fait, ce chapitre a pour but de présenter l'étude du bloc optique dans son ensemble. Dans un premier temps, le tunnel optique étudié et schématisé sur la figure 2.1, sera présenté de manière générale au travers de la description de ses composants. Nous aborderons ensuite la caractérisation de ces composants pour conclure sur la caractérisation du système optique complet. Cette caractérisation effectuée, nous étudierons la transmission – mono- ou multi-standards – de signaux numériques au travers de ce tunnel optique.

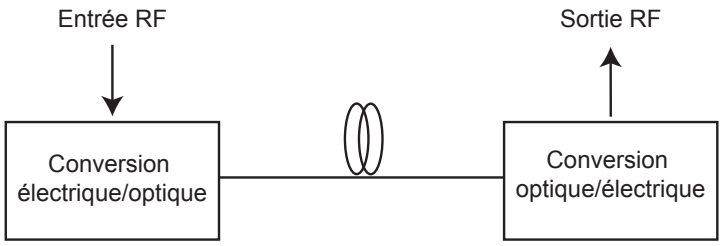


Figure 2.1 – Schéma du tunnel optique étudié.

2.1 Présentation générale du tunnel optique

2.1.1 Approche expérimentale adoptée

Notons que pour un travail de caractérisation, il est nécessaire d'avoir des composants étalons. Ils permettent de s'assurer de la validité de la caractérisation du composant étudié. Ces composants étalons sont chers et il est difficile d'assurer une caractérisation complète de notre système optique. En effet, il faudrait un photodétecteur étalon pour caractériser les sources optiques et inversement, il faudrait une source optique étalon pour caractériser les photodétecteurs. De fait, dans la plupart des travaux de caractérisation que nous allons présenter ci-après, nous allons garder à l'esprit que nous caractérisons le sous-système optique dans son ensemble. Bien sur, nous considérerons chaque résultat dans ce contexte avant d'en tirer les conclusions associées.

2.1.2 Composants du tunnel optique

2.1.2.1 Les VCSELs

Le VCSEL est une diode laser en semi-conducteur (typiquement III-V) dont l'émission lumineuse se fait par la surface. Cette particularité permet de les tester directement sur le

wafer de production avant de les dissocier en éléments uniques. De fait, leur coût de production est fortement diminué, c'est pourquoi ce type de source laser a connu un grand essor dans les années 1990.

Dans le cadre de la réalisation de notre système à bas coût, nous nous orientons ainsi vers l'utilisation de VCSELs. Nos VCSELs seront des lasers produits par Avalon Photonics.

Les lasers choisis seront des VCSELs 3,3 Gbps multimodes dont la documentation technique fournit les caractéristiques présentées dans le tableau 2.1.

Paramètre	Symbole	Conditions [a]	Valeurs			Unités
			Min	Typ	Max	
Courant de seuil	I_{th}		1,0	1,8	2,5	mA
Puissance couplée dans la fibre	P_{out}	MMF 50/125 μm	0,7	0,85	1,0	mW
Longueur d'onde d'émission	λ		830	850	860	nm
Résistance différentielle	R_{Diff}		25	45	50	Ω
Efficacité de modulation	η		0,14	0,20	0,29	mW/mA
Bande passante (boitier compris)	BW_{-3dB}	Coupure à -3 dB	3,3	5,0		GHz
Bruit relatif d'intensité	RIN	Relevé à 1 GHz			-122	dB/Hz

a. Dans tous les cas, I_{op} = 6,0 mA

Table 2.1 – Caractéristiques électro-optiques du VCSEL 3,3 Gbps multimodes.

Cette documentation fournit aussi une information sur les conditions extrêmes d'utilisation du laser, notamment le courant pic direct maximum supporté par le VCSEL, indiqué égal à 12,0 mA.

La caractéristique statique (courbe P-I) de ce laser est aussi fournie dans cette documentation et est visible sur la figure 2.2.

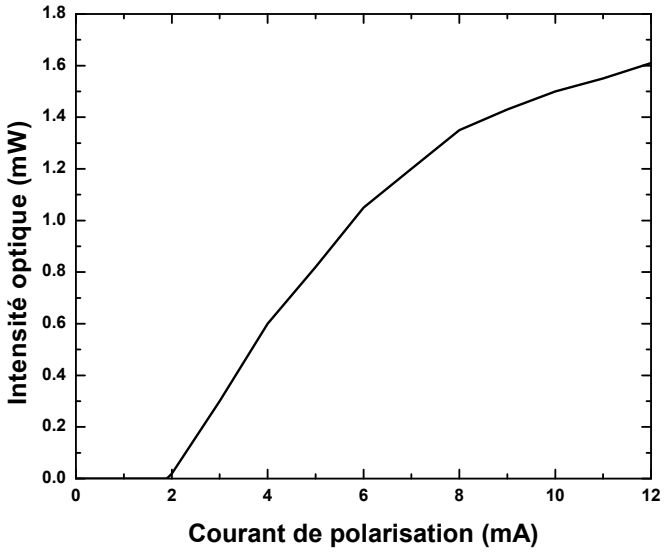


Figure 2.2 – Caractéristique statique (courbe P-I) du VCSEL 3,3 Gbps multimodes.

En plus de ce VCSEL 3,3 Gbps, nous utilisons pour nos caractérisations un autre VCSEL du même type, d'Avalon et utilisé pour des applications 10,0 Gbps.

2.1.2.2 Les photodétecteurs

Nous utilisons deux photodétecteurs différents pour notre étude optique. Le premier est un photodétecteur PT-10B de Picometrix qui coûte environ 2000 euros pièce ; le second est un ROSA PL-SLR-00-SH3-C6 de JDSU qui coûte environ 50 euros pièce.

1. Photodétecteur PT-10B

   Ce photodétecteur est utilisé pour nos différentes expériences de caractérisation que nous détaillerons plus loin. Son coût est élevé car il couvre une gamme de longueurs d'onde de photodétection très large, de 750 nm à 1650 nm, pour des débits allant jusqu'à 10,7 Gbps. Il est fibré en 62,5/125 μm. Ses caractéristiques techniques sont détaillées dans le tableau 2.2 ci-après. Il est alimenté par une alimentation stabilisée réalisée par IFOTEC dans le cadre du projet ANR "BILBAO" [1].

Paramètre	Symbole	Minimum	Typique	Maximum	Unité
Longueurs d'onde de photodétection	λ_{PD}	750		1650	nm
Bande passante (à -3 dB électrique)	B_{PD}	8	9		GHz
Responsivité à 850 nm	η_{PD}	0,5	0,55		A/W
Gain transimpédance	Z_{TIA}	400	500		Ω

TABLE 2.2 – Principales caractéristiques électro-optiques du photodétecteur Picometrix PT-10B.

2. ROSA PL-SLR-00-SH3-C6

   Ce photodétecteur est idéal pour l'application que nous recherchons car il a un faible coût (environ 60 euros pièce en petites quantité), il intègre lui aussi un amplificateur transimpédance et propose un débit allant jusqu'à 10 Gbps. Il est fibré en 62,5/125 μm. Ses principales caractéristiques électro-optiques, fournies par le constructeur JDSU, sont retranscrites dans le tableau 2.3.

Paramètre	Symbole	Minimum	Typique	Maximum	Unité
Longueur d'onde de photodétection	λ_{PD}	840	850	860	nm
Bande passante (à -3 dB électrique)	B_{PD}	6,375			GHz
Responsivité à 50 MHz	η_{PD}		5000		V/W
Sensibilité (OMA [a])	S		-15	-14	dBm

a. Amplitude de Modulation Optique (Optical Modulation Amplitude)

TABLE 2.3 – Caractéristiques électro-optiques du photodétecteur ROSA PL-SLR-00-SH3-C6.

Cette documentation fournit aussi une information sur les valeurs maximales pour l'utilisation du photodétecteur, notamment concernant l'intensité optique incidente maximale indiquée à 5,0 dBm.

2.1.2.3 Les fibres optiques

Nous utilisons plusieurs types de fibres pour relier sources lasers et photodétecteurs dans notre système, toutes étant multimodes. Notre travaillons avec des fibres commerciales classiques en silice comme les fibres OM2 ou OM3, mais dans le cadre de l'approche bas-coût que nous visons, nous nous intéressons aussi aux fibres dites plastiques, dont le coeur et la gaine ne sont plus en silice mais en polymère. Ces fibres ont l'inconvénient d'exhiber de fortes pertes mais sur des longueurs relativement courtes du type applications intra-bâtiment, elles peuvent se révéler utilisables comme nous le montrerons plus tard. Les fibres que nous utilisons ainsi que leurs principales caractéristiques sont présentées ci-après.

1. Fibre OM2 (voir tableau 2.4)

Paramètre	Valeur minimale	Valeur à 850nm	Unité
Atténuation		2,5	dB/km
Bande passante modale	500		MHz.km

Table 2.4 – Caractéristiques optiques d'une fibre OM2 classique (50/125).

2. Fibre OM3 (voir tableau 2.5)

Paramètre	Valeur minimale	Valeur à 850nm	Unité
Atténuation		2,5	dB/km
Bande passante modale	1500		MHz/km

Table 2.5 – Caractéristiques optiques d'une fibre OM3 classique (50/125).

3. Fibre plastique à gradient d'indice (voir tableau 2.6)

Paramètre	Valeur minimale	Valeur maximale	Unité
Atténuation		60	dB/km
Bande passante modale	300		MHz/km

Table 2.6 – Caractéristiques optiques moyennes attendues d'une fibre plastique à gradient d'indice (50/490, 62/490, 120/490).

2.2 Caractérisation du système optique

Par la suite, comme nous l'avons décrit précédemment, nous nous intéresserons à la caractérisation des éléments de notre lien optique en gardant à l'esprit que la caractérisation précise de chaque composant n'est pas possible faute de composants étalons. Nous nous intéresserons donc à la caractérisation du lien optique en tant que sous-sytème à entrée et sortie RF, comme schématisé sur la figure 2.1.

En plus de ceci, nous nous intéresserons à une caractérisation plus détaillée des sources lasers et des fibres optiques. Nous ne pouvons le faire pour les photodétecteurs puisque

nous avons besoin d'une source référence à 850nm que nous ne possédons pas. Notons que dans ce cadre, nous considérerons les caractéristiques fournies par les constructeurs pour les photodétecteurs. Ces derniers ne sont de toute façon généralement pas les éléments limitants des liens optiques [2].

2.2.1 Les VCSELs

2.2.1.1 Caractéristique statique

La première chose à faire lorsqu'il s'agit de caractériser un laser, c'est de vérifier sa caractéristique statique, c'est-à-dire sa réponse lumineuse en fonction du courant de polarisation appliqué (courbe P-I). Les caractéristiques statiques de nos VCSELs de travail sont réalisées à l'aide d'un puissancemètre optique. Elles sont présentées sur la figure 2.3 et correspondent bien à celles fournies par le constructeur. Elles montrent un courant de seuil mesuré à 1,9 mA compris entre les valeurs 1,0 et 2,5 mA, comme indiqué par le constructeur. Pour ce VCSEL 3,3 Gbps, nous n'allons pas au delà de 12 mA de courant de polarisation pour ne pas altérer le fonctionnement du laser. Dans les deux cas, les données mesurées correspondent aux données indicatives fournies par les constructeurs.

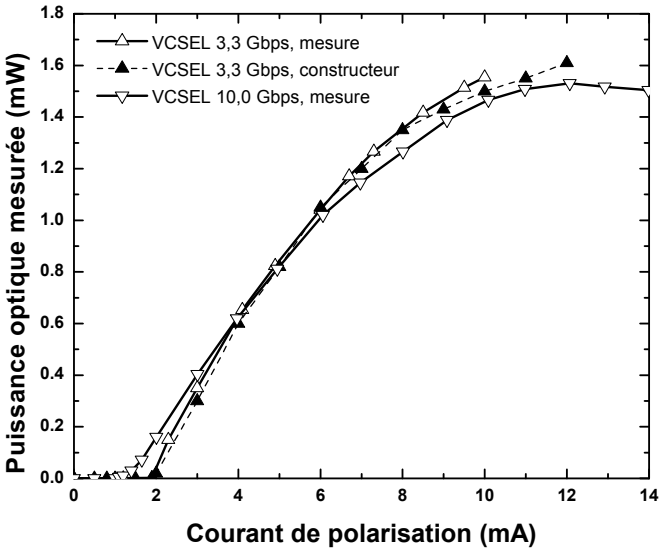


Figure 2.3 – Courbes P-I pour les deux VCSELs.

2.2.1.2 Le té de polarisation du VCSEL 3,3 Gbps

Notons qu'au delà du courant de seuil, nous observons une plage de régime linéaire de quelques mA au delà de laquelle la puissance optique mesurée en sortie semble atteindre un palier (bien visible pour le VCSEL 10,0 Gbps puisque nous avons poussé la caractérisation à hauts courants). Nous pouvons considérer ceci comme un effet de compression de gain bien connu de la littérature. Nous nous intéresserons plus loin à cette zone de compression de

gain qui pourrait a priori limiter notre utilisation du VCSEL à hauts courants.

Un VCSEL n'est pas utilisable tel quel dans une application RoF. En effet, il s'agit de réaliser une petite carte électronique permettant au VCSEL d'être d'une part alimenté en courant DC pour être polarisé et d'autre part alimenté en courant RF pour pouvoir être modulé avec des signaux donnés, typiquement une porteuse modulée par un signal numérique. C'est le principe de fonctionnement global d'un té de polarisation. Cette carte a été réalisée par Iphotec pour le VCSEL 10,0 Gbps et par nos soins pour le VCSEL à 3,3 Gbps. Cette-dernière est présentée sur la figure 2.4.

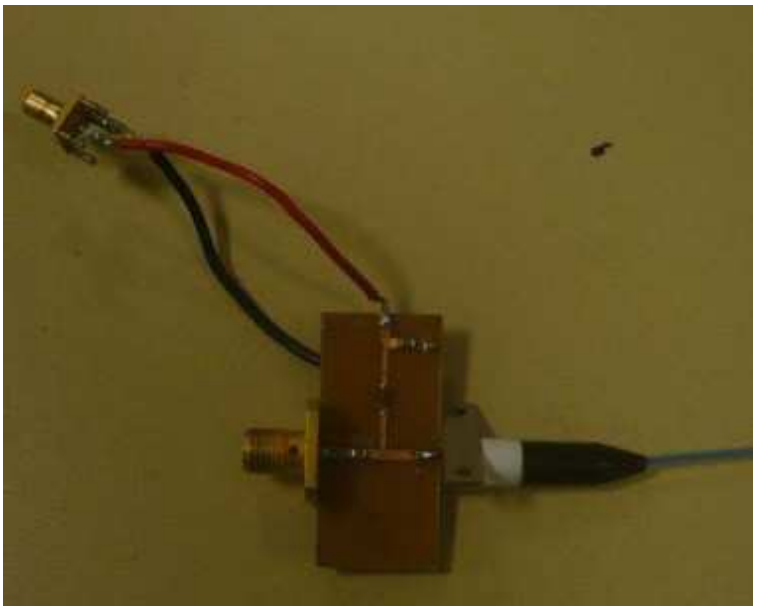


Figure 2.4 – Photographie du VCSEL 3,3 Gbps monté sur son té de polarisation.

Ce té de polarisation doit aussi adapter l'accès RF d'impédance caractéristique typique de 50 Ω qui doit présenter un signal RF modulant au VCSEL d'impédance d'entrée de 37 Ω d'après les données constructeur (voir 2.1.2.1). Le té comprend une capacité de découplage permettant d'isoler l'entrée RF de la source continue ainsi qu'une inductance (dite inductance de choc) permettant d'isoler l'alimentation continue de la source RF. Le circuit est réalisé en technologie microruban en substrat FR4 (verre-epoxy) pour des raisons de disponibilité et de coût.

Après simulations de la structure sur le logiciel ADS comme nous pouvons la voir sur la figure 2.5, les valeurs des composants ont été fixées après optimisation par ADS des coefficients de réflexion et de transmission du té et sont répertoriées dans le tableau 2.7.

Nomenclature	Description	Valeur (5%)	Unité
L1	Inductance conique à bande large CMS	840	nH
C1	Condensateur de liaison céramique CMS	10	nF
C2	Condensateur de découplage céramique CMS	100	nF

Table 2.7 – Caractéristiques des composants du té de polarisation pour le VCSEL 3,3 Gbps.

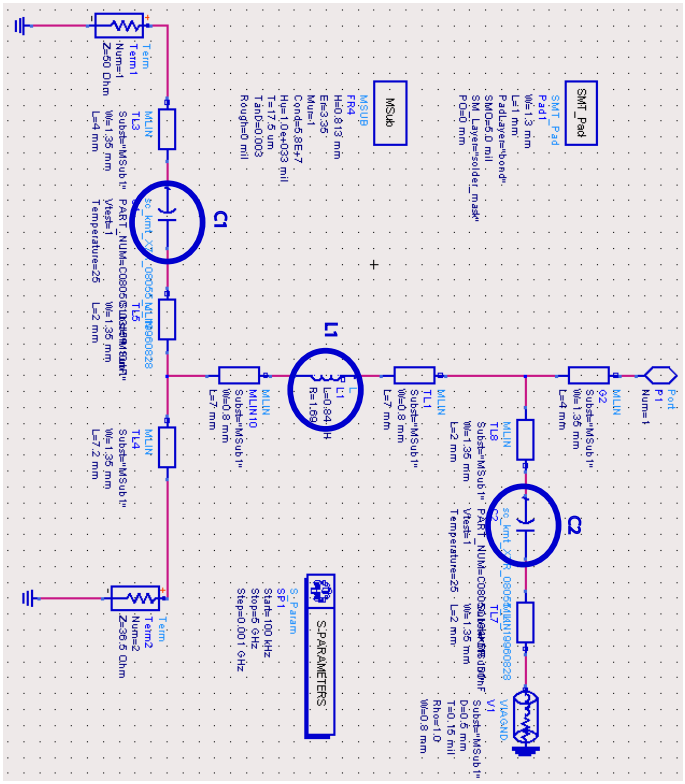


Figure 2.5 – Simulations du coefficient de réflexion du té de polarisation du VCSEL 3,3 Gbps.

Des résultats de simulation électrique pour ce té de polarisation sont visibles sur la figure 2.6.

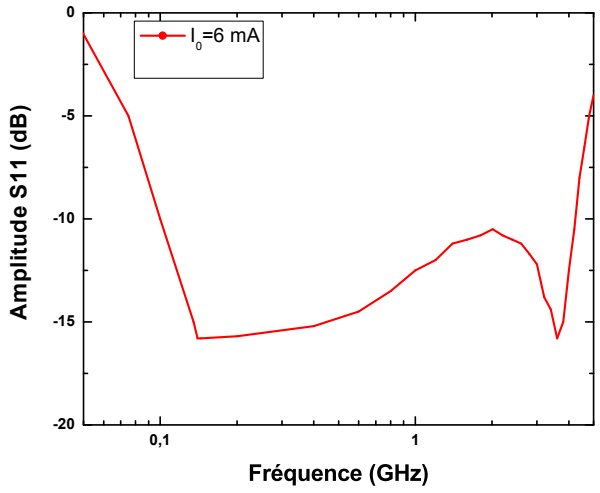


Figure 2.6 – Simulations du coefficient de réflexion du té de polarisation couplé au VCSEL 3,3 Gbps polarisé à 6,0 mA.

Nous avons caractérisé électriquement ce té de polarisation à l'aide du VNA, pour différents courants de polarisation du VCSEL. Ces caractéristiques sont visibles sur la figure 2.7.

Les performances de notre té de polarisation ne sont pas optimales et ne correspondent

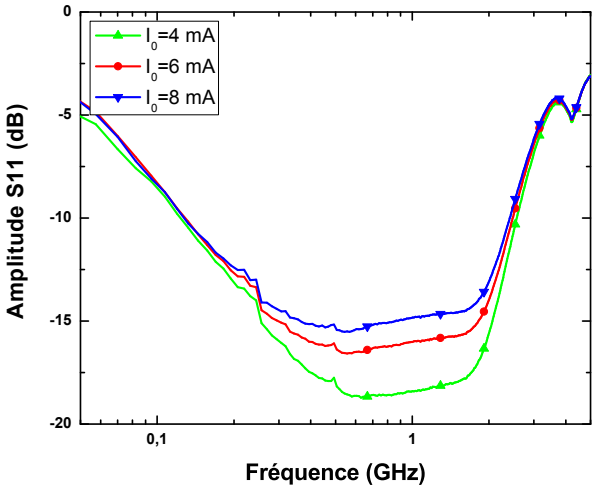


Figure 2.7 – Mesures du coefficient de réflexion du té de polarisation couplé au VCSEL 3,3 Gbps, en fonction de différents courants de polarisation du VCSEL.

pas vraiment à nos simulations ADS. A supposer que nous considérions un coefficient de réflexion inférieur ou égal à -10 dB comme une valeur suffisante, nous n'avons une telle valeur que de 0,12 GHz à 2,55 GHz (à 4 mA) voire 2,40 GHz dans le pire cas (8 mA). Cette non-adéquation entre mesures et simulations s'explique probablement par la donnée constructeur de la résistance différentielle R_{Diff} de 37 Ω qui n'est certainement pas précise, au vu de la marge que s'accorde le constructeur sur la valeur fournie vue dans le tableau 2.1 allant de 25 à 50 Ω. Cependant, notons que ces valeurs de coefficient de réflexion restent correctes pour réaliser la transmission de plusieurs standards (avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, on s'assure de réfléchir moins de 10% de notre puissance RF incidente).

Maintenant qu'un accès RF existe sur nos VCSELs, nous les caractérisons d'un point de vue non-linéaire : point de compression à 1 dB et produits d'intermodulation du troisième ordre. Pour ce faire, nous devons utiliser au laboratoire un lien optique complet du type VCSEL + fibre + photodétecteur, en gardant à l'esprit que nous supposons la diode photodétectrice linéaire dans notre plage d'utilisation. Ainsi, nous caractériserons théoriquement le lien complet plutôt que la source, mais la fibre sera choisie de telle sorte que son influence soit minime sur le système (fibre OM3, très courte longueur) et le photodétecteur utilisé sera le Picometrix, utilisé pour sa grande plage linéaire et supposé a fortiori linéaire dans notre cadre de travail. Ainsi, tout sera comme si nous caractérisions uniquement nos sources optiques.

2.2.1.3 Point de compression à 1 dB

Nous souhaitons caractériser notre laser à l'aide de notre tunnel optique complet par des mesures de point de compression à 1 dB (CP1dB) suivant le schéma de la figure 2.8.

La source utilisée est le synthétiseur RF Agilent 83711B et est réglée pour fournir une sinusoïde pure à 2,40 GHz dont on peut faire varier la puissance. L'analyseur de spectre utilisé est un Agilent 8560EC.

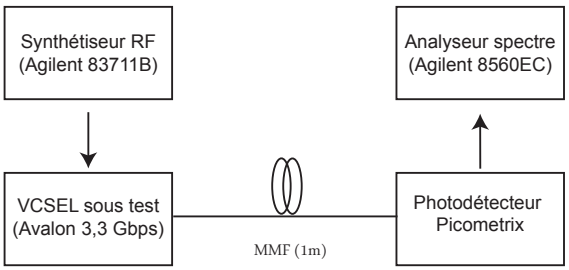


Figure 2.8 – Schéma d'une expérience de mesure de point de compression à 1 dB pour un VCSEL.

Nous mesurons expérimentalement le point de compression à 1 dB de notre VCSEL (ou plutôt de notre système complet) à différents courants de polarisation (4,0, 6,0 et 8,0 mA). Le tracé des courbes de gain AM/AM pour ces trois courants de polarisation est proposé en figure 2.9. On en déduit les valeurs de point de compression à 1 dB en entrée reportées dans le tableau 2.8.

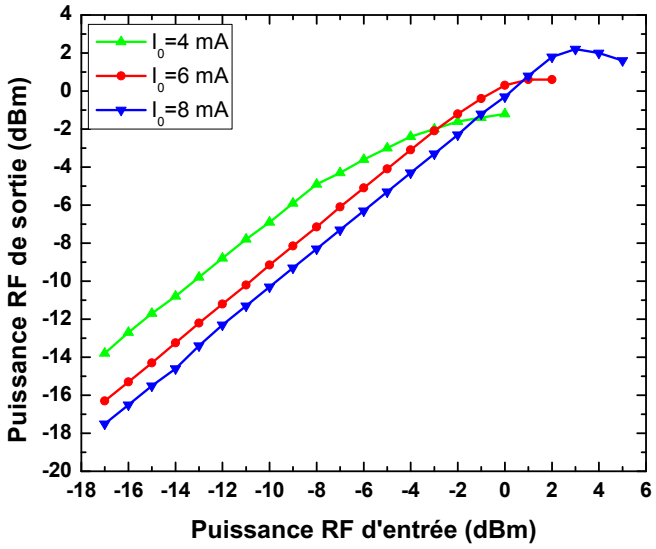


Figure 2.9 – Courbes de gain AM/AM mesurées du VCSEL 3,3 Gbps pour différents courants de polarisation.

Courant de polarisation I_0 (mA)	Point de compression à 1 dB en entrée du VCSEL (dBm)
4,0	-5,0
6,0	0,8
8,0	3,3

Table 2.8 – Points de compression à 1 dB mesurés du VCSEL pour différents courants de polarisation.

Nous notons des résultats de mesure qui tendraient à indiquer que le VCSEL se comporte de manière un peu plus linéaire que ce que sa courbe de caractéristique statique pourrait laisser penser. En effet, le CP1dB est plus important à fort courant de polarisation qu'à faible courant de polarisation. Ceci est surprenant au vu des résultats de la caractéristique statique présentés sur la figure 2.3. Nous continuons la caractérisation de notre source par la suite pour tenter d'expliquer ce phénomène.

2.2.1.4 Produits d'intermodulation du troisième ordre

Une des figures de mérite les plus utilisées pour caractériser la non-linéarité d'un système de télécommunications est celle des produits d'intermodulation de troisième ordre (IP3). Plus l'IP3 d'un système est élevé, plus ce système est capable de conserver un comportement linéaire lorsqu'on applique en entrée des signaux de fortes puissances. Nous voulons ici effectuer les mesures d'IP3 de notre lien optique complet pour caractériser la linéarité de nos VCSELs (qui rappelons-le sont les éléments limitants de notre lien optique, le photodétecteur Picometrix utilisé étant très linéaire). Au vu des résultats de la partie 2.2.1.3, nous nous attendons à obtenir de la même manière des valeurs d'IP3 plus élevées en augmentant le courant de polarisation de nos VCSELs.

Pour cette expérience, nous utilisons les sources 68367C et MG3692B d'Anritsu ainsi que l'analyseur de spectre MS2668C d'Anritsu comme indiqué sur le schéma de montage de la figure 2.10. Les sources sont réglées pour fournir des sinusoïdes pures. La première est à $f_1 = 2400$ MHz et la seconde est à $f_2 = 2401$ MHz. Pour raisons matérielles, nous utilisons des atténuateurs pour améliorer l'isolation, diminuer les interactions/mélanges entre sources et améliorer la plage dynamique [3].

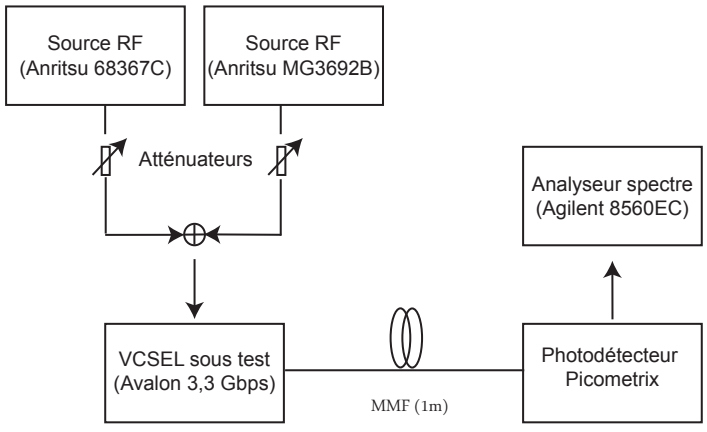


Figure 2.10 – Schéma d'expérience de mesures d'IP3.

Les résultats de mesure des puissances des harmoniques du troisième ordre $2f_2 - f_1$ et $2f_1 - f_2$ sont moyennés et reportés sur la figure 2.11. Ils montrent là encore une augmentation de linéarité avec le courant de polarisation. On en déduit les valeurs d'IP3 en entrée reportées dans le tableau 2.9.

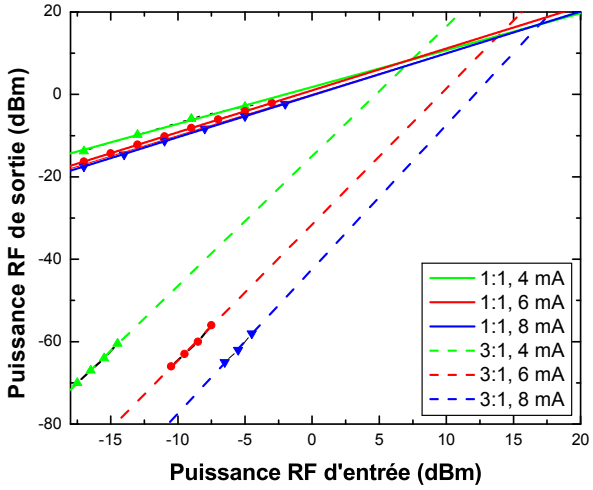


Figure 2.11 – Courbes d'IMD3 mesurées du VCSEL 3,3 Gbps pour différents courants de polarisation.

Courant de polarisation I_0 (mA)	IP3 mesuré en entrée (dBm)
4,0	7,1
6,0	13,9
8,0	17,0

Table 2.9 – Valeurs d'IP3 en entrée mesurées du VCSEL pour différents courants de polarisation.

Après ces deux caractérisations non-linéaires, malgré une caractéristique statique du VCSEL avec compression du gain aux courants de polarisation élevés, à ces mêmes courants nous obtenons des performances plus linéaires qu'à faibles courants. Pour comprendre ce phénomène, nous présentons par la suite une nouvelle méthode de caractérisation qui permet de mieux appréhender ce qu'il se passe pour le VCSEL à un courant de polarisation donné.

2.2.1.5 Plage dynamique exempte de parasites (SFDR)

La plage dynamique exempte de parasites d'un système, ou SFDR (de l'anglais Spurious-Free Dynamic Range), est la différence entre le plus petit niveau de signal détectable au-dessus du niveau de bruit et le niveau d'entrée à partir duquel les produits de distortion sont égaux au plus petit niveau de signal détectable. Le SFDR est utilisé de manière conventionnelle dans la littérature pour caractériser les performances de transmission d'un lien. Il peut être calculé suivant [4, 5]

$$SFDR = \frac{2}{3}(174 + OIP3 - G - NF) \tag{2.1}$$

où G, NF et OPI3 sont respectivement le gain, la figure de bruit et le point d'interception du troisième ordre en sortie du système complet, tous trois exprimés en dB de sorte que le SFDR est exprimé en $dB \cdot Hz^{2/3}$.

Il nous manque la figure de bruit de notre système pour pouvoir en calculer le SFDR. Cela

étant, le SFDR peut aussi se mesurer graphiquement par l'écart d'abscisse entre l'intersection de la courbe d'IIP3 avec le plus faible signal détectable et la courbe de gain AM/AM avec le plus faible signal détectable, comme le montre la figure 2.12. Nous reportons ainsi nos résultats précédemment obtenus en ce sens et après mesure de la puissance de bruit sur 1 Hz, nous obtenons les résultats de SFDR pour différents courants de polarisation pour notre système optique, reportés en figure 2.13. Les valeurs mesurées graphiquement sont reportées dans le tableau 2.10.

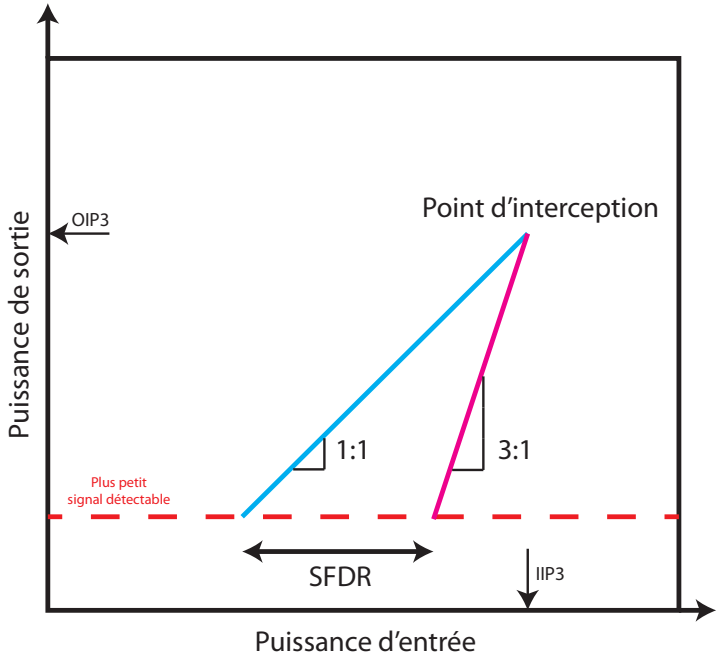


Figure 2.12 – Schéma du principe de mesure de SFDR d'un système à partir de mesures de gain AM/AM et d'IIP3.

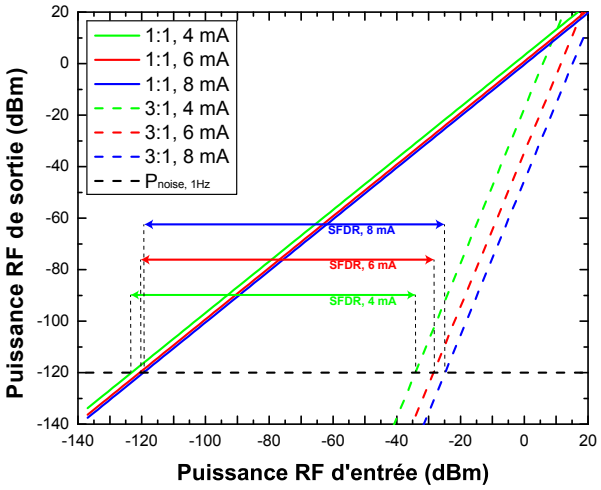


Figure 2.13 – Valeurs de SFDR mesurées du VCSEL 3,3 Gbps pour différents courants de polarisation.

Ces valeurs de SFDR, comprises entre 89 et 95 $dB \cdot Hz^{2/3}$ sont du même ordre de grandeur que pour les systèmes de type RoF présentés dans la littérature [6]. Là encore, nous

Courant de polarisation I_0 (mA)	SFDR mesuré ($dB \cdot Hz^{2/3}$)
4,0	84,4
6,0	92,3
8,0	94,6

TABLE 2.10 – Valeurs des SFDR mesurées du système pour différents courants de polarisation.

observons qu'en augmentant le courant de polarisation, nous gagnons en linéarité.

Toutes nos précédentes mesures et caractérisations vont en ce sens, avec la mesure du SFDR pour conclure, figure de mérite utilisée pour caractériser des systèmes RoF. Ainsi, dans ce qui va suivre, nous allons proposer une nouvelle méthode de caractérisation dont l'originalité sera d'expliquer ce qu'il se passe d'un point de vue système sur le signal modulé par notre VCSEL.

2.2.1.6 Caractérisation « quasi-statique »

Puisque nous avons la caractéristique statique de nos VCSELS et que nous avons des circuits pour pouvoir les alimenter en DC et en RF, nous allons nous intéresser au comportement de nos sources laser en régime dynamique. A un point de polarisation donné, à l'aide de nos caractéristiques statiques, peut-on anticiper l'amplitude optique que prendra un signal RF modulant notre laser ?

Nous proposons une réponse expérimentale au travers d'une nouvelle méthode de caractérisation schématisée sur la figure 2.14 que nous détaillons ci-après.

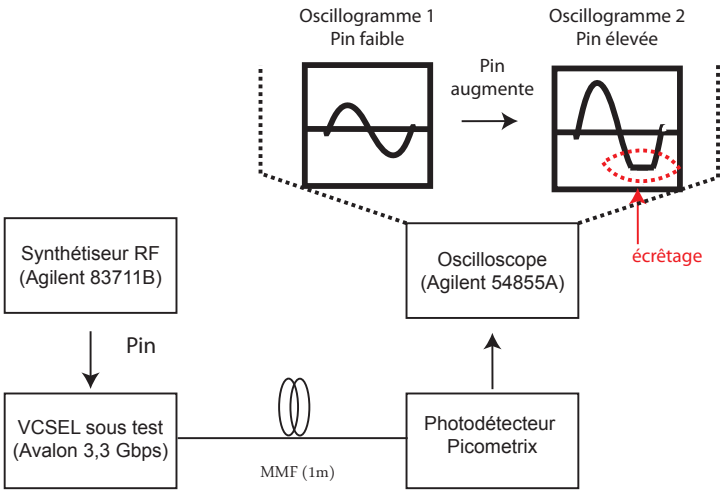


FIGURE 2.14 – Schéma de l'expérience de caractérisation « quasi-statique » d'un VCSEL.

Dans l'expérience qui suit, un VCSEL donné est polarisé à un courant I_0 fixe et est modulé directement par un signal sinusoïdal de fréquence $f_0 = 100$ MHz et de puissance P_{RF} variable, généré par le synthétiseur RF Agilent 83711B. Le VCSEL est directement connecté

au photodétecteur Picometrix par une fibre multimodes OM3 d'un mètre de longueur. L'oscilloscope numérique Agilent 54855A est relié à la sortie de ce photodétecteur par un câble coaxial d'un mètre de longueur. Nous observons de fait la trace temporelle du signal RF après transformation électrique/optique (VCSEL) puis optique/électrique (photodétecteur) et nous nous intéressons plus particulièrement aux intensités minimale et maximale du dit signal. En connaissant la responsivité η du photodétecteur et l'impédance Z_{TIA} de l'amplificateur transimpédance qui lui est associé et en supposant que la fibre, de type OM3, introduit des pertes que l'on nommera L_{fibre} négligeables sur cette longueur (par rapport aux pertes de connecteur qui sont de l'ordre de 0,5 dB), nous pouvons déduire à partir d'un signal d'entrée à P_{RF} l'excursion du laser en courant $I_{in_{min}} - I_{in_{max}}$ et en puissance optique $P_{opt_{min}} - P_{opt_{max}}$ autour d'un point de polarisation (I_0, P_0) considéré [1], suivant les équations 2.2 et 2.3 où R_0 est l'impédance caractéristique.

$$\begin{aligned} I_{in_{max}} &= I_0 + \sqrt{\frac{2P_{RF_{max}}}{R_0}} \\ I_{in_{min}} &= I_0 - \sqrt{\frac{2P_{RF_{min}}}{R_0}} \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned} P_{opt_{max}} &= \frac{1}{\eta} \cdot \frac{1}{Z_{TIA}} \cdot \frac{R_0 \cdot I_{out_{max}}}{2} \\ P_{opt_{min}} &= \frac{1}{\eta} \cdot \frac{1}{Z_{TIA}} \cdot \frac{R_0 \cdot I_{out_{min}}}{2} \end{aligned} \tag{2.3}$$

A partir des mesures effectuées en faisant varier P_{RF} de la source et à partir des équations 2.2 et 2.3, nous pouvons donc tracer pour chaque I_0 une nouvelle courbe P-I pour le VCSEL qui traduit de manière plus juste le comportement en régime dynamique du laser, d'où l'appellation que nous donnons de « quasi-statique ». Notons que nous n'avons pas directement accès à la puissance optique P_{opt} du signal. Nous mesurons l'intensité en sortie du photodétecteur I_{PD} qui lui est proportionnelle puisque $I_{PD} = \eta P_{opt}$.

Les résultats pour différents courants de polarisation (4,0, 6,0 et 8,0 mA) ont été reportés sur la figure 2.15, superposés à la courbe statique mesurée du VCSEL déjà présentée sur la figure 2.3.

Nous pouvons observer deux éléments sur ces résultats de mesure de la figure 2.15. Plus on augmente le courant de polarisation et plus le gain du VCSEL (lié à la pente) diminue, ce qui est cohérent avec la caractéristique statique observée en figure 2.3. Nous observons de plus qu'en régime dynamique, les effets de compression de gain à haut courant de fonctionnement du VCSEL ne sont plus visibles et nous obtenons ainsi une plus grande zone de linéarité. Ainsi, lorsqu'un signal RF module un VCSEL, même si celui-ci est polarisé à un courant

1. Les puissances et intensités indiquées ici sont des valeurs pic.

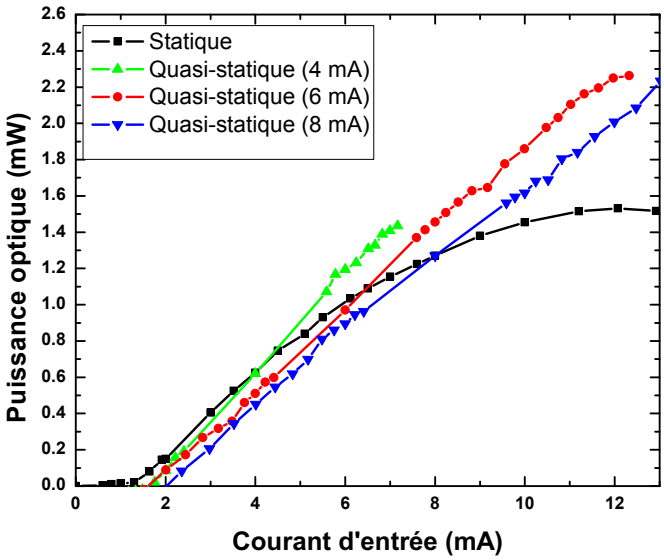


FIGURE 2.15 – Caractéristique « quasi-statique » du VCSEL 3,3 Gbps en fonction de plusieurs courants de polarisation.

élevé (dans notre cas 8,0 mA, plus proche du palier statique de 11,0 mA que du courant de seuil d'environ 1,5 mA), ce sont surtout les effets d'écrêtage liés au courant de seuil qui primeront sur les non-linéarités du signal que l'on observerait après photodétection.

Discussion

A cause de leur faible dissipation thermique, les VCSELs souffrent de forts échauffements et peuvent donc avoir des réponses à forte dépendance thermique. Ces effets thermiques peuvent expliquer les deux phénomènes principaux que l'on peut observer sur les résultats de la figure 2.15 et sur lesquels nous revenons ici.

Le premier phénomène que nous observons sur la figure 2.15 est que plus le courant de polarisation augmente, plus le courant de seuil mesuré en régime dynamique augmente. Ainsi, nous ne devons plus parler de courant de seuil I_{th} mais plutôt de courant de seuil quasi-statique $I_{th(I_0)}$.

Le second phénomène que nous observons sur la figure 2.15 est que la compression de gain que l'on observait dans la caractérisation statique de notre VCSEL à hauts courants ne se voit plus et nous bénéficions de linéarité au delà du courant de seuil. Des modèles de VCSELs ont été développés en utilisant les équations d'état du laser modifiées pour prendre en compte ces effets thermiques [7], sans avoir à recourir à de l'analyse d'échauffements multidimensionnels complexe. Dans ces approches, les caractéristiques statique et dynamique en petits signaux d'un VCSEL peuvent être obtenues mais il n'existe pas à notre connaissance de modèles grands signaux pour expliquer cette réponse de VCSEL plus linéaire malgré des excursions en courant proches de la zone de compression du gain statique. Avec la caracté-

ristique « quasi-statique » que nous proposons, qui se traduit par une étude grands signaux, nous réussissons à montrer que les effets thermiques entraînant la compression du gain à fort courant de polarisation sont bien moins présents et le courant de seuil est ainsi le paramètre principal intégrant des non-linéarités sur le signal modulant.

Ceci peut s'expliquer par le fait que les VCSELs ont une constante de temps thermique de semi-conducteur (typiquement de l'arséniure de gallium GaAs), de l'ordre de $1\mu s$, beaucoup plus grande que la période de modulation, qui dans notre cas vaut $T_{mod} = 10ns$. Ainsi, le signal modulant peut être considéré comme invisible aux yeux de ces effets thermiques et donc ne pas être impacté par la compression de gain dans la région haute des courants de polarisation du laser. Par conséquent, l'amplitude linéaire de modulation est principalement limitée par le courant de seuil $I_{th(I_0)}$. A partir de cela, nous déduisons la puissance de modulation optique disponible $\Delta P = \eta(I_0 - I_{th(I_0)})$ qui peut être extraite des mesures quasi-statiques, η étant l'efficacité de modulation à I_0. Ces résultats sont reportés dans le tableau 2.11.

Courant de polarisation I_0 (mA)	Dynamique de modulation optique avant écrêtage ΔP (mW)
4,0	1,2
6,0	2,0
8,0	2,4

Table 2.11 – Puissances de modulation disponibles pour le VCSEL 3,3 Gbps en régime dynamique en fonction du courant de polarisation.

Une autre manière de modéliser plus simplement ce comportement thermique est de considérer l'effet Joule qui peut naître au sein du VCSEL. A l'échelle locale, on sait que la puissance dissipée par effet Joule par unité de volume est proportionnelle au carré de la densité de courant efficace au sein du conducteur considéré. Sur la figure 2.16, nous reportons le logarithme décimal du carré de l'intensité efficace qui traverse le VCSEL, lorsqu'il est uniquement polarisé (légende statique) et lorsqu'il est polarisé et modulé (autres légendes). Ainsi, pour prendre l'exemple du point d'abscisse 8 mA pour la courbe légendée "quasi-statique, 6 mA", l'ordonnée correpond au carré de la densité de courant efficace lorsque le VCSEL est polarisé à 6 mA et modulé par un courant d'amplitude 2 mA.

Grace à cette figure, nous comprenons que le carré de l'intensité efficace d'un courant de polarisation à 8mA est supérieur à celui d'un courant de polarisation de 6 mA avec une modulation d'amplitude 2 mA associée. Ceci étendu à toutes les mesures est à mettre en relation avec les résultats de notre caractérisation quasi-statique, permettant ainsi de proposer un argument simple au comportement semblant plus linéaire qu'attendu à hauts courants en ne souffrant plus de cette compression de gain que l'on observe sur une caractéristique statique de VCSEL, comme vu en 2.2.1.1 sur la figure 2.3. Bien entendu, il serait intéressant d'étudier de manière plus approfondie tant au niveau composant que physique ce comportement car la généralisation de l'effet Joule est trop simpliste : la puissance dissipée par effet Joule modifie la température qui à son tour modifie la résistance vue par le composant, modifiant à son

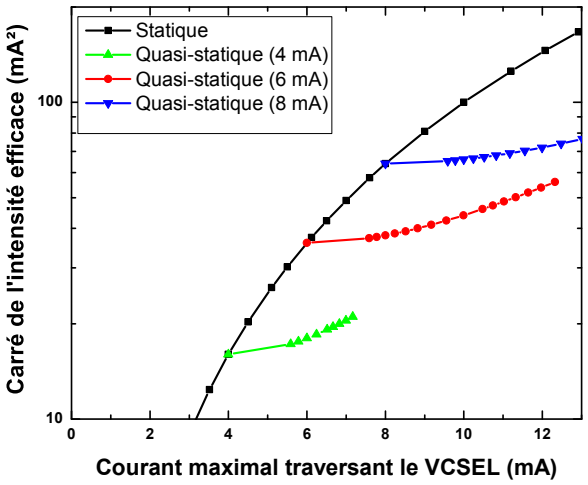


Figure 2.16 – Caractéristique « quasi-statique » du VCSEL 3,3 Gbps en fonction de plusieurs courants de polarisation.

tour la puissance dissipée.

Notre approche « quasi-statique » dont le principal résultat est reporté dans le tableau 2.11 est en accord avec les résultats de linéarité que peuvent prodiguer les caractéristiques CP1dB et IP3 reportés dans les tableaux 2.8 et 2.9, ou encore les résultats concluants mesurés en SFDR et reportés dans le tableau 2.10. Cependant, elle apporte un plus dans la compréhension des phénomènes entrant dans la modulation du VCSEL par un signal RF puisqu'elle permet de comprendre que c'est principalement le courant de seuil du laser qui est limitant ; cette caractérisation nous permet en plus de mettre le VCSEL seul en cause dans les phénomènes non-linéaires observés, corroborant de fait l'hypothèse initiale de forte linéarité du photodétecteur Picometrix. Tout ceci nous permettra plus loin de comprendre et d'expliquer précisément comment moduler notre laser en fonction du signal choisi. Grâce à cela, nous déduirons les paramètres entrant en jeu dans le design du front-end RF qui suivra le photodétecteur et l'architecture globale du réseau de distribution RoF que nous retiendrons.

Dans la suite, lorsque nous souhaiterons utiliser un VCSEL dans une application RoF, pour savoir avec quelle puissance de signal nous pourrons le moduler directement, nous pourrons nous contenter de la connaissance de son courant de seuil. A cela nous ajouterons la connaissance du gain de conversion de notre VCSEL à la fréquence d'utilisation à laquelle nous souhaitons travailler. Ainsi, puisque nous avons montré que seul le courant de seuil était limitant dans notre cas, en fixant un courant de polarisation et en connaissant le gain de conversion de notre laser, nous saurons exactement quelle sera notre dynamique de modulation (différence entre courant de polarisation et courant de seuil) et quelle sera le gain de notre lien optique. Ceci nous servira à définir notre système plus loin dans ce manuscrit.

Un des VCSELs ayant été caractérisé à l'aide du lien complet, nous souhaitons dorénavant

caractériser en transmission notre lien optique en fonction de la fréquence. Pour ce faire, nous connectons notre lien optique au VNA préalablement calibré (méthode SOLT pour *Short Open Load Through* [8]) et obtenons les résultats de la figure 2.17.

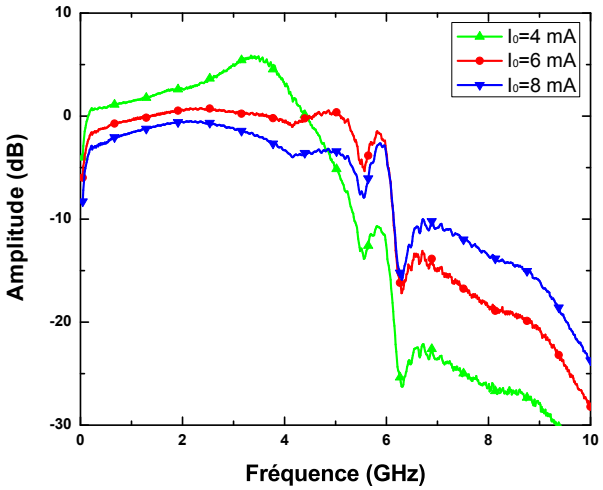


Figure 2.17 – Caractéristique dynamique du lien optique complet utilisant le VCSEL 3,3 Gbps en fonction de plusieurs courants de polarisation.

En accord avec toutes les mesures précédentes, nous voyons bien que l'amplitude du coefficient de transmission du lien est meilleure à faible courant de polarisation qu'à fort courant de polarisation avec des différences de 2 dB dans la bande 0-2 GHz. Avec un gain de conversion compris entre -2 et 2 dB à la fréquence de 2,4 GHz, le tunnel optique est quasiment transparent du point de vue du signal (notamment à un courant de polarisation de 6 mA où le gain est d'environ 0 dB).

Pour conclure, de toutes les caractérisations précédentes, nous pouvons retenir deux éléments importants :

- plus nous augmenterons le courant de polarisation du VCSEL et plus nous aurons un système linéaire. En contrepartie, nous aurons un gain de conversion un peu moins important.
- les effets de compression de gain du VCSEL à fort courant d'alimentation et à nos fréquences de travail sont quasiment inexistants de sorte que pour calculer avec quelle puissance de signal RF nous pouvons moduler notre VCSEL, nous pouvons nous contenter de sa valeur de courant de polarisation et d'une simple caractérisation dynamique au VNA ou au SA pour avoir le gain de conversion de notre source optique.

Le photodétecteur étant supposé connu, étant donné que nous connaissons tout de notre source optique, il s'agit dorénavant de caractériser la liaison entre source optique et photodétecteur : la fibre optique. Nous utiliserons plusieurs fibres optiques différentes : OM2, OM3, GIPOF. Elles sont toutes abordées dans la partie suivante.

2.2.2 Les fibres optiques

Afin de savoir dans quel contexte et sous quelles conditions nous pouvons utiliser nos fibres optiques pour réaliser nos transmissions de signaux, nous les caractérisons.

Dans un premier temps, nous mesurons à l'aide du puissancemètre optique l'atténuation globale introduite par nos fibres lorsqu'un laser émet un signal lumineux continu à puissance P_0 donnée. Pour ce faire, nous utilisons le VCSEL 10,0 Gbps polarisé à $6,0$ mA. Les résultats sont proposés dans le tableau 2.12.

Fibre	Longueur (m)	Pertes optiques (dB)
OM2	100	1,0
OM3	100	0,9
GIPOF50	50	7,0
GIPOF62	100	8,6
GIPOF120	100	5,6

TABLE 2.12 – Pertes optiques mesurées des fibres utilisées dans ce manuscrit.

Ces résultats sont en accord avec les valeurs fournies par les constructeurs, hormis pour la GIPOF50 qui semble introduire beaucoup plus de pertes que prévu. La GIPOF120 est celle introduisant le moins de pertes. Une partie de ces pertes, environ 2 dB, provient de la différence de diamètres entre fibres (notre VCSEL est fibré en 62,5 μm) [9]. Pour vérifier les valeurs obtenues avec les GIPOFs et voir l'impact de l'ajout manuel de connecteurs par notre fournisseur, nous caractérisons ces fibres au réflectomètre optique temporel (OTDR). En effet, nous supposons que la qualité médiocre des connecteurs de fibre plastique affecte légèrement les valeurs mesurées. Ces nouvelles mesures à l'OTDR sont répertoriées dans le tableau 2.13.

Fibre	Longueur (m)	Pertes optiques (dB)	Pertes des connecteurs (dB)
GIPOF50	50	3,1	0,9
GIPOF62	100	5,9	1,7
GIPOF120	100	5,0	0,4

TABLE 2.13 – Atténuations optiques des fibres plastiques et de leurs connecteurs mesurées à l'OTDR.

A présent, nous caractérisons la réponse fréquentielle en modulation de nos fibres optiques pour mesurer leur dispersion intermodale, comme présenté sur le schéma de la figure 2.18. Dans un premier temps, nous obtenons grâce au VNA les paramètres de transmission du lien optique, en amplitude uniquement, avec une simple fibre OM3 de 1 m reliant le VCSEL 10,0 Gbps au photodétecteur Picometrix, de la même manière que les mesures qui avaient été effectuées pour le VCSEL 3,3 Gbps en 2.2.1.6. Puis, nous ajoutons une des fibres à caractériser entre la fibre de 1 m et le photodétecteur. A la nouvelle réponse en transmission obtenue avec le VNA, toujours en amplitude uniquement, nous soustrayons la réponse de la première pour obtenir une réponse électrique équivalente de la fibre optique à caractériser. Le courant

de polarisation du VCSEL est fixé à $I_0 = 6,0$ mA puisque lors de notre caractérisation dynamique en figure 2.17 nous avons observé que c'est à ce courant de polarisation que nous pouvions le plus considérer avoir un tunnel optique transparent. Nous considérons la bande passante à 3 dB sur une longueur de 300 mètres ; cette bande passante est considérée par rapport aux pertes mesurées en DC (plus vraisemblablement à 100MHz, première fréquence de mesure du VNA). Les 300 mètres arbitrairement choisis sont à associer à la référence présentée dans le chapitre 1 indiquant que la plupart des fibres déployées en intérieur sont inférieures ou égales à cette longueur. Les résultats de caractérisation des fibres sont présentés sur les figures 2.19, 2.20 et 2.21 et répertoriés dans les tableaux 2.14 et 2.15. Les courbes de caractérisation pour les fibres OM2 et OM3 ne sont pas normalisées. Cela étant, nous faisons le choix de normaliser les courbes de caractérisation des fibres GIPOF puisque les pertes qu'elles introduisent étant importantes, nous ne souhaitons pas une amplitude de représentation trop élevée pouvant diminuer la précision de l'interprétation.

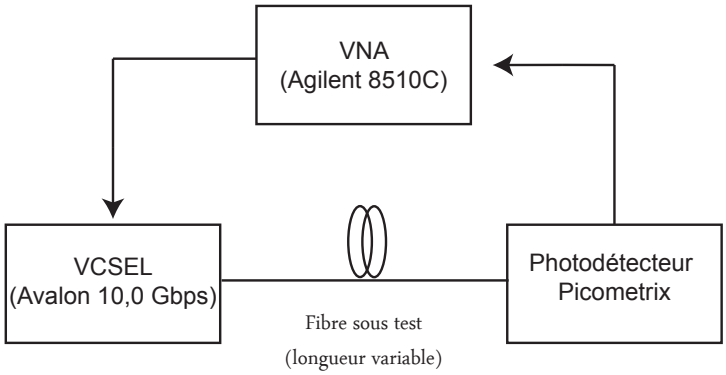


Figure 2.18 – Schéma d'expérience de caractérisation électrique des fibres optiques.

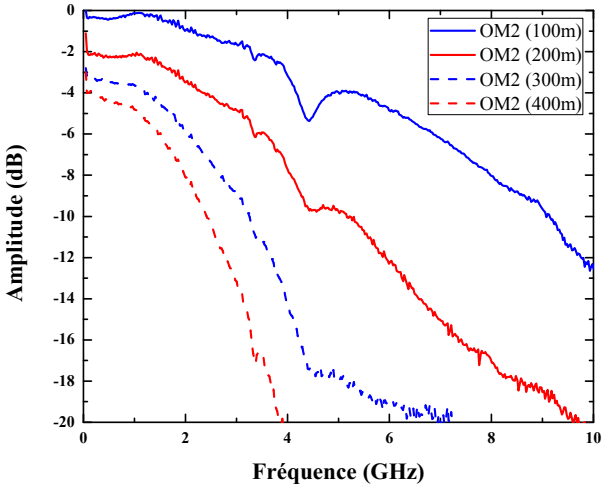


Figure 2.19 – Réponse fréquentielle en modulation des fibres OM2 en transmission.

Nous attendons sur la fibre OM3 une bande passante minimum de 1500 MHz·km[2] et étant donné la fréquence de coupure du VCSEL 10 Gbps indiquée à 7 GHz, nous préférons

2. Le constructeur fournit une valeur en Mbps·km ; nous ferons l'amalgame entre les deux métriques par la suite.

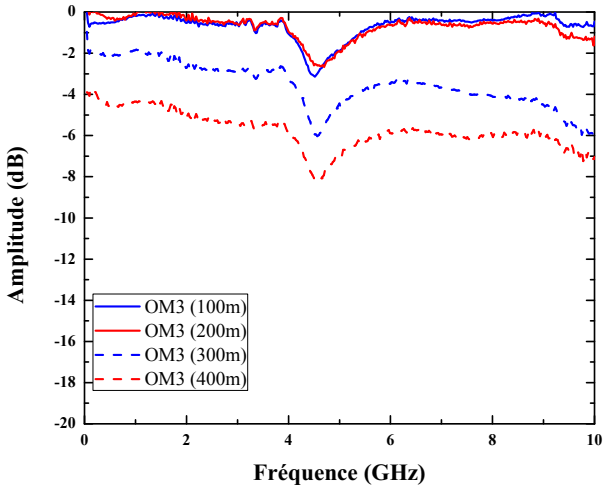


Figure 2.20 – Réponse fréquentielle en modulation des fibres OM3 en transmission.

Fibre	Bande passante à 3 dB mesurée (MHz)
OM2	1850
OM3	8000

Table 2.14 – Bande passante à 3 dB mesurée des fibres OM2 et OM3 caractérisées pour des longueurs de 300m.

considérer une grande longueur de fibre en respectant les dimensions maximales typiques présentées dans le premier chapitre pour nous assurer une mesure correcte de la bande passante de notre fibre. Ainsi, avec une longueur de fibre OM3 de 300m, nous déduisons une bande passante d'environ 2500 MHz·km [3]. Nous illustrons le fait qu'avec une fibre OM3, pour des longueurs de 300 m ou moins, nous attendons une bande passante minmale de 5000 MHz ; or nous voyons bien sur la figure 2.20 que la fibre OM3 sur cette distance a une réponse quasi-plate (1 dB électrique de pertes) jusqu'à plus de 8000 MHz. De fait, c'est encore une fois notre source qui sera limitante dans nos transmissions optiques, la fibre OM3 ayant une bande passante à 3 dB élevée.

Concernant la fibre OM2 dont nous attendons une bande passante minimum de 500 MHz·km, nous pouvons anticiper sur 300 m une bande passante minimum de 1666 MHz théoriquement. D'après les mesures de la 2.19, nous pouvons déduire une bande passante sur une fibre OM2 de longueur 300 m de 1850 MHz, ce qui est en accord avec les données constructeur. Cependant, cette valeur est trop faible pour permettre la transmission de signaux à plus hautes fréquences (WLAN, UWB) en limitant les pertes optiques. Il faudrait réduire les longueurs de fibre si nous souhaitons travailler avec de la fibre OM2 à plus haute fréquence, à cause de cette allure de type filtre passe-bas. Il faudrait éventuellement accepter ces pertes prévisibles sur notre signal et éventuellement les compenser après photodétection.

3. Cependant, notons bien que la méthode du produit en croix à 3 dB n'est acceptable que pour des grandes longueurs de fibres, de plus de 1 km typiquement [10].

Notons enfin que dans tous les cas, nous devons tenir compte de pertes liées à l'utilisation de connecteurs. Ces pertes sont typiquement de l'ordre de $0,5$ dB comme la littérature peut l'indiquer [11] ; nous en voyons bien l'impact sur les deux caractérisations de fibres OM2 et OM3 des figures 2.19 et 2.20 : l'analyse des résultats à basse fréquence permet de ne pas tenir compte de la dispersion intermodale, de sorte que les pertes de connecteurs, d'une longueur de fibre à l'autre, sont directement observables.

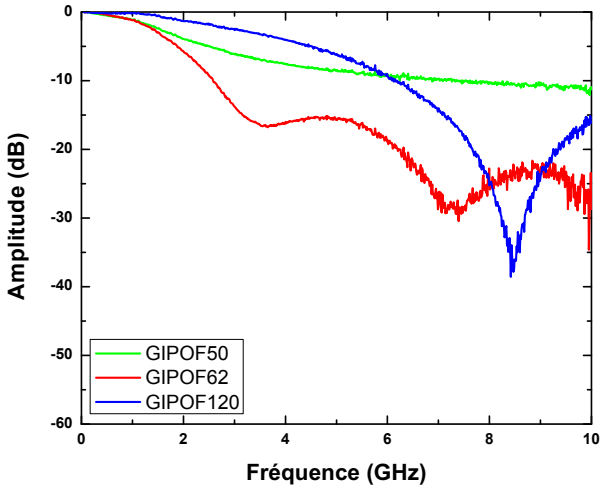


Figure 2.21 – Caractérisation électrique des fibres GIPOF en transmission.

Comme attendu par les études bibliographiques et les mesures préliminaires, les fibres plastiques proposent des performances très faibles en bande passante, principalement dues à l'atténuation des connecteurs mais aussi aux fibres en elles-mêmes [12] de par leur procédé de fabrication, la dispersion modale étant secondaire. Nous commentons la bande passante à 3 dB avec les résultats présentés dans le tableau 2.15.

Fibre plastique (longueur)	Bande passante à 3 dB mesurée (MHz)
GIPOF50 (50 m)	1560
GIPOF62 (100m)	1210
GIPOF120 (100m)	2480

Table 2.15 – Bande passante à 3 dB mesurée des différentes GIPOF caractérisées.

Notons que nous retrouvons globalement les mesures préliminaires qui nous avons répertoriées dans le tableau 2.12 avec des pertes électriques (donc doubles à celles optiques) allant de 12 à 18 dB.

Nous avons analysé les comportements des éléments limitants de notre lien optique : la source et la fibre. Nous avons observé qu'en fonction de la fréquence de travail, les réponses attendues variaient. Il nous est donc nécessaire de nous atteler à une analyse plus fine de notre système en opérant une transmission de signaux numériques à travers ce dernier. Avant cela, nous présentons les standards que nous utilisons de manière plus détaillée.

2.3 Signaux numériques et métriques associées

2.3.1 Une métrique d'évaluation principale : l'EVM

L'amplitude du vecteur d'erreur (EVM) est une métrique permettant d'évaluer et surtout de quantifier la qualité de signaux de télécommunications modulés sur voies I et Q. Elle qualifie la différence entre la tension complexe attendue pour un symbole démodulé donné par rapport au symbole attendu après démodulation, comme expliqué sur la figure 2.22 [13].

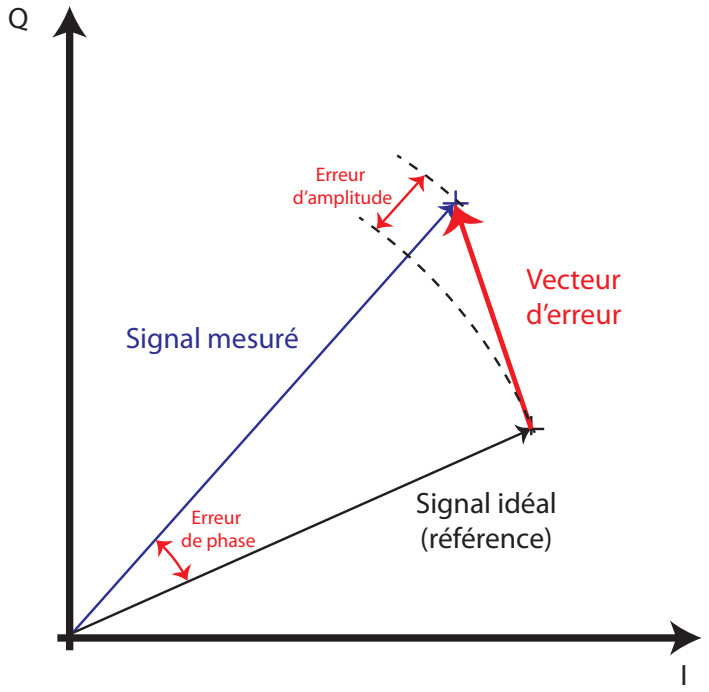


Figure 2.22 – Critère de l'EVM illustré sur un point de constellation numérique donné.

Ainsi, contrairement au taux d'erreur binaire (BER) utilisé pour des transmission optiques en bande de base, l'EVM nous permet d'avoir une information plus fine sur la transmission RoF en n'indiquant pas seulement si la transmission est exacte ou erronée. Elle donne des informations sur certaines des imperfections d'un système de transmission donné comme par exemple le bruit de phase ou l'erreur de fréquence d'un oscillateur local ou encore un léger décalage temporel entre voies I et Q. L'EVM est devenue couramment utilisée dans les standards de transmission sans fil en tant que métrique d'évaluation. Elle peut être définie comme la valeur RMS de la différence entre un ensemble de symboles mesurés et de symboles idéaux, normalisés à la puissance optique, suivant :

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} |S_r(n) - S_t(n)|^2}{P_0}} \tag{2.4}$$

où N est le nombre de symboles pour lesquels l'EVM est mesurée, $S_r(n)$ est le n-ième symbole normalisé et altéré par du bruit reçu, $S_t(n)$ est le symbole idéal qui devrait être reçu pour le symbole donné et P_0 est la puissance moyenne du signal considéré. Dans ce cas,

nous pouvons écrire

$$P_0 = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} |S_n|^2 \tag{2.5}$$

où N représente le logarithme binaire du nombre d'états de modulation pour la transmission. A partir de la relation 2.4, il a été montré que l'EVM [4] pouvait être exprimée en fonction du SNR

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR}} \tag{2.6}$$

à condition que les signaux transmis ne soient altérés que par un bruit blanc additif gaussien et que la valeur de N soit suffisamment grande. Cependant, la relation 2.6 n'est utilisable que dans le cas de récepteurs aidés en réception (DA pour data-aided), c'est-à-dire si des pilotes ou des préambules sont utilisés pour mesurer l'EVM [14].

Elle est souvent exprimée en pourcentage (%) ou en décibels (dB), suivant

$$EVM_{[dB]} = 20\log(\frac{EVM_{[\%]}}{100}) = -\frac{SNR_{[dB]}}{2}. \tag{2.7}$$

Ces valeurs d'EVM en % sont indiquées dans les différents standards : elles indiquent si le SNR requis d'un récepteur pour garantir un TEB donné est assuré. De par la manière de calculer l'EVM, il ne s'agit pas de comparer deux valeurs en % de manière relative. Les valeurs d'EVM pour les standards que nous allons considérer par la suite sont reportées dans le tableau 2.18

Dans les expériences qui vont suivre, nous aurons des mesures d'EVM dépendant de la puissance de modulation en entrée de notre lien optique. A partir de ces courbes, il est possible de calculer le NF de notre lien optique, puisque par définition, le NF est un rapport entre le SNR en entrée (qui ne contient que du bruit thermique puisque provenant d'une source) et le SNR en sortie, que nous pouvons calculer grâce à l'EVM, comme montré ci-dessus. Ces calculs de NF n'interviendront pas dans ce chapitre mais dans le prochain chapitre.

L'EVM dépendant du signal transmis, nous allons maintenant présenter les standards avec lesquels nous avons souhaité travailler avant d'en étudier la transmission en tant que telle au travers de notre lien optique.

2.3.2 Standards radio

En télécommunications sans fil, la transmission d'informations se fait à l'aide d'une modulation de porteuse. Dans le cas de modulations numériques, ce qui nous intéresse plus particulièrement, si nous considérons un canal de transmission avec un émetteur et un ré-

4. Nous noterons EVM plutôt que EVM_{RMS} pour simplicité d'écriture.

cepteur dotés de dispositifs correcteurs, le but est d'assurer une transmission en débit binaire maximale pour un taux d'erreur binaire (TEB) maximum donné. Classiquement, les paramètres de phase et/ou d'amplitude de la porteuse varient sur un spectre de valeurs discrètes. Des cas particuliers existent, mais nous présenterons ci-après uniquement les standards dont nous étudierons la transmission au travers de notre lien optique, en gardant à l'esprit que le GSM et le WLAN seront les principaux standards retenus pour notre étude système complète dans notre démonstrateur final.

2.3.2.1 Téléphonie mobile : GSM et EDGE

L'un des standards radio les plus fréquemment utilisés est le Global System for Mobile Communication (GSM), standard principal de la téléphonie mobile. Ce standard, initialement prévu pour fonctionner autour de 900 MHz a ensuite été porté dans la bande de 1800 MHz pour l'Europe. Dans d'autres zones mondiales, notamment l'Amérique, le standard GSM est utilisé dans des variantes autour de 850 MHz et 1900 MHz.

Considérons uniquement la bande de 900 MHz, bande principale d'utilisation en France, dans un premier temps. A ces fréquences, le standard utilise deux bandes de transmission : $890-915$ MHz pour la liaison montante (de l'unité mobile à la station de base) et $935-960$ MHz pour la liaison descendante (de la station de base à l'unité mobile). Chacune de ces deux bandes est divisée en canaux de 200 kHz où l'information est modulée suivant la modulation Gaussian Minimum-Shift Keying (GMSK).

Un filtre gaussien met en forme les données modulées en Minimum-Shift Keying (MSK), modulant la phase de la porteuse, pour permettre de réduire l'amplitude des lobes secondaires hors-bande et donc l'interférence inter-canaux. De fait, la constellation de cette modulation, visible sur la figure 2.23, montre que le signal transmis est à enveloppe constante.

Le principal avantage offert par cette caractéristique est l'insensibilité avérée aux non-linéarités liées à une amplification. C'est en partie pour cela que la modulation GMSK a été choisie pour le fonctionnement de la téléphonie mobile. En contrepartie, cette modulation, comme toutes les modulations à enveloppe constante, occupe une bande spectrale plus importante qu'une modulation à enveloppe fluctuante, à débit binaire constant, ce qui explique le faible débit d'information transmis en téléphonie mobile GSM et donc la faible qualité de service liée.

Le tableau 2.16 récapitule les paramètres à considérer quand nous travaillerons avec des signaux GSM en réception.

Le GSM a pu s'étendre grâce aux avantages précédemment cités. Cependant, dans l'évolution des technologies de téléphonie mobile, les utilisateurs ont besoin de débits toujours plus importants, pour de la transmission de donnée brute autre que vocale, par exemple. Pour capitaliser sur toute l'infrastructure matérielle qui a dû être installée pour le GSM,

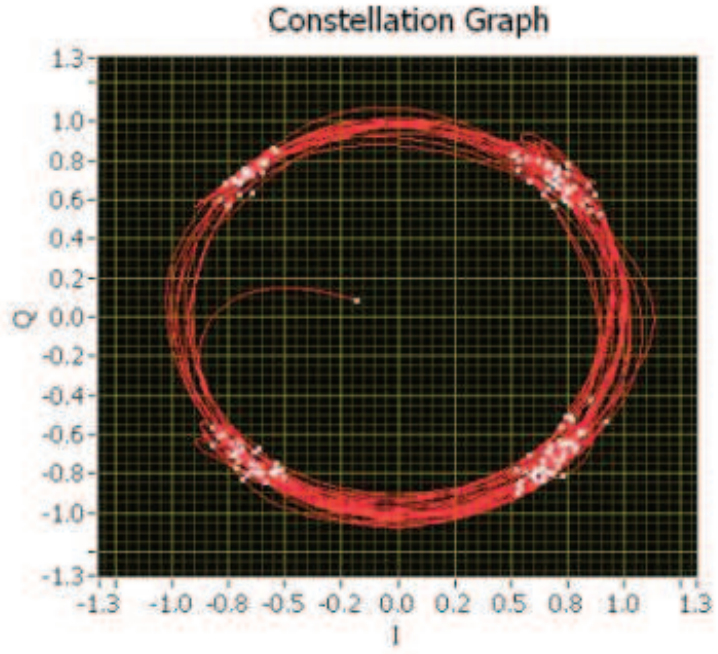


Figure 2.23 – Capture de données démodulées par le couple VXI/VSA d'un signal GSM.

Paramètre (conditions)	Valeurs GSM
Modulation	GMSK
Fréquence centrale	900 MHz
Bande de modulation	200 kHz
EVM_{limite} (urbain/extra-urbain)	7/8 %
SNR_{requis} (urbain/extra-urbain)	9/10 dB

Table 2.16 – Principaux paramètres système du GSM en réception.

il a été décidé de conserver les mêmes couches physique (PHY) et contrôle d'accès au support (MAC). C'est ainsi qu'une mise-à-jour logicielle a eu lieu sur les réseaux en 2003 pour proposer ce qui s'appellera l'EDGE (Enhanced Datarate for GSM Evolution). Des débits théoriquement trois fois supérieurs au GSM étaient proposés au travers d'une modulation de phase à huit états en rotation de $\frac{3\pi}{8}$ ($\frac{3\pi}{8}$ 8-PSK). Cette modulation n'est plus de type GMSK et de fait, les transitions entre symboles n'ont pas lieu avec les symboles adjacents sur la constellation mais avec une variation d'angle de $\frac{3\pi}{8}$. Ainsi, des passages par le centre de la constellation ont lieu et l'enveloppe du signal EDGE n'est plus du tout constante.

Les modulations à enveloppe non constante permettent de moduler l'information à transmettre sur l'amplitude de la porteuse, ce qui n'est pas possible pour une modulation à enveloppe constante, par définition. Cette possibilité de modulation sur l'amplitude est intéressante puisque les modulations de phase à plus de huit états génèrent un TEB important [15]. On obtient donc des modulations type QAM (Quadrature and Amplitude Modulation). L'efficacité spectrale de ces modulations sera plus importante que dans le cas de modulations à enveloppe constante, ce qui est l'effet recherché puisque l'on souhaite des débits sans-fil toujours plus importants. L'augmentation du débit passe par l'efficacité spectrale mais aussi

la bande occupée. Et avec une bande occupée plus grande, on augmente les problèmes de multi-trajets.

2.3.2.2 Wi-Fi ou WLAN

Ces problèmes de multi-trajets dans le canal de propagation peuvent être résolus en passant à des modulations multi-porteuses. En modulant à bas débit et simultanément de l'information sur plusieurs sous-porteuses, les effets du canal deviennent moins importants (le temps de cohérence du canal étant de quelques ordres de grandeurs plus grand que la période liée au débit modulant chaque sous-porteuse). C'est cette idée de base de la fin des années 50 qui amena plus tard au développement des techniques d'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Ces techniques ont conduit à l'élaboration de différents standards de transmission, filaires comme sans-fil : DAB, DVB, xDSL, etc. Nous nous intéresserons dans la suite aux standards sans-fil IEEE 802.11 et MB-OFDM UWB.

Ce que le public appelle « Wi-Fi » et que nous appellerons WLAN est un ensemble de normes de standards de communications développées autour du groupe de travail IEEE 802.11. Le WLAN permet de relier des appareils mobiles entre eux pour créer des réseaux sans-fil à haut-débit, de 11 à 54 Mbps pour l'itération 802.11b/g voire jusqu'à 600 Mbps théoriques pour l'itération 802.11n. Basée sur la technologie OFDM, la norme WLAN 802.11g, sur laquelle nous travaillerons par la suite, propose des canaux situés entre $2,401$ GHz et $2,483$ GHz, chacun étant large de 22 MHz. La porteuse de chaque canal est modulée par 52 sous-porteuses dont 48 sont utilisées pour transmettre l'information, les 4 autres étant utilisées en pilotes, toujours encodées en BPSK (Binary Phase Shift Keying). Les 48 autres sous-porteuses permettent, en fonction du taux d'encodage et du format de modulation choisi, d'adapter le débit de transmission de 6 Mbps à 54 Mbps en fonction du SNR requis en réception, comme résumé dans le tableau 2.17.

Débit (Mbps)	Format de modulation	Taux d'encodage	SNR requis (dB)
6	BPSK	1/2	8
9	BPSK	3/4	x
12	QPSK	1/2	x
18	QPSK	3/4	x
24	16-QAM	1/2	12
36	16-QAM	3/4	18
48	64-QAM	1/2	x
54	64-QAM	3/4	25

TABLE 2.17 – Formats de modulation disponibles en WLAN.

Les besoins des utilisateurs étant toujours croissants, la technologie a évolué pour proposer des débits encore plus importants. Nous illustrons cela avec un nouveau standard qui conserve le même principe de modulation qu'est l'OFDM.

2.3.2.3 L'UWB ou Ultra Large Bande

Nous étudions un autre standard basé sur la technique de modulation OFDM : l'Ultra Large Bande en OFDM Multi-Bandes (UWB MB-OFDM [5]). Il a pour particularité d'ajouter à une modulation OFDM large bande une technique de saut de fréquence de type Frequency Hoppping (FH). La FCC (Federal Communications Commission) a autorisé pour les Etats-Unis une bande spectrale s'étalant de $3,6$ GHz à $10,1$ GHz tout en limitant sa puissance d'émission à $-41,3$ dBm/Hz. Un symbole OFDM est ici large de 528 MHz et ainsi, la bande octroyée par la FCC est dissociable en 14 sous-bandes qui peuvent être regroupées en 5 groupes de bandes, comme il peut être observé sur la figure 2.24. Le FH peut avoir lieu à l'intérieur de chaque groupe de bandes et permet d'une part la présence de plusieurs utilisateurs en parallèle et d'autre part une plus grande robustesse des signaux face aux interférences. Chaque groupe de bande est théoriquement associé à une distance de couverture, les pertes de propagation étant proportionnelles au logarithme de la fréquence centrale d'émission, c'est pourquoi nous travaillerons par la suite dans la sous-bande 1.

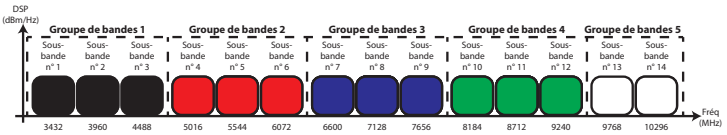


Figure 2.24 – Découpage du spectre fréquentiel octroyé par la FCC pour l'UWB MB-OFDM.

D'un point de vue symbole, de la même manière qu'avec le WLAN, la modulation des sous-porteuses peut être modifiée en fonction du débit à transmettre, de sorte que ce dernier s'échelonne entre 53 Mbps et 480 Mbps. Sur les 128 sous-porteuses utilisées pour un symbole UWB, 122 sont modulées par l'information utile, 12 sont utilisées pour des pilotes et 10 pour des intervalles de garde.

Un problème se pose pour les trois standards présentés, à savoir EDGE, WLAN et UWB. En effet, ces standards utilisant des signaux à enveloppe non constante, l'utilisation d'éléments non-linéaires dans une chaîne de transmission les mettant en jeu peut se montrer difficile.

2.3.2.4 La CCDF ou la Fonction Complémentaire Cumulative de Répartition

Pour traiter des problèmes liés à ces signaux à enveloppe non constante, un paramètre décrivant le ratio entre la puissance pic maximale d'un signal et sa puissance moyenne peut être défini : le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). De nombreuses définitions existent pour le PAPR, en fonction de l'utilisation que l'on souhaite en faire dans une étude ; la définition que nous retiendrons est la plus basique d'entre elles : le rapport entre la puissance pic et la puissance moyenne du signal considéré. Le PAPR est exprimé en dB.

5. Nous utiliserons l'appellation UWB par la suite.

La forme des signaux RF ici considérés dépend du format de modulation choisi, que l'on soit dans le cas d'une modulation mono porteuse ou multi porteuse. La forme dépend aussi des symboles codés et donc de l'information numérique à transmettre. C'est pourquoi on ne peut donner une valeur fixe de PAPR pour un signal donné. Le PAPR est étudié comme une variable statistique pour laquelle on peut indiquer une borne supérieure et une probabilité de l'atteindre.

Avec l'exemple d'un symbole UWB pour lequel les sous-porteuses sont modulées en QPSK, la probabilité pour que la borne supérieure du PAPR de 23 dB soit atteinte est de 4^{-126}. Il est donc extrême de tenir compte de cette borne supérieure pour dimensionner un système RF. Dans l'algorithme de modulation, un symbole OFDM est formé par un flux de bits indépendants et identiquement distribués en série, ce flux étant morcelé puis mis en parallèle, chaque morceau d'information ainsi obtenu modulant une des sous-porteuses du système, leur somme étant ensuite fréquentiellement multipliée avant transmission. Ainsi, un symbole OFDM constitué de N sous-porteuses est assimilable à une combinaison linéaire de N variables indépendantes identiquement distribuées. On peut donc étudier statistiquement le symbole OFDM comme une variable aléatoire, notamment au travers du PAPR précédemment présenté.

En appliquant le théorème central limite à un symbole OFDM, on montre que plus celui-ci contiendra un nombre de sous-porteuses N important, plus la distribution de son PAPR convergera vers une distribution gaussienne complexe [16]. Il a ainsi été démontré dans ces conditions que la CCDF (de l'anglais Complementary Cumulative Distribution Function ou Fonction Complémentaire Cumulative de Répartition) du PAPR peut s'exprimer suivant l'équation 2.8 dont on peut tirer la fonction de densité de probabilité du PAPR via l'expression 2.9.

$$CCDF_{[x]}(\xi) \simeq 1 - \left(1 - e^{-\xi}\right)^N \tag{2.8}$$

$$p_{[PAPR]}(\xi) = Ne^{-\xi}\left(1 - e^{-\xi}\right)^{N-1} \tag{2.9}$$

Cette nouvelle métrique permet ainsi de mesurer ou calculer la probabilité existante pour qu'un symbole OFDM ait un PAPR excédant la valeur associée à cette probabilité. A partir de cette CCDF, il est donc possible d'adopter une approche empirique pour considérer les valeurs limite de PAPR. Plutôt que de dimensionner des systèmes suivant la borne supérieure de cette métrique, on peut le faire en définissant une densité de probabilité limite acceptable et observer à quel PAPR cela correspond.

Ainsi, nous mesurons la CCDF d'un signal WLAN 54 Mbps comme nous l'utiliserons pour chacune de nos expériences par la suite. Ces résultats de mesure sont reportés sur la figure 2.25 et montrent qu'avec la précision qui nous est disponible, nous pouvons considérer

que la puissance pic WLAN par rapport à sa puissance moyenne n'excèdera par 12 dB dans 0,01 % des cas, ce que nous retenons arbitrairement comme figure de mérite pour la suite de notre étude.

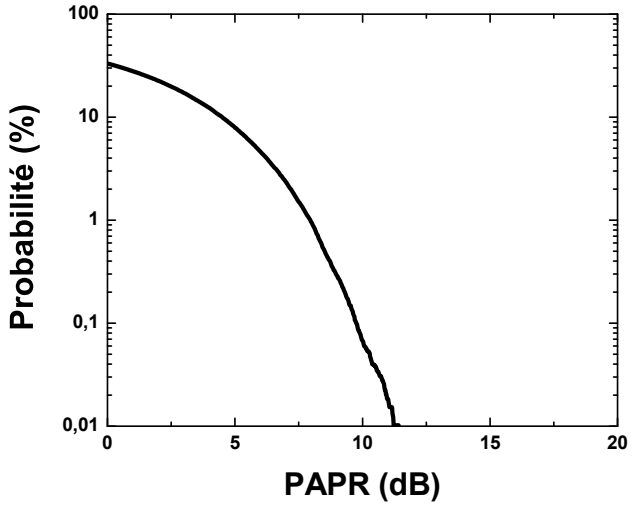


Figure 2.25 – Mesure de la CCDF d'un signal WLAN 54 Mbps généré par nos appareils de test.

Cette présentation succinte des métriques PAPR et CCDF sera abordée plus en détails lorsque nous présenterons nos résultats de mesures en transmission de signaux à enveloppe non-constante. Il était nécessaire de présenter ceci dans le sens où nous avons bien montré que notre système optique n'était pas linéaire : la source optique, un VCSEL dans notre cas, présentant a priori deux zones de non linéarité, bien que nous ayons montré que la non-linéarité en régime dynamique à fort courant d'utilisation disparaissait.

2.3.2.5 Synthèse

Pour récapituler cette présentation des différents standards que nous considérerons, de la même manière qu'avec le GSM dans la partie 2.3.2.1, nous répertorions pour les standards précédemment cités les principaux paramètres système que nous considérerons dans la suite de notre travail dans le tableau 2.18.

Paramètre (conditions)	Valeurs GSM & EDGE	Valeurs WLAN 54 Mbps	Valeurs UWB 200 Mbps
Modulation	GMSK & $\frac{3\pi}{8}$	OFDM 48 porteuses QAM-64	OFDM 100 porteuses QPSK
Fréquence centrale	900 MHz	2400 MHz	3432 MHz
Bande de modulation	200 kHz	20 MHz	528 MHz
EVM_{limite}(urbain/extra-urbain)	7/8 %	5,62 %	25 %
SNR_{requis}(urbain/extra-urbain)	9/10 dB	24 dB	6,3 dB

Table 2.18 – Paramètres système principaux des standards EDGE, WLAN et UWB qui seront utilisés.

Tous les composants du tunnel optique ont été caractérisés et tous les standards radio que nous souhaitons pouvoir transmettre au travers de ce dit tunnel ont été présentés. Une

distinction a été faite entre les signaux à enveloppe constante et les signaux à enveloppe non constante puisque du fait de la non-linéarité de notre tunnel optique, les comportements de notre système seront impactés par la transmission de ces signaux.

La prochaine partie consistera en l'étude du transport de ces signaux au travers de notre tunnel optique, principalement à l'aide du critère de qualité qu'est l'EVM.

2.4 Mesures en transmission de signaux numériques sur notre lien optique

Maintenant que le système optique a été caractérisé, il est possible d'effectuer des transmissions de signaux numériques pour voir l'influence du tunnel optique sur ceux-ci. Nous nous intéressons dans un premier temps à de la transmission mono-standard, à savoir un seul standard transitant dans le lien optique à la fois. Puis nous nous intéresserons à une transmission multi-standard puisque c'est le but de notre application finale. Lors de l'étude de la transmission mono-standard, nous analyserons les signaux numériques précédemment introduits, par ordre croissant de PAPR.

2.4.1 Transmission mono-standard en connexion directe et sur une courte longueur de fibre

2.4.1.1 GSM

Un signal GSM, à enveloppe constante, est transmis par un tunnel optique comme schématisé sur la figure 2.26. Ici, le VCSEL 10,0 Gbps est utilisé pour que nous puissions travailler avec de forts courants de polarisation ; nous faisons cela pour forcer l'étude dans la zone non-linéaire de compression du VCSEL (qui, nous le rappelons, se comporte de manière non-linéaire en régime dynamique pour des courants de polarisation néanmoins inférieurs). Pour l'expérience, le courant de polarisation I_0 varie et pour différentes puissances GSM de modulation, l'EVM du signal GSM après photodétection est reportée sur la figure 2.27 ; la mesure en connexion directe électrique est aussi reportée sur la figure.

Nous observons tout d'abord qu'à faible puissance de modulation, l'EVM du signal GSM est élevée, aux alentours de 9 % pour tout courant de polarisation I_0 supérieur à 6 mA. Plus la puissance de modulation va augmenter, plus l'EVM va diminuer, jusqu'à atteindre un palier. En effet, l'augmentation de la puissance de modulation va permettre d'améliorer le SNR du signal GSM, la puissance de bruit émise par le lien optique restant constante. Le palier d'EVM obtenu est confondu avec la mesure en « back-to-back » électrique, confirmant que le SNR maximal et donc l'EVM minimale mesurés dépendent des appareils générant le signal et le numérisant avant analyse.

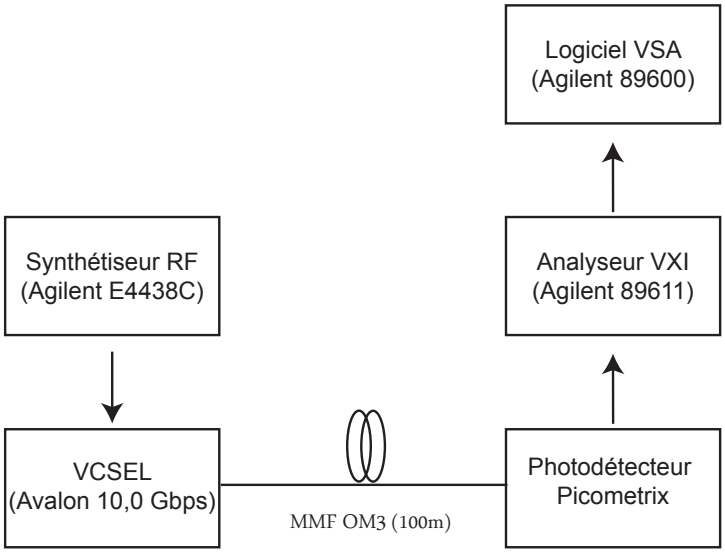


Figure 2.26 – Schéma d'expérience de transmission d'un signal GSM.

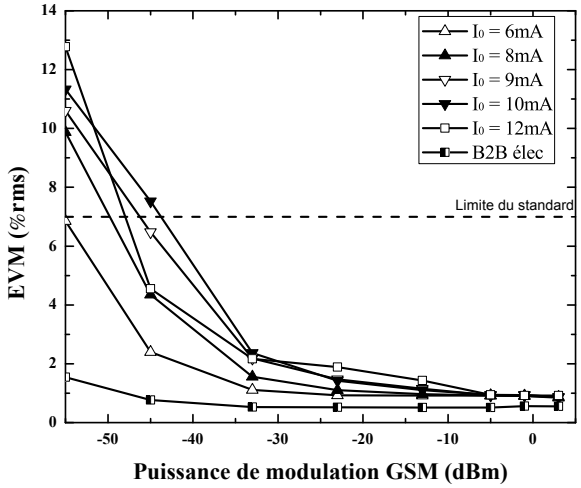


Figure 2.27 – EVM du signal GSM en fonction de la puissance GSM de modulation, pour différents courants de polarisation du VCSEL.

Nous pouvons aussi noter que pour toutes les courbes de la figure 2.27, plus le courant de polarisation augmente et plus les mesures d'EVM à une puissance de modulation GSM donnée sont élevées (hormis pour un courant de polarisation I_0 égal à 12 mA à des puissances de modulation GSM inférieures à -30 dBm). Cette observation confirme le fait que le tunnel optique détériore le SNR du signal, principalement par le bruit RIN photodétecté, présenté dans la littérature comme la contribution majoritaire du bruit dans un lien RoF [11].

Enfin, à fortes puissances de modulation GSM, aux alentours de 0 dBm, nous notons que les courbes ne présentent pas d'augmentation de l'EVM que l'on attendrait en vertu des résultats en compression présentés en 2.2.1.3 sur la figure 2.9 et le tableau 2.8. Ceci s'explique par le fait que le GSM est un signal RF à enveloppe constante, comme nous l'avons présenté. Ainsi, malgré une éventuelle compression du gain, ce sont les variations de phase uniquement qui codent l'information sans variation d'amplitude (en assurant des variations

de phase en +/- $\frac{\pi}{2}$. L'amplitude ne code aucunement l'information, au contraire d'un autre standard de téléphonie mobile comme l'EDGE dont nous allons ci-après mesurer les résultats en transmission au travers de notre tunnel optique.

2.4.1.2 EDGE

Nous décidons après ces premières mesures de réaliser la même étude, dans les mêmes conditions présentées par le schéma de la figure 2.26, mais avec un signal numérique de type EDGE. Les résultats de mesures d'EVM du signal en fonction de sa puissance de modulation et pour différents courants de polarisation du VCSEL sont proposés sur la figure 2.28.

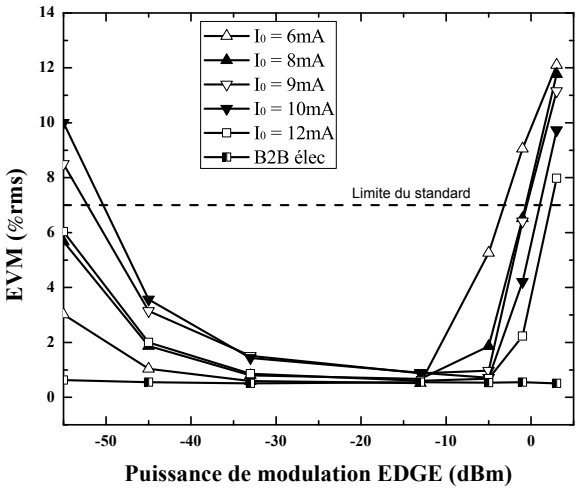


Figure 2.28 – EVM du signal EDGE en fonction de la puissance EDGE de modulation, pour différents courants de polarisation du VCSEL.

A faibles puissances de modulation, les mêmes conclusions que pour le GSM peuvent être tirées : le SNR du signal augmente donc l'EVM diminue et le SNR dégradé est principalement fonction du bruit RIN photodétecté [11]. Cependant, après l'existence d'un palier, l'EVM croit fortement, avec une pente plus forte que celle de décroissance d'EVM que l'on a à faibles puissances de modulation EDGE. Le plus notable est que cette valeur d'EVM commence à croitre à des valeurs de puissance de modulation croissantes avec le courant de polarisation. Ceci nous prouve une nouvelle fois que le courant de seuil est l'élément principal introduisant la non-linéarité dont est affecté un signal modulant le VCSEL.

Si le phénomène n'est visible que pour l'EDGE et pas pour le GSM, c'est parce que ce dernier est un signal à enveloppe constante alors que l'EDGE est à enveloppe non constante, présentant un PAPR non nul. Ainsi, l'information d'un signal GSM est codée sur les variations de phase du signal ce qui fait que même si le signal est écrêté, il n'y aura pas de dégradation d'EVM. Dans le cas de l'EDGE où la modulation n'est pas à enveloppe constante mais dont l'amplitude connaît des variations (le PAPR valant 3,3 dB [17]), au moment où commence l'écrêtage, ce sont les pics d'amplitudes les plus élevées qui sont écrêtés puis au

fur et à mesure, les pics d'amplitudes inférieures sont de plus en plus écrêtés. Dans tous les cas, il est certain que c'est le courant de seuil du VCSEL qui est responsable du phénomène d'écrêtage puisque c'est aux plus faibles courants de polarisation que l'EVM du signal EDGE commence à augmenter, à hautes puissances de modulation.

Après avoir étudié la transmission de ces deux standards de téléphonie mobile, étudions maintenant les deux standards de transmission de données basés sur l'OFDM que nous avons présentés précédemment, le WLAN et l'UWB.

2.4.1.3 WLAN

Pour confirmer les précédents résultats et les approfondir de manière plus quantitative, nous opérons à nouveau une transmission respectant le schéma de la figure 2.29, avec un signal WLAN 802.11g 54 Mbps généré sous le logiciel ADS d'Agilent et chargé dans la mémoire du synthétiseur RF E4438C. Nous utilisons le VCSEL 3,3 Gbps entièrement caractérisé précédemment vis-à-vis des non-linéarités. Les résultats de mesures d'EVM du signal en fonction de sa puissance de modulation et pour différents courants de polarisation du VCSEL sont proposés sur la figure 2.30.

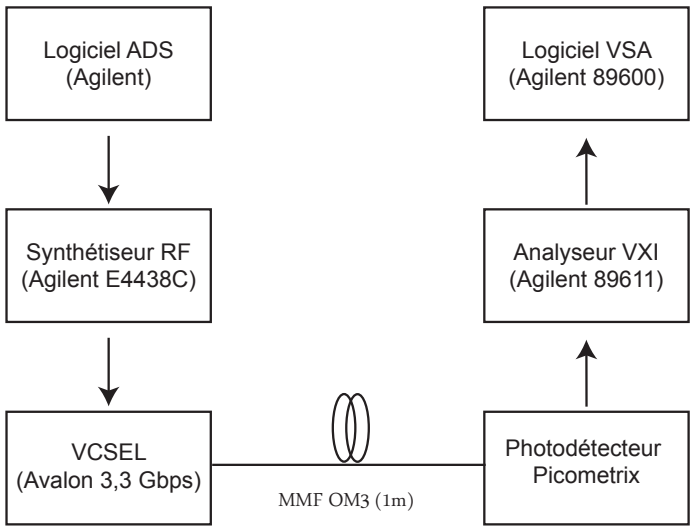


Figure 2.29 – Schéma d'expérience de transmission d'un signal WLAN.

Pour prendre l'exemple du courant de polarisation de 8,0 mA, une valeur minimum d'EVM est atteinte pour une puissance de modulation WLAN de -13 dBm. En se référant à la caractérisation quasi-statique de la figure 2.15, au courant de polarisation de 8,0 mA nous pouvons calculer une excursion d'intensité pour une sinusoïde correspondant à une puissance pic instantanée de -0,45 dBm, sans écrêtage, d'après les résultats présentés en 2.2.1.6. En soustrayant à cette valeur la valeur de PAPR à 0,01% du WLAN que nous avons mesurée de 12 dB comme vu en 2.3.2.4, nous obtenons donc une puissance moyenne équivalente pour le WLAN pour laquelle nous sommes sûrs de ne pas avoir d'écrêtage dans plus de 0,01% des cas. Nous obtenons ainsi une valeur de -12,45 dBm voisine de la valeur de -13 dBm que nous

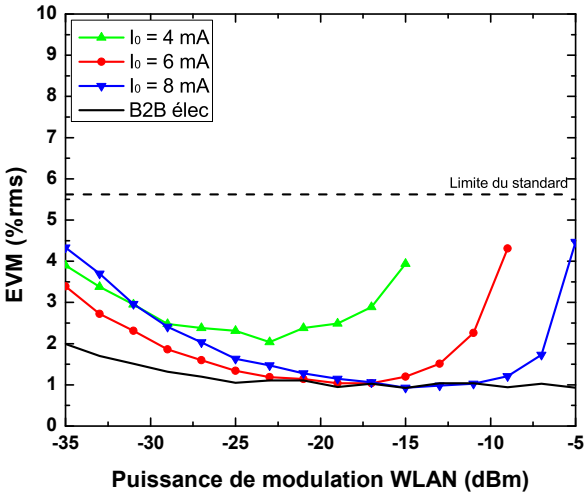


FIGURE 2.30 – EVM du signal WLAN en fonction de la puissance WLAN de modulation, pour différents courants de polarisation du VCSEL.

observons sur la figure 2.30. Cette erreur de $0,5$ dB peut être attribuée aux câbles utilisés,à l'adaptation du té de polarisation associé au VCSEL ($S_{11} = -10dB$ d'après la figure 2.7) ou à l'incertitude sur le pourcentage d'écrêtage tolérable sur laquelle nous nous accordons à 0,01%. Cette hypothèse sur le PAPR à 0,01% permet de bien approcher la puissance optimale de modulation en WLAN.Toute cette discussion est bien entendu applicable à n'importe quel courant de polarisation, quel que soit le standard utilisé. Attardons-nous maintenant sur la transmission d'un signal UWB au travers de notre lien optique.

2.4.1.4 UWB

Nous nous intéressons dorénavant à la transmission d'un signal UWB, lui aussi de type OFDM, à 200 Mbps en TFC5 (émission dans la première sous-bande du premier groupe de bandes uniquement, sans saut de fréquence), émis à l'aide d'un kit de laboratoire commercialisé par Wisair. Nous utilisons le VCSEL 10,0 Gbps pour les mesures à venir afin de ne pas etre limités par sa fréquence de coupure. L'expérience réalisée est schématisée sur la figure 2.31 et pour différents courants de polarisation du laser, nous mesurons l'EVM du signal UWB après photodétection et reportons les résultats sur la figure 2.32.

Le kit UWB que nous utilisons dispose d'une faible puissance de modulation disponible en sortie. Les résultats obtenus en transmission sont corrects si l'on tient compte du fait qu'en connexion directe, l'EVM mesurée faut 8,5 %. La dégradation est donc faible et toutes les transmissions peuvent se faire sous les limites fixées par le standard. Encore une fois, à la manière du WLAN, nous observons l'influence du courant de polarisation sur la transmission et l'accord entre les mesures de la partie 2.4.1.3 et celle-ci.

Après toutes ces transmissions à travers un lien optique basique, nous nous intéressons à des transmissions sur d'autres types de fibre (OM2, GIPOF) et sur différentes longueurs.

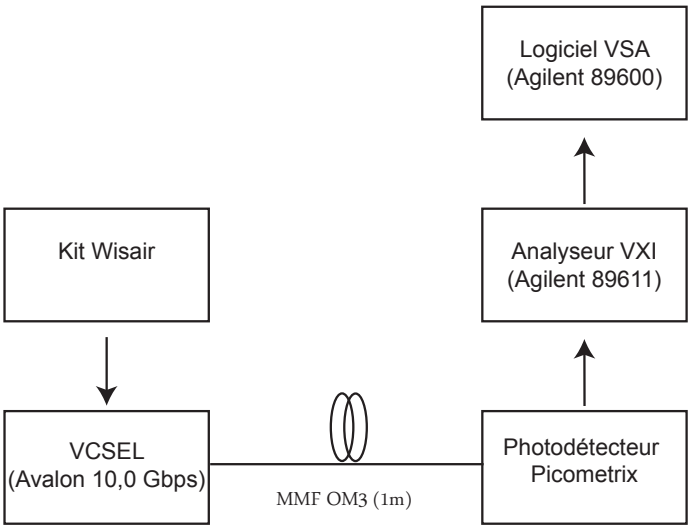


Figure 2.31 – Schéma d'expérience de transmission d'un signal UWB.

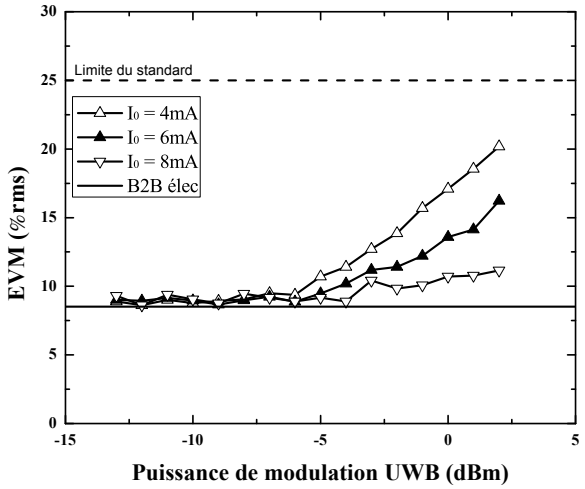


Figure 2.32 – EVM du signal UWB en fonction de la puissance UWB de modulation, pour différents courants de polarisation du VCSEL.

2.4.2 Transmission mono-standard sur de grandes longueurs de fibres en silice et en plastique

2.4.2.1 WLAN

Au delà du type de fibre que nous utilisons, nous nous intéressons aussi à une transmission sur des longueurs de fibre plus élevées de 200, 300 et 400 mètres, longueurs maximales de fibres typiquement utilisées dans les infrastructures immobilières [18] comme présenté dans le premier chapitre de ce manuscrit.

Nous effectuons l'expérience décrite par le schéma de la figure 2.33, comparable à l'expérience précédente de la figure 2.29 à ceci près que la fibre est ici une fibre de type OM2 dont la longueur varie jusqu'à 400 mètres. L'expérience est réalisée avec le VCSEL 10,0 Gbps polarisé à 8,0 mA et l'EVM du signal WLAN est mesurée après photodétection. Les résultats

sont reportés sur la figure 2.34.

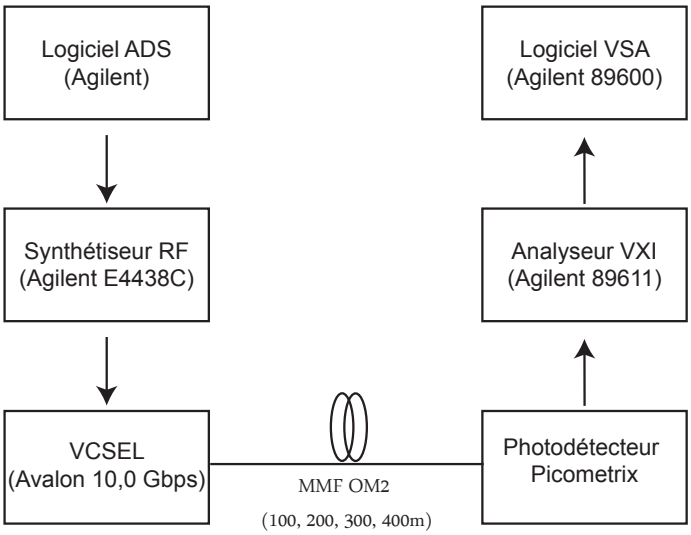


Figure 2.33 – Schéma d'expérience de transmission d'un signal WLAN sur fibre OM2.

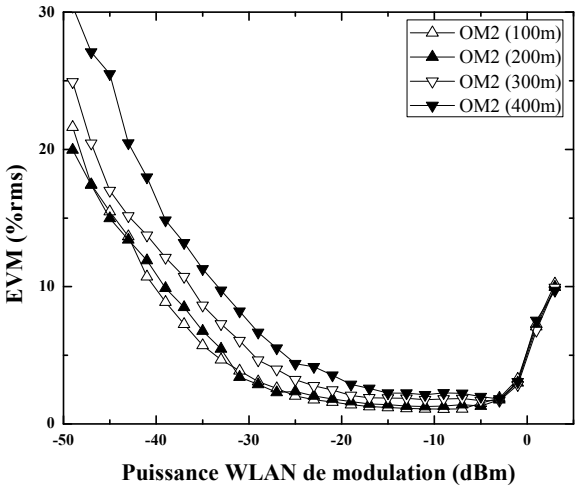


Figure 2.34 – EVM du signal WLAN en fonction de la puissance WLAN de modulation, pour différentes longueurs de fibre OM2.

Hormis tout ce qui a déjà été décrit sur les allures des courbes d'EVM en fonction du courant de polarisation de la figure 2.30, nous pouvons confirmer sur cette nouvelle figure que la performance de la fibre OM2 entraine un faible impact sur la qualité du signal transmis reste relativement faible. En effet à -30dBm de puissance WLAN de modulation, nous avons une variation de 4 points sur l'EVM mesurée entre 100 et 400 mètres de fibre, malgré les pertes de 1,5 dB environ par tronçon ajouté comme vu en 2.2.2.

Bien entendu, les effets de la dispersion modale et des connecteurs fibrés sont visibles puisqu'en augmentant la longueur de la fibre, le palier d'EVM précédemment observé sur la figure 2.30 entre -20 et -10 dBm voit sa valeur augmenter. Ainsi, en allongeant la longueur de la fibre, nous diminuons sa bande passante à 3 dB et nous ajoutons des connecteurs

dont les pertes ne sont pas négligeables comme indiqué en 2.2.2. Ceci implique plus de pertes visibles sur le signal d'où une dégradation de SNR et donc d'EVM. On peut d'ailleurs remarquer que l'influence de ces pertes sur le bruit est peu importante. En effet, les contributions principales du bruit sont liées en bruit optique photodétecté (RIN et Grenaille), proportionnels à la puissance optique du signal photodétecté. La baisse de niveau du signal a une influence plus importante que la baisse de niveau du bruit puisque l'on observe bien qu'à une puissance WLAN de modulation donnée, l'EVM est plus élevée pour une grande longueur de fibre et donc le SNR est plus faible.

Un autre point intéressant à noter est l'allure des courbes une fois que l'écrêtage est conséquent : elles se superposent toutes. Ceci amène à penser que le bruit équivalent associé à l'écrêtage du signal est prédominant par rapport aux autres formes de bruit (principalement RIN comme nous l'avons expliqué). En effet, pour une plus grande longueur de fibre, le bruit RIN photodétecté doit être inférieur (à cause des pertes de fibres) ; le bruit thermique introduit par le photodétecteur étant constant, on s'attendrait à des courbes d'EVM non superposées puisque le niveau de signal étant plus élevé pour 100m de fibre que pour 400m, on aurait des SNR différents.

Nous effectuons une expérience proche de celle dernière dans laquelle plutôt que d'émettre un signal WLAN en entrée de notre tunnel optique, nous émettons à la même fréquence centrale un signal QPSK de largeur de bande identique. Le reste de l'expérience reste inchangé. Les résultats d'EVM de ce signal QPSK sont reportés sur la figure 2.35.

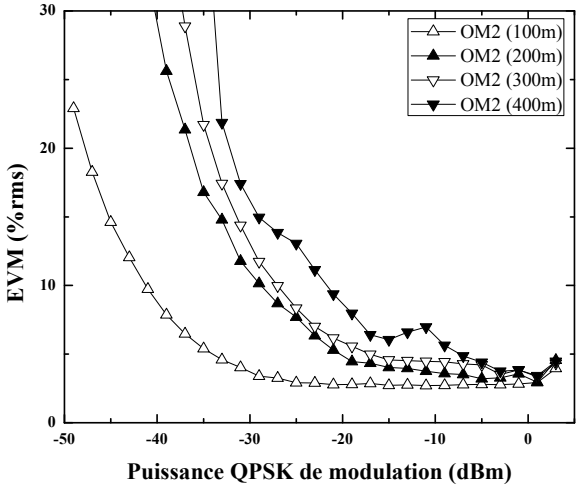


Figure 2.35 – EVM d'un signal QPSK spectralement identique à un signal WLAN en fonction de la puissance de modulation, pour différentes longueurs de fibre OM2.

Nous observons ici à faibles puissances de modulation, inférieures à -15 dBm, une dégradation de l'EVM plus importante que dans le cas du WLAN de la figure 2.34. Les conditions de l'expérience sont identiques, seul le signal généré change, de sorte que ces résultats nous permettent d'avancer que l'OFDM est plus résistant qu'une modulation simple lors d'un

transport sur fibre optique. L'OFDM est un format de modulation créé pour mieux résister aux perturbations typiques d'un canal radio, notamment par égalisation. Nous pouvons donc avancer que la fibre ayant une réponse fréquentielle de type passe-bas comme nous l'avons vu en 2.2.2 sur la figure 2.19, le WLAN est égalisé au contraire du QPSK seul. De fait, malgré le fait que sur des grandes longueurs de fibre nous sommes en limite de bande passante à 3 dB, nous obtenons des performances de transmission WLAN moins dégradées que ce à quoi nous pourrions nous attendre, au vu des précédents résultats. Notons que l'accroissement d'EVM du signal QPSK à hautes puissances de modulation commence bien plus tard que pour le WLAN, ce qui nous rassure sur notre hypothèse de signal OFDM dégradé à cause de son fort PAPR.

Ainsi, nous pouvons conclure que pour une transmission WLAN classique, sur une fibre en silice de type OM2, nous avons au vu de nos résultats des performances en transmission correctes puisqu'inférieures à la limite d'EVM du standard, ce sur une plage de puissance de modulation allant de -35 dBm à 0 dBm environ. Notons aussi qu'après caractérisation de nos fibres, en considérant des pires cas de transmission dus à la dispersion intermodale et aux connecteurs utilisés, nous aurons des performances légèrement meilleures en OFDM qu'en modulation simple puisque ce format complexe de modulation est fait pour résister aux perturbations lors de propagations (traditionnellement radio mais ici optiques).

Nos caractérisations de fibres plastiques ont montré que leurs performances étaient médiocres puisqu'elles introduisaient de fortes atténuations sur nos signaux (typiquement 60 dB·km), principalement dues aux performances intrinsèques des fibres et aux connecteurs qui leur sont adjointes 2.13. Nous effectuons toujours la même expérience que précédemment de transmission WLAN mais en remplaçant la fibre en silice par nos trois tronçons de fibre plastique de type GIPOF, sur la même base que la figure 2.33. Les mesures d'EVM sont reportées sur la figure 2.36.

Les résultats en transmission sont satisfaisants avec une assez grande plage de puissances de modulation entrainant un EVM inférieur à la limite du standard, de -30 dBm à 0 dBm. Comme observé lors de la caractérisation des fibres en partie 2.2.2, les résultats avec la GIPOF120 sont les meilleurs observés, semblables à des résultats de transmission sur fibre OM2 longue de 300 mètres. D'un point de vue quantitatif, nous retrouvons sensiblement les mêmes valeurs de pertes entre 300 mètres de fibre OM2 et 100 mètres de GIPOF120, connecteurs compris. Ainsi, ce sont surtout les fortes pertes de propagation que les fibres plastiques introduisent qui vont impacter sur la transmission d'un signal [12]. D'ailleurs, l'allure des courbes GIPOF50 et GIPOF62 s'explique de la même manière que précédemment avec la fibre OM2 : le signal est fortement atténué d'où une dégradation du SNR du signal et donc de son EVM.

La GIPOF120 nous fournissant les résultats en transmission les meilleurs, nous continuons l'expérience en faisant varier la longueur de fibre de la même manière qu'avec la fibre OM2,

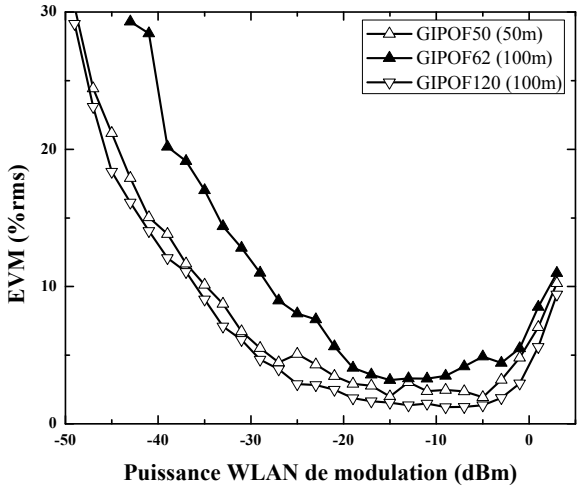


Figure 2.36 – EVM du signal WLAN en fonction de la puissance WLAN de modulation, pour différents types et longueurs de fibre plastique.

par tronçons de 100 mètres, à nouveau en se basant sur le schéma d'expérience de la figure 2.33. Les résultats d'EVM sont reportés sur la figure 2.37.

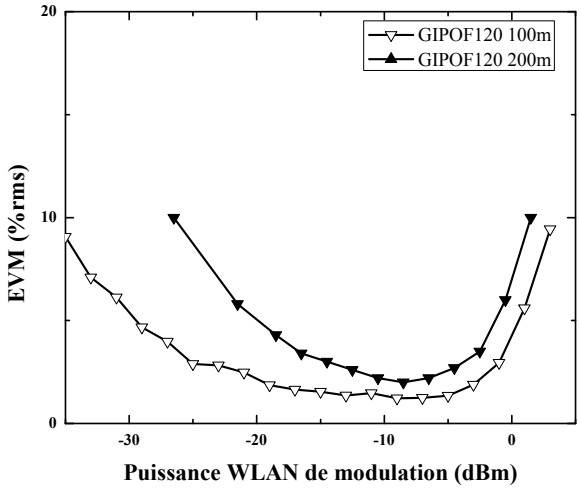


Figure 2.37 – EVM du signal WLAN en fonction de la puissance WLAN de modulation, pour différentes longueurs de fibre plastique GIPOF120.

Les résultats sont médiocres, comme nous pouvions nous y attendre après la caractérisation des fibres de la partie 2.2.2. La transmission est difficile au vu de toutes les pertes de propagation que la fibre inflige sur de telles longueurs. Faisons tout de même attention au fait que le VXI que nous utilisons possède un convertisseur analogique-numérique de sensibilité -45 dBm sur 16 bits, de sorte que si le signal que nous avons en sortie de notre photodétecteur a un niveau trop faible, le bruit de quantification sur le signal à analyser par le VXI devient trop important pour avoir des mesures pertinentes. C'est le cas où nous nous trouvons ici, avec près de 6 dB de pertes optiques par ensemble fibre et connecteur, 1 dB de pertes optiques par adaptateur, nous avons une perte totale sur 300 mètres de 21 dB optiques soit 42 dB électriques. Nous arrivons donc rapidement, avec les puissances de modulation

avec lequelles nous travaillons, à des valeurs numérisées trop faibles pour le convertisseur et donc à des valeurs d'EVM mesurées très élevées [6] que nous n'avons donc pas reportées sur la figure 2.37. Malgré ces fortes pertes et notre matériel d'analyse, nous obtenons des résultats exploitables pour 200 mètres de fibre GIPOF120 avec une dynamique de puissance de modulation de 14 dB tout en restant sous la limite d'EVM imposée par le standard.

Un autre point à noter est qu'avec toutes les pertes introduites par la fibre plastique, au delà de la recherche d'EVM minimale, il peut être intéressant de travailler aux limites d'EVM autorisées par le standard, quitte à ne pas travailler à EVM minimal, pour avoir un niveau de signal le plus élevé possible après photodétection. Ainsi pour 100 mètres de GIPOF120, on pourrait travailler autour de -2 dBm plutôt que -7 dBm. Pareillement pour 200 mètres de GIPOF120, on pourrait travailler autour de -2 dBm plutôt que -7 dBm. Dans les deux cas, le SNR ne serait cependant pas meilleur, comme le montre la courbe d'EVM. Certes cela signifie un écrêtage du signal OFDM mais on maintient un EVM inférieur à la limite imposée par le standard. Cela étant, nous parlons de travailler aux limites d'EVM autorisées par le standard mais nous rappelons qu'à terme, nous souhaitons effectuer une propagation en air libre après photodétection. Nous verrons ainsi dans la suite de ce manuscrit quel peut être l'effet du choix de la puissance de modulation (et donc de la valeur d'EVM considérée) sur la propagation en espace libre.

Cette étude complète de transmission WLAN nous a permis d'analyser de manière précise le comportement de notre tunnel optique modulé par un signal OFDM. Nous allons compléter l'étude par l'analyse d'un autre signal OFDM, l'UWB, présenté précédemment.

2.4.2.2 UWB

Nous effectuons la même expérience en transmission UWB que précédemment mais avec 200 mètres de GIPOF120 et un VCSEL polarisé à 8 mA. Plutôt que d'effectuer la transmission d'un seul signal, nous nous intéressons à la transmission de différents types de signaux UWB : une transmission de type TFC2 qui oppère un FH entre les trois premières sous-bandes et une transmission en forçant le signal à rester sur une seule de chacune de ces sous-bandes à chaque fois. Les résultats de mesure sont reportés sur la figure 2.38

Il semble que là encore la transmission soit possible. Nous sommes cependant limités par la qualité de notre kit expérimental UWB comme discuté en 2.4.2.2 mais aussi par les capacités du convertisseur analogique-numérique de l'oscilloscope numérique qui est limité à une sensibilité de -25 dBm. Avec les pertes de signal cumulées sur 200 mètres de fibres, la pente descendante que l'on peut observer sur la figure 2.38 est ainsi une mesure probablement erronnée. Cependant, les résultats d'EVM au delà de -5 dBm restent concluants puisque la variation d'EVM par rapport au palier en connexion directe de 8,5% reste acceptable. Il est aussi intéressant de noter que c'est bien la bande passante de notre système (avec ses

6. Notre analyseur n'arrive plus à synchroniser car le niveau de signal est trop faible pour sa sensibilité.

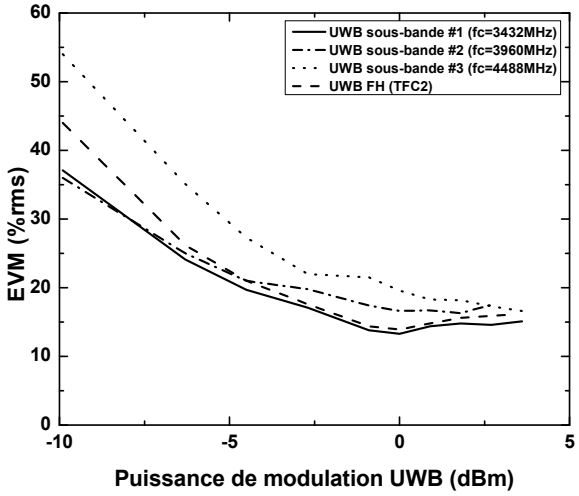


Figure 2.38 – EVM du signal UWB en fonction de la puissance UWB de modulation, pour 200m de fibre GIPOF120, à différentes fréquences de transmission UWB.

fortes pertes optiques sous forme de filtre passe-bas) qui limite la transmission en dégradant l'EVM. En effet, on voit bien sur la figure 2.38 que lorsque la transmission a lieu sur la bande de fréquence la plus élevée, les résultats sont les moins bons. Lorsqu'ils sont sur la bande de fréquence la plus basse, ils sont les meilleurs. Cela confirme ce que nous avons déjà présenté : il est possible de transmettre des signaux au-delà de la bande passante des fibres optiques, quitte à altérer le niveau de signal, en respectant les limites imposées par les standards à transmettre [19].

2.4.2.3 GSM et EDGE

Les résultats en transmission sur de grandes longueurs de fibre en silice ou en plastique conduisent aux mêmes interprétations en fonction de la longueur de fibre pour ces standards, au delà des conclusions générales en transmission discutées dans les parties 2.4.1.1 et 2.4.1.2. Ceci n'est donc pas discuté ici pour éviter de la redondance.

En conclusion globale sur l'utilisation de fibres, notamment plastiques, pour notre tunnel optique, au delà des avantages qu'elles proposent notamment d'un point de vue du coût, nous sommes très limités par les fortes pertes qu'elles introduisent. Ces pertes sont dépendantes de la technologie de production de la fibre mais aussi, dans le cas de nos expériences, de la qualité des connecteurs fibrés mis à notre disposition. Cela dit, nous avons pu montrer que malgré les fortes pertes introduites, il était tout de même possible de transmettre des signaux radio en respectant les consignes préconisées par rapport à l'EVM dans leurs standards respectifs.

2.4.2.4 Conclusions sur les transmissions mono-standard

Après caractérisation de tous les composants du tunnel optique, nous sommes passés à la caractérisation système du tunnel en effectuant des transmissions de standards radio au travers de ce dernier. Les transmissions ont été effectuées pour plusieurs types de fibres étant donné que dans notre application finale, même si la fibre en silice est aujourd'hui implantée dans les infrastructures immobilières, la fibre plastique pourrait être une excellente solution pour les architectures domestiques [20], notamment pour son coté bas-coût qui est un des buts recherchés dans notre étude. Pour chaque transmission, nous avons montré qu'en rapport avec notre caractérisation quasi-statique, si nous nous assurons de ne pas écrêter notre signal, nous pouvons en assurer une transmission en restant sous les limites d'EVM indiquées par les standards. Nous avons aussi montré que malgré les très fortes atténuations introduites par les fibres plastiques, nous pouvons tout de même transmettre des signaux malgré une dégradation importante du SNR, même si nous devons garder à l'esprit les limites en dynamique de mesures de nos appareils d'analyse.

Notre but étant à terme de transmettre un signal GSM et un signal WLAN ensemble dans un même système, nous allons maintenant nous intéresser à la transmission multi-standards de manière globale au travers de notre tunnel optique.

2.4.3 Transmission multi-standards

Il s'agit dorénavant d'effectuer une transmission multi-standards sur notre tunnel optique pour étudier l'influence d'un standard par rapport à l'autre. Dans un premier temps, nous étudions la transmission simultanée du WLAN et de l'UWB par voie optique. Nous réalisons l'expérience schématisée sur la figure 2.39 pour vérifier ceci.

L'UWB étant un standard créé pour interférer au minimum avec les autres standards existants [21], nous décidons d'analyser l'EVM de l'UWB lorsqu'un signal WLAN est transmis en même temps sur le lien optique, pour étudier son impact sur l'UWB. Les résultats d'EVM pour le signal UWB sont présentés sur la figure 2.40.

Lorsque la puissance du second signal transmis (WLAN) est faible, nous pouvons considérer être dans le cas d'une transmission optique avec le premier signal (UWB) seul (le second signal pouvant être assimilé à du bruit). Nous obtenons donc pour cette figure une courbe de comparaison qui nous permet ensuite de conclure que, à la vue des résultats, pour de grandes plages de variation de puissance du second signal, le premier signal n'est que très peu impacté. Cela nous permet d'envisager la transmission multi-standard de signaux sur notre tunnel optique.

Pour accentuer l'étude, nous réalisons une transmission multi-standard de signaux WLAN et GSM/EDGE comme montré sur le schéma de la figure 2.41.

Dans cette expérience, les puissances de modulation du GSM et de l'EDGE sont fixées

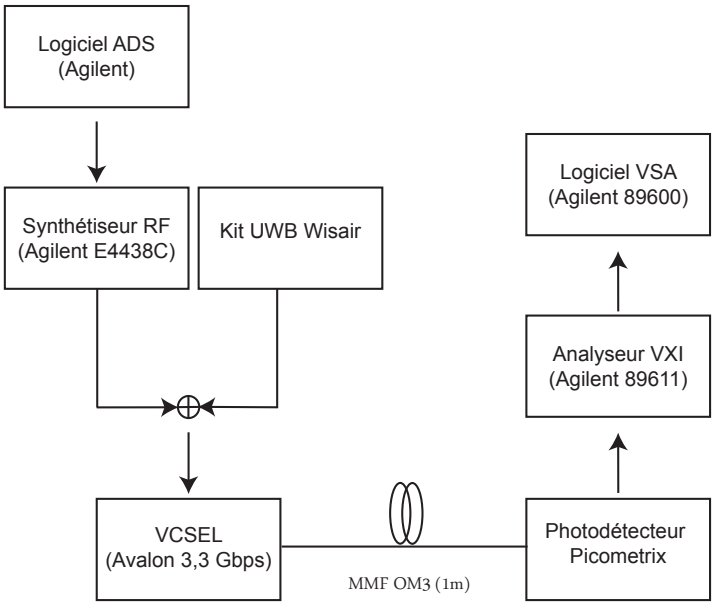


Figure 2.39 – Schéma d'expérience de transmission simultanée d'un signal WLAN et d'un signal UWB.

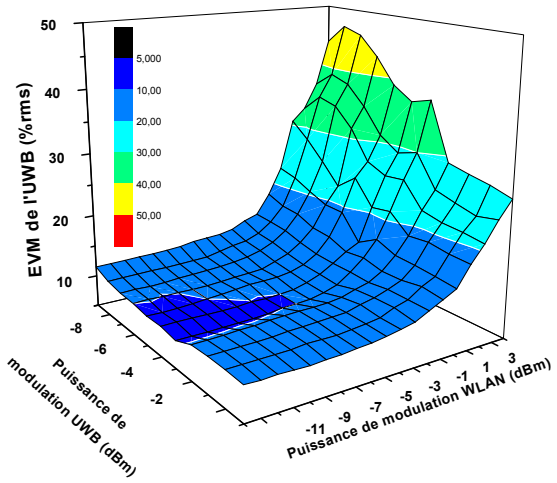


Figure 2.40 – Mesures d'EVM du signal UWB en fonction de la puissance WLAN de modulation, pour différentes puissances UWB de modulation simultanée.

à -40 dBm. Cette valeur est choisie car elle correspond à une distance de couverture de plus de 20 m après transmission le long de notre tunnel optique. En effet, nous rappelons que la sensibilité requise pour ces standards en réception est de -102 dBm. Or, nous avons montré que notre tunnel pour ces standards était transparent et ne ternissait pas les valeurs d'EVM mesurées pour ces puissances. De fait, les 62 dB de différence [7] correspondent environ à la transmission en espace libre de ces signaux sur 20 mètres d'après la formule de Friis. Les résultats reportés sur la figure 2.42 représentent l'EVM en sortie de notre tunnel optique de la figure 2.41 pour des signaux GSM, EDGE et WLAN en fonction de la puissance de modulation WLAN en entrée, lorsque GSM et EDGE sont simultanément transmis.

7. Ces 62 dB correspondent à la différence entre la puissance de modulation choisie et la sensibilité requise pour un récepteur GSM.

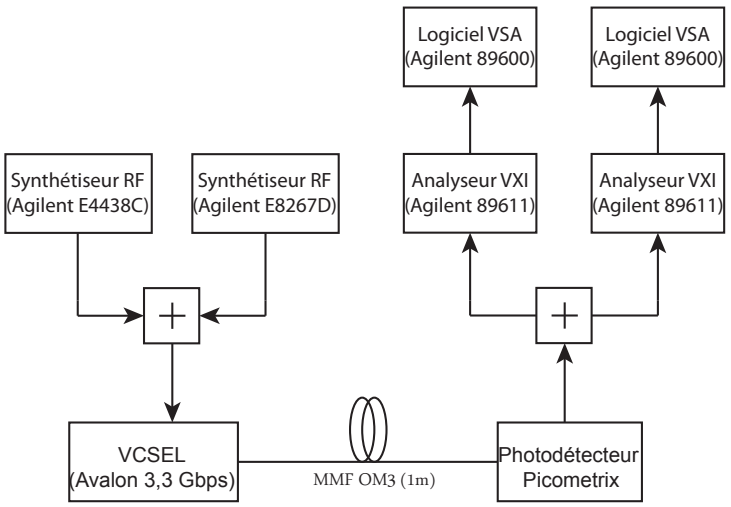


Figure 2.41 – Schéma d'expérience de transmission simultanée d'un signal WLAN et d'un signal GSM/EDGE.

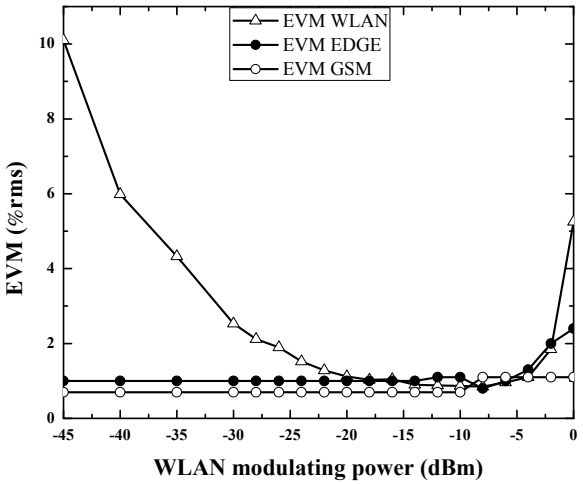


Figure 2.42 – Mesures d'EVM du signal WLAN, GSM et EDGE en fonction de la puissance WLAN de modulation, pour des puissances GSM/EDGE données.

Comme il peut etre observé pour le WLAN, l'EVM est impactée par le bruit du lien optique (le bruit RIN photodétecté étant prévalent) pour des puissances de modulation inférieures à -20 dBm et par l'écrêtage induit par le VCSEL ajoutant un équivalent de bruit d'intermodulation pour des puissances de modulation supérieures à -10 dBm. L'allure de la courbe d'EVM du WLAN dans cette expérience est en accord avec les allures observées précédemment en 2.4.1.3.

Comme il peut aussi être observé, l'EVM est mesurée à des valeurs maximales de 1,1 % pour le GSM et de 2,5 % pour l'EDGE, ce qui reste en dessous des recommandations respectives de ces deux standards. Notons que l'EDGE est plus impacté que le GSM par la présence du WLAN. En effet, alors que la puissance de modulation de l'EDGE est constante, nous n'attendons pas d'effet d'écrêtage comme observé pour une puissance de modulation du WLAN supérieure à -10 dBm, comme nous avons pu l'observer en 2.4.1.2 lorsque nous

avons étudié l'EDGE seul. Le phénomène d'augmentation de l'EVM observé ici est lié à l'introduction de bruit d'intermodulation par l'écrêtage du WLAN (les deux courbes du WLAN et de l'EDGE coïncidant). L'EDGE est plus sensible à ce phénomène par rapport au GSM car, comme nous l'avons déjà discuté en 2.4.1.2, l'EDGE n'est pas un signal à enveloppe constante.

2.4.3.1 Conclusions sur les transmissions multi-standards

Après avoir étudié les composants constituant notre système optique et leur impact sur la transmission de standards seuls, nous avons pu expliquer ce qui impactait ces dits signaux en transmission. Après étude de l'influence du courant de polarisation, de l'influence de la fibre utilisée et de l'influence du type de standard utilisé, nous avons essayé de transmettre plusieurs signaux en même temps. En effet, l'objectif principal de notre étude est de pouvoir transmettre de la téléphonie et de la donnée en simultanée sur notre système optique.

Il est aussi possible d'assurer une transmission simultanée de l'UWB et du WLAN mais au vu des résultats obtenus avec l'UWB, fortement impactés par la qualité de la source que nous utilisons, nous ne tiendrons plus compte de ce standard par la suite. Cela étant, il est possible de reprendre tous les précédents résultats pour les appliquer lorsqu'une source plus performante, de type AWG (Arbitrary Waveform Generator) sera disponible. Nous avons aussi pu observer qu'à condition de travailler dans des gammes de puissance de modulation assurant un comportement transparent de notre tunnel optique (c'est-à-dire en évitant principalement les non-linéarités qui peuvent être introduites par la source laser, comme nous l'avons vu tout au long de la partie 2.4.2), alors l'influence des signaux GSM et EDGE sur le WLAN et vice-versa est minime car en deça des demandes des standards en matière d'EVM. Toutes les conclusions que nous avons tirées dans les parties précédentes restent ainsi vraies et réutilisables lorsque nous en viendrons au dimensionnement de notre système complet.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le lien optique qui servira de base pour notre système de réseau d'antennes distribuées complet. Après avoir présenté les éléments constituant le lien optique, nous avons caractérisé les éléments dont les comportements sont non linéaires : la source optique de type VCSEL et les fibres optiques, notamment les nouvelles fibres plastiques dont les avantages d'un point de vue coût sont avérés pour une installation intra-bâtiment.

Concernant notre élément le moins linéaire, nous avons montré au travers de techniques de caractérisation classiques que le VCSEL avait tendance à se comporter de manière plus linéaire qu'attendu à hauts courants de polarisation lorsqu'il fonctionnait à régime dynamique.

Suite à quoi, nous avons proposé une nouvelle technique de caractérisation "quasi-statique" permettant de modéliser le comportement du VCSEL d'un point de vue système lors d'une transmission RoF et avons réussi à expliquer que le laser se comportait en effet de manière linéaire sur une plus large gamme de courants qu'attendue.

De suite, nous avons étudié par l'EVM la transmission de différents standards, principalement ceux de téléphonie mobile et WLAN. Nous avons pu expliquer en détail, grâce à nos caractérisations précédentes, quel était l'impact de notre lien optique sur ces standards, en différenciant le GSM à enveloppe constante des autres standards à enveloppe non constante. Après caractérisation pour chacun des standards pris séparément, nous avons étudier deux transmissions multi-standards avec deux signaux différents. Nous avons notamment montré qu'en modulant notre laser avec une faible puissance GSM, l'impact sur la transmission du WLAN était négligeable.

Ces résultats vont nous permettre d'aborder dans le chapitre suivant une étude théorique de systèmes d'antennes distribuées complets. Pour plusieurs types de bâtiments, pour plusieurs types de fibres et pour les standards GSM et WLAN principalement, nous allons étudier quelle peut être la couverture réseau que nous pouvons garantir, tant d'un point de vue liaison descendante que liaison montante, pour différents réseaux d'antennes distribuées.

Bibliographie du Chapitre 2

[1] Y. Leguennec, 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. Jacquinot, S. Bories, and C. Sillans, "Low-cost transparent radio-over-fiber system for in-building distribution of uwb signals," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 14, pp. 2649–2657, Jul 2009.

[2] G. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, G. Agrawal, Ed. Academic Press, 2001.

[3] Agilent, "Application note : Third order intermodulation distortion measurements : A downloadable procedure for agilent 8566b and 8568b spectrum analyzers," Agilent, Tech. Rep., Oct 2000. [Online]. Available : http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5954-2701.pdf

[4] W. S. C. Chang, *RF Photonic Technology in Optical Fiber Links*, W. S. C. Chang, Ed. Cambridge University Press, 2002.

[5] C. H. Cox, *Analog Optical Links*, C. H. Cox, Ed. Cambridge University Press, 2004.

[6] M. Sauer, "Radio over fiber for picocellular network architectures," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 3301–3320, Nov 2007.

[7] P. V. Mena, J. J. Morikuni, S.-M. Kang, A. V. Harton, and K. W. Wyatt, "A simple rate-equation-based thermal vcsel model," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, pp. 865–872, May 1999.

[8] Agilent, "Application note : Applying error correction to network analyzer measurements," Agilent, Tech. Rep., Mar 2002. [Online]. Available : http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7709E.pdf

[9] Belden, "Application note : Optical fiber loss testing," Belden, Tech. Rep., Jan 2011. [Online]. Available : http://www.belden.com/resourcecenter/documents/upload/optical_fiber_loss_testing.pdf

[10] I. Publishing, "Bandwidth of fiber optics," http ://www.tpub.com/neets/tm/109-5.htm, Consulté le 18 Juin 2012.

[11] M. Joindot and R. Joindot, *Les télécommunications par fibres optiques*, Dunod, Ed. Joindot, M. and Joindot, R., 1996.

[12] C. Lethien, C. Loyez, J.-P. Vilcot, R. Kassi, N. Rolland, C. Sion, and P.-A. Rolland, "Review of glass and polymer multimode fibers used in a wimedia ultrawideband mb-

ofdm radio over fiber system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 10, pp. 1320–1331, May 2009.

[13] Agilent, "Application note : Using evm measurements to analyze and troubleshoot vector-modulated signals," Agilent, Tech. Rep., Oct 2000. [Online]. Available : http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-2898E.pdf

[14] H. A. Mahmoud, "Error vector magnitude to snr conversion for nondata-aided receivers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 5, pp. 2694–2704, May 2009.

[15] R. G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, R. G. Lyons, Ed. Prentice Hall, 2010.

[16] N. Dinur, "Peak to average power ration in high order ofdm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1063–1072, Jun 2001.

[17] J. Popp, D. Y. C. Lie, F. Wang, and D. Kimball, "Fully-integrated highly-efficient rf class e sige power amplifier with an envelope-tracking technique for edge applications," in *Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2006.

[18] A. Flatman, "In-premises optical fibre installed base analysis to 2007," Presented at the IEEE 802.3 10GbE over FDDI-Grade Fibre Study Group Meeting, Mar 2004. [Online]. Available : http://www.ieee802.org/3/10GMMFSG/public/mar04/flatman_1_0304.pdf

[19] D. Wake, S. Dupont, J.-P. Vilcot, and A. Seeds, "32-qam radio transmission over multimode fibre beyond the fibre bandwidth," in *Proceedings of the International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Jan 2002.

[20] R. Gaudino, D. Cardenas, M. Bellec, B. Charbonnier, N. Evanno, P. Guignard, S. Meyer, A. Pizzinat, I. Mollers, and D. Jager, "Perspective in next-generation home networks : Toward optical solutions ?" *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, pp. 39–47, Feb 2010.

[21] *High rate ultra wideband PHY and MAC standard*, ECMA Std. [Online]. Available : http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-368.htm

Chapitre 3

Du tunnel optique au système complet : scénarios de déploiement, choix d'architectures réseau et estimations de couverture radio

Sommaire

3.1 Méthode développée pour la simulation de l'évaluation de la couverture radio 107

3.1.1 Modèle de canal radio équivalent choisi pour notre étude 108

3.1.2 Calcul général d'un bilan d'une liaison radio 110

3.1.3 Définition et calcul de la figure de bruit d'une liaison radio 112

3.1.4 Bilan de liaison et expression de la couverture pour un système composé d'un lien optique et d'un lien radio en liaison descendante 113

3.1.5 Bilan de liaison et expression de la couverture pour un système composé d'un lien optique et d'un lien radio en liaison montante . 115

3.1.6 Résumé et conclusions sur la méthode de calcul de distances de couverture pour une liaison point à point descendante et montante 118

Liaison descendante 119

Liaison montante 119

Du point à point à une topologie réseau plus complexe . . . 120

3.2 Sélection d'exemples de lieux de déploiement et topologies réseau proposées à l'étude 120

3.2.1 Types de lieux de déploiement 120

3.2.2 Architectures de réseau choisies pour notre étude 121

3.2.2.1 Architecture en étoile 121

3.2.2.2 Architecture en arbre 123

3.2.2.3 Architecture bus 124

3.2.2.4 Architecture étoile-bus 126

3.2.3 Conclusions sur les topologies 127

3.3 Simulations de couverture réseau pour les architectures de type étoile et arbre 127

3.3.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type étoile et arbre 128

3.3.1.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 128

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 129

Résultats de couverture radio pour l'EDGE en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 131

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 133

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 136

3.3.1.2 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF 137

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF 139

3.3.1.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type étoile et arbre 140

3.3.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type étoile et arbre 141

3.3.2.1 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 141

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 142

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 144

Résultats de couverture radio pour l'EDGE en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 145

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 . . 145

3.3.2.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF 146

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF 149

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF 149

3.3.2.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type étoile et arbre . . 150

3.3.3 Conclusion générale sur les résultats de couverture radio pour les architectures de type étoile et arbre 150

3.4 Simulations de couverture réseau pour les architectures de type bus et étoile-bus 152

3.4.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type bus et étoile-bus 154

3.4.1.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 155

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 156

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 157

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 159

3.4.1.2 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 160

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 161

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 163

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 . 165

3.4.1.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type bus et étoile-bus 165
3.4.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type bus et étoile-bus 166
3.4.2.1 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 167
Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 168
Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2 169
3.4.2.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 170
Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 170
Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120 171
3.4.3 Conclusion générale sur les résultats de couverture radio pour les architectures de type bus et étoile-bus 172
Conclusion 173
Bibliographie du Chapitre 3 175

Introduction

L'étude menée dans le chapitre précédent à propos du lien optique de base devant nous servir dans notre application nous amène à l'étude du système RoF complet. En effet, une étude de transmission point-à-point avec différents standards, différents types et longueurs de fibres ne permet pas de valider le déploiement d'un réseau de communication radio complet desservi par voie optique. Il s'agit de définir dans ce chapitre différents scénarios de distribution de signaux, qui seront fonction des tailles et types de bâtiments. Il s'agit également de définir les architectures réseau retenues pour l'étude, que l'on peut principalement classer en quatre groupes :

- architecture en étoile,
- architecture en arbre,
- architecture en bus,
- architectures diverses (étoile/bus, étoile/arbre, etc.).

Nous proposons d'étudier ceci sous l'angle d'une étude de simulations numériques de couverture radio. Pour ce faire, nous allons nous intéresser à la définition du bilan de liaison global d'une transmission par notre lien RoF, associé à une transmission radio en espace libre (dans une pièce dans notre cas), dans un cas typique de liaison point à point. Nous avons vu dans le chapitre 2 de ce manuscrit que notre système RoF pouvait être considéré comme un système radio classique avec entrée et sortie RF, défini par son gain et sa figure de bruit. Nous allons ainsi pouvoir calculer des bilans de liaison pour en déduire des couvertures radio par une méthode qui sera décrite entièrement en première partie de ce chapitre. Puis, nous présenterons les différents exemples de lieux de déploiement que nous retiendrons, basés sur la littérature et au travers desquels nous envisagerons quatre architectures de topologie réseau différentes. Sur ces lieux de déploiement, nous nous intéresserons enfin aux résultats de simulation de couverture radio, basés sur nos résultats expérimentaux du chapitre 2 de ce manuscrit, pour des transmissions GSM et WLAN au travers des quatre architectures présentées auparavant.

3.1 Méthode développée pour la simulation de l'évaluation de la couverture radio

Dans cette partie, nous nous intéressons à la méthode que nous employons pour estimer la couverture radio obtenue pour des signaux transmis au travers d'un système complet lien optique et lien radio. Pour ce faire, nous allons considérer le système le plus simple, à savoir l'architecture point à point, pour laquelle nous considérons une communication symmétrique, à savoir avec liaison descendante (de la station centrale à l'unité mobile) et liaison montante (de l'unité mobile à la station centrale). Dans un premier temps, nous présentons

le modèle de canal radio que nous retenons, permettant d'estimer la transmission d'un signal en intérieur. Ensuite, nous expliquons en détail notre démarche d'estimation des couvertures radio possibles en exprimant tout d'abord le bilan de liaison radio de notre système, puis la figure de bruit totale qu'il représente, en nous basant sur les résultats que nous avons recuillis dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Enfin, nous déduirons de ceci des méthodes de calcul de couverture pour la liaison descendante et la liaison montante pour ce système point à point.

Les paramètres présentés le seront dans leurs unités linéaires, unités qui seront précisées la première fois que les paramètres seront introduits. Quand rien n'est indiqué dans les équations, alors ce sont des unités linéaires qui sont à prendre en considération. Si les équations qui suivent induisent des calculs en décibels, alors tous les paramètres correspondants seront indicés avec les unités correspondantes.

3.1.1 Modèle de canal radio équivalent choisi pour notre étude

D'après la théorie [1], en visibilité directe et en espace libre comme visible sur la figure 3.1, l'équation de Friis indique que le rapport entre la puissance radio collectée par un récepteur P_r exprimée en mW par rapport à celle produite par un émetteur P_e exprimée en mW, à une distance donnée d en m, en espace libre, est donnée par :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_e \cdot G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \tag{3.1}$$

où G_e représente le gain de l'antenne d'émission et est sans unité, G_r représente le gain de l'antenne de réception et est sans unité et λ représente la longueur d'onde du signal transmis en m. Ainsi, les pertes de propagation (PL, de l'anglais path loss) peuvent s'exprimer en décibels suivant la formule :

$$PL_{dB} = 20\log(4\pi) + 20\log\frac{d}{\lambda} - G_{e_{dB}} - G_{r_{dB}} \tag{3.2}$$

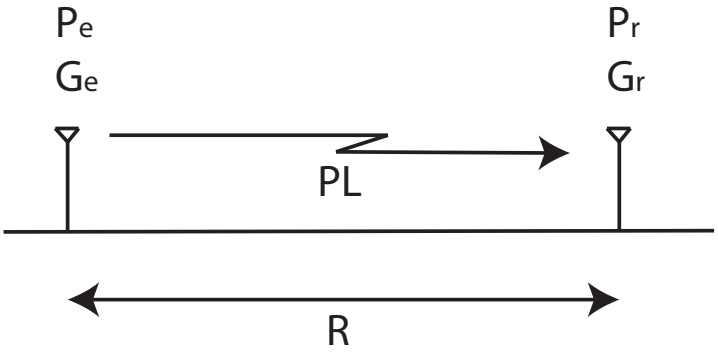


Figure 3.1 – Schéma d'une transmission radio en visibilité directe.

On appelle « exposant de pertes de propagation »le chiffre 2 qui est en exposant du terme $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)$ dans l'équation 3.1. Il traduit le fait que l'atténuation du signal est une fonction

quadratique inverse de la distance de propagation. Cette valeur de 2, issue de la théorie, n'est valable que dans un cas de propagation radio entre deux antennes en visibilité directe [1] électromagnétique [2]. En réalité, une onde radio subit des altérations dues à l'environnement (réflexion, diffraction, dispersion, atténuation) mais aussi des distorsions dues aux autres émissions concurrentes en plus de l'atténuation subie due à la distance seule. Ainsi, en fonction de l'environnement radio dans lequel une onde se propage, l'équation 3.2 n'est pas valable et est modifiée en l'équation 3.3 où n, exposant de pertes de propagation, peut prendre des valeurs différentes de 2. Le modèle de l'équation 3.3 est un modèle simple dit « une pente »(*one slope*), basé sur un modèle de propagation de Keenan-Motley simplifié [3,4], où d_0 vaut 1 m.

$$PL_{dB} = 20 \log \frac{4\pi d_0}{\lambda} + 10n \log \frac{d}{d_0} - G_{e_{dB}} - G_{r_{dB}}. \tag{3.3}$$

Il faut prendre cette variation de n en compte puisqu'elle va influer sur la valeur des pertes de propagation, donc sur le rapport signal sur bruit (SNR) en entrée du récepteur et donc sur la couverture réseau offerte pour l'unité mobile. Les travaux de normalisation susmentionnés ont isolé des valeurs d'exposants de pertes de propagation typiques en fonction de l'environnement radio considéré, qui sont répertoriés dans le tableau 3.1.

Espace libre	2
Cellule téléphonie mobile urbaine	2,7 - 3,5
Cellule téléphonie mobile urbaine avec zones d'ombres	3 - 5
Visibilité directe intra-bâtiment	1,6 - 1,8
Visibilité non-directe obstruée intra-bâtiment	4 - 6

TABLE 3.1 – Valeurs d'exposants de pertes de propagation pour différents types d'environnements radio (issu de [3]).

Nous observons qu'il existe une grande différence entre une propagation en visibilité directe intra-bâtiment et une propagation en visibilité non-directe obstruée intra-bâtiment. La première valeur est inférieure à 2 grâce aux réflexions proches du récepteur (car, comme la visibilité est directe intra-bâtiment, il est clair que les réflexions ont lieu à proximité du récepteur dans une pièce confinée). Ces réflexions permettent de bénéficier d'une reconstruction du signal liée aux multi-trajets, à condition bien sûr que les retards de propagation soient inférieurs à la durée du symbole numérique, pour ne pas subir une forte dégradation de la communication numérique à cause de l'intérférence entre symboles. La seconde valeur, elle, s'explique par la constitution des obstacles entre émetteur et récepteur : murs ou cloisons en plâtre, béton, contre-plaqué et autres matériaux dont les permittivités électriques et donc l'atténuation résultante sur une onde radio est très variable [5]. Cette forte valeur est celle dont souffrent actuellement certains utilisateurs de téléphonie mobile ou de WLAN, que ce soit en bâtiment ou à domicile et qui les empêche d'utiliser leur réseau avec un débit maximal voire tout simplement d'avoir de la connectivité réseau.

1. Ce qui sous-entend en espace libre.
2. Correspondant à la première ellipsoïde de Fresnel dégagée [2].

Dans la suite, nous considérons des valeurs de n égales à 2 en gardant à l'esprit que les valeurs de n possibles sont comprises entre 1,6 et 5. En fonction du lieu intérieur où nous voulons installer nos points d'accès, nous serons soit dans le cadre d'une couverture de pièces unique, soit dans le cas d'une couverture de plusieurs pièces, comme illustré sur la figure 3.2.

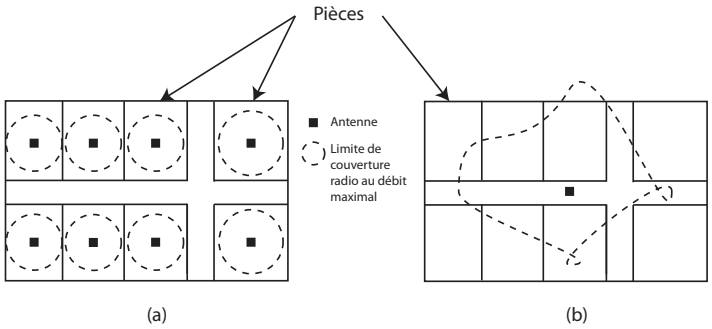


Figure 3.2 – Schéma de couverture réseau pour une couverture de (a) pièces uniques (b) plusieurs pièces.

Maintenant que notre modèle de canal radio a été défini, il s'agit d'exprimer un bilan de liaison radio complet, avant de le mettre en contexte avec notre système.

3.1.2 Calcul général d'un bilan d'une liaison radio

Nous considérons ici un système radio très simple, du type représenté sur la figure 3.1, pour lequel nous allons exprimer le bilan de liaison pour assurer une transmission.

Pour calculer la couverture offerte par un signal radio donné pour un récepteur donné, nous calculons au niveau du récepteur la puissance reçue après réception par l'antenne de réception et on vérifie que cette puissance est supérieure à la sensibilité S (puissance minimale requise) du récepteur. De fait, la puissance reçue après réception par l'antenne P_r en mW s'exprime par [2]

$$P_{r_{dBm}} = P_{e_{dBm}} + G_{e_{dB}} + G_{r_{dB}} - PL_{dB} \tag{3.4}$$

où P_e est la puissance émise au niveau de l'émetteur en mW , G_e est le gain de l'antenne au niveau de l'émetteur et est sans unité, G_r est le gain de l'antenne au niveau du récepteur et est sans unité et PL représente les pertes de propagation comme présentées précédemment dans la partie 3.1.1 et sont sans unités. Ainsi, soit S la sensibilité d'un récepteur radio en mW, à condition que l'on ait

$$P_{r_{dBm}} > S_{dBm} \tag{3.5}$$

la démodulation du signal transmis aura lieu, signifiant que la condition permettant de garantir un taux d'erreur binaire (BER) donné, fixé par le standard considéré, étant assurée. La sensibilité S d'un récepteur est directement associée au rapport signal sur bruit requis SNR_{req} en sortie de ce récepteur pour démoduler le signal reçu et qui est sans unité. Cette

valeur est liée à la figure de bruit du récepteur qui est une mesure indiquant de combien ce dernier dégrade un SNR à son entrée. Ainsi, il est possible d'exprimer la sensibilité S suivant la formule

$$S_{dBm} = (kT)_{dBm} + 10Log(B) + SNR_{req_{dB}} + NF_{UM_{dB}} \tag{3.6}$$

où kT est la densité spectrale de puissance de bruit thermique en mW/Hz, à la température T en K, k étant la constante de Boltzmann, NF_{UM} est la figure de bruit du récepteur, est sans unité et sa valeur maximale autorisée est définie par le standard considéré et B est la bande de fréquences en Hz sur laquelle est transmise le signal. L'équation 3.6 traduit le fait que pour être démodulé, la puissance du signal à l'entrée du récepteur doit être supérieure ou égale au niveau de bruit ramené à l'entrée du récepteur qui est ici l'unité mobile en réception.

Cela étant, si le SNR à l'émission est inférieur à celui requis à la réception, même si la puissance du signal est suffisante d'un point de vue sensibilité, l'unité mobile ne réussira pas à effectuer la démodulation.

Or, dans notre application, le signal à transmettre respecte certes les critères du standard associé en émission mais il transite au travers d'un tunnel optique qui modifie et bruite le signal. Ainsi, son SNR après photodétection est altéré (nous rappelons en résultats du chapitre 2 que les figures de bruits équivalentes mesurées pour nos liens optiques sont de plusieurs dizaines de dB) et cette altération doit s'ajouter au PL classique d'une transmission radio. Pour prendre en compte ces effets, nous n'allons pas simplement effectuer des calculs sur la puissance disponible en réception par rapport à la sensibilité requise d'un récepteur radio donné. Nous allons aussi nous intéresser de manière plus générale à la figure de bruit de notre chaîne de transmission complète, à partir des générateurs de signaux jusqu'aux unités mobiles que nous souhaitons couvrir en réseau. De cette figure de bruit totale, connaissant notre SNR en entrée de notre système, nous pourrons calculer [6] le SNR au niveau du récepteur. Si ce SNR est supérieur au SNR requis et si la puissance disponible est supérieure à la sensibilité requise, alors la transmission sera valide et nous pourrons en déduire le PL et donc la distance de couverture maximale associée.

Nous allons donc décider pour nous assurer de tous nos futurs résultats qu'en plus de vérifier que nous respectons les limites des standards en termes de sensibilité, nous devons vérifier que la démodulation après transmission respecte les SNR requis ; nous adoptons donc une approche supplémentaire par le bruit. En calculant toutes les contributions au bruit de notre chaîne de transmission complète lien optique et lien radio, alors nous nous assurons de ne pas en négliger l'influence pour tenir compte des SNR requis dans les standards que nous considérons. Avant cela, nous allons d'abord calculer la figure de bruit d'un lien radio complet.

3.1.3 Définition et calcul de la figure de bruit d'une liaison radio

Nous adoptons ici une approche originale intégrant les pertes de PL dans le calcul du facteur de bruit complet de notre chaîne de transmission, pour prendre en compte la dégradation de SNR introduite par le système optique avant émission radio. Considérons la chaîne de transmission radio de la figure 3.3.

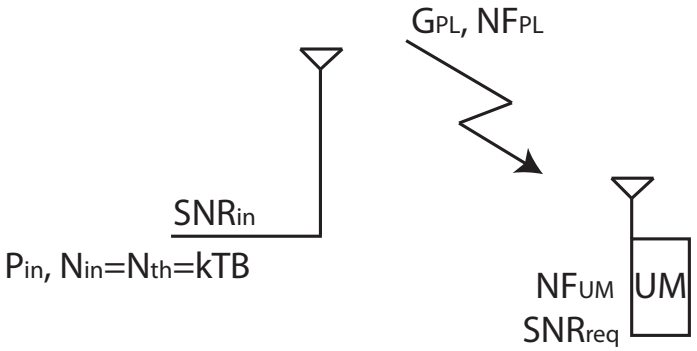


Figure 3.3 – Schéma d'une chaîne de transmission classique.

SNR_{in} représente le rapport signal sur bruit en entrée de l'antenne et est sans unité, P_{in} représente la puissance en entrée de l'antenne en mW, N_{in} représente la puissance de bruit en entrée en mW, N_{th} représente la puissance de bruit thermique en mW. G_{PL} représente les pertes de propagation et est sans unité, exprimé comme un gain donc inférieur à 1 et NF_{PL} représente la figure de bruit équivalente des pertes de propagation, égal à l'inverse de G_{PL} en tant qu'élément passif et est donc sans unité. Enfin, NF_{UM} représente la figure de bruit de l'unité mobile en réception et est sans unité et SNR_{req} représente le rapport signal sur bruit requis au niveau de l'unité mobile pour assrer une démodulation du signal transmis et est sans unité.

La figure de bruit totale de la chaîne de transmission s'exprime par :

$$NF_{tot} = NF_{PL} + \frac{NF_{UM} - 1}{G_{PL}} \tag{3.7}$$

ce qui donne après simplification, en rappelant que NF_{PL} vaut l'inverse de G_{PL} :

$$NF_{tot} = NF_{PL} NF_{UM}. \tag{3.8}$$

Or, puisque nous n'avons que du bruit thermique en entrée, alors nous pouvons écrire le rapport signal sur bruit à l'émission, qui par définition vaut

$$SNR_{in} = NF_{PL} NF_{UM} SNR_{req} \tag{3.9}$$

soit une puissance radio émise en entrée de notre système P_{in} égale à

$$P_{in} = (kTB)(SNR_{req} NF_{UM} NF_{PL}) \tag{3.10}$$

ce qui correspond exactement (en convertissant en décibels) à la formule de la sensibilité exprimée au travers de l'équation 3.5.

Nous venons ainsi de démontrer la viabilité de l'approche par figure de bruits. En calculant la figure de bruit totale de nos chaînes de transmission, en connaissant nos rapports signaux sur bruit en entrée (maîtrise de nos sources) et nos rapports signaux sur bruit requis (donnés par les standards), nous assurons un calcul effectif de la couverture réseau que nous pourrons assurer puisque nous pourrons extraire le paramètre correspondant aux pertes de propagation depuis nos formules de figures de bruits totales. Nous pouvons donc étendre les calculs ici effectués avec notre système complet lien optique et lien radio ensemble.

En effet, dans le chapitre 2, nous avons mesuré l'EVM en sortie de notre tunnel optique en fonction de la puissance de modulation en entrée de notre système. De cet EVM, nous pouvons calculer un SNR et donc en déduire un NF_{opt}, correspondant à la figure de bruit de notre lien optique. Connaissant les conditions imposées par les standards pour NF_{UM} et SNR_{req}, nous pouvons en déduire un PL fonction de la puissance de modulation en entrée de notre système P_{in} et donc une distance de couverture maximale d en fonction de P_{in}. C'est que nous présentons ci-après en séparant liaison descendante et liaison montante, dans un exemple de liaison point à point.

3.1.4 Bilan de liaison et expression de la couverture pour un système composé d'un lien optique et d'un lien radio en liaison descendante

Considérons le système en liaison descendante de la figure 3.4.

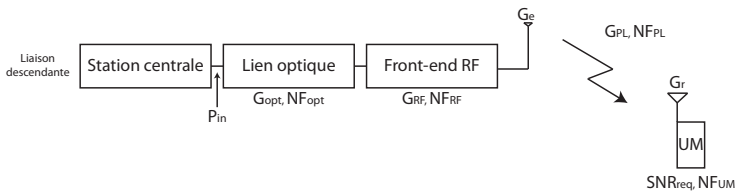


Figure 3.4 – Schéma d'un système de transmission descendant composé d'un lien optique et d'un lien radio.

NF_{opt} (respectivement NF_{RF}) représente la figure de bruit du lien optique (respectivement du front-end RF) et est sans unités, G_{opt} (respectivement G_{RF}) représente le gain du lien optique (respectivement du front-end RF) et est sans unités. La figure de bruit totale de la chaîne de transmission vaut alors :

$$NF_{tot} = NF_{opt} + \frac{NF_{RF} - 1}{G_{opt}} + \frac{NF_{PL} - 1}{G_{opt}G_{RF}} + \frac{NF_{UM} - 1}{G_{opt}G_{RF}G_{PL}} \tag{3.11}$$

et en rappelant que NF_{PL} est l'inverse de G_{PL} puis en développant et en simplifiant, nous avons donc l'expression de la figure de bruit totale du lien

$$NF_{tot} = NF_{opt} + \frac{NF_{RF} - 1}{G_{opt}} + \frac{NF_{PL}NF_{UM} - 1}{G_{opt}G_{RF}} \tag{3.12}$$

en notant que le terme $NF_{PL}NF_{UM}$ est très grand devant 1. En revenant à la définition de la figure de bruit

$$NF_{tot} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{req}} \tag{3.13}$$

alors nous pouvons écrire

$$NF_{tot} = \frac{P_{in}}{kTB}\frac{1}{SNR_{req}} \tag{3.14}$$

ce qui correspond, en se ramenant à la définition de la sensibilité, à la démonstration de l'équation 3.6 appliquée à la cascade des liens optique et radio.

Nous pouvons donc ainsi exprimer P_{in} en fonction de NF_{PL}

$$P_{in} = (SNR_{req}kTB)(NF_{opt} + \frac{NF_{RF} - 1}{G_{opt}} + \frac{NF_{PL}NF_{UM}}{G_{opt}G_{RF}}). \tag{3.15}$$

Toutes nos mesures du chapitre 2 nous permettent d'avoir une relation entre NF_{opt} et P_{in} pour un standard donné. Nous nous intéressons à la distance de couverture d, incluse dans le terme de pertes de propagation de l'équation 3.15. Nous réutilisons tout d'abord l'équation 3.3 associée à notre modèle de couverture et en réinjectant NF_{PL} qui correspond à PL, nous obtenons l'expression de d_{snr} en fonction de P_{in}

$$d_{snr} = d_0 \cdot 10^{\frac{NF_{PL_{dB}} + G_{r_{dB}} + G_{e_{dB}} - 20\log(\frac{4\pi d_0}{\lambda})}{10n}} \tag{3.16}$$

avec NF_{PL} qui vaut

$$NF_{PL} = \frac{\frac{P_{in}}{SNR_{req}kTB}G_{opt}G_{RF} - NF_{opt}G_{opt}G_{RF} - G_{RF}(NF_{RF} - 1)}{NF_{UM}}. \tag{3.17}$$

Dans l'expression de d_{snr} de l'équation 3.16, les gains d'antennes G_r et G_e sont connus, la longueur d'onde λ est connue, l'exposant de pertes de propagations n est connu. Dans l'expression de NF_{PL} de l'équation 3.17, k, T et B sont connus, NF_{RF} et G_{RF} sont supposés connus, SNR_{req} et NF_{UM} sont imposés par les standards, G_{opt} et NF_{opt}, fonctions de P_{in}, dépendent de toutes nos mesures présentées dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Ainsi, nous pouvons déduire en fonction de toutes ces mesures et de tous ces paramètres la distance de couverture d'une transmission au travers d'un système lien optique et lien radio associés et respectant le SNR_{req} imposé par le standard en réception au niveau de l'unité mobile.

En reprenant les équations 3.4 et 3.5, nous pouvons aussi déduire une distance de couver-

ture maximale pour laquelle le critère de sensibilité S au niveau de l'unité mobile est rempli, que l'on appelle d_{sensi}. Le PL maximal autorisé dans le système est

$$PL_{dB} = P_{in_{dBm}} + G_{opt_{dB}} + G_{RF_{dB}} + G_{e_{dB}} + G_{r_{dB}} - S_{dBm} \tag{3.18}$$

ce qui donne donc pour l'expression de d_{sensi} fonction de P_{in}

$$d_{sensi} = d_0 \cdot 10^{\frac{P_{in_{dBm}} + G_{opt_{dB}} + G_{RF_{dB}} + G_{e_{dB}} + G_{r_{dB}} - S_{dBm} - 20\log(\frac{4\pi d_0}{\lambda})}{10n}} \tag{3.19}$$

Pour contextualiser ces expressions dans le cadre de notre étude, pour une liaison descendante, nous allons nous référer à nos résultats du chapitre 2 en transmission au travers de notre tunnel optique de gain donné. Nous avons une mesure d'EVM en fonction d'une puissance de modulation en entrée de notre tunnel. De cet EVM, nous pouvons calculer un NF_{opt}. En fixant des valeurs pour les paramètres radio du système de la figure 3.4, nous pouvons calculer des distances de couverture maximales correspondant au choix du standard et de la puissance de modulation en entrée de notre tunnel. Une des distances se calcule par rapport à la sensibilité à respecter pour une transmission radio (voir équation 3.19), l'autre distance se calcule en assurant que le SNR_{req} est bien existant au niveau de l'unité mobile en réception (voir équation 3.16). Nous aurons donc par la suite des résultats de couverture dépendants de la puissance de modulation en entrée de notre tunnel, de sorte que la distance de couverture maximale que l'on calcule dans notre système complet en liaison descendante est

$$d = \min_{P_{in}}(d_{sensi}, d_{snr}). \tag{3.20}$$

Cette méthodologie que nous avons présentée pour une liaison point à point descendante est par la suite présentée pour une liaison point à point montante, avec de légères différences d'approche dues au fait que l'on ne connaît pas le SNR du signal émis par l'unité mobile, au départ de la chaîne de transmission.

3.1.5 Bilan de liaison et expression de la couverture pour un système composé d'un lien optique et d'un lien radio en liaison montante

Nous pouvons être amenés à penser que pour la liaison montante, il est possible d'adopter une démarche de calcul de distance de couverture identique à celle que nous avons adoptée pour la liaison descendante en 3.1.4 puisque le système peut sembler symétrique, mais ce n'est pas exact. La différence entre les deux approches se situe dans l'emplacement du lien optique dans notre chaîne de transmission. Etant donné que nous souhaitons calculer des bilans de liaisons par rapport aux mesures que nous avons effectuées dans le chapitre 2,

et donc par rapport aux puissances de modulation en entrée de notre tunnel optique, nous avons besoin de pouvoir exprimer nos distances de couverture simplement en fonction de cette puissance de modulation. Dans le cas de la liaison descendante, notre tunnel optique ajoute une figure de bruit en entrée de la chaîne de transmission, bruit qui est donc transmis tout au long de cette chaîne, d'où un calcul de figure de bruit totale de la chaîne puisque nous controlons la puissance P_{in} à son entrée. Dans le cas de la liaison montante, nous ne contrôlons pas directement la puissance en entrée de chaîne (dépendant de l'unité mobile) et nous contrôlons uniquement la puissance en entrée de notre tunnel optique, en ce sens que nous avons besoin de connaître cette valeur P_{in} pour en déduire la valeur NF_{opt} qui nous sert à calculer le bruit de notre système complet. Nous devons donc prendre pour point de départ de nos calculs l'entrée du tunnel optique et remonter jusqu'à l'unité mobile pour calculer la puissance maximale qu'il est possible d'autoriser en transmission radio, d'où les calculs qui sont présentés par la suite.

Considérons le système en liaison montante de la figure 3.5 où les paramètres sont identiques à ceux introduits pour la figure 3.4 et où nous inversons seulement les dénominations des deux antennes pour clarifier l'approche [3].

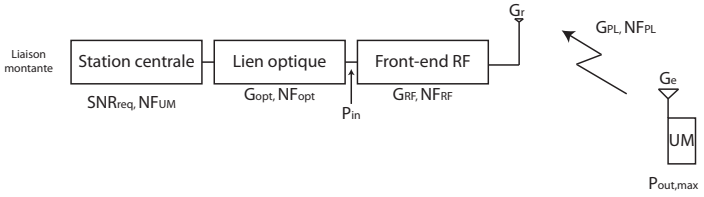


Figure 3.5 – Schéma d'un système de transmission montant composé d'un lien optique et d'un lien radio.

Pour la liaison montante, nous nous retrouvons dans une situation de propagation radio classique où le système (lien optique et front-end RF), après propagation radio, peut être considéré comme un récepteur radio à gain et figure de bruit donnés. Nous considérons que les caractéristiques de la station centrale sont calquées sur celles d'une unité mobile utilisée en 3.1.4, à savoir qu'elles sont décrites par un rapport signal sur bruit requis SNR_{req} et par une figure de bruit NF_{UM}, dépendants tous les deux du standard considéré. En réutilisant l'équation 3.6 dans ce contexte, nous remplaçons le terme NF_{UM} de la station centrale seule par le NF total NF_{tot} du système (lien optique et front-end RF) vu comme un récepteur radio équivalent. Ainsi, nous pouvons écrire NF_{tot} comme étant

$$NF_{tot} = NF_{RF} + \frac{NF_{opt} - 1}{G_{RF}} + \frac{NF_{UM} - 1}{G_{RF} G_{opt}}. \tag{3.21}$$

En effectuant ceci, nous pouvons définir une sensibilité équivalente S_{eq} au niveau de l'antenne de réception telle que si le signal reçu à ce niveau est d'un niveau supérieur à cette sensibilité S_{eq}, alors la démodulation au niveau de la station centrale respectera les critères

3. Ainsi, l'antenne émettrice de gain G_e est au niveau de l'unité mobile puisque le signal montant part de l'unité mobile vers la station centrale.

standardisés pour le signal transmis, comme vu en 3.1.3. Cette sensibilité équivalente S_{eq}, basée sur l'équation 3.6, s'exprime par

$$S_{eq_{dBm}} = (kT)_{dBm} + 10Log(B) + SNR_{req_{dB}} + NF_{tot_{dB}} \tag{3.22}$$

avec NF_{tot} exprimé dans l'équation 3.21. Notons qu'évidemment, nous avons une équation 3.22 équivalente à l'équation 3.6, au NF près.

Pour contextualiser cette expression dans le cadre de notre étude, pour une liaison montante, nous allons nous référer à nos résultats du chapitre 2 en transmission au travers de notre tunnel optique de gain donné. Nous avons une mesure d'EVM en fonction de puissance de modulation en entrée de notre tunnel. De cet EVM, nous pouvons calculer un NF_{opt}. En fixant des valeurs pour les paramètres radio du système de la figure 3.5, nous pouvons calculer, pour un NF_{opt} donné la valeur de NF_{tot} et donc la valeur de S_{eq} indiquant le niveau minimum de signal requis à l'antenne de réception pour que la station centrale puisse démoduler le signal transmis.

Nous rappelons que cette valeur de S_{eq} est fonction de NF_{tot} et donc de NF_{opt} qui est lui-même, d'après nos mesures du chapitre 2 de ce manuscrit, dépendant de la puissance de modulation P_{in} en entrée de notre tunnel optique. Si la valeur choisie de P_{in} en dBm est telle qu'après calcul de S_{eq}, on n'obtienne pas le critère

$$S_{eq_{dBm}} \leq P_{in_{dBm}} - G_{RF_{dB}} \tag{3.23}$$

alors cela signifie que pour la valeur de P_{in} choisie, il sera impossible d'obtenir une valeur de sensibilité S_{eq} telle que la démodulation à la station centrale soit possible. Autrement dit, pour la valeur de P_{in} choisie, nous aurons un SNR trop faible pour que le niveau de signal requis en entrée du système permette, après cascade de tous les éléments bruitants de ce dernier, l'assurance d'une démodulation au niveau de la station centrale. Ainsi, l'équation 3.23 donne une condition nécessaire pour pouvoir assurer une transmission en lien montant au travers de ce système.

Si cette condition est respectée, alors en connaissant les puissances maximales d'émission des unités mobiles $P_{out,max}$ (toujours dépendantes des standards, comme présenté dans le chapitre 1 de ce manuscrit), alors nous pouvons calculer la distance de couverture maximale possible en liaison montante pour notre système complet, qui s'exprime suivant

$$d_{montant} = d_0 \cdot 10^{\frac{P_{out,max_{dBm}} + G_{opt_{dB}} + G_{e_{dB}} + G_{r_{dB}} - S_{eq_{dBm}} - 20\log(\frac{4\pi d_0}{\lambda})}{10n}}. \tag{3.24}$$

Attention cependant à l'équivalence que nous utilisons entre nos mesures du chapitre

2 et nos deux cas de figures de liaison descendante et liaison montante. Dans le cas de la liaison descendante, nous pouvons utiliser directement nos résultats de mesure puisque nous supposons avoir un bruit thermique en entrée de notre station centrale (voir figure 3.4). L'hypothèse est valide puisque nous avons utilisé des sources de laboratoire pour émettre nos signaux lors de nos mesures du chapitre 2, qui n'introduisent que du bruit thermique. Cela étant, pour la liaison montante, les unités mobiles transmettent un signal dont nous ne connaissons a priori pas le SNR. Supposons que le signal généré par l'unité mobile ait une puissance de bruit en sortie en mW qui vaut N_{UM}. Alors, la puissance de bruit $N_{opt,in}$ qui entre dans le lien optique vaut en mW

$$N_{opt,in} = (N_{UM}G_{PL} + kTB)G_{RF} + kTB \tag{3.25}$$

avec le fait que $G_{PL} \ll \mathrm{N}_{UM}$, nous obtenons

$$N_{opt,in} = kTB(G_{RF} + 1). \tag{3.26}$$

Ce qui veut dire que comparativement à nos mesures du chapitre 2, nous devons considérer que le SNR est altéré d'un facteur $G_{RF} + 1$ en entrée de notre tunnel optique, pour une puissance P_{in} donnée. Cela étant, nous savons que dans notre lien optique, la contribution du bruit thermique est très faible devant le bruit RIN photodétecté (typiquement trois ordres de grandeur) [7]. Si nous écrivons $N_{sc,in}$ la puissance de bruit en entrée de la station centrale et N_{opt} la contribution du tunnel optique au bruit total de la chaîne de transmission, alors nous pouvons écrire

$$\begin{aligned} N_{sc,in} &= kTB(G_{RF} + 1)G_{opt} + kTB + N_{opt} \\ &= kTB(G_{opt}(G_{RF} + 1) + 1) + N_{opt}. \end{aligned} \tag{3.27}$$

De fait, tant que le terme G_{RF} est inférieur à 20 dB, G_{opt} étant typiquement de l'ordre de 0 dB au maximum, alors l'hypothèse que nous faisons pour une liaison montante, consistant à utiliser nos mesures du chapitre 2 pour obtenir NF_{opt} et donc NF_{tot} et nos mesures de distances de couverture en fonction de P_{in} est valide. En effet, de l'équation 3.27, le terme $kTB(G_{opt}(G_{RF} + 1) + 1)$ devient négligeable devant le terme N_{opt} et nous nous retrouvons dans une hypothèse de travail identique à celle de la liaison montante.

3.1.6 Résumé et conclusions sur la méthode de calcul de distances de couverture pour une liaison point à point descendante et montante

Nous avons détaillé notre méthodologie pour pouvoir calculer les couvertures que nous pourrons assurer avec un système complet point à point de transmission optique et radio, en liaison montante et descendante. Dans tout ce qui suit, nous utilisons principalement

les résultats de la fin du chapitre 2 qui concernaient la transmission multi-standards de téléphonie mobile et WLAN. De plus, nous travaillons dans un contexte de liaison montante identique à celui de la liaison descendante, à savoir avec les mêmes prérequis de standards, notamment en WLAN où nous voulons nous assurer d'un débit maximal en liaison montante, dans le but d'avoir une liaison symmétrique. Ainsi, quand nous parlons de couverture, nous parlons de couverture assurant un débit de données maximal.

Liaison descendante

Compte tenu du bruit ajouté par notre tunnel optique, non limité par un quelconque standard, nous calculons deux distances de couverture maximales :

- la première, d_{sensi}, exprimée dans l'équation 3.19, s'obtient en calculant le PL maximal autorisé pour que la puissance de signal reçu au niveau de l'unité mobile soit supérieure à la sensibilité S requise par le standard considéré, en fonction de la puissance P_{in} en entrée du tunnel optique ;
- la seconde, d_{snr}, exprimée dans l'équation 3.16, s'obtient en calculant le PL maximal autorisé pour que le SNR du signal reçu au niveau de l'unité mobile soit supérieur au SNR requis par le standard considéré, en fonction de la puissance P_{in} en entrée du tunnel optique, puisqu'en effet, avec ce tunnel optique en début de chaîne de transmission, nous ne sommes pas dans une émission radio standardisée et une transmission à puissance suffisante mais SNR insuffisant est possible.

La distance de couverture maximale pour une liaison descendante point à point, fonction de la puissance P_{in} en entrée du tunnel optique, sera donc ici la valeur minimale entre ces deux distances calculées. Les détails pour ces calculs sont présentés en partie 3.1.4.

Liaison montante

Compte tenu du fait que nous souhaitons utiliser nos mesures du chapitre 2 et que notre lien optique n'est plus en début de chaîne de transmission pour la liaison montante, nous devons partir de ce tunnel optique. En considérant l'ensemble allant de l'antenne de réception à la station centrale comme un système de réception classique, nous en calculons le NF global NF_{tot} pour pouvoir exprimer la sensibilité équivalente S_{eq} qu'il requiert au niveau de l'antenne de réception pour que la station centrale reçoive un signal de puissance supérieure à la sensibilité définie par le standard considéré.

Comme nous calculons NF_{tot} en fonction de NF_{opt} et donc de P_{in}, nous devons nous assurer que la condition trouvée sur S_{eq} soit compatible avec la valeur de P_{in} associée. Ensuite, il s'agit de calculer la distance de propagation maximale autorisée par rapport aux puissances d'émission limites des standards considérés pour assurer que la condition sur S_{eq}

soit vérifiée, et en déduire la distance de couverture maximale pour la liaison montante. Les détails pour ces calculs sont présentés en partie 3.1.5.

Du point à point à une topologie réseau plus complexe

Nous avons présenté notre méthodologie de calcul pour les distances de couverture avec une liaison point à point basée sur notre tunnel optique dont tous les résultats en mesure ont été présentés au chapitre 2 de ce manuscrit. Nous allons maintenant complexifier cette approche en nous intéressant à différentes topologies réseau présentées dans la littérature et qui représentent des scénarios potentiels de déploiement d'un réseau d'antennes distribuées via RoF en intérieur. La prochaine partie va consister en la présentation de différents types de lieux de déploiement avec scénarios et architectures topologiques associés.

3.2 Sélection d'exemples de lieux de déploiement et topologies réseau proposées à l'étude

3.2.1 Types de lieux de déploiement

Le réseau d'antennes distribuées que nous souhaitons déployer peut être utilisé dans différents contextes, aussi bien dans les applications intra-bâtiment que dans les applications domestiques. Dans ces deux cas, les besoins en couverture ne seront pas du tout équivalents et il convient de définir ces deux types de lieux de manière précise. Nous définissons chaque lieu (maison, bâtiment) comme une infrastructure de E étages, chaque étage étant constitué de N pièces. Ces pièces sont de dimension HxLxL où H représente la distance entre deux étages de sol à plafond et L la distance entre deux murs (les pièces sont donc supposées de surface carrée, toutes de taille identique). La figure 3.6 illustre l'allure d'une telle infrastructure et le tableau 3.2 donne des valeurs typiques pour les nombres et les dimensions des pièces que nous utiliserons par la suite, issues de la littérature [8].

	Symbole	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
Nombre d'étages	E	3	10	10
Nombre de pièces par étage	N	4	16	49
Distance entre deux étages (en m)	H	3,3	4	3,8
Distance entre deux murs (en m)	L	8	14	10

Table 3.2 – Valeurs des principaux paramètres de l'infrastructure basique présentée en figure 3.6.

Pour chacun de ces types de lieux d'intégration, il est possible de déduire une distance de couverture maximale à considérer. En sachant que chaque pièce est parallélipipédique de base carrée, en supposant que nous aurions une antenne au centre de chaque pièce et que nous souhaiterions couvrir toute la pièce en hauteur et en surface, alors nous pouvons en

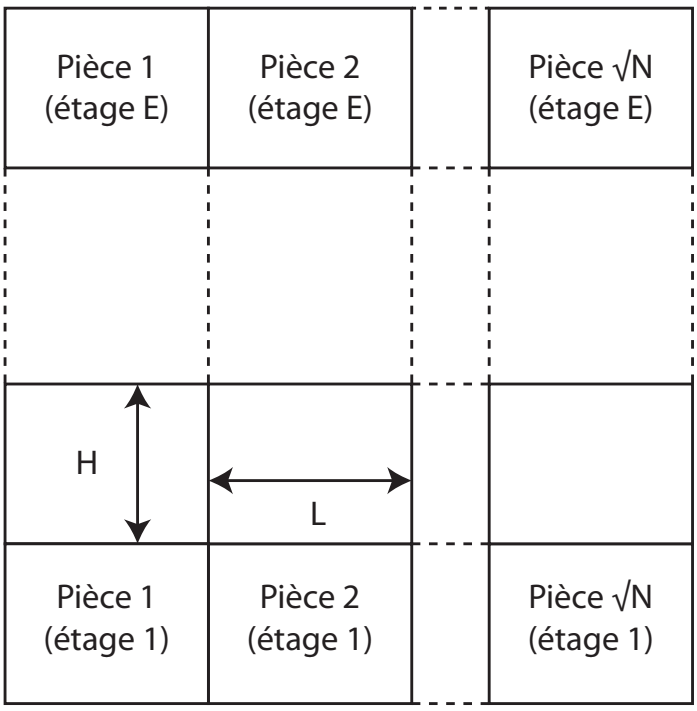


Figure 3.6 – Schéma de l'infrastructure basique illustrant les lieux de déploiement du réseau d'antennes distribuées.

déduire une distance maximale d_{max} de propagation radio pour assurer ceci. Pour chacun des trois types de lieux d'intégration, la valeur de d_{max} est reportée dans le tableau 3.3.

	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
d_{max} (m)	5,0	6,5	8,0

Table 3.3 – Valeurs des distances à couvrir par pièce pour chacun des trois types de lieux d'intégration décrits dans le tableau 3.2.

3.2.2 Architectures de réseau choisies pour notre étude

De nombreux types d'architectures de déploiement de réseaux d'antennes distribuées en RoF existent. Nous présentons ici les trois principales architectures existantes ainsi que quelques unes des variantes associées [8, 9]. Nous discutons brièvement les contraintes économiques liées à ces architectures, en supposant que chaque pièce doit être couverte indépendamment d'une pièce adjacente. Pour discuter ces contraintes, nous nous intéressons à la longueur de fibre totale nécessaire pour câbler en liaisons montante et descendante les constructions considérées.

3.2.2.1 Architecture en étoile

Dans ce type d'architecture, il existe un lien unique de type point-à-point entre chacune des pièces à couvrir et la station centrale, comme illustré sur la figure 3.7.

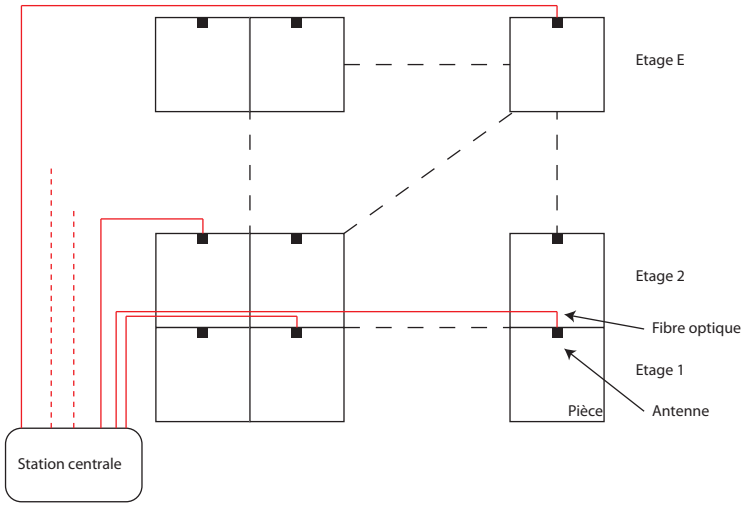


Figure 3.7 – Schéma de l'infrastructure lorsqu'une architecture en étoile est déployée.

Pour chaque cas du tableau 3.2, nous quantifions les longueurs de fibres requises pour assurer le déploiement du réseau. Nous supposons la station centrale hors du bâtiment, au niveau zéro comme sur la figure 3.7 et pour chaque construction considérée, nous supposons qu'elles sont de forme carré, de longueur $LsqrtN$ en m (ainsi, on retrouve bien N pièces par étage). Pour simplifier notre modèle, nous ne considérons que des pièces à chaque étage, sans couloir, et des antennes d'émission dans chaque pièce situées au plafond. Nous représentons sur la figure 3.8 la coupe d'un transverse d'une des constructions du tableau 3.2, le long d'un étage, suivant ces hypothèses.

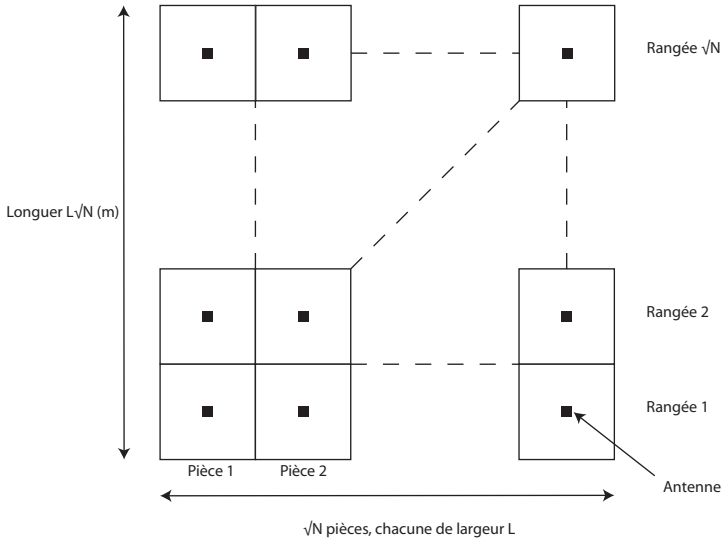


Figure 3.8 – Coupe transverse d'une des constructions du tableau 3.2, le long d'un étage.

En partant du coin inférieur gauche (ce sera le lieu de départ de la station centrale, hors du bâtiment, comme montré sur la figure 3.7), on peut écrire que la longueur de fibre nécessaire pour atteindre l'antenne de la première pièce de la première rangée vaut $\frac{L}{2} + \frac{L}{2}$. Pour la deuxième pièce de la première rangée, il faut $L + \frac{L}{2} + \frac{L}{2}$ de longueur de fibre, et ainsi de suite jusqu'à la dernière pièce de la première rangée nécessitant $L\sqrt{N}$ de longueur de fibre. Ainsi, on reconnaît une suite arithmétique et on en déduit que la longueur totale de fibre

pour alimenter les antennes de la première rangée vaut $L\sqrt{N}\frac{(\sqrt{N}+1)}{2}$. Pour la seconde rangée, on retrouve la même longueur à ceci prêt qu'il faut pour chaque pièce ajouter un tronçon de fibre de longueur L pour rejoindre cette rangée. Ainsi, la longueur totale de fibre pour alimenter les antennes de la seconde rangée vaut $L\sqrt{N}\frac{(\sqrt{N}+1)}{2} + L\sqrt{(N)}$ et ainsi de suite jusqu'à la dernière rangée pour laquelle la longueur de fibre totale pour en alimenter les antennes vaut $L\sqrt{N}\frac{(\sqrt{N}+1)}{2} + L\sqrt{N}(\sqrt{(N)}-1)$.

Les antennes étant situées au plafond, il faut donc pour l'étage 1 (le rez-de-chaussée) rajouter un tronçon de longueur H pour chaque liaison fibrée pour pouvoir atteindre le plafond de hauteur H. Pour l'étage 2 (le premier étage), il faut rajouter un tronçon de longueur $2H$ pour chaque liaison fibrée pour pouvoir atteindre le plafond de hauteur $2H$ (la station centrale étant au niveau 0), et ainsi de suite jusqu'à l'étage E (qui est donc l'étage E-1) pour lequel il faudra à chaque fois ajouter une longueur $(E-1)H$. Ainsi, nous en venons à l'expression totale de fibre nécessaire Lf_{etoile} pour cabler une construction avec une architecture en étoile (nous pensons à doubler les quantités pour bien avoir une liaison montante et une liaison descendante)

$$Lf_{etoile} = 2ELN\sqrt{N} + NHE(E+1). \tag{3.28}$$

ce qui donne en application numérique les résultats du tableau 3.4.

	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
$\mathrm{Lf}_{etoile}(m)$	542,4	24960	89082

TABLE 3.4 – Longueurs de fibre en jeu pour les différents scénarios du tableau 3.2 dans le cas d'une architecture en étoile.

Nous allons calculer les longueurs de fibres nécessaires pour les autres types d'architectures afin de comparer le coût global nécessaire en fibre optique pour les déployer.

3.2.2.2 Architecture en arbre

L'architecture en arbre est une variante de l'architecture en étoile. A chaque étage, un coupleur optique passif 1 vers N s'occupe de récupérer les signaux de son étage pour les redistribuer en étoile avec des liens point-à-point comme illustré sur la figure 3.9. Le rajout d'un tel élément à plusieurs endroits de l'architecture implique un coût supplémentaire, difficilement évaluable car ce genre d'appareils effectuant des tâches de routage de paquets en conversion optique/électrique puis électrique/optique ne sont pas encore développés industriellement. Ici, à la manière de l'architecture point à point, de grandes longueurs de fibres sont à déployer, mais une économie réalisée sur le réseau vertical. En effet, par rapport à l'architecture en étoile, les mêmes longueurs sont à déployer pour chaque étage. Cela étant, il n'est plus nécessaire pour chaque liaison à une antenne de rajouter la longueur verticale

nécessaire pour atteindre l'étage et la pièce en question. Les accès verticaux sont mutualisés, comme indiqué sur la figure 3.9.

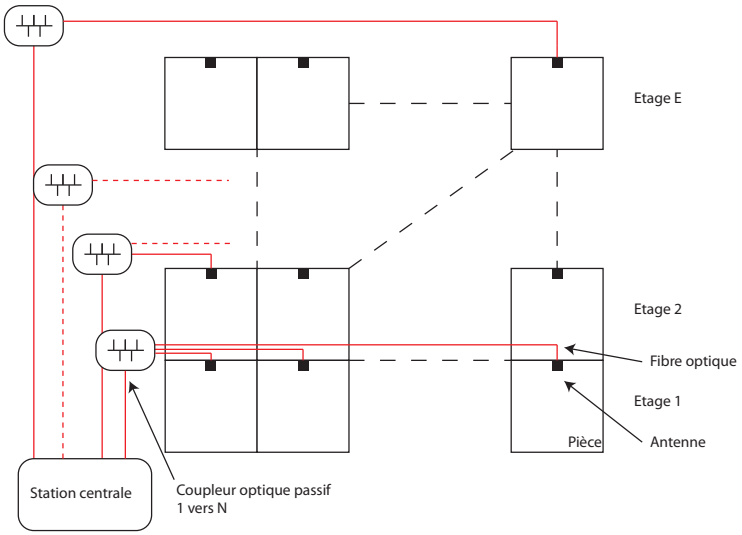


Figure 3.9 – Schéma de l'infrastructure lorsqu'une architecture en arbre est déployée.

Pour chaque cas du tableau 3.2, nous quantifions les longueurs de fibres requises pour assurer le déploiement du réseau. Avec les mêmes hypothèses qu'en partie 3.7, nous pouvons exprimer la longueur totale de fibre nécessaire dans le cas d'une architecture en arbre comme étant

$$Lf_{arbre} = 2ELN\sqrt{N} + HE(E+1) \tag{3.29}$$

ce qui donne en application numérique les résultats du tableau 3.5, dans lequel nous indiquons aussi les économies en longueurs de fibres réalisées par rapport à une architecture en étoile.

	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
$\mathrm{Lf}_{arbre}(m)$	423,6	18360	69018
Economie par rapport à $\mathrm{Lf}_{etoile}(\%)$	22,5	26,4	21,9

Table 3.5 – Longueurs de fibre en jeu pour les différents scénarios du tableau 3.2 dans le cas d'une architecture en arbre.

3.2.2.3 Architecture bus

L'architecture bus invite à mutualiser le même canal optique dans le sens où sur une même liaison, les différentes antennes s'ajoutent sur la fibre et à chaque antenne, le signal est électriquement régénéré par conversion optique/électrique puis électrique/optique, à la manière de répéteurs utilisés en Ethernet. Une illustration de l'architecture bus est proposée sur la figure 3.10.

Pour chaque cas du tableau 3.2, nous quantifions les longueurs de fibres requises pour assurer le déploiement du réseau. En supposant la station centrale hors du bâtiment, au

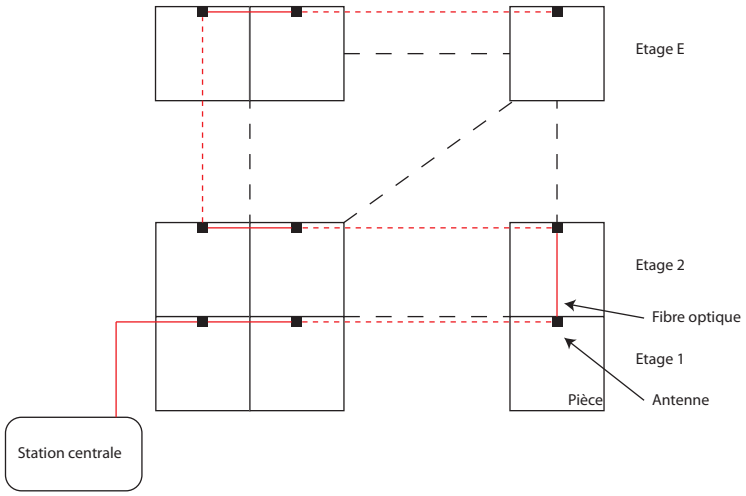


Figure 3.10 – Schéma de l'infrastructure lorsqu'une architecture bus est déployée.

niveau zéro comme sur la figure 3.10, il est montré que l'expression totale de longueur de fibre utilisée est

$$Lf_{bus} = 2NLE + 2EH \tag{3.30}$$

ce qui donne en application numérique les résultats du tableau 3.6, dans lequel nous indiquons aussi les économies en longueurs de fibres réalisées par rapport à une architecture en étoile.

	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
$\mathrm{Lf}_{bus}(m)$	91,8	4560	9876
Economie par rapport à $\mathrm{Lf}_{toile}(\%)$	88,9	81,7	83,1

Table 3.6 – Longueurs de fibre en jeu pour les différents scénarios du tableau 3.2 dans le cas d'une architecture bus.

Ainsi, l'architecture bus permet de fortes économies d'un point de vue longueur de fibres utilisées (plus de 80%) et équipements intermédiaires, résultat qui est en accord avec la littérature [8] : nul n'est besoin d'avoir de l'intelligence sur le réseau horizontal avec des routeurs chargés de diriger électriquement les paquets dans les bons liens avec conversions optique/électrique et électrique/optique supplémentaires, comme cela peut être le cas dans l'architecture arbre. De fait, toute l'intelligence est gérée au niveau de la station centrale.

Les trois architectures présentées ci-avant servent de base à de nombreuses variantes de topologies de déploiement. Plusieurs d'entre elles ont déjà été étudiées [9], nous présentons ci-après une des variantes directes découlant des architectures précédemment présentées : l'architecture étoile-bus.

3.2.2.4 Architecture étoile-bus

Couvrir un immeuble d'entreprise en architecture bus comme présenté précédemment peut sembler complexe et peu réaliste a priori : la dernière pièce contiendrait le cinq-centième noeud du bus. L'architecture bus reste cependant intéressante d'un point de vue coûts de déploiement en longueur de fibre comme indiqué dans le tableau 3.6, c'est pourquoi il est intéressant de la coupler à une architecture de type étoile ou arbre pour diminuer la contrainte sur le nombre de pièces à desservir tout en continuant à faire de fortes économies. Il s'agit de l'architecture étoile-bus qui est schématisée sur la figure 3.11.

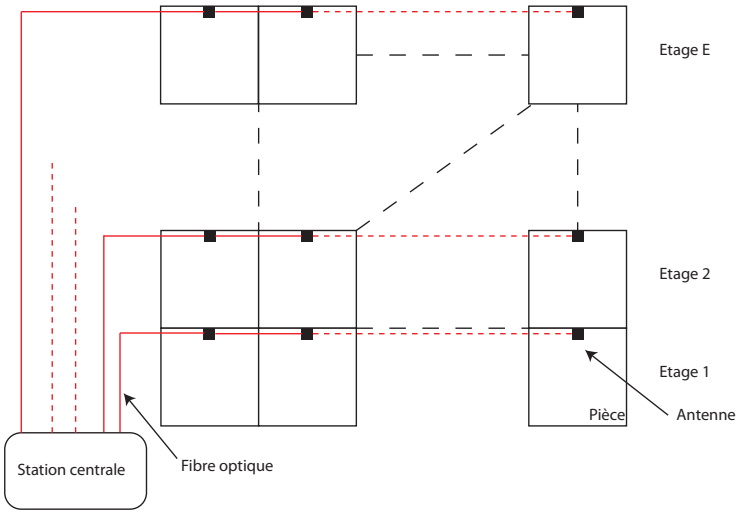


Figure 3.11 – Schéma de l'infrastructure lorsqu'une architecture étoile-bus est déployée.

Pour chaque cas du tableau 3.2, nous quantifions les longueurs de fibres requises pour assurer le déploiement du réseau. En supposant la station centrale hors du bâtiment, au niveau zéro comme sur la figure 3.11, il est montré que l'expression totale de longueur de fibre utilisée est

$$Lf_{etoile-bus} = 2NLE + HE(E+1) \tag{3.31}$$

ce qui donne en application numérique les résultats du tableau 3.7.

	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
$\mathrm{Lf}_{etoile-bus}(m)$	111,6	4920	10218
Economie par rapport à $\mathrm{Lf}_{etoile}(\%)$	88,5	80,3	79,4
Surcoût par rapport à $\mathrm{Lf}_{bus}(\%)$	21,6	7,9	3,5

Table 3.7 – Longueurs de fibre en jeu pour les différents scénarios du tableau 3.2 dans le cas d'une architecture étoile-bus.

De fait, l'architecture étoile-bus permet de fortes économies d'un point de vue longueur de fibres utilisées (de l'ordre de 80% par rapport à l'architecture en étoile). Par rapport à la solution bus, un surcoût existe d'un point de vue longueur de fibre (de 10 % en moyenne). Cependant, il n'y a a priori pas de composants intermédiaires type routeurs externalisés

contrairement au cas de l'architecture en arbre puisque tout est géré par la station centrale qui encore une fois conserve toute l'intelligence.

3.2.3 Conclusions sur les topologies

Les quatre architectures présentées précédemment représentent quatre topologies basiques pour la mise en place d'un réseau. Nous allons par la suite étudier les résultats en transmission des deux principaux standards que nous avons retenu : la téléphonie mobile (GSM et EDGE) et le WLAN.

Nous avons comparé ces architectures d'un point de vue économique en nous intéressant à une constante matérielle parmi toutes ces topologies proposées : la longueur de fibre utilisée. Les calculs détaillés ci-avant montrent bien que les architectures à base de bus sont les plus intéressantes. En plus d'une économie de plus de 80% sur les coûts en fibres par rapport à une architecture en étoile, il n'est pas nécessaire d'ajouter des routeurs intelligents pour mettre le système en place, ce qui entraîne des coûts en moins.

Nous allons maintenant nous intéresser à une comparaison des performances technologiques attendues, en simulant les couvertures qu'il est possible d'atteindre dans chacune des pièces des types de lieux de déploiement présentés en 3.2.1, avec la méthodologie que nous avons développée et précisée en 3.1, toujours à l'aide des mesures que nous avons effectuées dans le chapitre 2. Nous allons ainsi essayer de conclure sur l'architecture la plus intéressante pour la mise en place de notre système global, tant d'un point de vue coût sur les fibres que sur les performances en couverture.

3.3 Simulations de couverture réseau pour les architectures de type étoile et arbre

Nous avons présenté ces deux types d'architectures en 3.2.2.1 et en 3.2.2.2. L'élément constitutif principal de ces architectures est une liaison point à point, telle que nous l'avons décrite en détaillant nos algorithmes de calcul de couverture en 3.1. Ainsi, dans cette partie, nous allons pouvoir appliquer directement nos calculs de couverture résumés en 3.1.6. Nous fixerons des valeurs pour les paramètres qui en nécessitent, basées sur l'idée que l'on souhaîte avant tout un système à faible coût.

En nous référant à la figure 3.8, nous pouvons calculer la longueur maximale de fibre nécessaire pour relier la station centrale à la pièce la plus éloignée de celle-ci, au dernier étage. Cette distance, dont l'expression est $L(2\sqrt{N}-1)+EH$ est calculée et reportée dans le tableau 3.8 pour chacune des trois constructions introduites en 3.2.1.

Nous serons donc dans des cas où, au maximum, la longueur n'excèdera pas 200 mètres,

	Résidence domestique	Immeuble résidentiel	Immeuble d'entreprise
Longueur de fibre maximale (m)	33,9	138	168

Table 3.8 – Longueur de fibre maximale nécessaire pour relier la station centrale à la pièce la plus éloignée de celle-ci pour chacune des trois constructions introduites en 3.2.1.

ce qui est en accord avec la littérature [10]. Nous avons mesuré des transmissions point à point dans le chapitre 2 avec des longueurs correspondantes (voire plus élevées). A noter que nous travaillons dans un pire cas [4], à savoir avec une station centrale se trouvant au rez-de-chaussée. En la plaçant au coeur du bâtiment, la répartition des distances serait plus optimisée, de sorte que la distance maximale serait divisée de moitié et l'on tomberait dans la gamme des 100 mètres de fibre au maximum.

Nous allons donc, à partir de tout ce qui a précédé, calculer des distances de couvertures pour nos standards que sont la téléphonie mobile et le WLAN, en liaisons montante et descendante de type point à point, pour estimer les couvertures que l'on peut atteindre pour des architectures de type étoile et arbre.

3.3.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type étoile et arbre

Nous nous intéressons tout d'abord à la liaison descendante. Nous calculons ici la couverture possible en fonction des paramètres du front-end RF et des fibres utilisées. En effet, nous allons fixer des valeurs pour le front-end RF et étudier les résultats de couverture que nous obtenons en supposant que notre réseau est déployé en fibres OM2. Puis nous nous intéresserons aux résultats que nous obtenons en supposant que notre réseau est déployé en fibres plastiques.

3.3.1.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Pour cette première étude de couverture, nous nous plaçons dans un cas non optimisé d'un point de vue radio. En effet, nous allons faire varier les paramètres du front-end RF pour en étudier l'influence et pouvoir conclure de l'intérêt ou non de la nécessité qu'il soit actif, toujours dans notre recherche d'une solution à bas coût. Nous allons ensuite prendre un cas où les antennes sont omnidirectionnelles et ne présentent donc pas de gain ($G_e = G_r = 0$ dBi). Les autres paramètres sont soit compris dans les standards, soit des mesures effectuées dans le chapitre 2, soit des valeurs qui en sont dérivées (comme les valeurs de NF_{opt} par exemple).

4. Cela étant, cela a permis de décrire simplement nos calculs de longueurs de fibre à utiliser dans chaque construction.

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes OM2 de 200 m, nous pouvons calculer le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.12.

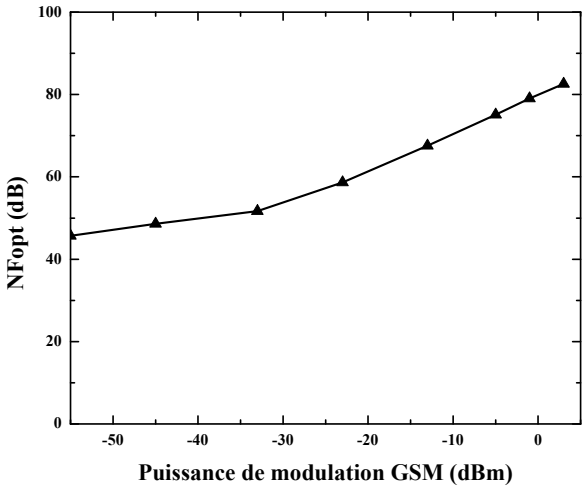


Figure 3.12 – Valeurs de NF_{opt} d'après les résultats en transmission GSM du chapitre 2.

Nous observons sur la figure 3.12 que le NF est une fonction croissante de la puissance de modulation du VCSEL. Ceci peut sembler erroné, considérant le fait que le bruit ajouté par le tunnel optique est constant. Cela étant, les composantes principales du bruit optique que sont le bruit RIN photodétecté et le bruit de Grenaille sont des fonctions de la puissance optique émise par le laser [7]. Avec une puissance de modulation du VCSEL croissante, la puissance optique efficace délivrée par le laser est donc croissante et le NF optique aussi. En effet, d'après les mesures présentées au chapitre 2 de ce manuscrit, un palier d'EVM est atteint à -25 dBm. Or, NF_{opt} est égal à $\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$ ce qui est égal à $\frac{P_{in}N_{out}}{P_{out}kTB}$, N_{out} étant le bruit en sortie du tunnel optique. De fait, la figure 3.12 illustre l'effet de saturation du lien optique sur $\frac{P_{in}}{P_{out}}$ en faisant croitre le NF_{opt}, même s'il n'y a pas de distortion introduite (car le signal est à enveloppe constante, comme discuté dans le chapitre 2 de ce manuscrit). Ceci dit, cette puissance de bruit ne doit pas croître linéairement avec la puissance de modulation du VCSEL. Une autre erreur semble donc exister. Elle provient du plancher d'EVM que l'on obtient à partir de -25 dBm (voir chapitre 2). Ce plancher correspond aux limites de nos appareils de mesure, où le bruit du signal transmis est faible devant le bruit de nos appareils, principalement par rapport au bruit de quantification. Ainsi, nous avons des calculs de NF_{opt} surévaluant la réalité.

Mais ce moyen simple que nous avons retenu pour calculer le NF à partir de l'EVM est

la base de notre algorithme de calculs de couverture. Nous travaillons ainsi dans un cas plus défavorable où nous surestimons le NF_{opt}. Cela étant, et comme nous le verrons plus tard avec d'autres standards, les points d'intérêt de nos simulations seront principalement centrés autour des fortes puissances de modulation, là où les EVM croissent à nouveau par écrêtage (voir chapitre 2).

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs configurations possibles pour le front-end RF, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation GSM pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.13.

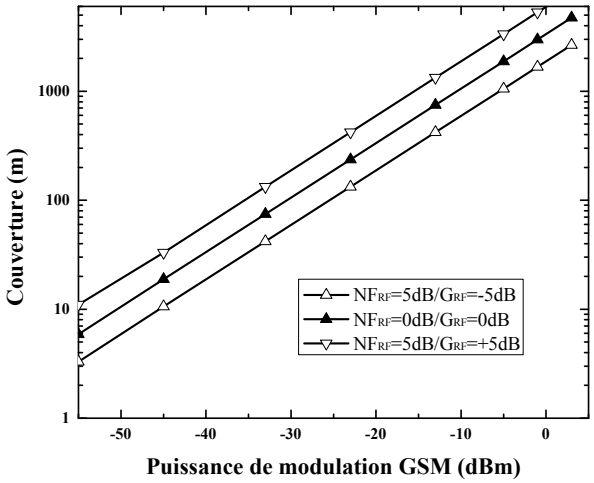


Figure 3.13 – Résultats en couverture GSM en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF.

Bien entendu, la principale raison pour laquelle les résultats en couverture sont aussi importants pour un exposant de pertes de propagation n égal à 2 (et a fortiori pour un exposant n égal à 1,6 ou 1,8) réside dans le fait que la sensibilité requise pour les récepteurs GSM est très faible, le rapport signal sur bruit requis pour démoduler le signal au niveau de l'unité mobile étant de 7 dB. Au vu des résultats de la figure 3.13, nous pouvons conclure que même avec un front-end passif, nous obtenons des résultats en couverture sur-dimensionnés. Les hypothèses prises ici se révèlent surestimées a posteriori puisqu'il est impossible d'avoir un exposant de pertes de propagation égal à 2 sur de telles distances en intérieur, comme expliqué en 3.1.1.

De fait, nous pouvons imaginer ne pas avoir un transpondeur par pièce mais plutôt en utiliser un pour couvrir plusieurs pièces en même temps. Nous calculons donc la couverture qui serait disponible pour un exposant de pertes de propagation n valant 5, les résultats étant reportés sur la figure 3.14.

Ainsi, à condition d'avoir des puissances de modulation GSM élevées, il est possible d'assurer des couvertures réseau sur des distances de quelques dizaines de mètres ce qui

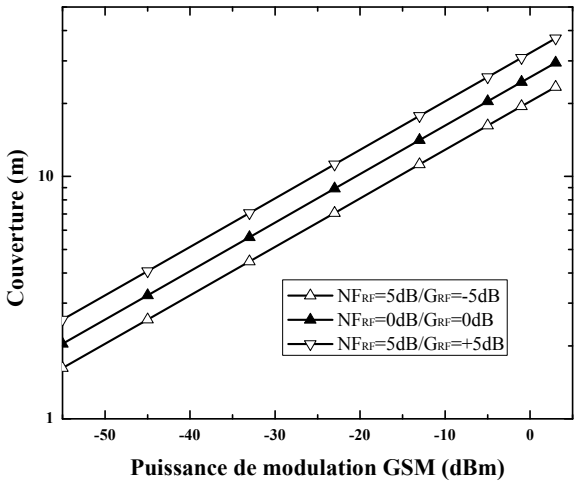


Figure 3.14 – Résultats en couverture GSM en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 5 et pour différents front-ends RF.

correspond à plusieurs pièces dans chacun des cas discutés dans la partie 3.2.1. Il est donc possible en architectures étoile ou arbre d'économiser de la longueur de fibre et des transpondeurs RF puisqu'il est ainsi possible de couvrir, dans cet exemple, entre quatre et huit pièces en volume (suivant le type de lieu de déploiement considéré).

Cela étant, si nous nous référons à la figure 3.13, pour des faibles distances de modulation du VCSEL nous couvrons suffisamment de distance pour alimenter une pièce. Or, nous rappelons que nous désirons un système multi-standards, système pour lequel nous avions dans le chapitre 2 calculé l'EVM d'un signal WLAN lorsqu'il était transmis en même temps qu'un signal GSM ou EDGE, signaux qui avaient été fixés à une puissance de -40 dBm. Pour cette puissance de modulation, nous obtenons déjà des couvertures allant de 10 à 50 mètres, ce qui suffit à couvrir une pièce. La figure 3.13 montre cependant que pour une puissance de modulation aussi faible que -50 dBm, il est possible d'assurer des distances de couverture suffisantes pour une pièce.

Les résultats pour une liaison descendante GSM en point à point ayant été présentés et discutés, nous allons nous intéresser aux mêmes conditions mais pour un signal EDGE. Nous avions vu dans le chapitre 2 que son EVM après transmission le long de notre tunnel optique augmentait à fortes puissances de modulation, du fait de l'écrêtage, le signal EDGE n'étant pas à enveloppe constante. Nous allons examiner l'influence de cet écrêtage sur la couverture radio disponible découlant de nos calculs.

Résultats de couverture radio pour l'EDGE en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du

VCSEL de 8,0 mA et une fibre multimodes OM2 de 200 m, nous pouvons calculer le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.15.

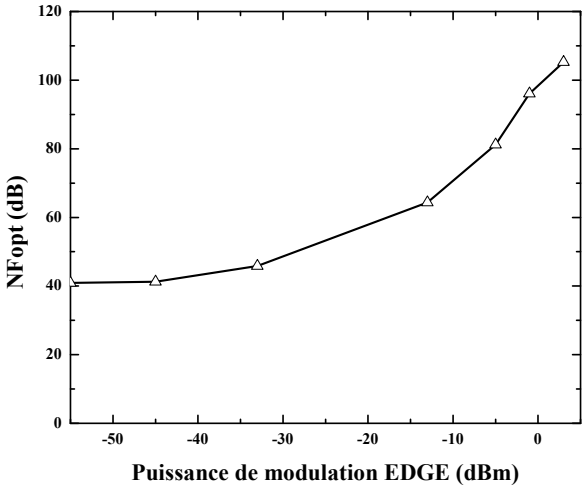


Figure 3.15 – Valeurs de NF_{opt} d'après les résultats en transmission EDGE du chapitre 2.

Les mêmes remarques qu'en 3.3.1.1 s'appliquent ici. Nous pouvons ajouter que l'allure du NF_{opt} de la figure 3.15 nous conforte dans nos mesures d'EVM. Sur la figure 3.12, l'EVM croissait linéairement à partir de -30 dBm, ce qui correspondait à l'atteinte du palier d'EVM mesuré dans le chapitre 2, palier qui ne variait pas en augmentant la puissance de modulation du VCSEL. Sur la figure 3.15, nous observons bien cette croissance linéaire à partir de -30 dBm, correspondant au palier d'EVM que nous avions aussi pour l'EDGE. Cela étant, à partir de -10 dBm, nous avons une forte croissance, correspondant à la croissance de l'EVM. Nous allons même jusqu'à une valeur de NF_{opt} de 105 dB.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs configurations possibles pour le front-end RF, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation EDGE pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.16.

Dans le cadre de l'EDGE, nous obtenons des résultats rigoureusement identiques au GSM. Cela signifie que l'EVM variant n'a que peu d'influence sur la transmission du signal qui, au niveau de l'unité mobile en réception, arrive toujours à respecter le SNR requis. Ainsi, si nous revenons aux conclusions de notre algorithme de calcul de couverture en 3.1.6, le cas dans lequel nous sommes avec l'EDGE indique que c'est la sensibilité qui est le facteur limitant ici et donc la puissance disponible pour moduler le VCSEL. Ce résultat s'explique par des contraintes pour démoduler ce type de signal qui sont faibles (le SNR requis étant de 10 dB pour une sensibilité de -102 dBm). Pour le reste, les mêmes conclusions que pour le GSM peuvent être tirées, nous renvoyons donc le lecteur en 3.3.1.1 pour celles-ci.

En conclusion, comme nous l'avions anticipé dans le chapitre 2 lorsque nous avons étudié

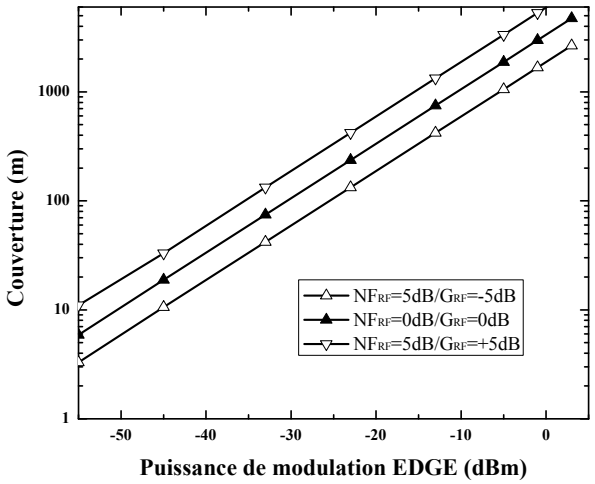


Figure 3.16 – Résultats en couverture EDGE en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF.

une transmission multi-standards GSM/EDGE et WLAN sur notre lien optique, la transmission de standards de téléphonie mobile pour assurer une couverture radio ne sera pas limitante pour notre système. En effet, comme nous l'avons vu, une puissance de modulation de VCSEL de -50 dBm suffit à assurer une couverture de 5 à 11 mètres, de quoi couvrir une pièce suivant le contexte, comme l'indique le tableau 3.3.

Nous allons maintenant nous intéresser aux simulations de couverture pour un signal WLAN en liaison descendante sur une architecture de type étoile ou arbre.

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission WLAN du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes OM2 de 100 m, nous pouvons calculer le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.17.

A nouveau, en accord avec les mesures d'EVM du chapitre 2, nous avons une croissance régulière (là encore avec des valeurs surestimées) du NF_{opt} calculé pour le WLAN, entre -25 dBm et -5 dBm, ce qui correspondait au plancher d'EVM mesuré. Puis avec un EVM croissant rapidement au delà de ce plancher, jusqu'à rapidement atteindre la valeur limite du standard, nous observons sur la figure 3.17 un accroissement plus important.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs configurations possibles pour le front-end RF, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation WLAN pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.18.

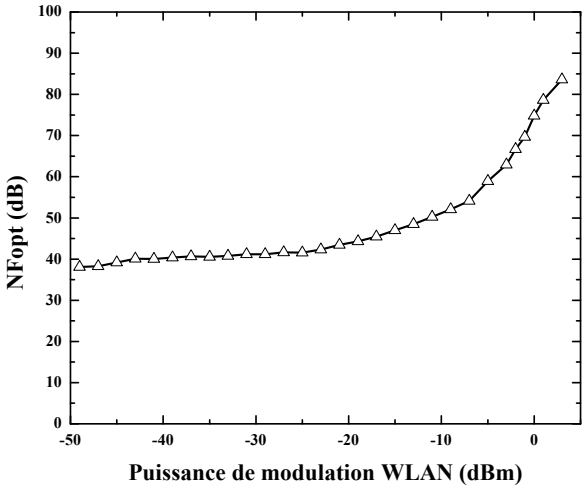


Figure 3.17 – Valeurs de NF_{opt} d'après les résultats en transmission WLAN du chapitre 2.

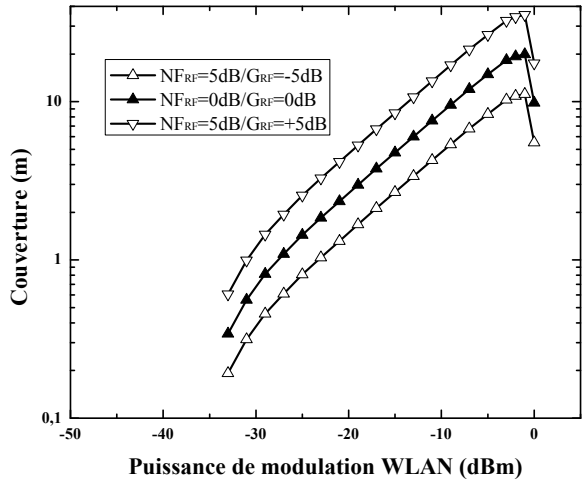


Figure 3.18 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF.

Contrairement au GSM ou à l'EDGE, les résultats en couverture sont de l'ordre de quelques dizaines de mètres avec un exposant de pertes de propagation n égal à 2 (et a fortiori pour un exposant n égal à 1,6 ou 1,8) puisque la sensibilité requise des récepteurs WLAN est plus élevée (typiquement -69 dBm, voir chapitre 1), le rapport signal sur bruit requis pour démoduler le signal au niveau de l'unité mobile étant lui aussi plus élevé (typiquement 25 dB, voir chapitre 1).

A nouveau, toujours en comparaison des courbes d'EVM, nous notons qu'il n'est pas nécessaire de travailler à EVM minimum pour assurer une couverture réseau maximale. L'EVM minimal était atteint pour une valeur de -10 dBm environ. Or, nous voyons sur la figure 3.18 qu'à cette puissance de modulation du VCSEL, nous obtenons des couvertures allant de 4 à 10 mètres. En augmentant cette puissance de modulation, quitte à travailler à EVM plus élevé, voire proche de la limite du standard (pour une puissance de modulation de -1 dBm

nous avions mesuré un EVM de 3,7 %), nous pouvons atteindre des distances de couverture radio allant de 10 à 32 mètres. Ainsi, malgré un écrêtage du signal WLAN entraînant une augmentation de son EVM à cause de son PAPR non nul, comme nous l'avons décrit dans le chapitre 2, la couverture résultante reste supérieure à celle que l'on obtient à EVM minimal. En augmentant la puissance de modulation du signal WLAN sur le VCSEL, nous dégradons le SNR mais augmentons au final la puissance disponible au niveau de l'antenne.

Nous faisons remarquer que nos mesures d'EVM et donc de NF_{opt} dans le cas présent allaient de -50 dBm à 5 dBm. Or, sur la figure 3.18, nous n'avons des points qu'entre -33 dBm et -1 dBm. Ceci correspond exactement à la plage de puissances de modulation pour laquelle l'EVM mesurée pour le WLAN était inférieure à la limite du standard. Ainsi, notre modèle ne peut pas calculer de points pour les autres puissances de modulation puisqu'il calcule au niveau de l'unité mobile en réception un SNR inférieur à celui requis pour assurer une démodulation.

Un autre point d'intérêt est celui correspondant à une puissance de modulation WLAN de 1 dBm. Lors de nos mesures d'EVM, ce point correspondait à une valeur de 5,2 %, ce qui est très légèrement en dessous de la limite du standard. Nous voyons que pour ce point, les distances de couverture calculées sont inférieures aux distances maximales calculées allant jusqu'à 35 mètres pour le front-end actif. Ceci s'explique par le fait qu'avec une telle valeur d'EVM, proche de la limite du standard, le SNR en sortie du tunnel optique est légèrement au dessus de la limite (il vaut 25,6 dB), donc la valeur de NF_{opt} est importante (elle vaut 74,8 dB). P_{in} étant de 1 dBm, alors en reprenant l'équation 3.17, nous comprenons bien que le PL maximal autorisé est plus faible et donc que la couverture radio résultante l'est. Ainsi, même si nous avons précédemment écrit qu'il pouvait être intéressant de ne pas travailler à EVM minimal mais plutôt à un EVM le plus proche possible de la limite, un compromis est à trouver entre altération du SNR et puissance d'émission disponible en sortie du lien optique. Mais une fois ce compromis trouvé, nous avons vu que nos distances de couverture étaient augmentées par rapport à un travail à puissance de modulation assurant un EVM minimal.

Au vu des résultats de la figure 3.18, nous ne pouvons pas conclure sur des résultats en couverture sur-dimensionnés par rapport aux tailles de pièces, contrairement à ce que l'on avait obtenu sur la figure 3.13 pour le GSM et l'EDGE. Il est difficile d'envisager ici un transpondeur RF couvrant plusieurs pièces puisqu'en effectuant le calcul de couverture maximale atteignable avec un front-end sans pertes pour un exposant de pertes de propagation de n valant 5 est de 3,3 mètres, ce qui n'est pas suffisant pour couvrir au moins deux pièces. De fait, nous pouvons imaginer, en fonction du front-end qui serait considéré dans l'application finale, ne pas avoir besoin de moduler notre VCSEL aux puissances maximales offertes par ce-dernier (au vu des calculs basés sur les caractéristiques quasi-statiques du chapitre 2) et baisser le courant de polarisation de notre source pour obtenir certes une dynamique

de modulation moins importante mais au final une consommation électrique plus faible, toujours dans une idée de coût (coût brut en électricité et durée de vie du composant). A titre d'exemple, si nous réutilisons les résultats du chapitre 2 pour une transmission WLAN sur 100m de fibre OM2 avec un VCSEL polarisé à $4,0$ mA, nous obtenons les résultats en couverture de la figure 3.19.

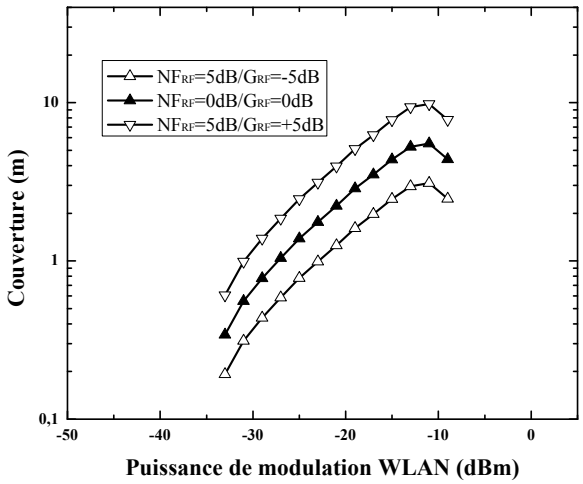


Figure 3.19 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL polarisé à 4 mA, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF.

Cette solution technique semble donc réalisable puisque nous pouvons atteindre jusqu'à 9 mètres de couverture, ce qui est suffisant pour couvrir une pièce comme nous l'avons montré dans le tableau 3.3. Notons que nous obtenons des allures semblables à celles de la figure 3.18. Ainsi, tous les commentaires précédemment écrits s'appliquent aussi pour l'interprétation des résultats de la figure 3.19.

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Nos résultats de simulation de couverture radio en liaison descendante avec fibres OM2 ont principalement mis en évidence deux éléments :

- les transmissions de standards de téléphonie ne sont pas limitantes pour notre système, puisque nous avons montré que même avec des puissances de modulation de notre tunnel optique faibles, nous pouvions aisément assurer des couvertures sur une voire plusieures pièces, en fonction des choix effectués pour le système (puissance de modulation, gain du front-end RF) ;
- les transmissions WLAN nous ont permis de mettre en évidence qu'il n'était pas forcément utile de travailler à EVM minimal dans notre cas : en augmentant la puissance de modulation WLAN en entrée de notre tunnel optique, nous écrêtons un peu plus le signal (voir chapitre 2) mais malgré cette dégradation de SNR, nous restons au-dessus du SNR requis au niveau de l'unité mobile en réception, tout en fournissant plus de

puissance à l'antenne d'émission pour augmenter le PL maximal autorisé et donc la distance de couverture radio.

Il va s'agir maintenant de calculer les couvertures radio qu'il est possible d'assurer en liaison descendante pour un réseau fibré en GIPOF. Nous avons vu dans le chapitre 2 que du fait de leur structure et de leur connectorisation, ces fibres introduisaient des pertes non négligeables. Nous allons donc dans la prochaine partie nous intéresser à la simulation de couverture WLAN sur une liaison descendante dans un réseau fibré en GIPOF, en réutilisant nos résultats de transmission du chapitre 2 et en répercutant les pertes optiques dans notre algorithme.

3.3.1.2 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF

Pour cette seconde étude de couverture, pour interpréter nos résultats en fonction des résultats de la partie 3.3.1.1, nous nous plaçons dans un cas non optimisé d'un point de vue radio, identique au précédent. En effet, nous allons faire varier les paramètres du front-end RF pour en étudier l'influence et pouvoir conclure de l'intérêt ou non de la nécessité qu'il soit actif, toujours dans notre recherche d'une solution à bas coût. Nous allons ensuite prendre un cas où les antennes sont omnidirectionnelles et ne présentent donc pas de gain ($G_e = G_r = 0$ dBi). Les autres paramètres sont soit compris dans les standards, soit des mesures effectuées dans le chapitre 2, soit des valeurs qui en sont dérivées (comme les valeurs de NF_{opt} par exemple).

Au vu des précédents résultats, nous nous attardons dans cette partie à la transmission des signaux WLAN sur fibres plastiques uniquement. En effet, les résultats de la partie 3.3.1.1 ont montré que pour le GSM et l'EDGE (voir partie 3.3.1.1), les résultats en couverture avaient une marge suffisamment importante pour que nous soyons assurés d'une couverture radio en intérieur pour ces standards [5]. Ainsi, puisque nous nous concentrons sur une architecture à un transpondeur par pièce, nous ne présenterons pas les résultats en couverture avec systèmes fibrés en plastique pour le GSM et l'EDGE qui n'apportent pas de nouveautés à la discussion.

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de 8,0 mA et une fibre GIPOF120 de 100 m, nous pouvons calculer le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.20.

Les mêmes remarques que celles faites pour le WLAN transmis sur fibres en silice, vues dans la partie 3.3.1.1, s'appliquent ici. Nous pouvons cependant ajouter que le NF_{opt} cal-

5. Le principal facteur modifiant les résultats ici sera les pertes optiques traduites dans le terme G_{opt} dont les valeurs vont être de 6 à 8 dB typiquement.

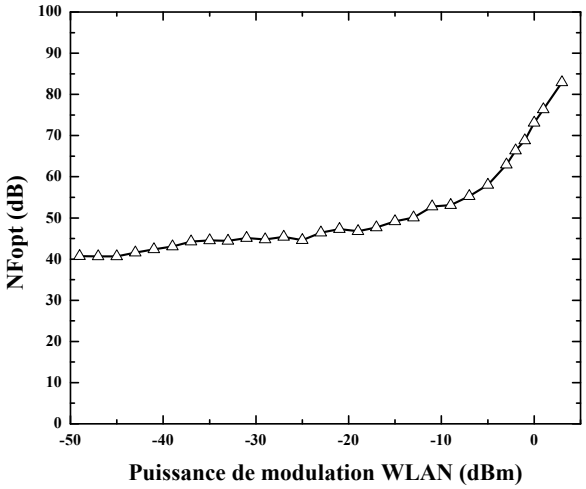


Figure 3.20 – Valeurs de NF_{opt} d'après les résultats en transmission WLAN sur GIPOF120 du chapitre 2.

culé ici est plus important de deux à trois dB en moyenne par rapport à celui calculé sur la figure 3.17, ce jusqu'à une puissance de modulation de -5 dBm environ. Ceci s'explique par les valeurs d'EVM de la transmission sur GIPOF qui étaient mesurées supérieures à celles de la transmission sur fibre en silice, ce qui était lié aux atténuations introduites par la fibre plastique, qui atténuait le niveau de signal transmis et donc le SNR en sortie. A partir de -5 dBm, lorsque l'écrêtage commence à exister et que son existence se traduit par une forte hausse d'EVM, les NF (et les valeurs d'EVM, donc) sont identiques (aux erreurs d'incertitude près) entre les figures 3.17 et 3.20. Ceci signifie que ce que l'on peut considérer comme du bruit équivalent polluant notre signal lorsque cet écrêtage a lieu est d'un niveau très grand devant le bruit ajouté par le lien optique.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs configurations possibles pour le front-end RF, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation WLAN pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.21.

Les mêmes remarques que celles faites pour le WLAN transmis sur fibres en silice, vues dans la partie 3.3.1.1, s'appliquent ici. En effet, les allures des figures 3.18 et 3.21 sont identiques, à ceci près que les valeurs de distances de couverture que nous calculons pour une transmission sur fibres plastiques sont trois fois plus petites à celles que l'on obtenait sur les fibres en silice. Avec près de 10 dB de pertes électriques (voir chapitre 2), le terme G_{opt} que l'on trouve au numérateur de l'équation 3.16 limite donc d'autant plus la distance de couverture radio maximale que l'on peut obtenir. Ainsi, pour assurer des distances de couverture convenables en rapport avec celles calculées et répertoriées dans le tableau 3.3, il devient nécessaire d'avoir un front-end actif pour compenser les pertes introduites par le tunnel optique. En effet, nous voyons bien dans l'équation 3.16 que le terme G_{opt} est toujours en facteur du terme G_{RF}.

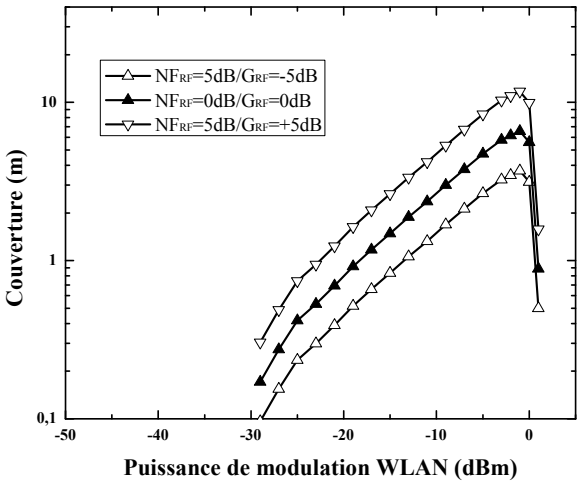


Figure 3.21 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en GIPOF120.

Nous rappelons que nous travaillons sous l'hypothèse que les antennes sont omnidirectionnelles et ont un gain nul. Dans l'équation 3.16, le terme G_{RF} est en facteur de tout le numérateur. Ainsi, il est possible de choisir de compenser les pertes optiques présentées ci-avant par des antennes directionnelles à gains strictement supérieur à 0 dBi. Entre les deux cas extrêmes de la figure 3.21, plutôt que d'augmenter le gain du front-end RF de 10 dB, nous pouvons faire le choix de faire en sorte que la somme des gains des antennes d'émission et de réception G_e et G_r soit égale à 10 dBi. Là encore, pour notre système, le choix est donné à la personne en charge de dimensionner le réseau. D'un point de vue coût, il peut sembler préférable de choisir la solution d'antennes à gains non nuls. Cependant, l'utilisateur connecté à notre système étant variable, nous ne pouvons pas connaître de manière certaine le gain d'antenne de son unité mobile [6]. De fait, d'un point de vue performances, il peut être préférable de tout contrôler pour assurer une transmission dans un pire cas. Il est aussi possible de faire un compromis avec une antenne de gain 5 dBi en émission [7] et un front-end à gain nul. Des compromis sont ainsi à envisager en fonction des conditions d'utilisation du système.

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF

Nos résultats de simulation de couverture radio en liaison descendante avec fibres plastique ont principalement mis en évidence deux éléments :

6. A moins d'ajouter de l'intelligence à notre système en allant éventuellement chercher l'information dans la couche MAC

7. Ce qui peut sembler logique puisqu'on ne souhaite pas émettre dans la pièce du dessus.

- la transmission WLAN peut se faire pour assurer la couverture d'une pièce, malgré les pertes introduites par la fibre plastique. Ainsi, il est possible d'assurer une couverture d'une dizaine de mètres, sachant que nous n'avons besoin que de 5 à 8 mètres de couverture (voir 3.2) ;
- pour assurer une couverture radio, il est nécessaire d'envisager des éléments à gain non nul (en dB) dans notre système. D'un point de vue coût il est plus intéressant d'avoir des antennes à gain non nul. D'un point de vue performances, il est plus intéressant d'avoir un front-end actif. En fonction des utilisateurs du système, des performances recherchées, du budget disponible, il va falloir effectuer un compromis entre ces éléments.

3.3.1.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type étoile et arbre

Nous avons calculé les distances de couverture radio que nous pouvions obtenir en liaison descendante avec notre tunnel optique déployé dans une architecture de type étoile et arbre. Cette étude a été scindée en deux parties, en fonction du type de fibres qui était choisi pour la transmission de nos signaux : en silice ou en plastique.

Dans le cas des fibres en silice, les pertes sont nulles (on parlait dans le chapitre 2 de tunnel optique transparent). Ainsi, avec le GSM et l'EDGE, les contraintes sur les sensibilités et SNR requis au niveau de l'unité mobile en réception sont assez faible pour que nos calculs nous montrent que notre système était surdimensionné, en ce sens où une transmission à très faible puissance de modulation du VCSEL pour ces deux standards est suffisante pour assurer une couverture radio dans les trois types de pièces que nous souhaitons couvrir. Pour le WLAN, les contraintes sur la sensibilité et le SNR requis sont plus élevées, de sorte qu'il est nécessaire de travailler à puissances de modulation du VCSEL plus importantes pour pouvoir assurer une couverture. Dans ce cas, un front-end passif suffit à assurer cette couverture. Enfin, nous avons vu qu'il n'était pas nécessaire de travailler à niveau minimal d'EVM. Il est possible de sacrifier du SNR en augmentant la puissance de modulation du signal, ce qui entrainera de l'écrêtage mais augmentera la couverture, en travaillant suffisamment proche de la limite d'EVM.

Dans le cas des fibres en plastique, un front-end est nécessaire pour la transmission du WLAN. En effet, les pertes électriques induites par la fibre plastique sont de l'ordre de 10 dB, ce qui réduit par un facteur trois les distances de couverture radio que nous avons calculées, comparativement au cas avec fibres en silice. Cela étant, le gain introduit par le front-end RF peut au choix être réparti entre front-end et antennes (de préférence émettrice puisqu'on en contrôle la valeur, au contraire de l'antenne réceptrice dépendant de l'unité mobile en

réception). Ainsi, lors de la mise en place du réseau, en fonction des contraintes imposées sur les coûts et performances, il va s'agir de faire un compromis entre ces éléments réglables du réseau. Nous renvoyons le lecteur en partie 3.3.1.2 pour de plus amples détails.

Après cette étude des performances de couverture radio en liaison descendante pour les architectures étoile et arbre, nous nous intéressons aux performances de couverture radio en liaison montante pour ces mêmes architectures, pour assurer la mise en place d'un système symmétrique (c'est-à-dire bi-directionnel pour le WLAN ou full duplex pour la téléphonie mobile).

3.3.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type étoile et arbre

Après nous être intéressés à la liaison descendante, nous nous intéressons maintenant à la liaison montante du système puisque nous voulons un système symmétrique. Nous rappelons qu'il s'agit ici d'une transmission radio entre l'unité mobile (en émission) et l'antenne distribuée puis une transmission optique jusqu'à la station centrale.

Nous calculons ici la couverture possible en fonction des paramètres du front-end RF et des fibres utilisées. En effet, nous allons fixer des valeurs pour le front-end RF et étudier les résultats de couverture que nous obtenons en supposant que notre réseau est déployé en fibres OM2. Puis nous nous intéresserons aux résultats que nous obtenons en supposant que notre réseau est déployé en fibres plastiques.

3.3.2.1 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Pour cette première étude de couverture, nous nous plaçons dans un cas non optimisé d'un point de vue radio. En effet, nous allons faire varier les paramètres du front-end RF pour en étudier l'influence et pouvoir conclure de l'intérêt ou non de la nécessité qu'il soit actif, toujours dans notre recherche d'une solution à bas coût. Nous allons ensuite prendre un cas où les antennes sont omnidirectionnelles et ne présentent donc pas de gain ($G_e = G_r = 0$ dBi). Les autres paramètres sont soit compris dans les standards, soit des mesures effectuées dans le chapitre 2, soit des valeurs qui en sont dérivées (comme les valeurs de NF_{opt} par exemple).

Nous avons vu précédemment dans la partie 3.3.1 que le signal WLAN était le standard le plus influencé par le système, en ce sens qu'ayant une sensibilité et un SNR requis bien plus élevés que pour le GSM et l'EDGE, il souffrait plus de l'important NF_{opt} calculé à chaque fois. Ainsi, nous nous intéressons directement à ce standard, avant d'aborder le GSM et l'EDGE.

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de 8,0 mA et une fibre multimodes OM2 de 100 m, nous avons calculé le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.17 en partie 3.3.1.1.

Avec ces valeurs de NF_{opt} fonctions de la puissance de modulation du VCSEL, nous allons appliquer notre calcul de distance de couverture pour liaison montante que nous avons explicité en partie 3.1.5. Plutôt que de calculer une distance maximale de couverture fonction des limites d'émission définies par le standard (100 mW ici, comme vu dans le chapitre 1), nous allons, pour chacune des trois distances maximales par pièces répertoriés dans le tableau 3.3, calculer la puissance minimale $P_{UM,min}$ qu'une unité mobile doit émettre, en étant à ces distances maximales de l'antenne de réception, pour que le signal WLAN arrive à être décodé au niveau de la station centrale. Nous effectuons nos calculs pour ces trois cas de figure. Dans chacun des cas, nous considérons les trois front-ends qui ont été utilisés pour nos calculs en liaison descendante de la partie 3.3.1. Les résultats de ces simulations sont reportés dans le tableau 3.9.

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = -5 dB NF_{RF} = 5 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 0 dB NF_{RF} = 0 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 5 dB NF_{RF} = 5 dB
(5,0 m) Résidence domestique	24,4	19,4	14,4
(6,5 m) Immeuble résidentiel	26,7	21,7	16,7
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	28,5	23,5	18,5

Table 3.9 – Puissance minimale requise au niveau de l'unité mobile en émission, en dBm, pour assurer une démodulation WLAN à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en OM2.

La puissance maximale d'émission autorisée est de 20 dBm pour un équipement WLAN et il est interdit par les autorités de régulation du spectre radio de dépasser ces limites d'émission. Ainsi, les résultats du tableau 3.9 montrent que pour éviter qu'une unité mobile ne dépasse ces limites légales, il s'agit de compenser cette puissance au niveau du front-end RF au niveau duquel une amplification est nécessaire. Avec un front-end RF de 5 dB de gain, les puissances d'émission minimales sont pour les trois pièces inférieures à 20 dBm mais restent élevées. Nous allons devoir immanquablement enrichir le front-end RF pour que la liaison montante soit assurée tout en permettant à l'émetteur de travailler à puissance réduite [8].

8. Une faible consommation permet une augmentation de la durée de batterie et donc du confort pour l'utilisateur.

Nous faisons l'hypothèse que notre système contient dorénavant un couple d'antennes d'émission et de réception dont la somme des gains $G_e + G_r$ vaut 10 dBi et un front-end de gain G_{RF} 15 dB et de figure de bruit NF_{RF} 7 dB. Ces valeurs correspondent à des composants de faible coût que l'on peut trouver dans le commerce, dans une approche COTS. Avec ces nouveaux paramètres, nous calculons des puissances minimales d'émission au niveau de l'unité mobile qui assurent une réception respectant le standard au niveau de la station centrale, comme précédemment. Les résultats sont reportés dans le tableau 3.10.

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 15 dB NF_{RF} = 7 dB
(5,0 m) Résidence domestique	-5,5
(6,5 m) Immeuble résidentiel	-3,2
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	-1,4

TABLE 3.10 – Puissance minimale requise au niveau de l'unité mobile en émission, en dBm, pour assurer une démodulation WLAN à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, des antennes dont la somme des gains vaut 10 dBi et pour un front-end RF actif, avec réseau déployé en OM2.

Nous gagnons 20 dB de puissance d'émission par rapport au front-end de gain égal à 5 dB, ce qui correspond aux 20 dB que nous ajoutons au système via les antennes et le front-end. Grâce à cela, nous émettons à 1% de la puissance qu'émettait le système dans le tableau 3.9 en compensant par des éléments intégrés à notre système distribué. Ainsi, en reportant la contrainte que rencontre l'utilisateur et son unité mobile vers notre système global d'antennes distribuées, nous en augmentons potentiellement le coût mais nous améliorons la mobilité de l'utilisateur et le confort utilisateur plus globalement.

Il faut cependant prendre garde au gain fourni par l'amplificateur du front-end. En effet, à la suite de ce front-end se trouve notre tunnel optique et donc notre VCSEL suit directement le front-end. Avec une amplification trop importante du signal, nous risquons de le détériorer (pas écrêtage) voire de détériorer notre laser. Pour éviter le moindre risque, un contrôle automatique de gain (CAG) pourrait être à prévoir pour le front-end, en augmentant donc encore le coût.

D'un point de vue physique, cette contrainte s'explique grâce à l'équation 3.21 définissant le NF total de notre système. Le terme important est le second de l'équation puisqu'avec un NF_{opt} élevé (voir figure 3.17), le terme G_{RF} a besoin d'être important pour limiter l'impact de NF_{opt} sur le NF total et donc sur la sensibilité équivalente définie dans l'équation 3.22. En diminuant la sensibilité, nous augmentons donc la couverture possible et ainsi intrinsèquement nous diminuons la puissance nécessaire à l'unité mobile pour assurer une distance de couverture donnée.

Du point de vue des mesures effectuées sur notre système, toutes les valeurs minimales

calculées et indiquées dans les tableaux 3.9 et 3.10 correspondent à une puissance de modulation de notre VCSEL de -33 dBm, pour un EVM mesuré de 4,67 %. Là encore, à la manière de ce que nous avons observé et démontré en partie 3.3.1.1, nous ne travaillons pas à EVM minimal. Quitte à avoir un SNR tout juste au-dessus de la limite du standard pour assurer la transmission, notre algorithme prend la plus petite puissance possible. S'il travaillait à EVM minimal, alors certes le SNR au niveau de la station centrale serait plus élevé, mais la puissance requise en émission pour l'unité mobile serait de 24 dB supérieure à celles indiquées dans les tableaux 3.9 et 3.10.

Avec ces résultats, nous nous rendons compte que la liaison montante est la partie la plus contraignante. Alors qu'en partie 3.3.1.1 nous avions pu voir que la liaison descendante permettait une couverture de nos pièces sans grandes contraintes sur notre système, nous voyons ici qu'il est nécessaire d'avoir une amplification pour pouvoir diminuer les puissances d'émission de nos unités mobiles pour leur permettre de respecter les limites du standard et d'économiser de la batterie.

Nous nous intéressons maintenant à la transmission des standards de téléphonie mobile dans un même contexte que pour le WLAN.

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes OM2 de 100 m, nous avons calculé le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.12 en partie 3.3.1.1. Avec les mêmes hypothèses de système non optimisé décrites en introduction de la partie 3.3.2.1, nous calculons les puissances minimales requises en émission pour notre système GSM. Les résultats sont répertoriés dans le tableau 3.11.

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = -5 dB NF_{RF} = 5 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 0 dB NF_{RF} = 0 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 5 dB NF_{RF} = 5 dB
(5,0 m) Résidence domestique	-14,6	-19,6	-24,6
(6,5 m) Immeuble résidentiel	-12,3	-17,3	-22,3
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	-10,5	-15,5	-20,5

Table 3.11 – Puissance minimale requise au niveau de l'unité mobile en émission, en dBm, pour assurer une démodulation GSM à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en OM2.

Comme pour la liaison descendante, nous voyons que notre système est suffisant, même passif, pour pouvoir supporter une transmission réussie de GSM en liaison montante. Ici, au contraire du WLAN étudié en 3.3.2.1, les contraintes sur la sensibilité et le SNR requis sont

moindres et une amplification du signal n'est pas nécessaire. En effet, les téléphones mobiles émettent à des puissances de toute façon supérieures à toutes celles calculées et reportées dans le tableau 3.11 (le minimum étant 5 dBm [11]). Ainsi, la liaison montante ne pose aucun problème dans notre cas.

La seule chose qu'il s'agit de vérifier pour le GSM est sa puissance maximale d'émission. En effet, lorsqu'un appareil de téléphonie mobile passe un appel, il émet un signal vers son antenne relai (BTS) à puissance maximale 33 dBm avant d'adapter sa puissance par paliers de 2 dB. Ainsi, pour un téléphone à 30 cm de l'antenne de réception (hypothèse de pire cas possible) et émettant à pleine puissance, la puissance captée par l'antenne en réception serait de 11 dBm. Or, nous avons vu dans le chapitre 2 que :

- nous évitons de moduler notre VCSEL à des puissances de modulation au delà de 0 dBm ;
- nous avons fixé un seuil de modulation du VCSEL à -40 dBm pour le signal GSM, pour qu'il puisse cohabiter avec le WLAN sans l'altérer.

Ainsi, on pourrait aussi envisager l'utilisation d'un CAG pour le GSM en liaison montante, non pas parce que l'on aurait un signal trop faible comme avec le WLAN mais plutôt parce que l'on aurait un signal trop fort. La présence de ce CAG augmenterait la complexité du front-end et donc son coût. Mais au delà de ce point, notre système est parfaitement capable d'assurer une liaison montante pour le GSM.

Résultats de couverture radio pour l'EDGE en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes OM2 de 100m, nous avons calculé le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.15 en partie 3.3.1.1. Avec les mêmes hypothèses de système non optimisé décrites en introduction de la partie 3.3.2.1, nous calculons les puissances minimales requises en émission pour notre système EDGE. Les résultats sont répertoriés dans le tableau 3.12.

Nous sommes dans un cas semblable au GSM, pour lequel toutes les interprétations s'appliquent ici. L'EDGE étant une évolution radio-logicielle du GSM et ayant une standardisation identique pour ses paramètres d'émission, les mêmes comportements en émission s'appliquent. A noter que l'usage d'un CAG pour le front-end s'avère ici encore plus importante, du fait du PAPR non nul du signal EDGE.

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = -5 dB NF_{RF} = 5 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 0 dB NF_{RF} = 0 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 5 dB NF_{RF} = 5 dB
(5,0 m) Résidence domestique	-19,4	-24,4	-29,4
(6,5 m) Immeuble résidentiel	-17,1	-22,1	-27,1
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	-15,3	-20,3	-25,3

Table 3.12 – Puissance minimale requise au niveau de l'unité mobile en émission, en dBm, pour assurer une démodulation EDGE à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en OM2.

Nos résultats de simulation de couverture radio en liaison montante avec fibres OM2 ont montré la faisabilité du système et ont principalement mis en évidence deux éléments :

- les transmissions WLAN nous ont montré qu'il n'était pas nécessaire de travailler à EVM minimal dans notre cas, à la manière des conclusions tirées en 3.3.1.1. Cependant, la liaison montante se montre plus contraignante que la liaison descendante puisqu'il est nécessaire d'avoir une puissance de transmission élevée pour compenser le NF du tunnel optique. Pour le confort de l'utilisateur, plutôt que cette puissance soit transmise par son unité mobile, nous changeons notre système non optimisé en utilisant des antennes à gain et un front-end à CAG. Une puissance d'émission de 20 dB inférieure à celle calculée initialement peut ainsi être obtenue, en contrepartie d'une complexification et d'une augmentation du coût du front-end ;
- les transmissions de standards de téléphonie sont cette fois limitantes pour notre système, puisque la conception de ces standards veut qu'ils autorisent des émissions à puissance élevée (jusqu'à 2W) pouvant détériorer notre VCSEL. Un front-end passif est suffisant pour la transmission mais nous devons lui assigner un CAG pour atténuer suffisamment la puissance modulant le VCSEL. Nous renvoyons le lecteur aux parties 3.3.1.1 et 3.3.1.1 pour les explications détaillées.

Il va s'agir maintenant de calculer les couvertures radio qu'il est possible d'assurer en liaison montante pour un réseau fibré en GIPOF. Nous avons vu dans le chapitre 2 que du fait de leur structure et de leur connectorisation, ces fibres introduisaient des pertes non négligeables. Nous allons donc dans la prochaine partie nous intéresser à la simulation de couverture WLAN sur une liaison descendante dans un réseau fibré en GIPOF, en réutilisant nos résultats de transmission du chapitre 2 et en répercutant les pertes optiques dans notre algorithme.

3.3.2.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF

Pour cette seconde étude de couverture, pour pouvoir interpréter nos résultats en fonction des résultats de la partie 3.3.2.1, nous nous plaçons dans un cas non optimisé d'un

point de vue radio, identique au précédent. En effet, nous allons faire varier les paramètres du front-end RF pour en étudier l'influence et pouvoir conclure de l'intérêt ou non de la nécessité qu'il soit actif, toujours dans notre recherche d'une solution à bas coût. Nous allons ensuite prendre un cas où les antennes sont omnidirectionnelles et ne présentent donc pas de gain ($G_e = G_r = 0$ dBi). Les autres paramètres sont soit compris dans les standards, soit des mesures effectuées dans le chapitre 2, soit des valeurs qui en sont dérivées (comme les valeurs de NF_{opt} par exemple).

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes GIPOF120 de 100 m, nous avons calculé le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.20 en partie 3.3.1.2.

Avec ces valeurs de NF_{opt} fonctions de la puissance de modulation du VCSEL, nous allons appliquer notre calcul de distance de couverture pour liaison montante que nous avons explicité en partie 3.1.5. Plutôt que de calculer une distance maximale de couverture fonction des limites d'émission définies par le standard (100 mW ici, comme vu dans le chapitre 1), nous allons, pour chacune des trois distances maximales par pièces répertoriés dans le tableau 3.3, calculer la puissance minimale $P_{UM,min}$ qu'une unité mobile doit émettre, en étant à ces distances maximales de l'antenne de réception, pour que le signal WLAN arrive à être décodé au niveau de la station centrale. Nous effectuons nos calculs pour ces trois cas de figure. Dans chacun des cas, nous considérons les trois front-ends qui ont été utilisés pour nos calculs en liaison descendante de la partie 3.3.1. Les résultats de ces simulations sont reportés dans le tableau 3.13.

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = -5 dB NF_{RF} = 5 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 0 dB NF_{RF} = 0 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 5 dB NF_{RF} = 5 dB
(5,0 m) Résidence domestique	38,4	33,4	28,5
(6,5 m) Immeuble résidentiel	40,7	35,7	30,7
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	42,5	37,5	32,5

TABLE 3.13 – Puissance minimale requise au niveau de l'unité mobile en émission, en dBm, pour assurer une démodulation WLAN à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en GIPOF120.

La puissance maximale d'émission autorisée étant de 20 dBm pour un équipement WLAN, les résultats du tableau 3.13 montrent qu'une amplification est nécessaire. Le gain de 5 dB n'est pas suffisant pour que nous soyons sous les limites d'émission du standard. Nous allons devoir immanquablement améliorer le front-end RF pour que la liaison montante soit assurée tout en permettant à l'émetteur de travailler à puissance réduite pour les mêmes raisons que celles données en 3.3.2.1.

Nous faisons l'hypothèse que notre système contient dorénavant un couple d'antennes d'émission et de réception dont la somme des gains $G_e + G_r$ vaut 10 dBi et un front-end de gain G_{RF} 25 dB et de figure de bruit NF_{RF} 8 dB. Ces valeurs correspondent à des composants de faible coût que l'on peut trouver dans le commerce, dans une approche COTS [9]. Avec ces nouveaux paramètres, nous calculons des puissances minimales d'émission au niveau de l'unité mobile qui assurent une réception respectant le standard au niveau de la station centrale, comme précédemment. Les résultats sont reportés dans le tableau 3.14.

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 25 dB NF_{RF} = 8 dB
(5,0 m) Résidence domestique	-1,3
(6,5 m) Immeuble résidentiel	0,9
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	2,7

Table 3.14 – Puissance minimale requise au niveau de l'unité mobile en émission, en dBm, pour assurer une démodulation WLAN à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, des antennes dont la somme des gains vaut 10 dBi et pour un front-end RF actif, avec réseau déployé en OM2.

Nous gagnons 30 dB de puissance d'émission par rapport au front-end de gain égal à 5 dB, ce qui correspond aux 30 dB que nous ajoutons au système via les antennes et le front-end. Grâce à cela, nous émettons à 2% maximum de la puissance maximale que peut émettre une unité mobile WLAN, en compensant par des éléments intégrés à notre système distribué. Ainsi, nous permettons tout simplement au système de fonctionner en liaison montante, ce qu'il pouvait faire en 3.3.2.1 avec des fibres en silice mais qu'il ne peut pas faire avec les fibres en plastique, à cause des pertes qu'elles introduisent et donc de l'augmentation de sensibilité équivalente associée (voir 3.1.5).

A nouveau, un CAG peut se révéler nécessaire dans ce cas. Cela étant, l'émission maximale que nous avons dans le tableau 3.14 est de 2,7 dBm. Or, une unité mobile WLAN à une distance d'un mètre de l'antenne en réception verrait son signal atténué de 40 dB (application numérique de l'équation 3.3). Avec les 35 dB d'amplification que nous appliquons dans nos calculs, nous aurions donc en entrée de notre VCSEL un signal modulant à -2 dBm, ce qui correspond tout à fait à une utilisation comme nous avons pu en faire en mesures (voir chapitre 2).

D'un point de vue physique, cette contrainte s'explique grâce à l'équation 3.24 définissant la distance maximale que l'on peut assurer en couverture. Nous trouvons dans cette équation le terme de sensibilité équivalente S_{eq}, lui-même dépendant de NF_{tot} selon l'équation 3.22. L'expression de NF_{tot} a un second terme dominant, $\frac{NF_{opt}-1}{G_{RF}}$. En augmentant la valeur de

9. Nous n'adoptons pas le même scénario et améliorons notre système car au vu de toutes les études menées jusqu'à présent, nous savons que nous rencontrerons plus de difficultés avec les fibres plastiques.

G_{RF}, nous diminuons le fort impact de NF_{opt} et donc son influence dans le calcul de la sensibilité équivalente S_{eq}. Ce faisant, en reprenant l'équation 3.24, nous y voyons la différence en décibels entre G_{opt} et S_{eq}, ce qui explique donc l'augmentation de distance de couverture possible.

Enfin, là encore, si l'on travaillait à EVM minimal, alors certes le SNR au niveau de la station centrale serait plus élevé, mais la puissance requise en émission pour l'unité mobile serait de 20 dB supérieure à celles indiquées dans les tableaux 3.13 et 3.14.

Avec ces résultats, nous nous rendons compte du fait que la liaison montante est aussi la partie la plus contraignante lorsque notre système utilise des fibres plastique. A cause des pertes qu'elles introduisent, par rapport à nos résultats de la partie 3.3.2.1 nous avons besoin d'une amplification encore plus importante. Un CAG à gain maximal plus élevé est nécessaire, tout en prenant garde de ne pas moduler notre VCSEL à une puissance trop importante, à la manière de ce que nous avons vu pour le GSM et l'EDGE précédemment en 3.3.1.1. Cette amplification a aussi pour but de diminuer les puissances d'émission de nos unités mobiles pour leur permettre de respecter les limites du standard et d'économiser de la batterie.

Nous nous intéressons maintenant à la transmission des standards de téléphonie mobile dans un même contexte que pour le WLAN.

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF

Avec le GSM et l'EDGE, même avec les pertes introduites par la fibre plastique, nous restons en dessous de ce qu'une unité mobile peut émettre au maximum. Avec le premier front-end que nous utilisons depuis le début de nos simulations, nous avons besoin de -0,5 dBm pour assurer une couverture sur huit mètres. De fait, les résultats ici n'apportent rien de plus et nous renvoyons le lecteur à toutes les discussions et conclusions tirées en partie 3.3.2.1 qui s'appliquent ici aussi.

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM, l'EDGE et le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF

Dans les cas présentés ci-avant, les mêmes conclusions qu'en 3.3.2.1 s'appliquent, auxquelles nous renvoyons le lecteur. Notons que pour compenser les pertes introduites par les fibres plastiques, nous devons envisager l'utilisation d'un CAG pouvant assurer un gain élevé (nous avons utilisé une valeur de 25 dB), tout en prenant garde à ne pas saturer notre VCSEL qui fait directement suite au front-end RF. Ceci vaut pour le GSM et l'EDGE, à la manière des fibres plastiques, mais aussi pour le WLAN comme expliqué en 3.3.2.2.

3.3.2.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type étoile et arbre

Nous avons calculé les puissances minimales nécessaires aux unités mobiles pour assurer une couverture radio aux extrémités de chacune des pièces décrites en 3.2, en liaison montante et avec notre tunnel optique déployé dans une architecture de type étoile et arbre. Cette étude a été scindée en deux parties, en fonction du type de fibres qui était choisi pour la transmission de nos signaux : en silice ou en plastique.

Dans le cas des fibres en silice, nous avons mis en évidence la nécessité d'utiliser un front-end actif pour le WLAN, contrairement à la liaison descendante qui n'en nécessitait pas. Cette nécessité vient du fait qu'il faille augmenter la sensibilité équivalente de notre récepteur WLAN (front-end et liaison optique) pour compenser le facteur de bruit de la liaison optique. Ainsi, pour que l'unité mobile n'ait pas à émettre à trop forte puissance pour assurer la couverture et pour lui permettre donc d'économiser de l'énergie, nous augmentons donc le gain de notre front-end RF. Cette augmentation du gain n'a pas lieu d'être pour le GSM et l'EDGE puisque ces standards ont, contrairement au WLAN, des sensibilités très faibles (donc très bonnes), la dégradation introduite par le facteur de bruit du lien optique reste ainsi suffisamment faible devant la sensibilité équivalente de notre système pour garantir des transmission préservant l'intégrité du signal. De plus, les puissances d'émission minimales de ces standards étant élevées (de l'ordre de 5 dBm), amplifier ce signal entrainerait une saturation du VCSEL avec possibilités de claquage. Dans tous les cas, nous avons montré qu'il n'était pas nécessaire là encore de travailler à EVM minimal.

Dans le cas des fibres en plastique, les mêmes conclusions s'appliquent, à ceci près qu'il est nécessaire d'envisager des gains plus élevés pour le front-end RF pour compenser les pertes introduites par la fibre plastique. Attention toutefois à ce que le CAG utilisé contrôle la puissance de modulation du VCSEL pour le GSM et l'EDGE comme avec les fibres plastique, mais aussi pour le WLAN.

3.3.3 Conclusion générale sur les résultats de couverture radio pour les architectures de type étoile et arbre

Nous synthétisons ici tous les résultats précédemment établis, en séparant liaison descendante et liaison montante pour ces deux architectures en tout point semblables (hormis sur quelques longueurs de fibres), basées sur des connexions point à point. Dans tous les cas que nous comparons ci-après, nous considérons que le système est de type bas coût avec un front-end passif de pertes égales à 5 dB et avec des antennes omnidirectionnelles de gain 0 dBi.

Pour la liaison descendante, notre étude a cherché à démontrer la faisabilité de la trans-

mission d'un signal depuis une station centrale jusqu'à une unité mobile en réception, de manière à ce que la démodulation au niveau de cette unité mobile soit possible. En cas de non-faisabilité, nous avons cherché à donner des conditions pour établir cette faisabilité. A chaque fois, les cas ont été différenciés suivant les standards transmis et suivant les fibres utilisés pour considérer l'architecture réseau. Enfin, cette faisabilité dépendait de la couverture possible proposée par le système pour le standard considéré : s'il est possible d'atteindre 8 mètres, alors une pièce peut être couverte et le système est fonctionnel. Les résultats avec références aux détails sont reportés dans le tableau 3.15.

Type de fibres	Standard(s)	Détails	Faisabilité
Silice	GSM/EDGE	3.3.1.1	Oui.
	WLAN	3.3.1.1	Oui.
Plastique	GSM/EDGE	3.3.1.2	Oui.
	WLAN	3.3.1.2	Non. Amplification nécessaire (+10 dB).

TABLE 3.15 – Récapitulatif des simulations de couverture radio en liaison descendante effectuées en partie 3.3.1.

Pour la liaison montante, notre étude a cherché à démontrer la faisabilité de la transmission d'un signal depuis une unité mobile en émission jusqu'à une station centrale, de manière à ce que la démodulation au niveau de cette station centrale soit possible. En cas de non-faisabilité, nous avons cherché à donner des conditions pour établir cette faisabilité. A chaque fois, les cas ont été différenciés suivant les standards transmis et suivant les fibres utilisés pour considérer l'architecture réseau. Enfin, cette faisabilité dépendait de la puissance minimale qu'il s'agissait de fournir au niveau de l'unité mobile en émission pour assurer une couverture pour le standard considéré : s'il est possible à une distance de 8 mètres d'émettre un signal sous les limites du standard, alors une pièce peut être couverte et le système est fonctionnel. Les résultats avec références aux détails sont reportés dans le tableau 3.16.

Type de fibres	Standard(s)	Détails	Faisabilité
Silice	GSM/EDGE	3.3.2.1/3.3.2.1	Oui (prévoir CAG pour diminuer niveau signal)
	WLAN	3.3.2.1	Non. Amplification nécessaire (+20 dB).
Plastique	GSM/EDGE	3.3.2.2	Oui (prévoir CAG pour diminuer niveau signal)
	WLAN	3.3.2.2	Non. Amplification nécessaire (+30 dB).

TABLE 3.16 – Récapitulatif des simulations de couverture radio en liaison montante effectuées en partie 3.3.2.

Comme nous l'avons expliqué, la liaison montante est la plus contraignante pour le système et toutes les amplifications nécessaires pour assurer une couverture radio impliquent une augmentation des coûts du système.

Notons que nous n'avons pas différencié les architecture étoile et arbre car comme nous l'avons montré en 3.2, ces deux architectures sont très proches d'un point de vue conception : nous n'avons qu'un ajout de fibre entre étoile et arbre égal au maximum à EH. Or, nous avons considéré des longueurs de 100 mètres de fibre pour toutes nos études de cette partie

3.3. Cette longueur est une moyenne, sachant que comme nous l'avons montré, en plaçant notre station centrale au milieu de notre construction, nous nous trouvons dans tous les cas à des distances maximales de déploiement de fibre jusqu'à une pièce inférieures à 100 mètres. Notons aussi que nous avons considéré un exposant de pertes de propagation égal à 2 alors qu'en considérant la propagation dans une pièce seule, nous aurions pu considérer un coefficient plus faible, comme montré en 3.1.1. Nous sommes donc dans un pire cas avec nos résultats ci-dessus et ils montrent déjà que la réalisation d'un système bas-coût permettant liaisons montantes et descendantes est possible en assurant les performances requises avec des COTS.

Nous effectuons maintenant la même étude globale avec l'architecture de type bus.

3.4 Simulations de couverture réseau pour les architectures de type bus et étoile-bus

Nous avons présenté ce type d'architectures en 3.2.2.3 et notamment l'architecture bus qui est originale, la littérature s'appuyant sur de l'étoile-bus. A notre connaissance, cette architecture n'a jamais été simulée en termes de performances de couverture radio symmétrique. Elle n'a jamais été validée expérimentalement non plus. Nous nous proposons d'aborder ces deux points dans le cadre de ce manuscrit. Dans ce troisième chapitre, nous abordons, par suite des travaux précédents sur les architectures étoile et arbre, la simulation de l'architecture bus d'un point de vue performances. Le quatrième chapitre de ce manuscrit s'attachera à la validation des résultats que nous allons mettre en évidence ci après.

L'élément constitutif principal de cette architecture est une liaison point à point, telle que nous l'avons décrite en détaillant nos algorithmes de calcul de couverture en 3.1. Cependant, ceci est vrai pour la toute première pièce alimentée, mais la seconde pièce consiste en une cascade de deux liens point à point. La troisième pièce est alimentée par une cascade de trois liens, et ainsi de suite jusqu'à la K-ième pièce (K étant au maximum égal à $N \cdot E$). Ainsi, au contraire de la partie 3.3, nous ne pouvons pas appliquer directement nos calculs de couverture résumés en 3.1.6 puisque le NF total qui va exister pour une liaison entre la station centrale et un noeud donné va être fonction du nombre de noeuds cascadés pour atteindre la pièce dans laquelle se situe l'unité mobile en réception considérée. Nous proposons donc un principe de fonctionnement pour cette architecture bus, pour pouvoir ensuite développer des calculs sur le système global et pouvoir simuler des distances de couverture.

Nous considérons que la liaison point à point étudiée jusque là représente un des éléments de base pour notre architecture bus dont nous réutiliserons les résultats de mesure en transmission du chapitre 2 de ce manuscrit, les mesures ayant été effectuées pour des distances de 100 mètres alors que nous cherchons à relier des noeuds distants de la largeur d'une pièce

donc de l'ordre de 10 mètres au maximum. Un premier lien optique relie la station centrale à la première piece. Après le photodétecteur de ce premier lien optique, un coupleur électrique divise le signal électrique en deux parties. Une partie du signal est envoyée vers un front-end RF du type de ceux utilisés jusqu'à présent. L'autre partie du signal est amplifiée et alimente un second lien optique identique au premier pour transmission à la seconde pièce. Ceci est répété jusqu'à atteindre la K-ième pièce, comme représenté sur la figure 3.22.

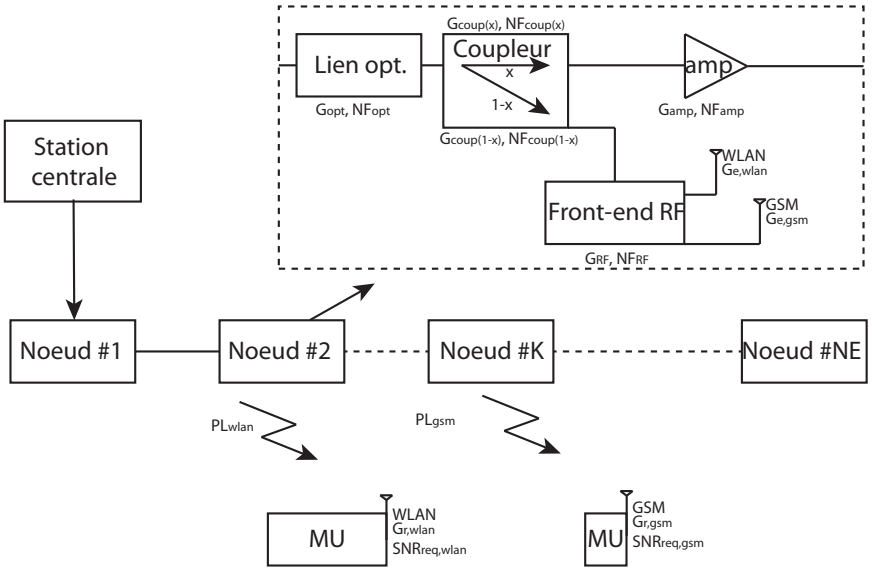


Figure 3.22 – Proposition de système associé à notre tunnel optique pour une utilisation dans une architecture de type bus dans le cadre d'une liaison descendante.

Les mêmes paramètres qu'en 3.3 sont utilisés pour décrire les éléments communs aux architectures étoile et arbre. A ceux-ci nous ajoutons :

- un coupleur caractérisé par des gains (négatifs) $G_{coup(x)}$ pour sa première branche et $G_{coup(1-x)}$ pour sa second branche et caractérisé par des figures de bruits, opposées aux gains, $NF_{(x)}$ et $NF_{(1-x)}$ respectivement. x représente le pourcentage de signal passant dans la branche reliant le photodétecteur à l'amplificateur ;
- un amplificateur idéalement choisi pour exactement compenser la proportion de signal perdue dans le coupleur le précédant. Il est caractérisé par son gain $G_{amp_{dB}} = -10\log(x)$ et sa figure de bruit $NF_{amp_{dB}}$.

Il apparaît donc clair que le NF total de la liaison pour une pièce donnée va être intrinsèquement plus élevé au delà de la première pièce, à cause de l'opération d'atténuation et amplification qui va se répéter. Nous allons, à la manière de la partie 3.3, séparer notre étude de simulation de couvertures radio suivant que l'on soit dans le cas d'une liaison descendante ou montante. Là encore, à chaque fois, nous nous intéresserons à l'impact des fibres choisies sur les couvertures radio obtenues. Les résultats seront bien entendu présentés différemment de la partie 3.3. A chaque fois, nous établirons le nombre maximal de noeuds qu'il est possible de cascader pour assurer une couverture de 5 à 8 mètres tout en respectant les standards. Cela nous indiquera la taille que notre réseau bus peut prendre et le nombre de pièces couvertes. Nous commençons notre étude par ce qui a été la liaison non limitante dans la partie

3.3, la liaison descendante.

3.4.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type bus et étoile-bus

Nous nous intéressons tout d'abord à la liaison descendante. Nous allons calculer, en fonction de K, nombre de pièces alimentées, le NF total NF_{tot} de notre système. Ensuite, nous pourrons reprendre nos résultats de la partie 3.1.4 et avec notre valeur de NF_{tot} trouver, en fonction du front-end RF choisi, le nombre maximum de noeuds qu'il est possible de cascader pour atteindre une couverture pour nos trois pièces différentes du tableau 3.3.

Pour calculer la formule exprimant la figure de bruit totale du lien descendant, pour l'unité mobile en réception associée au noeud K, nous appliquons une nouvelle fois la formule de Friis

$$\begin{aligned} NF_{tot} =& NF_{opt} + \frac{NF_x - 1}{G_{opt}} + \frac{NF_{amp} - 1}{G_{opt}G_x} \\ &+ \frac{NF_{opt} - 1}{G_{opt}G_x Gamp} + \frac{NF_x - 1}{G_{opt}^2 G_x G_{amp}} \\ &+ ... \\ &+ \frac{NF_{opt} - 1}{G_{opt}^{K-1} G_x^{K-1} Gamp^{K-1}} \\ &+ \frac{NF_{1-x} - 1}{G_{opt}^{K} G_x^{K-1} Gamp^{K-1}} \\ &+ \frac{NF_{RF} - 1}{G_{opt}^{K} G_x^{K-1} G_{1-x} Gamp^{K-1}} \\ &+ \frac{NF_{PL}NF_{UM} - 1}{G_{opt}^{K} G_x^{K-1} G_{1-x} Gamp^{K-1} G_{RF}} \end{aligned} \tag{3.32}$$

ce qui peut être réorganisé comme suit

$$\begin{aligned} NF_{tot} =& 1 + (NF_{opt} - 1)(1 + \frac{1}{G_{opt}} + ... + \frac{1}{G_{opt}^{K-1}}) \\ &+ (NF_x - 1)(\frac{1}{G_{opt}} + \frac{1}{G_{opt}^2} + ... + \frac{1}{G_{opt}^{K-1}}) \\ &+ \frac{NF_{amp} - 1}{G_x}(\frac{1}{G_{opt}} + \frac{1}{G_{opt}^2} + ... + \frac{1}{G_{opt}^{K-1}}) \\ &+ \frac{NF_{1-x} - 1}{G_{opt}^{K}} \\ &+ \frac{NF_{RF} - 1}{G_{opt}^{K} G_{1-x}} \\ &+ \frac{NF_{PL}NF_{UM} - 1}{G_{opt}^{K} G_{1-x} G_{RF}} \end{aligned} \tag{3.33}$$

en se rappellant que le couple amplificateur-coupleur a été choisi de sorte que le produit

de leur gain $G_{amp}G_x$ vaille l'unité.

La formule ci-dessus permet donc de calculer NF_{tot}. Ceci fait, il suffit d'intégrer sa valeur dans les équations 3.16 et 3.19 pour obtenir nos deux équations et trouver la distance de couverture maximale atteignable. Nous commençons nos simulations par celles concernant un réseau fibré en silice.

3.4.1.1 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Pour cette première étude de couverture, nous nous plaçons dans un cas non optimisé d'un point de vue radio. En effet, nous allons faire varier les paramètres du front-end RF pour en étudier l'influence et pouvoir conclure de l'intérêt ou non de la nécessité qu'il soit actif, toujours dans notre recherche d'une solution à bas coût. Nous allons ensuite prendre un cas où les antennes sont omnidirectionnelles et ne présentent donc pas de gain ($G_e = G_r = 0$ dBi). Les autres paramètres sont soit compris dans les standards, soit des mesures effectuées dans le chapitre 2, soit des valeurs qui en sont dérivées (comme les valeurs de NF_{opt} par exemple). Concernant la distance de fibre en jeu qui est plus proche des 10 mètres que des 100 mètres nous considérons que les fibres en silice introduisaient déjà peu de pertes et que la perte principale vient des connecteurs ; nous tiendrons compte des mêmes gains optiques que pour 100 mètres, c'est à dire qu'au vu de nos mesures du chapitre 2, $G_{opt} \approx 0$ dB.

Puisque nous considérons que le lien optique est transparent, alors nous pouvons simplifier l'expression du NF total du système, qui vaut

$$\begin{aligned} NF_{tot} =& 1 + K(NF_{opt} - 1) \\ &+ (K-1)(NF_x - 1) \\ &+ (K-1)\frac{NF_{amp} - 1}{G_x} \\ &+ NF_{1-x} - 1 \\ &+ \frac{NF_{RF} - 1}{G_{1-x}} \\ &+ \frac{NF_{PL}NF_{UM} - 1}{G_{1-x}G_{RF}} \end{aligned} \tag{3.34}$$

et en rappelant que, comme déjà montré, la valeur de NF_{opt} est toujours de plusieurs ordres de grandeur plus élevée que celle des autres NF du système, alors nous pouvons simplifier l'équation 3.34 et exprimer le NF total du système fibré en silice pour une liaison descendante entre station centrale et unité mobile connectée au noeud K

$$NF_{tot} \approx K \cdot NF_{opt} + \frac{NF_{PL}NF_{UM} - 1}{G_{1-x}G_{RF}}. \tag{3.35}$$

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de 8,0 mA et une fibre multimodes OM2 de 100m, nous avons calculé le NF_{opt} qui ne change pas par rapport à celui de la partie 3.3.1.1 et est représenté sur la figure 3.12.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs valeurs de K, en fixant les paramètres du front-end RF à un front-end passif de gain G_{RF} -5 dB, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation GSM pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.23.

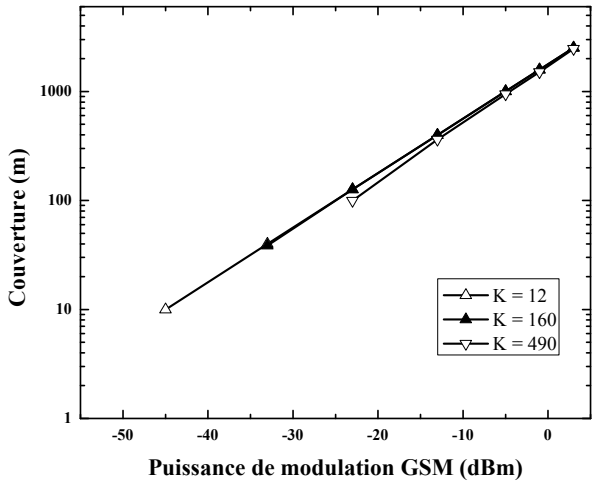


Figure 3.23 – Résultats en couverture GSM en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K.

Les valeurs semblent toujours aussi élevées que celles que nous avions obtenues en 3.3.1.1. Rappelons que nous nous intéressons surtout aux valeurs de modulation autour de -40 dBm, comme nous l'avons expliqué en 3.3.1.1, puisque ce sont des valeurs avec lesquelles nous avons fait nos mesures de transmission multi-standards avec WLAN dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Or, nous voyons que nous arrivons à obtenir plus de 8 mètres pour toutes les pièces d'une résidence domestique (K égal à 12), mais ceci n'est plus vrai pour toutes les pièces d'un immeuble résidentiel (K égal à 160).

L'allure des courbes de la figure 3.23 nous permet d'interpréter cela. A fortes puissances de modulation, les courbes se confondent, ce qui signifie qu'à forte puissance de modulation, l'élément limitant de notre algorithme (minimum des deux distances calculées suivant la contrainte de la sensibilité et celle du SNR) est la sensibilité, puisqu'elle ne dépend pas de K, étant donné que notre lien optique est de gain égal à 0 dB. Or, nous ne voyons pas de points de mesure à -45 dBm pour le GSM aux valeurs de K différentes de 12. Cela veut dire

qu'à cette faible puissance de modulation, l'élément limitant de notre alogrithme est le SNR. Si nous reprenons notre formule calculant la distance en fonction du SNR appliquée au nouveau NF_{tot} du système, nous observons que le terme d'importance est $\frac{SNR_{in}}{SNR_{req}} - K \cdot NF_{opt}$. Or, à grandes puissances de modulation, $\frac{SNR_{in}}{SNR_{req}}$ est très grand devant $K \cdot NF_{opt}$ (40 dB pour une puissance de modulation de 3 dBm) alors que ce n'est plus vrai à faibles puissances de modulation (10 dB à -45 dBm). Ceci explique donc pourquoi nous n'avons pas de points de simulation à faibles puissances de modulations pour de trop grandes valeurs de K : le SNR est trop dégradé par l'adjonction de K fois le NF du lien optique.

Grâce à notre algorithme, nous pouvons calculer la valeur maximale de K pour laquelle nous avons une couverture assurée de 8 mètres avec une puissance de modulation de -45 dBm. Cette valeur s'élève à 31. L'intérêt de l'architecture hybride étoile-bus se révèle : pour une résidence domestique, il va être possible de couvrir toutes les pièces avec du signal GSM mais pour un immeuble d'entreprise, il va s'agir de créer plusieurs bus de longueur maximale de 31 noeuds. Pour un immeuble résidentiel qui ne nécessite qu'une couverture de 6,5 mètres dans chaque pièce, plusieurs bus d'une longueur maximale de 39 noeuds.

Les résultats pour l'EDGE sont équivalents en portée, nous passons donc directement à l'étude de la transmission du WLAN sur un bus en liaison descendante.

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes OM2 de 100m, nous avons calculé le NF_{opt} qui ne change pas par rapport à celui de la partie 3.3.1.1 et est représenté sur la figure 3.17.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs valeurs de K, en fixant les paramètres du front-end RF à un front-end passif de gain G_{RF} -5 dB, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation GSM pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.23.

Nous n'avons des résultats allant que jusqu'à K égal à 26 puisqu'au delà de cette valeur, plus aucune valeur n'est trouvée : la transmission assurant une couverture est impossible. Au delà de ceci, nous voyons que les distances de couverture obtenus sont loin d'être optimales. Pour assurer 8 mètres de couverture pour 12 pièces, il ne faut pas que K dépasse une valeur de 3, ce qui rend l'architecture moins intéressante. Nous pouvons à nouveau interpréter l'allure des courbes à l'aide de l'équation. Là encore, à la manière du GSM vu en 3.4.1.1, c'est le SNR qui est la contrainte limitante pour la transmission. Le terme $\frac{SNR_{in}}{SNR_{req}}$ n'est plus très grand devant $K \cdot NF_{opt}$ à fortes puissances de modulation (5 dB à -1 dBm) donc nous

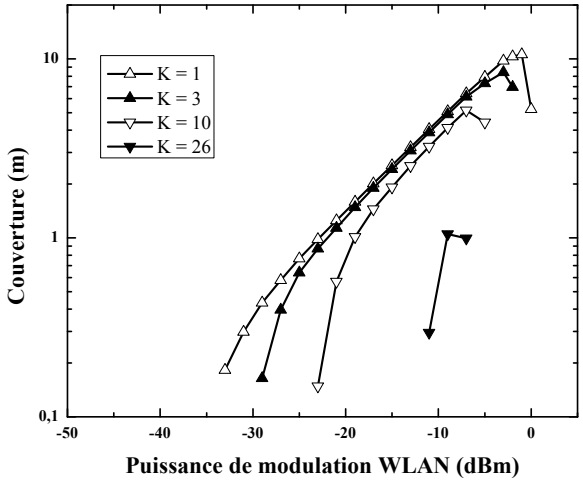


Figure 3.24 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K.

arrivons plus rapidement à une situation où le bruit ajouté par la cascade de tous les liens optiques entraîne un SNR trop bas et donc une démodulation au niveau de l'unité mobile impossible.

En augmentant le nombre de noeuds, nous observons aussi que la puissance de modulation pour laquelle la distance de couverture est maximale diminue. Nous savons que plus on cascade de liens optiques et plus on augmente le NF total de notre système. Or, plus on augmente le NF total de notre système, plus on va être amené à vouloir travailler avec des éléments ajoutant un NF minimal. Or, le seul élément de notre système dont le bruit ajouté peut varier est le lien optique. Comme nous l'avons discuté dans la partie 3.3.1.1, dans la liaison point à point il existait un compromis entre puissance d'émission et EVM du signal transmis indiquant qu'il était plus intéressant de travailler à un EVM proche de la limite du standard (en restant en dessous) pour obtenir une distance de couverture plus importante avec un SNR plus faible (mais respectant le standard tout de même). Ici, dans le cas de l'architecture bus, en cascadant un lien supplémentaire on ajoute un peu de bruit, donc on ajoute un peu d'EVM et on atteint la limite. Ainsi, l'algorithme diminue la puissance de modulation d'un palier pour que cet ajout de bruit supplémentaire et donc d'EVM supplémentaire ne fasse pas dépasser la limite. Et ainsi de suite à chaque ajout de noeud. C'est pourquoi la valeur des pics de distance de couverture diminue avec le nombre de noeuds. D'ailleurs, la dernière valeur qu'il est possible d'obtenir pour une valeur de K égale à 26 correspond à une distance de couverture de 1 mètre à une puissance de modulation WLAN de -9 dBm. Or, à -9 dBm, nous avons un EVM mesuré minimal. Ainsi, plus nous ajoutons de bruit et plus la manière optimale de cascader des liens optiques consiste à moduler les liens avec une puissance telle que l'EVM en sortie soit minimale.

Mais dans ce cas, nous perdons de la puissance disponible pour transmission au niveau

du front-end RF. Il s'agit donc d'augmenter le gain du front-end RF pour augmenter un peu la portée du signal considéré. Attention, les allures ne changeront pas et nous aurons toujours un nombre maximal de noeuds que l'on peut cascader égal à 26, puisque le gain du front-end RF ne peut pas impacter le SNR du signal qui lui parvient. Ainsi, nous allons lui ajouter 10 dB de gain de sorte qu'il se retrouve avec un gain de 5 dB, avec un NF valant toujours 5 dB et nous reportons les résultats sur la figure 3.25.

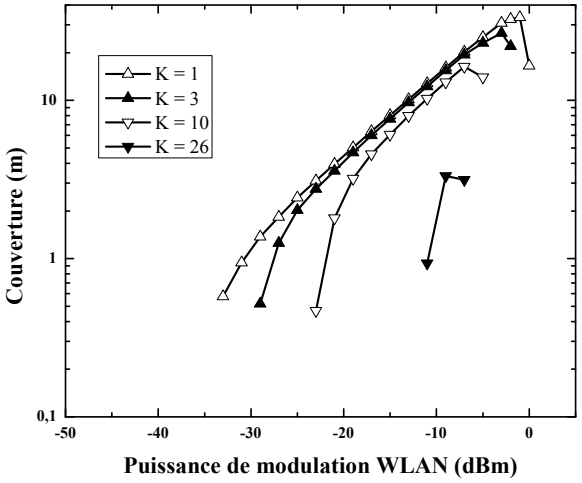


Figure 3.25 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K, avec un front-end de gain supérieur de 10 dB par rapport aux résultats de la figure 3.24.

Nous voyons ici que la portée est augmentée. Grâce à notre algorithme, nous pouvons calculer la valeur maximale de K pour laquelle nous avons une couverture assurée de 8 mètres. Cette valeur s'élève à 22. L'intérêt de l'architecture hybride étoile-bus se révèle : pour une résidence domestique, il va être possible de couvrir toutes les pièces avec du signal WLAN mais pour un immeuble d'entreprise, il va s'agir de créer plusieurs bus de longueur maximale de 22 noeuds. Pour un immeuble résidentiel qui ne nécessite qu'une couverture de 6,5 mètres dans chaque pièce, plusieurs bus d'une longueur maximale de 24 noeuds.

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Nos résultats de simulation de couverture radio en liaison descendante avec fibres OM2 ont principalement mis en évidence qu'en dehors de la résidence domestique qui ne comporte que 12 pièces au total, un même bus ne peut pas alimenter toutes les pièces des autres constructions. En cascadant tous ces liens optiques, nous ajoutons toujours plus de bruit à notre signal de sorte qu'arrive une valeur limite pour laquelle le nombre de noeuds cascadés entraîne une dégradation du SNR en dessous des valeurs requises par les standards. Ces valeurs, calculées précédemment, sont répertoriées dans le tableau 3.17.

Il va s'agir maintenant de calculer les couvertures radio qu'il est possible d'assurer en liaison descendante pour un réseau fibré en GIPOF. Nous avons vu dans le chapitre 2 que

Type de construction	Front-end (NF_{RF} = 5 dB)	Standard	Valeurs maximales de K pour assurer une couverture
(5,0 m) Résidence domestique	G_{RF} = -5 dB G_{RF} = 5 dB	GSM WLAN	44 (plus que nécessaire) 25 (plus que nécessaire)
(6,5 m) Immeuble résidentiel	G_{RF} = -5 dB G_{RF} = 5 dB	GSM WLAN	39 24
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	G_{RF} = -5 dB G_{RF} = 5 dB	GSM WLAN	31 22

Table 3.17 – Résultats de simulation du nombre maximal de noeuds qu'un bus peut contenir pour qu'au K-ième, une couverture soit assurée pour une unité mobile à la distance maximale d'une pièce de chacune des trois constructions, pour le GSM et le WLAN, avec différents types de front-end, un exposant de pertes de propagation n valant 2 et avec réseau déployé en OM2.

du fait de leur structure et de leur connectorisation, ces fibres introduisaient des pertes non négligeables. Nous allons donc dans la prochaine partie nous intéresser à la simulation de couverture WLAN sur une liaison descendante dans un réseau fibré en GIPOF, en réutilisant nos résultats de transmission du chapitre 2 et en répercutant les pertes optiques dans notre algorithme.

3.4.1.2 Résultats de couverture radio en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

Nous nous plaçons dans un cas identique à celui de l'étude avec fibres en silice de la partie 3.4.1.1. Cependant, nous ne pouvons plus considérer notre lien optique comme transparent puisque nous avons vu dans le chapitre 2 de ce manuscrit que par la qualité des fibres et des connecteurs qui leur sont associés, le lien optique était à perte (et dans le cas présent, nous considérons G_{opt} égal à -6 dB). Ainsi, l'expression du NF total ne peut être simplifiée comme nous l'avons fait dans la partie 3.4.1.1 à l'aide de la propriété de transparence de notre lien optique. Nous reprenons donc son expression générale de l'équation 3.33. Dans cette équation, nous reconnaissons des suites géométriques de raison $\frac{1}{G_{opt}}$. Ainsi, en écrivant la fonction $f(K)$ de variable K comme étant

$$f(K) = \frac{1 - \frac{1}{G_{opt}^{K}}}{1 - \frac{1}{G_{opt}}} \tag{3.36}$$

alors nous pouvons écrire la figure de bruit totale du lien en liaison descendante entre la station centrale et l'unité mobile connectée au K-ième noeud comme valant

$$\begin{aligned} NF_{tot} =& 1 + (NF_{opt} - 1)f(K) \\ &+ 2(f(K) - 1)(NF_x - 1 + \frac{NF_{amp} - 1}{G_x}) \\ &+ \frac{1}{G_{opt}^K}(NF_{1-x} - 1 + \frac{NF_{RF} - 1}{G_{1-x}} + \frac{NF_{PL}NF_{UM} - 1}{G_{1-x}G_{RF}}) \end{aligned} \tag{3.37}$$

ce qui donne ainsi pour utilisation dans notre algorithme présenté dans la partie 3.1.4 l'expression de NF_{PL}

$$\begin{aligned} NF_{PL} =& \frac{1}{NF_{UM}}((\frac{SNR_{in}}{SNR_{req}} - f(K)(NF_{opt} - 1) - 2(f(K) - 1)(NF_x - 1 + \frac{NF_{amp} - 1}{G_x}))G_{opt}^K \\ &- NF_{1-x} + 1 - \frac{NF_{RF} - 1}{G_{1-x}})G_{1-x}G_{RF}. \end{aligned} \tag{3.38}$$

Nous rappelons que l'équation 3.38 permet de calculer la distance maximale de couverture pour respecter le SNR. Dans le cas présent, le lien optique n'étant pas transparent, l'équation 3.18 donnant le NF total permettant de calculer la distance maximale de couverture pour respecter la sensibilité est modifiée en

$$PL_{dB} = P_{in_{dBm}} + K \cdot G_{opt_{dB}} + G_{RF_{dB}} + G_{e_{dB}} + G_{r_{dB}} - S_{dBm} \tag{3.39}$$

Ces formules étant établies, nous nous intéressons maintenant à la transmission du GSM, puis du WLAN.

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de 8,0 mA et une fibre multimodes GIPOF120 de 100m, nous avons calculé le NF_{opt} qui est sensiblement égal à celui de la partie 3.3.1.1 et est représenté sur la figure 3.12, et que nous considérons donc ici aussi.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs valeurs de K, en fixant les paramètres du front-end RF à un front-end passif de gain G_{RF} -5 dB, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation GSM pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.26.

Nous avons reporté tous les résultats que nous avons été en mesure de calculer avec notre algorithme. Pour toute valeur de K supérieure à 5, aucune transmission n'est possible, le SNR en sortie du front-end RF est déjà inférieur au SNR requis par le standard au niveau de l'unité mobile en réception. L'interprétation de ce phénomène se fait de la même manière qu'en 3.4.1.1. Dans l'équation du NF total du lien, nous avions un terme $\frac{SNR_{in}}{SNR_{req}}$ grand

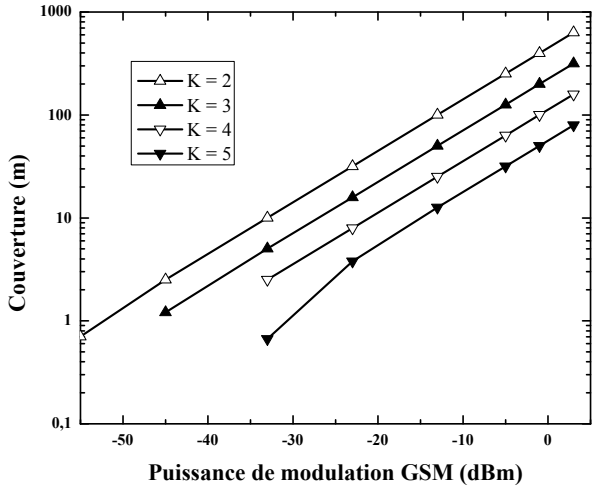


Figure 3.26 – Résultats en couverture GSM en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K.

devant NF_{opt} et grand devant $K \cdot NF_{opt}$, à basse puissance comme nous l'avons discuté (ceci n'est plus vrai à puissances plus élevées). Cela étant, dans l'équation 3.38 qui concerne notre cas ici, nous ne comparons plus $\frac{SNR_{in}}{SNR_{req}}$ au terme NF_{opt} multiplié K fois mais multiplié $f(K)$ fois. Pour un G_{opt} de -6 dB, cela représente un facteur de 18 dB pour une valeur de K égale à 5.

Les pertes optiques induites par la fibre optique plastique sont trop importantes pour pouvoir permettre une transmission. En plus de tous les NF_{opt} qui s'ajoutent au NF total de la transmission, il y a le G_{opt} négatif (en dB) qui intervient par la fonction $f(K)$. Pour nous en convaincre, nous supposons que la technologie pour connectoriser les fibres plastiques nous permet d'obtenir un G_{opt} égal à -3 dB. Avec cette nouvelle hypothèse, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation GSM pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.27.

En ayant diminué les pertes du lien optique, nous augmentons le nombre de liens qu'il est possible de cascader pour l'architecture bus. Le rapport $\frac{f(K)}{K}$ vaut dans ce cas 8 dB. Ainsi, pour pouvoir augmenter la dimension de notre bus, il va falloir réussir à faire tendre G_{opt} vers 0 dB. Si une telle chose est possible, alors nous nous retrouverions dans le cas de la partie 3.4.1.1 dont nous pourrions directement réutiliser les résultats. Pour réussir à obtenir cela, nous pourrions :

- polariser nos VCSELs à des courants plus faibles, pour avoir un gain de conversion plus important (mais un paramètre RIN certainement plus élevé) ;
- augmenter le gain du TIA du photodétecteur pour compenser les pertes de la fibre (il faudrait refaire des mesures de caractérisation dans ce cas) ;
- accepter ces pertes et n'utiliser notre système bus en fibres plastique que pour des résidences domestiques.

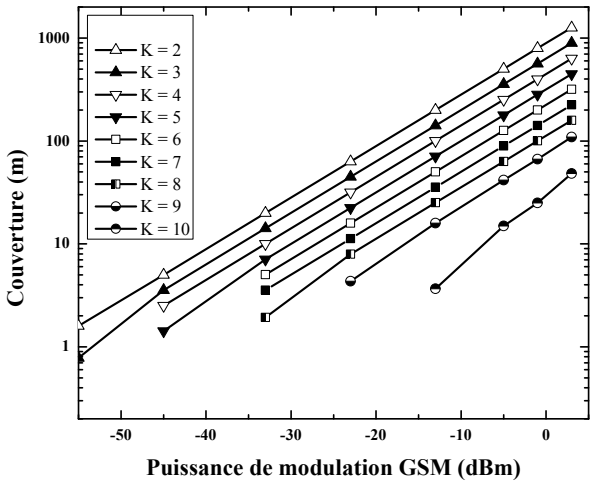


FIGURE 3.27 – Résultats en couverture GSM en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K et pour G_{opt} égal à -3 dB.

Pour finir, nous cherchons avant tout à établir des distances de couverture. Considérons que nous modulons notre VCSEL avec des signaux GSM à -30 dBm plutot que -40 dBm pour avoir la possibilité de mettre au moins six noeuds en cascade. Ainsi, en utilisant une architecture de type étoile-bus avec étoile à deux branches, nous pouvons assurer une couverture de 5 mètres pour toutes les pièces d'une résidence domestique. En augmentant le nombre de branches du réseau étoilé, il est envisageable de couvrir toute construction avec un réseau de type étoile-bus, mais avec des bus de 6 noeuds au maximum, pour un G_{opt} égal à -3 dB.

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de $8,0$ mA et une fibre multimodes GIPOF120 de 100m, nous avons calculé le NF_{opt} qui ne change pas par rapport à celui de la partie 3.3.1.2 et est représenté sur la figure 3.20.

De ces résultats, à l'aide des paramètres précédemment introduits et en fonction de plusieurs valeurs de K, en fixant les paramètres du front-end RF à un front-end actif de gain G_{RF} 5 dB, nous calculons la couverture réseau offerte en mètres en fonction de la puissance de modulation GSM pour un exposant de pertes de propagation n valant 2, les résultats étant reportés sur la figure 3.28. Nous choisissons un front-end actif d'un gain de 10 dB supérieur à celui que nous utilisions pour la transmission GSM en 3.4.1.2 puisque nous avons conclu dans la partie 3.3.1 en étudiant les architectures étoile et arbre que la transmission WLAN sur fibre plastique était la plus contraignante et qu'elle nécessitait une amplification

au niveau du front-end RF.

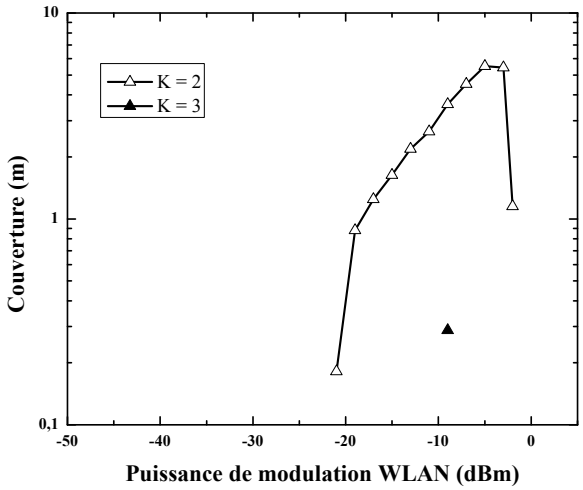


Figure 3.28 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K.

Comme nous pouvions l'anticiper, avec des pertes aussi élevées de 6 dB par lien optique et avec les contraintes pour le signal WLAN plus fortes que celles pour le signal GSM, nous ne pouvons pas cascader plus de trois noeuds en même temps. L'interprétation des résultats est identique à celles de la partie 3.4.1.2 pour les problèmes de noeuds que l'on peut cascader et de la partie 3.4.1.1 pour l'allure des courbes avec un pic qui tend vers les puissances pour lesquelles l'EVM est minimal. D'ailleurs, notons que le seul point de mesure que notre algorithme peut calculer est celui correspondant à une puissance de modulation de -9 dBm, qui était la valeur pour laquelle l'EVM mesurée pour notre lien optique était minimale. Comme avec le GSM, nous pouvons faire l'hypothèse d'une fibre mieux connectorisée qui implique seulement 3 dB de pertes. Dans ce cas, les résultats sont reportés sur la figure 3.29.

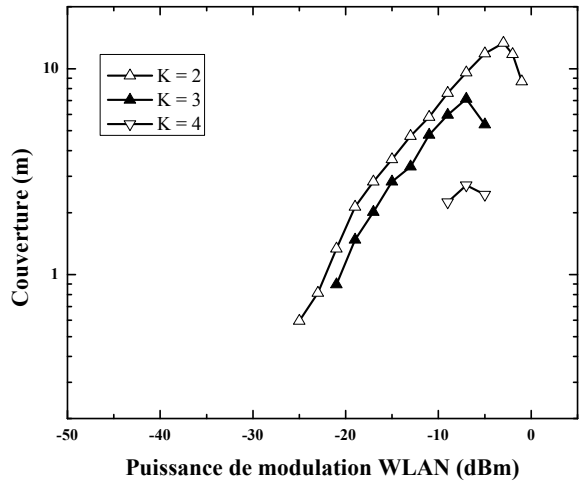


Figure 3.29 – Résultats en couverture WLAN en fonction de la puissance de modulation du VCSEL, pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différentes valeurs de K et pour G_{opt} égal à -3 dB.

Nous pouvons aller jusqu'à 4 noeuds uniquement. La portée est faible mais pour assurer 5 mètres de portée, nous pouvons ajouter une antenne d'émission de gain 5 dBi. En dehors de ces considérations, nous obtenons les mêmes conclusions que celles établies pour toutes les études qui ont précédées celle-ci. En utilisant une architecture de type étoile-bus avec étoile à trois branches, nous pouvons assurer une couverture de 5 mètres pour toutes les pièces d'une résidence domestique. En augmentant le nombre de branches du réseau étoilé, il est envisageable de couvrir toute construction avec un réseau de type étoile-bus, mais avec des bus de 4 noeuds au maximum, pour un G_{opt} égal à -3 dB.

Conclusions sur les résultats de couverture radio pour le GSM et le WLAN en liaison descendante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

Nos résultats de simulation de couverture radio en liaison descendante avec fibres GI-POF120 ont principalement mis en évidence que même pour la résidence domestique qui ne comporte que 12 pièces au total, un même bus ne peut pas alimenter toutes les pièces des constructions. En cascadant tous ces liens optiques, nous ajoutons toujours plus de bruit à notre signal mais aussi toujours plus de pertes, qui sont prises en compte à chaque étage du système d'après, de sorte qu'arrive rapidement une valeur limite pour laquelle le nombre de noeuds cascadés entraîne une dégradation du SNR en dessous des valeurs requises par les standards. Ces valeurs, calculées dans la partie 3.4.1.2, sont répertoriées dans le tableau 3.18.

Type de construction	Front-end (NF_{RF} = 5 dB)	Standard	Conditions de couverture
(5,0 m) Résidence domestique	G_{RF} = -5 dB G_{RF} = 5 dB	GSM WLAN	K = 6, 2 branches étoile K = 4, 3 branches étoile
(6,5 m) Immeuble résidentiel	G_{RF} = -5 dB G_{RF} = 5 dB	GSM WLAN	K = 6, 27 branches étoile, $G_e > 2$ dBi K = 4, 40 branches étoile, $G_e > 2$ dBi
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	G_{RF} = -5 dB G_{RF} = 5 dB	GSM WLAN	K = 6, 82 branches étoile, $G_e > 4$ dBi K = 4, 123 branches étoile, $G_e > 4$ dBi

TABLE 3.18 – Résultats de simulation des conditions sur les réseaux en étoile-bus pour assurer une couverture dans toutes les pièces d'une construction pour le GSM et le WLAN, avec différents types de front-end, un exposant de pertes de propagation n valant 2 et avec réseau déployé en GIPOF120 et un gain optique G_{opt} égal à -3 dB.

3.4.1.3 Conclusion sur les résultats de couverture radio en liaison descendante pour les architectures de type bus et étoile-bus

Nous avons calculé le nombre maximum de noeuds que nous pouvions mettre en cascade en liaison descendante avec notre tunnel optique déployé dans une architecture de type bus et étoile-bus. Cette étude a été scindée en deux parties, en fonction du type de fibres qui était choisi pour la transmission de nos signaux : en silice ou en plastique.

Dans le cas des fibres en silice, les pertes sont nulles (on parlait dans le chapitre 2 de tunnel optique transparent). Ainsi, comme dans le cas des architectures étoile et arbre, nous observons des performances moindres avec le WLAN par rapport au GSM, du fait de la différence de contrainte existant pour ces standards. Pour une résidence domestique, un bus seul peut assurer la couverture réseau pour toutes les pièces. Pour une construction plus grande, il est nécessaire de passer à l'architecture en étoile-bus et en utiliser plusieurs. Ainsi, des bus de 22 à 24 noeuds sont nécessaires pour transmettre le WLAN jusqu'à la dernière pièce en y assurant une portée suffisante.

Dans le cas des fibres en plastique, les pertes sont non nulles. Puisque nous mettons des liens optiques en cascade, leurs bruits et leurs pertes s'ajoutent, de sorte qu'il devient rapidement impossible d'assurer un SNR suffisant pour la transmission. Ainsi, nous avons montré que nous ne pouvions cascader que quatre noeuds, en supposant que les pertes optiques étaient moins élevées que ce que nous avions mesurées. En effet, toute perte dans le lien optique servant de base à cette architecture bus est limitante pour le système. D'où une conclusion importante : il faut, lorsqu'un lien optique à bas coût est réalisé, viser au lien optique transparent (de gain égal à 0 dB).

Après cette étude des performances de couverture radio en liaison descendante pour les architectures bus et étoile-bus, nous nous intéressons aux performances de couverture radio en liaison montante pour ces mêmes architectures, pour assurer la mise en place d'un système symmétrique.

3.4.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour les architectures de type bus et étoile-bus

Nous nous intéressons maintenant à la liaison montante. Nous allons calculer, en fonction de K, nombre de pièces alimentées, le NF total NF_{tot} de notre système. Ensuite, nous pourrons reprendre nos résultats de la partie 3.1.5 et avec notre valeur de NF_{tot} trouver, en fonction du front-end RF choisi, le nombre maximum de noeuds qu'il est possible de cascader pour atteindre une couverture pour nos trois pièces différentes du tableau 3.3.

Pour calculer la formule exprimant la figure de bruit totale du lien montant, pour l'unité mobile en émission associée au noeud K, nous appliquons une nouvelle fois la formule de Friis en rappelant que le gain du coupleur sur sa branche x est égal à l'inverse du gain de l'amplificateur. Il vient

$$
\begin{aligned}
NF_{tot} = & NF_{RF} + \frac{NF_{1-x} - 1}{G_{RF}} \\
& + \frac{NF_{opt} - 1}{G_{RF} G_{1-x}} (1 + ... + \frac{1}{G_{opt}^{K-1}}) \\
& + \frac{NF_{amp} - 1}{G_{RF} G_{1-x}} (\frac{1}{G_{opt}} + ... + \frac{1}{G_{opt}^{K-1}}) \\
& + \frac{NF_{x} - 1}{G_{RF} G_{1-x} G_{amp}} (\frac{1}{G_{opt}} + ... + \frac{1}{G_{opt}^{K-1}}) \\
& + \frac{NF_{UM} - 1}{G_{RF} G_{1-x} G_{opt}^{K}}
\end{aligned}
\tag{3.40}
$$

que l'on va utiliser dans l'équation 3.22 pour en déduire ensuite le nombre de noeuds maximum K pour que la distance de couverture pour l'unité mobile en émission soit respectée suivant les valeurs du tableau 3.3.

3.4.2.1 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Pour cette première étude de couverture, nous nous plaçons dans un cas non optimisé d'un point de vue radio. En effet, nous allons faire varier les paramètres du front-end RF pour en étudier l'influence et pouvoir conclure de l'intérêt ou non de la nécessité qu'il soit actif, toujours dans notre recherche d'une solution à bas coût. Nous allons ensuite prendre un cas où les antennes sont omnidirectionnelles et ne présentent donc pas de gain ($G_e = G_r = 0$ dBi). Les autres paramètres sont soit compris dans les standards, soit des mesures effectuées dans le chapitre 2, soit des valeurs qui en sont dérivées (comme les valeurs de NF_{opt} par exemple). Concernant la distance de fibre en jeu qui est plus proche des 10 mètres que des 100 mètres nous considérons que les fibres en silice introduisaient déjà peu de pertes et que la perte principale vient des connecteurs ; nous tiendrons compte des mêmes gains optiques que pour 100 mètres, c'est à dire qu'au vu de nos mesures du chapitre 2, G_{opt} 0 dB.

Puisque nous considérons que le lien optique est transparent, alors nous pouvons écrire le NF total du système comme étant égal à

$$
\begin{aligned}
NF_{tot} = & NF_{RF} + \frac{NF_{1-x} - 1}{G_{RF}} \\
& + K \cdot \frac{NF_{opt} - 1}{G_{RF} G_{1-x}} \\
& + (K-1) \frac{NF_{amp} - 1}{G_{RF} G_{1-x}} \\
& + (K-1) \frac{NF_{x} - 1}{G_{RF} G_{1-x} G_{amp}} \\
& + \frac{NF_{UM} - 1}{G_{RF} G_{1-x}}
\end{aligned}
\tag{3.41}
$$

et en rappelant que, comme déjà montré, la valeur de NF_{opt} est toujours de plusieurs

ordres de grandeur plus élevée que celle des autres NF du système, alors nous pouvons simplifier l'équation 3.41 et exprimer le NF total du système fibré en silice pour une liaison montante entre station centrale et unité mobile connectée au noeud K

$$NF_{tot} \approx \frac{K}{G_{RF}G_{1-x}} NF_{opt}. \tag{3.42}$$

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Avec les résultats en transmission du chapitre 2, pour un courant de polarisation du VCSEL de 8,0 mA et une fibre multimodes OM2 de 100 m, nous avons calculé le NF_{opt} dont la représentation en fonction de la puissance de modulation du VCSEL est visible sur la figure 3.12 en partie 3.3.1.1. Avec les mêmes hypothèses de système non optimisé décrites en introduction de la partie 3.4.2.1, nous rappelons que nous souhaitons que notre signal GSM transite dans notre lien optique à une puissance de modulation d'environ -40 dBm, toujours pour les raisons de transport multi-standards mises en évidence dans le chapitre 2 de ce manuscrit.

Par résolution numérique, quelle que soit la valeur du gain du front-end RF, la valeur maximale de K est de 47. En effet, si nous reprenons l'expression du critère de l'équation 3.23 et que nous écrivons S_{eqdBm} en remplaçant NF_{tot} par son expression de l'équation 3.42, avec G_{1-x} égal à 0,9 (que nous approximons à 1), nous avons alors

$$(kT)_{dBm} + 10Log(B) + SNR_{req_{dB}} + 10Log(K) + NF_{opt_{dB}} - G_{RF_{dB}} + G_{RF_{dB}} > P_{in_{dBm}} \tag{3.43}$$

avec NF_{opt} fonction de P_{in}, alors nous avons pour chaque couple de valeurs (P_{in},NF_{opt}) mesuré une et une seule valeur de K maximale possible. Pour cette valeur de K égale à 47 pour P_{in} égal à -40 dBm, nous avons donc les puissances minimales requises au niveau de l'unité mobile en émission reportées dans le tableau 3.19.

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = -5 dB NF_{RF} = 5 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 5 dB NF_{RF} = 5 dB
(5,0 m) Résidence domestique	5,4	-4,5
(6,5 m) Immeuble résidentiel	7,7	-2,3
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	15,5	-0,5

Table 3.19 – Puissance minimale requise au 47-ième noeud pour l'unité mobile en émission pour assurer une démodulation GSM à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en OM2.

Nous avons des puissances requises plus importantes qu'à la partie 3.3.2.1, ce qui s'ex-

plique par la quantité de bruit ajoutée par le bus complet qui augmente la valeur du NF total et donc augmente la sensibilité requise. Il faut donc plus de puissance en émission pour qu'après les pertes de propagation, ce critère de sensibilité soit rempli. Notons qu'il est possible d'utiliser un front-end passif là encore puisque pour une distance de 5 mètres de couverture, l'unité mobile en émission n'a besoin d'émettre qu'à 5,4 dBm. Lorsque le front-end propose un gain de 5 dB, comme nous le voyons dans le tableau 3.19, toutes les puissances minimum requises sont inférieures à 5 dBm. Ainsi, l'unité mobile ne pouvant émettre au minimum qu'à 5 dBm en GSM, il s'agira pour le front-end de diminuer la puissance reçue de 5,5 à 9,5 dB pour que la transmission ait lieu comme souhaîté. Nous retrouvons donc l'intérêt du CAG au niveau du front-end. Rappelons que ce CAG aurait aussi pour but de protéger le premier laser que le signal rencontrerait sur le bus, en adaptant le niveau de signal pour que celui-ci ne module pas le laser avec une puissance trop élevée.

Avec une valeur maximale de K aussi élevée, il est possible de couvrir une résidence domestique en GSM en liaison montante. Pour les deux autres types de construction, il s'agira de mettre en place un réseau de type étoile-bus à trois et dix branches, respectivement.

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres OM2

Comme dans la partie 3.4.2.1, nous résolvons numériquement la valeur maximale de K qui s'élève à 24 (cette transmission possible correspondant là encore et pour les mêmes raisons que précédemment à un EVM minimal). Pour cette valeur, avec un front-end de gain égal à -5 dB, nous trouvons que la puissance minimale requise est de 54 dBm. Le dimensionnement du système va donc nécessiter un CAG qui sera capable d'apporter beaucoup de gain, au moins 34 dB, puisqu'un appareil WLAN ne peut émettre au maximum qu'à 20 dBm. Cela étant, à cette puissance, le signal passerait à travers les murs et notre système deviendrait caduc. Ainsi, il est important que notre front-end propose, aidé par l'antenne de réception qui lui est associée, un gain de plusieurs dizaines de dB.

Là encore, avec une valeur maximale de K égale à 24, il est possible de considérer un bus unique pour gérer la couverture radio dans chacune des pièces d'une résidence domestique. Pour les deux autres types de construction, il s'agira de mettre en place un réseau de type étoile-bus à huit et vingt-et-une branches respectivement.

Il va s'agir maintenant de calculer les couvertures radio qu'il est possible d'assurer en liaison montante pour un réseau fibré en GIPOF.

3.4.2.2 Résultats de couverture radio en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

Nous nous plaçons dans un cas identique à celui de l'étude avec fibres en silice de la partie 3.4.2.1. Cependant, nous ne pouvons plus considérer notre lien optique comme transparent puisque nous avons vu dans le chapitre 2 de ce manuscrit que par la qualité des fibres et des connecteurs qui leur sont associés, le lien optique était à perte (et dans le cas présent, nous ne considérons pas un G_{opt} égal à -6 dB, nous nous plaçons directement dans un cas plus favorable où G_{opt} est égal à -3 dB). Ainsi, l'expression du NF total ne peut être simplifiée comme nous l'avons fait dans la partie 3.4.2.1 à l'aide de la propriété de transparence de notre lien optique. Nous reprenons donc son expression générale de l'équation 3.40. Dans cette équation, nous reconnaissons des suites géométriques de raison $\frac{1}{G_{opt}}$ et pouvons réutiliser la fonction $f(K)$ de variable K décrite dans l'équation 3.36. Nous pouvons ainsi écrire la figure de bruit totale du lien en liaison montante entre l'unité mobile en émission connectée au K-ième noeud et la station centrale comme valant

$$\begin{aligned} NF_{tot} =& NF_{RF} + \frac{NF_{1-x} - 1}{G_{RF}} \\ &+ \frac{1}{G_{RF}G_{1-x}}(f(K)(NF_{opt} - 1) + (f(K) - 1)(NF_{amp} - 1 + \frac{NF_x - 1}{G_{amp}} + \frac{NF_{UM} - 1}{G_{opt}^{K-1}} \end{aligned} \tag{3.44}$$

ce qui peut s'approximer par

$$NF_{tot} \approx \frac{1}{G_{RF}G_{1-x}} f(K)(NF_{opt} - 1) \tag{3.45}$$

à partir de quoi nous obtenons comme précédemment le même rapport $\frac{f(K)}{K}$ différenciant le cas fibres sans pertes du cas fibres avec pertes.

Résultats de couverture radio pour le GSM en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

A la manière de la partie 3.4.2.1, en observant l'équation 3.45, il est possible de redémontrer la propriété sur la valeur maximale de K. Dans le cas présent, quelle que soit la valeur du gain du front-end RF, la valeur maximale de K est de 5. Pour cette valeur de K égale à 5 pour P_{in} égal à -40 dBm, nous avons donc les puissances minimales requises au niveau de l'unité mobile en émission reportées dans le tableau 3.20.

Nous retrouvons des résultats sensiblement identiques à ceux de la partie 3.3.2.1, mais que l'on ne peut obtenir qu'avec cinq noeuds au maximum contre quarante-sept auparavant. L'explication physique est identique à celle de la partie 3.4.1.2 : l'expression du NF total du système est multiplié par un facteur $f(K)$ par rapport au cas où le lien optique est transparent. C'est pourquoi le bruit augmente beaucoup plus rapidement et que nous ne pouvons

	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = -5 dB NF_{RF} = 5 dB	$P_{UM,min}$ (dBm) G_{RF} = 5 dB NF_{RF} = 5 dB
(5,0 m) Résidence domestique	3,6	-6,4
(6,5 m) Immeuble résidentiel	5,9	-4,1
(8,0 m) Immeuble d'entreprise	7,7	-2,3

TABLE 3.20 – Puissance minimale requise au 5-ième noeud pour l'unité mobile en émission pour assurer une démodulation GSM à la station centrale après transmission en liaison montante pour un exposant de pertes de propagation n valant 2 et pour différents front-ends RF, avec réseau déployé en GIPOF120.

mettre en cascade que cinq noeuds. Là encore, à nouveau, nous renvoyons aux précédents commentaires de la partie 3.3.2.1 pour la nécessité d'un CAG au niveau de chaque front-end RF.

Avec une telle valeur de K, il n'est pas possible de couvrir une résidence domestique en GSM en liaison montante avec un seul bus. Pour les trois types de construction, il s'agira de mettre en place un réseau de type étoile-bus à trois, trente-deux et quatre-vingt-dix-huit branches, respectivement.

Résultats de couverture radio pour le WLAN en liaison montante pour un déploiement du réseau en fibres GIPOF120

Comme dans les parties précédentes, nous résolvons numériquement la valeur maximale de K qui s'élève à 4 (cette transmission possible correspondant là encore et pour les mêmes raisons que précédemment à un EVM minimal). Pour cette valeur, avec un front-end de gain égal à -5 dB, nous trouvons que la puissance minimale requise est de 58 dBm. Le dimensionnement du système va donc nécessiter un CAG qui sera capable d'apporter beaucoup de gain, au moins 38 dB, puisqu'un appareil WLAN ne peut émettre au maximum qu'à 20 dBm. Cela étant, à cette puissance, le signal passerait à travers les murs et notre système deviendrait caduc. Ainsi, il est important que notre front-end propose, aidé par l'antenne de réception qui lui est associée, un gain de plusieurs dizaines de dB.

Avec une telle valeur de K, il n'est pas possible de couvrir une résidence domestique en GSM en liaison montante avec un seul bus. Pour les trois types de construction, il s'agira de mettre en place un réseau de type étoile-bus à trois, quarante et cent-vingt-trois branches, respectivement.

3.4.3 Conclusion générale sur les résultats de couverture radio pour les architectures de type bus et étoile-bus

Nous synthétisons ici tous les résultats précédemment établis, en séparant liaison descendante et liaison montante pour ces deux architectures en tout point semblables (hormis sur quelques longueurs de fibres). Dans tous les cas que nous comparons ci-après, nous considérons que le système est de type bas coût avec un front-end passif de figure de bruit NF_{RF} égale à 5 dB et avec des antennes omnidirectionnelles de gain 0 dBi.

Pour la liaison descendante, notre étude a consisté à démontrer la faisabilité de la transmission d'un signal depuis une station centrale jusqu'à une unité mobile en réception, de manière à ce que la démodulation au niveau de cette unité mobile soit possible. En cas de non-faisabilité, nous avons cherché à donner des conditions pour établir cette faisabilité. A chaque fois, les cas ont été différenciés suivant les standards transmis et suivant les fibres utilisées pour considérer l'architecture réseau. Enfin, cette faisabilité dépendait de la couverture possible proposée par le système pour le standard considéré : s'il est possible d'atteindre 8 mètres, alors une pièce peut être couverte et le système est fonctionnel. Les résultats avec références aux détails sont reportés dans le tableau 3.21.

Type de fibres	Standard(s)	Détails	Conditions de couverture
Silice	GSM/EDGE	3.4.1.1	$K = 31$, G_{RF} = -5 dB.
	WLAN	3.4.1.1	$K = 22$, $G_{RF} = 5$ dB.
Plastique	GSM/EDGE	3.4.1.2	$K = 6$, G_{RF} = -5 dB.
	WLAN	3.4.1.2	$K = 4$, $G_{RF} = 5$ dB.

Table 3.21 – Récapitulatif des simulations de couverture radio en liaison descendante effectuées en partie 3.4.1.

Pour la liaison montante, notre étude a aussi cherché à démontrer la faisabilité de la transmission d'un signal depuis une unité mobile en émission jusqu'à une station centrale, de manière à ce que la démodulation au niveau de cette station centrale soit possible. En cas de non-faisabilité, nous avons cherché à donner des conditions pour établir cette faisabilité. A chaque fois, les cas ont été différenciés suivant les standards transmis et suivant les fibres utilisés pour considérer l'architecture réseau. Enfin, cette faisabilité dépendait de la puissance minimale qu'il s'agissait de fournir au niveau de l'unité mobile en émission pour assurer une couverture pour le standard considéré : s'il est possible à une distance de 8 mètres d'émettre un signal sous les limites du standard, alors une pièce peut être couverte et le système est fonctionnel. Les résultats avec références aux détails sont reportés dans le tableau 3.22.

A la manière de notre étude sur les architectures de type étoile et arbre, la liaison montante est la plus limitante. Les résultats peuvent laisser entendre qu'il n'y a que peu de différence entre les deux liaisons pour l'architecture bus, mais nous rappelons que pour le WLAN notamment (qui reste le standard limitant), un CAG à très forte amplification (typiquement 30 à 40 dB) est nécessaire. A nouveau, les fibres plastiques, de par leurs fortes

Type de fibres	Standard(s)	Détails	Conditions de couverture
Silice	GSM/EDGE	3.4.2.1	$K = 47$, CAG nécessaire (atténuation).
	WLAN	3.4.2.1	$K = 24$, CAG nécessaire (forte amplification).
Plastique	GSM/EDGE	3.4.2.2	$K = 5$, CAG nécessaire (atténuation).
	WLAN	3.4.2.2	$K = 4$, CAG nécessaire (forte amplification).

TABLE 3.22 – Récapitulatif des simulations de couverture radio en liaison montante effectuées en partie 3.4.2.

pertes, limitent les performances (près de six fois moins de noeuds peuvent être mis en cascade). Notons aussi que nous avons considéré un exposant de pertes de propagation égal à 2 alors qu'en considérant la propagation dans une pièce seule, nous aurions pu considérer un coefficient plus faible, comme montré en 3.1.1. Nous sommes donc dans un pire cas avec nos résultats ci-dessus et ils montrent déjà que la réalisation d'un système bas-coût de type bus permettant liaisons montantes et descendantes est possible en assurant les performances requises avec des COTS.

Conclusion

Dans ce chapitre, en partant d'un contexte réaliste d'implémentation intra-bâtiment provenant de la littérature, nous avons développé un algorithme de calcul de distances de couverture radio pour des systèmes hybrides RoF avec propagation radio. Cet algorithme prend en compte la sensibilité des récepteurs radio mais aussi le SNR des signaux transmis. En effet, nous avons vu que les liens optiques que nous utilisons, caractérisés en transmission de signaux dans le chapitre 2 de ce manuscrit, bruitent fortement le signal, des mesures de NF de plusieurs dizaines de dB ont été montrées.

Après avoir étudié les architectures de type étoile et arbre tant d'un point de vue liaison descendante (station centrale vers unité mobile) que liaison montante (unité mobile vers station centrale), nous avons proposé une architecture bus originale et, pour la première fois, un modèle analytique a été développé pour évaluer les performances en couverture radio de cette architecture. Cette architecture bus proposée présente des coûts de déploiement en fibre bien plus faibles que ceux des autres architectures, alors que le câblage est considéré comme le poste de dépense le plus élevé.

Dans toutes les architectures étudiées, nous avons démontré que la liaison montante était la plus limitante et qu'elle doit donc avoir la priorité lorsqu'un système d'antennes distribuées en RoF est mis en place dans un bâtiment. Dans notre souhaît d'obtenir un système à bas coût, nous avons aussi étudié les performances de toutes nos architectures lorsqu'elles étaient fibrées en silice et en plastique. Comme la littérature l'indique, les pertes introduites par les fibres plastique limitent les performances en transmission. Dans notre architecture bus, ce phénomène est exacerbé puisque les liens optiques ne sont pas uniques mais sont mis

en cascade.

Pour valider notre système global, il s'agit dorénavant de prouver expérimentalement que cette nouvelle architecture bus est fonctionnelle et qu'il est possible de proposer un front-end RF multi-standards répondant aux hypothèses effectuées précédemment (deux standards, 5 dB de pertes au maximum). Ces deux éléments sont prouvés par des démonstrateurs présentés dans le prochain chapitre.

Bibliographie du Chapitre 3

[1] H. T. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, pp. 254–256, May 1946.

[2] A. C. Balanis, *Antenna theory, analysis and design*, A. C. Balanis, Ed. Wiley, 2002.

[3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, U. S. River, Ed. Prentice Hall, 1999.

[4] A. Das, A. Nkansah, N. Gomes, I. Garcia, J. Batchelor, and D. Wake, "Design of low-cost multimode fiber-fed indoor wireless networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 3426–3432, Aug 2006.

[5] F. Escarieu, "Etude de la propagation dans les milieux indoor (intérieur des bâtiments) autour de 2 GHz." Ph.D. dissertation, Université de Poitiers, 2002.

[6] H. T. Friis, "Noise figures of radio receivers," *Proceedings of the IRE*, vol. 32, pp. 419–422, Jul 1944.

[7] M. Joindot and R. Joindot, *Les télécommunications par fibres optiques*, Dunod, Ed. Joindot, M. and Joindot, R., 1996.

[8] A. Koonen, H. van den Boom, H.-D. Jung, H. Yang, E. O. Martinez, P. Guignard, and E. Tangdiongga, "Photonic in-building networks - architectures and advanced techniques," in *Proceedings of the 9th International Conference on Optical Internet*, 2010.

[9] R. Llorente, M. Morant, J. Marti, M. P. Thakur, S. Walker, A. Tonnerre, D. Smith, A. Krause, G. Maury, M. Ran, H. Salgado, and F. Pereira, "Uroof system scenarios : Topology and architecture - part (a) : identification of target scenarios," UPVLC, HIT, TCF, UoE, CIP, WI, INE, INESC, Tech. Rep., 2007.

[10] A. Flatman, "In-premises optical fibre installed base analysis to 2007," Presented at the IEEE 802.3 10GbE over FDDI-Grade Fibre Study Group Meeting, Mar 2004. [Online]. Available : http://www.ieee802.org/3/10GMMFSG/public/mar04/flatman_1_0304.pdf

[11] ANF, "Exposition du public aux rayonnements électromagnétiques émis par les stations de base des réseaux de téléphonie mobile et par les téléphones portables," Agence Nationale des Fréquences, Tech. Rep. Avril, 2009. [Online]. Available : http://www.sante.gouv.fr/IMG/pdf/ANFR_-_antennes-terminaux-2.pdf

Chapitre 4

Prototypage d'un système de transmission multi-standards RoF en architecture bus

Sommaire

4.1 Protocole pour la validation expérimentale du principe de l'architecture bus 179
4.1.1 Description du protocole d'émulation de signaux 179
4.1.2 Validation du protocole de test du bus optique 180
Première étape de validation 180
Deuxième étape de validation 181
4.2 Résultats expérimentaux pour la validation du bus optique . . 181
4.2.1 Description des blocs testés 181
4.2.1.1 Spécifications du bloc TOSA-ROSA 181
4.2.1.2 Spécifications du bloc VCSEL Avalon-PT10B 184
4.2.2 Résultats expérimentaux pour le bus optique basé sur le bloc TOSA-ROSA 185
4.2.2.1 Mesures d'EVM pour un bloc TOSA-ROSA 185
4.2.2.2 Validation du protocole d'émulation pour le test du bus optique 186
4.2.2.3 Discussion 186
4.2.3 Résultats expérimentaux pour le bus optique basé sur le bloc VCSEL Avalon-PT10B 187
4.2.3.1 Résultats expérimentaux pour la transmission WLAN sur le bus optique à base de blocs VCSEL Avalon-PT10B . . 187
4.2.3.2 Comparaison de la mesure d'EVM à l'approche théorique pour le bus optique 188
4.2.3.3 Résultats expérimentaux pour la transmission GSM sur le bus optique à base de blocs VCSEL Avalon-PT10B 189

4.2.3.4 Considérations sur la couche d'accès au support de transmission pour le bus basé sur le bloc VCSEL Avalon-PT10B 190
4.2.3.5 Conclusion sur la validation expérimentale de l'architecture bus . . . 191
4.3 Du bus optique à la transmission radio : proposition de front-end RF . . . 192
4.3.1 Un diviseur de signaux basé sur le diviseur de Wilkinson . . . 192
4.3.1.1 Principe et efficacité du diviseur de Wilkinson . . . 192
Principe du diviseur de Wilkinson . . . 193
Réalisation d'un diviseur de Wilkinson . . . 193
4.3.1.2 Filtres GSM et WLAN utilisés en sortie du Wilkinson . . 195
Filtre WLAN . . . 195
Filtre GSM . . . 196
4.3.2 Un diviseur de signaux amélioré : principe, réalisation et caractérisation . . . 197
4.3.2.1 Principe du circuit proposé . . . 197
4.3.2.2 Réalisation du circuit et simulations sous ADS . . . 197
4.3.2.3 Caractérisation du circuit et conclusions sur le front-end . 199
4.3.2.4 Conclusion sur le front-end RF . . . 200
Conclusion . . . 200
Bibliographie du Chapitre 4 . . . 202

Introduction

Ce dernier chapitre porte sur la validation des principaux résultats présentés jusqu'ici dans ce manuscrit, par la réalisation de prototypes pour un démonstrateur de bus RoF multi-standards, les standards retenus étant le GSM et le WLAN. Dans notre second chapitre, nous avons étudié d'un point de vue performances en transmission multi-standards le comportement d'un lien optique point à point. A partir de cette étude point à point, nous avons dans notre troisième chapitre présenté une nouvelle architecture réseau de type bus dans laquelle le lien optique précédemment étudié pouvait être réutilisé plusieurs fois. Au delà du transport optique, nous avons veillé à étudier les possibilités en transmission radio après transport optique de nos signaux multi-standards en supposant l'utilisation de front-end RF arbitraires.

Dans ce dernier chapitre, nous allons nous atteler à :
- la validation expérimentale du principe de l'architecture bus que nous avons proposée en tant que solution bas coût ;
- l'étude et la réalisation d'un front-end permettant la séparation des signaux multi-standards transmis au travers du lien optique.

Ce chapitre est décomposé en plusieurs parties. Les deux premières ont pour but de présenter la validation expérimentale du principe de l'architecture bus, les deux dernières servent à l'étude et à la réalisation d'un front-end permettant la séparation de signaux multi-standards.

4.1 Protocole pour la validation expérimentale du principe de l'architecture bus

4.1.1 Description du protocole d'émulation de signaux

D'après l'analyse théorique et les simulations exposées au chapitre 3 de ce manuscrit, nous nous attendons à pouvoir réaliser des transmission sur un bus optique composé d'un grand nombre de liens optiques. Or, il est très consommateur en temps de réaliser un grand nombre de liens optiques pour valider nos résultats de simulation. De plus, le processus de fabrication de circuits dont nous disposons au laboratoire n'est pas de qualité industrielle et ne garantit pas une répétitivité absolue, alors que nous avons besoin de spécifications strictement identiques pour la duplication de tous ces dispositifs, gage de réussite pour valider la topologie bus RoF que nous avons proposée précédemment.

Afin de surmonter cette difficulté, le test du bus optique est réalisé en exploitant les possibilités d'interfaçage avec les instruments dont nous disposons au laboratoire, en particulier les équipements de génération vectorielle et les équipements d'analyse. Les signaux GSM et

WLAN sont transmis au travers d'un lien optique, du type de ceux étudiés dans le chapitre 2 de ce manuscrit, auxquels nous adjoignons un coupleur et un amplificateur de puissance pour réaliser le bloc de base de notre architecture bus, puisque nous rappelons que le dit bus optique est constitué de K blocs associés en série.

Les signaux mesurés en sortie du premier bloc sont analysés grâce au logiciel VSA puis capturés sous le logiciel ADS. Ces signaux servent alors de sources aux générateurs vectoriels PSG 8467D pour le GSM et ESG 4438C pour le WLAN. Ces générateurs peuvent physiquement générer les signaux obtenus en sortie du premier bloc. Nous alimentons le même bloc optique que précédemment avec ces signaux pour émuler la transmission au travers de deux blocs constituant notre bus. En répétant l'opération décrite ci-dessus, nous pouvons alors émuler un bus optique complet. Ce type de protocole de régénération de signaux mesurés est couramment utilisé pour qualifier des récepteurs RF [1]. Le schéma de simulation sous ADS utilisé pour capturer le signal (ici le WLAN) à partir du VSA pour ensuite l'uitliser comme source pour le générateur ESG 4438C est représenté sur la figure 4.1.

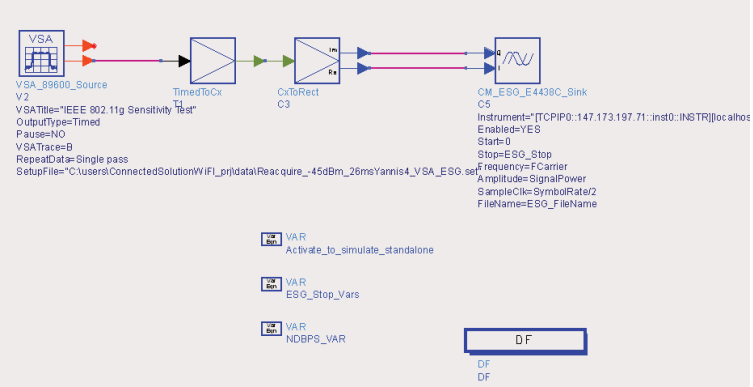


Figure 4.1 – Pilotage par ADS de la capture du signal transmis sur un bloc grâce au VSA et de la régénération du signal WLAN par l'ESG 4438C.

4.1.2 Validation du protocole de test du bus optique

Première étape de validation

L'utilisation avec succès du protocole de mesure décrit en 4.1.1 tient à la possibilité de réémettre physiquement les signaux capturés par le VSA sur le générateur vectoriel ESG 4438C et ce de manière parfaite.

Cette étape est validée pour les signaux WLAN et GSM après transmission sur un bloc, en acquérant avec le VSA les signaux transmis puis en générant physiquement ces signaux avec les générateurs vectoriels avant d'en mesurer l'EVM. Les résultats d'EVM obtenus sont très proches dans les deux cas entre signaux mesurés et signaux réémis physiquement (typiquement 0,1 % d'écart).

Deuxième étape de validation

Il s'agit ensuite de démontrer qu'émuler la transmission sur deux liens donne exactement le même résultat que lorsque l'on effectue réellement la transmission physique sur deux liens cascadés ensemble. Nous pourrons alors valider la démarche pour des transmissions à travers K blocs.

Cette étape a été validée en réalisant deux blocs strictement identiques et en comparant la mesure après transmission sur deux blocs avec le résultat obtenu par le procotole de mesure basé sur l'émulation. Les résultats sont présentés dans la prochaine partie.

4.2 Résultats expérimentaux pour la validation du bus optique

4.2.1 Description des blocs testés

Deux types de blocs ont été testés, en utilisant le protocole de mesure décrit précédemment afin d'émuler la transmission d'un bus optique constitué de K blocs.

- Le premier bloc (que l'on appellera le bloc "TOSA-ROSA") est constitué d'un émetteur TOSA HFD7180-001 de Finisar relié à 100 mètres de fibre OM3, d'un récepteur ROSA HFD7180-001 de Finisar, d'un amplificateur GALI39+ de Mini-Circuits et d'un coupleur BDCA-10-25 de Mini-Circuits permettant de prélever une partie de la puissance pour émission radio, l'autre partie étant utilisée pour alimenter le bloc suivant ; ce principe de bloc correspond à celui décrit dans le chapitre 3 de ce manuscrit. Ce bloc, répliqué en quatre exemplaires, va permettre de valider le protocole de mesure du bus optique par émulation.
- Le deuxième bloc (que l'on appellera le bloc "VCSEL Avalon-PT10B" est composé du VCSEL d'Avalon Photonics relié à 100 mètres de fibre OM3 et utilisé dans le chapitre 2 de ce manuscrit, du photodétecteur PT10B de Picometrix utilisé lui aussi dans le chapitre 2 de ce manuscrit, d'un amplificateur VNA21 de Mini-Circuits et du coupleur BDCA-10-25 de Mini-Circuits.

4.2.1.1 Spécifications du bloc TOSA-ROSA

L'architecture globale du bloc basé sur l'utilisation des TOSA et ROSA est représentée sur la figure 4.2.

Le photodétecteur ROSA est un modèle destiné à la détection de signaux 10 Gbps à 850 nm. Un amplificateur transimpédance est intégré dans le boîtier ROSA. L'accès aux composants est assuré par un circuit imprimé souple miniature. La sortie des signaux RF est différentielle sur deux lignes coaxiales à 50 Ω adaptées. La sensibilité de l'ensemble est de 1500 V/A typique. La figure 4.3 illustre le schéma du récepteur optique/RF développé à

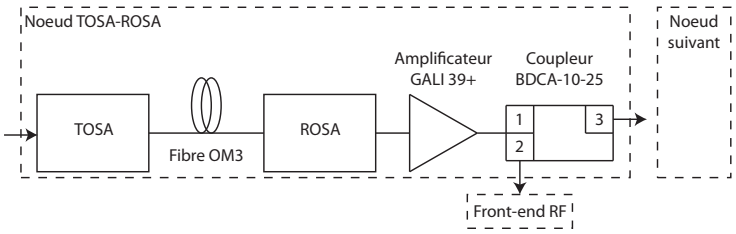


Figure 4.2 – Architecture du bloc TOSA-ROSA.

partir de ce composant. Pour adapter ce composant au montage, nous avons implémanté un transformateur délivrant un signal asymétrique adapté à 50 Ω à partir de signaux de sortie différentiels. Ce balun est un modèle TC1-1-43+ de Mini-Circuits. Sa bande passante élevée permet la conversion avec un minimum de pertes. La figure 4.4 montre une photographie du montage réalisé.

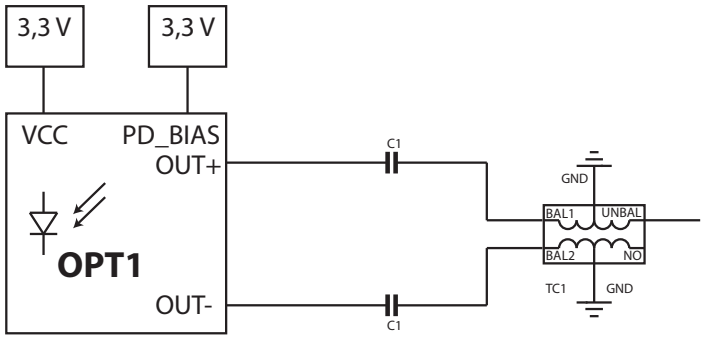


Figure 4.3 – Schéma du circuit dédié au photodétecteur ROSA. C1 = 47 nF capacité de découplage.

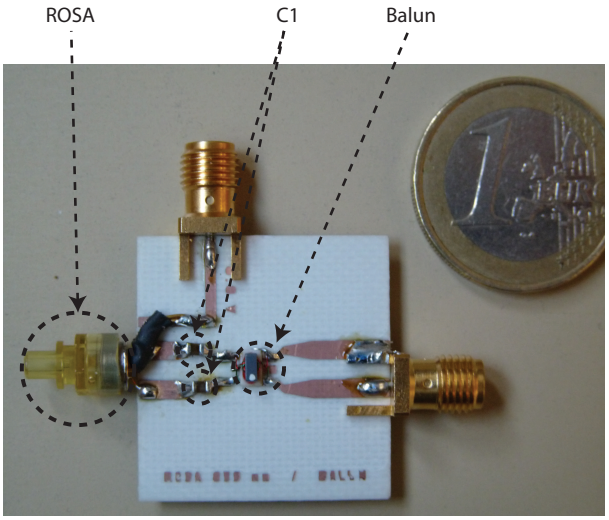


Figure 4.4 – Photographie du circuit réalisé pour le photodétecteur ROSA.

Les principales caractéristiques des éléments du bloc TOSA-ROSA sont reportées dans le tableau 4.1.

Les fortes pertes optiques proviennent des connecteurs de type LC de la fibre et des TOSA-ROSA. Le gain de liaison (sortie port 2 du coupleur, vers le bloc suivant, voir figure 4.2) est évalué en dB et vaut

TOSA HFD7180-001 Finisar	
Efficacité de modulation ($\eta_{E/O}$)	0,05 W/A
Bande passante	8 GHz
Bruit relatif d'intensité (RIN)	-130 dB/Hz
Puissance optique (polarisation 6 mA)	0,5 mW
FIBRE OM3 / CONNECTEURS	
Longueur fibre	100 m
Pertes fibres et connecteurs ($L_{opt_{dB}}$)	3,5 dB
ROSA HFD7180-001 Finisar	
Responsivité ($\eta_{O/E}$)	0,5 A/W
Gain TIA (Z_{TIA})	6000 Ω
Bande passante	9 GHz
AMPLIFICATEUR GALI 39+ Mini-Circuits	
Gain ($G_{amp_{dB}}$)	19 dB
Facteur de bruit ($NF_{amp_{dB}}$)	2,4 dB
Point de compression en sortie	10 dBm
Bande passante	7 GHz
COUPLEUR BDCA-10-25 Mini-Circuits	
Gain port 1 vers port 2 ($G_{coup(21)_{dB}}$)	-1 dB
Gain port 1 vers port 3 ($G_{coup(31)_{dB}}$)	-21 dB

TABLE 4.1 – Spécifications des éléments du bloc TOSA-ROSA.

$$\begin{aligned} G_{bloc_{dB}} &= 20\log\left(\eta_{O/E}\cdot\eta_{E/O}\right) - 2L_{opt_{dB}} + 20\log\frac{Z_{TIA}}{Z_{in}} + G_{amp_{dB}} + G_{coup(31)_{dB}} \\ &= 0,1dB. \end{aligned} \tag{4.1}$$

Le gain ente l'entrée du bloc et la sortie du front-end RF est évalué en dB et vaut

$$G_{bloc+radio_{dB}} = 20\log\left(\eta_{O/E}\cdot\eta_{E/O}\right) - 2L_{opt_{dB}} + 20\log\frac{Z_{TIA}}{Z_{in}} + G_{coup(21)_{dB}} + G_{RF_{dB}} \tag{4.2}$$

avec

$$G_{RF_{dB}} = G_{amp_{dB}} + G_{amp,front-end_{dB}} \tag{4.3}$$

où $G_{amp,front-end}$ représente le gain du front-end RF seul, correspondant au gain de front-end RF que nous nommions G_{RF} dans le chapitre 3 de ce manuscrit. Ici, ce que nous appelons G_{RF} inclut aussi le gain de l'amplificateur. Dans le choix expérimental actuel, du schéma 4.2, nous avons placé l'amplificateur avant le coupleur. En effet, l'amplificateur a un NF plus faible que celui du coupleur et il semble donc logique, d'un point de vue radio, de placer l'élément au NF le plus faible en début de chaîne de transmission. Ce choix n'avait pas été fait dans le chapitre 3 pour simplifier nos calculs, surtout que nous avions montré qu'avec un gain optique de 0 dB, le NF du lien optique était très grand devant les autres éléments de la chaîne de transmission et l'impact de l'amplificateur et du coupleur sur le NF total de

la chaîne de transmission était négligeables. Cela étant, nous réalisons notre prototype dans ce chapitre comme une démarche industrielle le voudrait.

L'application numérique de l'équation 4.1 montre que nous obtenons la condition de gain unitaire pour notre bloc TOSA-ROSA ($G_{bloc_{dB}} \approx 0dB$), condition nécessaire pour pouvoir mettre en cascade un nombre important de blocs dans notre architecture de type bus, comme nous l'avons montré dans les résultats du chapitre 3 de ce manuscrit.

Le point de compression à 1 dB en sortie du bloc TOSA-ROSA est mesuré à - 15 dBm. Cette valeur est très faible et est imputable au ROSA puisque ce composant est destiné aux applications en bande de base (Ethernet 10G) qui lui fait écrêter les signaux modulés à sa sortie. L'effet de cet écrêteur est très dommageable pour des transmissions de signaux radio de type OFDM, très sensibles aux non linéarités du fait de leur PAPR élevé, comme montré dans le chapitre 2 de ce manuscrit.

4.2.1.2 Spécifications du bloc VCSEL Avalon-PT10B

L'architecture globale du bloc basé sur l'utilisation du VCSEL Avalon et du photodétecteur Picometrix est représentée sur la figure 4.5.

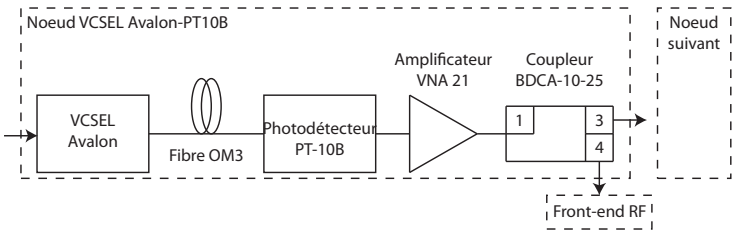


Figure 4.5 – Architecture du bloc VCSEL Avalon-PT10B.

Les principales caractéristiques des éléments du bloc VCSEL Avalon-PT10B sont reportées dans le tableau 4.2.

Le gain de liaison (sortie port 2 du coupleur, vers le bloc suivant, voir figure 4.5) est évalué en dB et vaut

$$\begin{aligned} G_{bloc_{dB}} &= 20\log\eta_{O/E}\cdot\eta_{E/O} - 2L_{opt_{dB}} + 20\log\frac{Z_{TIA}}{Z_{in}} + G_{amp_{dB}} + G_{coup(41)_{dB}} \\ &= -0,2dB. \end{aligned} \tag{4.4}$$

Là encore, nous atteignons l'objectif de réaliser une condition de gain unitaire pour notre bloc VCSEL Avalon-PT10B ($G_{bloc_{dB}} \approx 0dB$) pour pouvoir mettre en cascade les blocs.

Le point de compression à 1 dB en sortie du bloc VCSEL Avalon-PT10B a été mesuré égal à 3,3 dBm pour le courant de polarisation de 8 mA (voir chapitre 2 de ce manuscrit). Ce point de compression est nettement supérieur à celui mesuré pour le bloc TOSA-ROSA. Il

VCSEL Avalon Photonics	
Efficacité de modulation ($\eta_{E/O}$)	0,2 W/A
Bande passante	9 GHz
Bruit relatif d'intensité (RIN)	-128 dB/Hz
Puissance optique (polarisation 8 mA)	1,3 mW
FIBRE OM3 / CONNECTEURS	
Longueur fibre	100 m
Pertes fibres et connecteurs ($L_{opt_{dB}}$)	1 dB
PHOTODETECTEUR PT10B Picometrix	
Responsivité ($\eta_{O/E}$)	0,5 A/W
Gain TIA (Z_{TIA})	500 Ω
Bande passante	9 GHz
AMPLIFICATEUR VNA 21 Mini-Circuits	
Gain ($G_{amp_{dB}}$)	11 dB
Facteur de bruit ($NF_{amp_{dB}}$)	6,4 dB
Point de compression en sortie	7 dBm
Bande passante	2,5 GHz
COUPLEUR BDCA-10-25 Mini-Circuits	
Gain port 1 vers port 2 ($G_{coup(21)_{dB}}$)	-1 dB
Gain port 1 vers port 4 ($G_{coup(41)_{dB}}$)	-10 dB

TABLE 4.2 – Spécifications des éléments du bloc VCSEL Avalon-PT10B.

permet d'obtenir une puissance de modulation plus importante pour le signal WLAN tout en ne distordant pas le signal OFDM. Ainsi, nous avons préféré choisir un amplificateur VNA 21 de Mini-Circuits, d'un gain inférieur de 9 dB à l'amplificateur GALI 39+. Il permet de compenser parfaitement les pertes du coupleur du port 1 vers le port 4, assurant ainsi un bloc transparent, ce que nous souhaitons avant tout en vertu de nos résultats du chapitre 3 de ce manuscrit.

4.2.2 Résultats expérimentaux pour le bus optique basé sur le bloc TOSA-ROSA

4.2.2.1 Mesures d'EVM pour un bloc TOSA-ROSA

La figure 4.6 représente l'évolution de l'EVM en sortie du bloc TOSA-ROSA en fonction de la puissance de modulation du signal WLAN. Le minimum d'EVM à 2,9 % est obtenu pour une puissance de modulation WLAN de -29 dBm.

Pour une puissance de modulation WLAN supérieure à -29 dBm, le comportement écrêteur du ROSA entraîne une distortion du signal OFDM, ce qui est à l'origine de la dégradation de l'EVM. Pour des détails sur le comportement de l'EVM d'un signal WLAN transmis au travers d'un tunnel optique, nous renvoyons le lecteur au chapitre 2 de ce manuscrit.

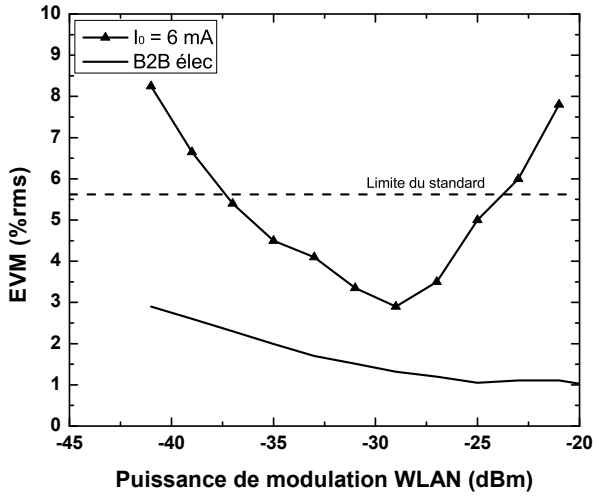


Figure 4.6 – Mesures d'EVM en sortie du bloc TOSA-ROSA en fonction de la puissance WLAN de modulation.

4.2.2.2 Validation du protocole d'émulation pour le test du bus optique

Le tableau 4.3 présente les résultats obtenus après émulation d'un bus constitué de deux blocs TOSA-ROSA décrits en 4.2.1.1 pour un signal WLAN modulant de puissance -29 dBm, puissance à laquelle l'EVM en sortie d'un bloc est minimale comme l'a montré la figure 4.6. Les résultats obtenus en mettant réellement en cascade deux blocs TOSA-ROSA identiques sont également reportés dans le tableau 4.3. Ces valeurs indiquent une très bonne concordance entre les résultats obtenus avec le protocole de test par émulation de signaux et la mesure réelle. La différence entre les résultats d'EVM obtenus pour ces deux méthodes, de l'ordre de 0,1 point, peut être imputable à la difficile reproductibilité des circuits plus qu'à l'imprécision de la méthode d'émulation elle-même.

Ainsi, cette méthode permet de réutiliser un même bloc, dont on maîtrise parfaitement les spécifications. Cette démarche permet aussi de nous rapprocher de résultats obtenus dans un contexte de production industrielle, pour laquelle les spécifications des blocs conçus seraient strictement identiques.

EVM mesurée en sortie du bloc 1	2,90 %
EVM du signal émulé en sortie du bloc 1	2,95 %
EVM mesurée en sortie du bloc 2	4,50 %
EVM du signal émulé en sortie du bloc 2	4,60 %

Table 4.3 – EVM mesurée pour un signal WLAN modulant à -29 dBm en sortie d'un et deux blocs en transmission réelle et simulée.

4.2.2.3 Discussion

Les résultats présentés dans le tableau 4.3 indiquent qu'un faible nombre de blocs TOSA-ROSA peuvent être cascadés avant d'atteindre la limite d'EVM imposée par le standard (5,6

%). Ces performances limitées proviennent de la forte limitation en puissance de modulation disponible en sortie du ROSA à cause de son comportement écrêteur. Par ailleurs, le fort gain de l'amplificateur transimpédance du ROSA a pour effet d'augmenter la puissance de bruit RIN photodétecté. Ces deux effets combinés réduisent drastiquement le SNR en sortie du bloc TOSA-ROSA et donc l'EVM associée.

En dépit des faibles performances obtenues par le bus optique basé sur le bloc TOSA-ROSA, il est intéressant d'analyser la CCDF du signal WLAN après transmission à travers K blocs. Les résultats de cette analyse, reportés sur la figure 4.7, montrent bien l'écrêtage progressif du signal WLAN au fur et à mesure des passages au travers des différents blocs du bus optique.

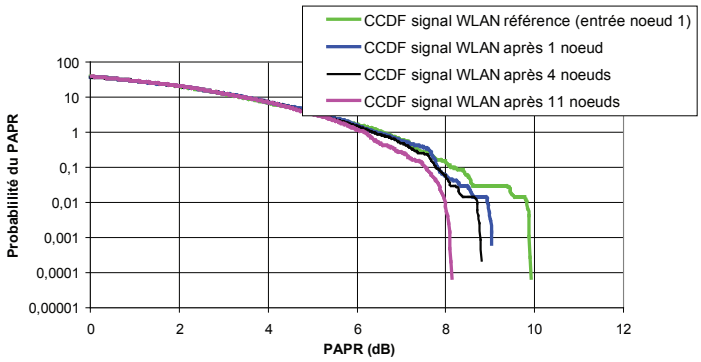


Figure 4.7 – Simulation de l'évolution de la CCDF du signal WLAN en sortie du bus optique en fonction du nombre de blocs.

4.2.3 Résultats expérimentaux pour le bus optique basé sur le bloc VCSEL Avalon-PT10B

4.2.3.1 Résultats expérimentaux pour la transmission WLAN sur le bus optique à base de blocs VCSEL Avalon-PT10B

Les mesures d'EVM obtenues pour le signal WLAN après transmission sur le bus optique constitué de K blocs (protocole de test par émulation) sont reportées sur la figure 4.8. La puissance en entrée/sortie du bloc optique est de -9 dBm, puissance pour laquelle l'EVM est minimum pour la transmission sur un bloc. Cette valeur a été montrée au chapitre 2 de ce manuscrit, et la nécessité de travailler à la valeur minimale d'EVM pour un bus optique a été démontrée dans le chapitre 3 de ce manuscrit. Les résultats de la figure 4.8 indiquent qu'une transmission sur une cascade de 19 blocs est possible, tout en maintenant un EVM inférieur à la limite imposée par le standard (5,6 %). Ce résultat de mesure est comparable aux évaluations réalisées grâce aux simulations du chapitre 3 de ce manuscrit, où nous avions mis en évident qu'il était possible de cascader jusqu'à 22 à 25 blocs.

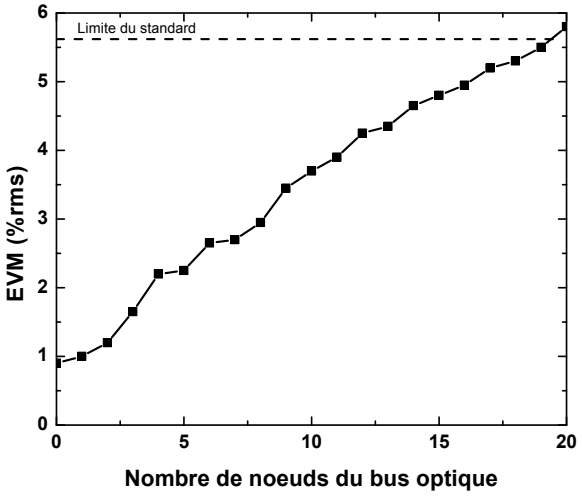


Figure 4.8 – EVM mesurés par évaluation pour un signal WLAN après transmission sur K blocs du bus optique.

4.2.3.2 Comparaison de la mesure d'EVM à l'approche théorique pour le bus optique

La caractérisation du lien optique VCSEL Avalon-PT10B réalisée dans le chapitre 2 de ce manuscrit nous a permis d'évaluer dans le chapitre 3 de ce manuscrit le facteur de bruit du lien optique avec $NF_{opt_{dB}} \approx 50dB$ à la puissance de modulation de -9 dBm. Les études du chapitre 3 nous ont aussi permis d'écrire qu'avec $G_{opt} \approx 1$, alors $NF_{opt} \approx NF_{bloc}$. Ainsi, nous pouvons exprimer l'évolution de l'EVM en sortie du bus optique constitué de K blocs. En effet, nous avons

$$EVM^2 = 10^{-\frac{SNR_{out_{dB}}}{10}} \tag{4.5}$$

où SNR_{out} est le SNR en sortie du bus optique. Il est défini, d'après l'approche théorique présentée au chapitre 3 de ce manuscrit, comme étant

$$SNR_{out} \approx \frac{SNR_{in}}{K \cdot NF_{opt}} \tag{4.6}$$

où K représente le nombre de blocs du bus et SNR_{in} le SNR à l'entrée du bus, défini relativement au bruit thermique sur une gamme fréquentielle de signal de bande B égale à 22 MHz dans le cas du WLAN. Il s'exprime suivant

$$SNR_{in} = \frac{P_{RF,in}}{kTB} \tag{4.7}$$

où $P_{RF,in}$ est la puissance de modulation en entrée du bus optique.

Ceci conduit à l'expression de l'EVM en sortie du bus optique

$$EVM \approx \sqrt{10^{-\frac{P_{RF,in}}{10KNF_{opt}kTB}}}. \tag{4.8}$$

Nous reportons sur la figure 4.9 les résultats d'EVM en sortie du bus optique obtenus à partir de l'analyse théorique précédente avec les résultats de mesure de la figure 4.8. L'accord est très bon entre le modèle théorie et les résultats de mesure, validant ainsi notre approche expérimentale et de facto nos travaux de simulation du chapitre 3 de ce manuscrit.

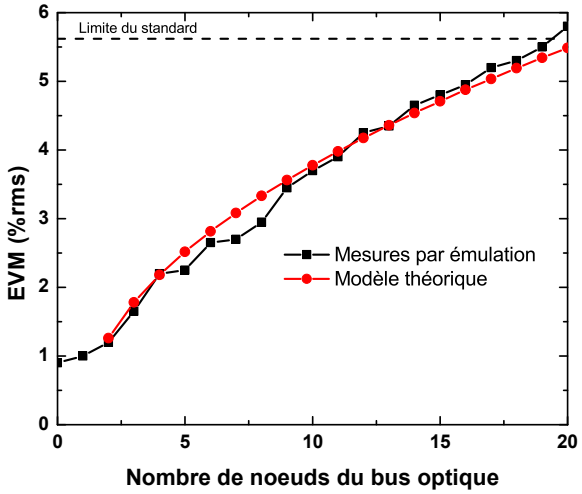


Figure 4.9 – Comparaison entre les EVM calculés par le modèle théorique de la partie 4.2.3.2 avec les EVM mesurés par évaluation, pour un signal WLAN après transmission sur K blocs du bus optique.

4.2.3.3 Résultats expérimentaux pour la transmission GSM sur le bus optique à base de blocs VCSEL Avalon-PT10B

En vertu des résultats des chapitres 2 et 3 de ce manuscrit, nous n'attendons pas de limitations de la part de la transmission GSM. Ainsi, pour une analyse plus fine, nous allons aller au delà de la mesure d'EVM moyen que nous avons utilisée lors de tout le chapitre 2 de ce manuscrit. D'après le standard GSM, l'erreur de phase au niveau de l'émetteur GSM doit être inférieure en moyenne à 8 % rms et 20 % en valeur pic.

Nous rappelons que la transmission GSM est réalisée simultanément à la transmission WLAN sur le bus optique, dans le cadre d'une topologie réseau RoF multi-standards. La puissance du signal GSM en entrée du bus optique est fixée à -40 dBm, comme discuté dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Les erreurs de phase pic et moyenne sont représentées sur la figure 4.10 en fonction du nombre de blocs du bus optique. Il apparaît que les limites imposées par le standard GSM ne sont pas atteintes au delà de 20 blocs. Le nombre maximal de points d'accès permettant de desservir le WLAN et le GSM est donc limité par les fortes contraintes imposées au WLAN, comme nous avions pu l'anticiper par simulations dans le chapitre 3 de ce manuscrit. Le faible impact du bus optique sur le signal GSM s'explique

d'une part par la modulation à enveloppe constante GMSK utilisée par ce standard, très peu sensible aux non-linéarités des blocs du bus optique (voir chapitre 2 de ce manuscrit) et d'autre part par la plus faible contribution au bruit RIN photodétecté dans la bande de signal de 200 kHz uniquement pour le GSM (contre 22 MHz pour le WLAN).

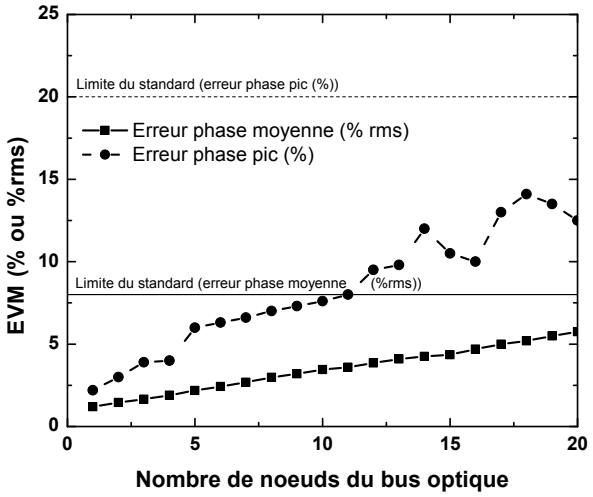


Figure 4.10 – Erreur de phase moyenne (% rms) et pic (%) du signal GSM, mesurées après transmission sur le bus optique constitué de K blocs.

4.2.3.4 Considérations sur la couche d'accès au support de transmission pour le bus basé sur le bloc VCSEL Avalon-PT10B

Plusieurs études ont déjà porté sur la compatibilité de la technologie RoF avec la couche de liaison de données du modèle OSI, plus particulièrement avec la sous-couche de contrôle d'accès au support (MAC, de l'anglais *Media Access Control*). En particulier, les études concernant le standard WLAN ont montré qu'il était nécessaire de prendre en compte le retard introduit par le lien optique afin que le temps d'aller-retour d'une trame WLAN dans le système hybride optique-radio n'excède pas le temps de latence maximum prévu par le standard [2], ce afin de pouvoir recevoir les acquittements de trames. Pour de grandes longueurs de fibres (typiquement plusieurs kilomètres), il a ainsi été montré dans cette étude qu'une modification du protocole de la couche MAC était nécessaire afin de prendre en compte le temps significatif de transmission sur la fibre optique.

Afin de connaître la compatibilité de notre topologie de réseau de type bus avec la couche MAC du WLAN, le retard de groupe introduit par le bloc VCSEL Avalon-PT10B est mesuré grâce à un VNA HP8510C (toujours calibré en SOLT). La mesure du retard introduit par le bloc est réalisée en utilisant la fonction *delay* de l'analyseur qui calcule la dérivée de la mesure de la phase en transmission du bloc par rapport à la fréquence angulaire. Les résultats sont reportés dans le tableau 4.4.

Pour une transmission sur un bus constitué de K blocs, le retard introduit par un aller-retour sur le bus optique $\tau_{AR,bus}$ s'écrit

	Retard de groupe introduit par le bloc $\tau_{g,bloc}$
bloc VCSEL Avalon-PT10B (1 m de fibre)	5 ns
bloc VCSEL Avalon-PT10B (100 m de fibre)	0,5 μs

TABLE 4.4 – Retard de groupe introduit par le bloc VCSEL Avalon-PT10B.

$$\tau_{AR,bus} = 2K\tau_{g,bloc}. \tag{4.9}$$

En considérant les résultats obtenus sur la figure 4.9, 19 blocs peuvent être cascadés au maximum en respectant les spécifications du standard WLAN. En supposant que les points d'accès sont séparés par 100 m de fibre, alors le retard aller-retour maximum qui pourrait exister dans cette topologie serait d'une valeur $\tau_{AR,bus}$ égale à 20 μs. Cette valeur est très faible devant le temps de latence prévu par le standard WLAN qui s'élève à environ 316 μs [3]. Cette valeur est également très faible devant le temps de propagation radio, typiquement inférieur à la μs, dans ce type de réseau d'antennes distribuées [2]. Les faibles longueurs de fibre intervenant dans cette topologie, prévue pour des réseaux intra-bâtiment, expliquent le faible retard de groupe introduit par le système. De plus, notons que nous prenons un cas extrême où les points d'accès sont espacés de 100 mètres de fibre alors que nous avons vu dans le chapitre 3 que nous devrions typiquement travailler avec des points d'accès espacés d'un maximum de 16 mètres.

En ce qui concerne le GSM, le temps de latence prévu par le standard étant de l'ordre de 50 ms, l'impact du bus optique est là encore négligeable.

4.2.3.5 Conclusion sur la validation expérimentale de l'architecture bus

Nous avons obtenu des résultats expérimentaux grâce à une approche copiée sur l'industrie, basée sur une *connected solution* entre des équipements de mesure. Nous avons réalisé des blocs du type de ceux proposés théoriquement dans le chapitre 3 de ce manuscrit, de deux types différents : l'un basé sur des éléments très bas coût (bloc TOSA-ROSA) et l'autre basé sur des éléments au coût plus élevé (bloc VCSEL Avalon-PT10B) avec lequel la majorité des résultats obtenus dans les chapitres 2 et 3 de ce manuscrit ont été obtenus.

Les performances du bloc TOSA-ROSA sont très limitées, principalement par le point de compression en sortie du photodétecteur qui écrête fortement les signaux transmis. Ce bloc a néanmoins permis de valider l'approche industrielle en *connected solution* en cascadant plusieurs blocs réalisés au laboratoire et en comparant les résultats d'EVM obtenus en transmission de signaux à travers deux blocs physiques et deux blocs émulés.

En émulant ainsi le bloc VCSEL Avalon-PT10B, nous avons mis en évidence qu'il était

possible de cascader 19 blocs, ce qui est proche des résultats de simulation du chapitre 3 de ce manuscrit (où nous avions obtenu des résultats inférieurs à 25 blocs suivant la taille de la pièce). Ce résultat permet de valider notre proposition d'architecture bus (et étoile-bus en cas de déploiement dans un espace plus grand qu'une résidence domestique).

Il reste un élément à aborder pour considérer le déploiement d'un système complet avec nos résultats : le front-end RF. Nous nous proposons dans la suite de ce chapitre de proposer un front-end RF en accord avec notre architecture globale en bus.

4.3 Du bus optique à la transmission radio : proposition de front-end RF

Dans le cadre de notre application multi-standards GSM et WLAN, le front-end que nous souhaitons avoir doit assurer une séparation des deux types de signaux avec transfert de puissance maximum. Autrement dit, nous souhaitons réaliser un circuit à une entrée et deux sorties :

1. la première doit assurer une puissance de sortie maximale pour le GSM avec une puissance de sortie minimale pour le WLAN ;
2. la seconde doit assurer une puissance de sortie maximale pour le WLAN avec une puissance de sortie minimale pour le GSM.

Nous envisageons à chacune de ces sorties un filtre passe-bande de mise en forme pour assurer qu'un signal n'étant pas dans sa branche soit filtré. Chacune de ces sorties filtrées est ensuite connectée à une antenne d'émission pour assurer la transmission radio.

Le front-end pourrait ainsi être décrit dans notre bus comme ayant l'architecture suivante, représentée en figure 4.11.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons uniquement au diviseur.

4.3.1 Un diviseur de signaux basé sur le diviseur de Wilkinson

4.3.1.1 Principe et efficacité du diviseur de Wilkinson

En ingéniérie microonde et en réalisation de circuit, le diviseur de puissance de Wilkinson est une classe de diviseurs de puissance qui assurent l'isolation entre les deux ports de sortie tout en maintenant une condition d'adaptation sur tous les ports. Ce diviseur peut aussi être utilisé en tant que combineur [4]. Portant le nom de son inventeur, créé en 1960, ce circuit s'utilise beaucoup dans les systèmes de communication RF utilisant plusieurs canaux puisqu'il la forte isolation entre les ports de sortie empêche la diaphonie entre les canaux individuels.

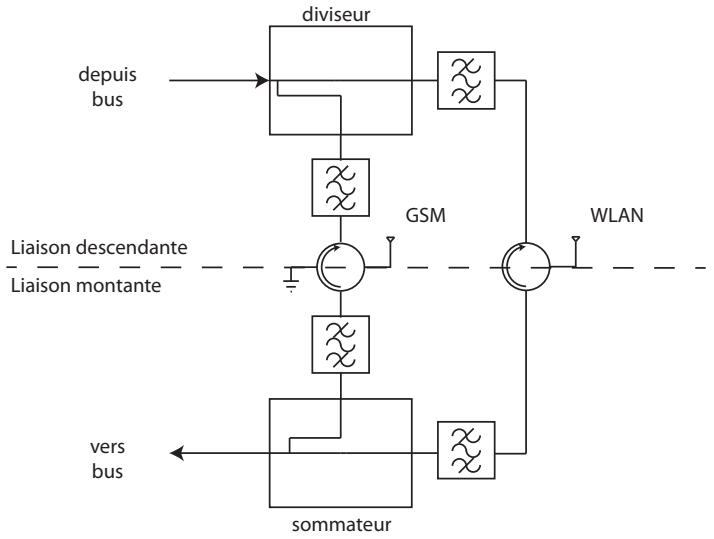


Figure 4.11 – Architecture proposée de front-end pour intégration dans notre architecture bus multi-standards.

Principe du diviseur de Wilkinson

Ce circuit utilise des transformateurs quart d'onde que l'on peut aisément reproduire en lignes micro-ruban sur circuit imprimé. Le schéma du circuit est représenté sur la figure 4.12 où λ représente la longueur d'onde du signal se propageant dans le circuit et Z_0 l'impédance des trois ports. L'impédance $2Z_0$ entre les deux ports assure l'isolation en absorbant la différence de puissance qui peut exister entre les deux ports de sortie.

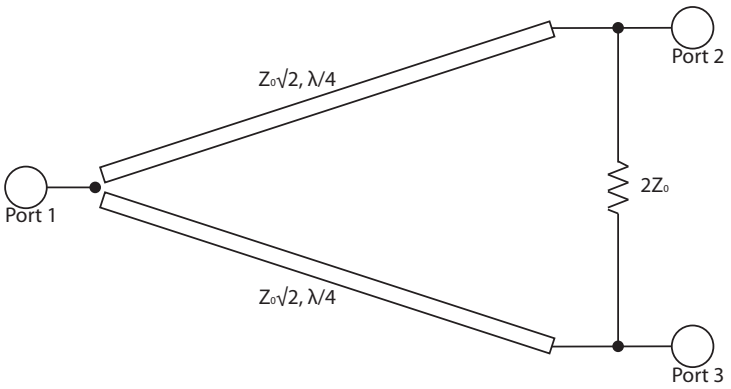


Figure 4.12 – Schéma d'un circuit Wilkinson en lignes micro-ruban.

Cela étant, ce circuit ne fonctionne qu'à une fréquence donnée. Or, nous souhaitons travailler autour de 900 Mhz et 2400 Mhz. Nous réalisons sous ADS un Wilkinson en topologie circulaire dont la fréquence de fonctionnement est égale à 815 MHz.

Réalisation d'un diviseur de Wilkinson

En choisissant de travailler à une telle fréquence, nous nous assurons d'avoir une fréquence de résonnance à 815 MHz ainsi qu'à tous les multiples impairs de cette fréquence, soit principalement à 2445 MHz. 2445 MHz représente le milieu de la bande de fréquences allouées

au WLAN. 815 MHz ne correspond pas à une fréquence descendante du GSM [1] puisque la bande de fréquences pour le GSM en liaison descendante correspond à la bande 935 MHz - 960 MHz (voir chapitre 1), nous nous intéresserons donc à la fréquence centrale de 940 MHz.

Nous réalisons ce Wilkinson sous ADS dont la représentation schématique est en figure 4.13. Nous observons le coefficient de réflexion S11 et de transmission S21/S31 de notre Wilkinson simulé pour opérer à cette fréquence de 815 MHz pour nos deux fréquences d'intérêt, 940 MHz et 2,44 GHz. Les courbes de ces coefficients sont représentées sur la figure 4.14 et nous reportons les principaux résultats dans le tableau 4.5.

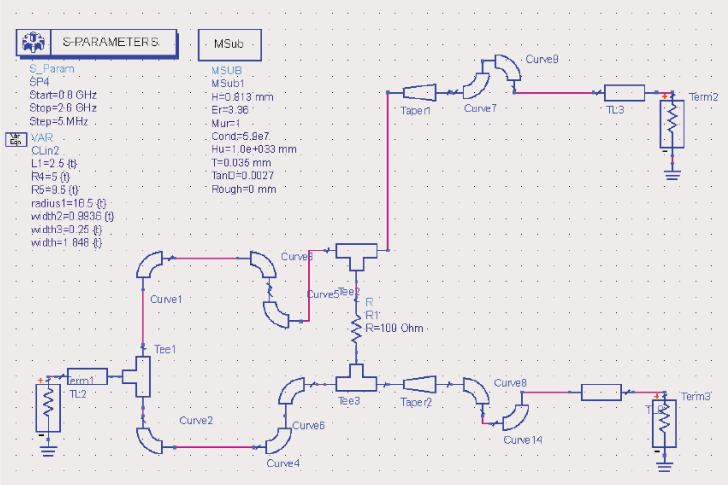


Figure 4.13 – Simulations des paramètres S de notre Wilkinson à topologie circulaire fonctionnant à 815 MHz.

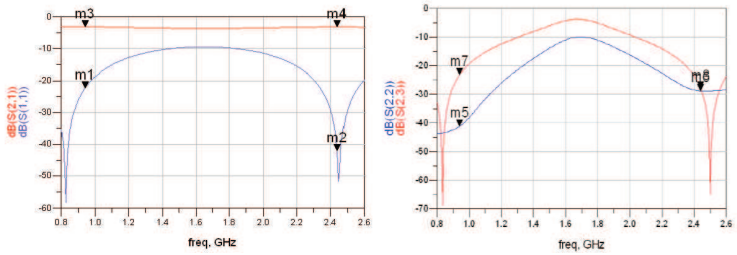


Figure 4.14 – Simulations des paramètres S de notre Wilkinson à topologie circulaire fonctionnant à 815 MHz.

Paramètres S (dB)	A la fréquence GSM (940 MHz)	A la fréquence WLAN (2440 MHz)
S_{11}	-22,3	-41,9
S_{21}	-3,1	-3,2
S_{22}	-41,2	-28,8
S_{23}	-23,1	-28,0

Table 4.5 – Valeurs des différents paramètres S à nos fréquences d'intérêt pour notre Wilkinson simulé sous ADS.

L'adaptation aux ports est suffisamment bonne pour justifier l'utilisation du circuit (coefficients de réflexion inférieurs à -10 dB), d'autant que l'isolation entre les deux ports l'est

1. Dans le sens BTS > station centrale > unité mobile en réception.

aussi (coefficient de transmission inférieur à -20 dB). Les coefficients de transmission sont de -3 dB, ce qui correspond à une division à part égale de chacun des signaux dans les deux branches.

Ainsi, sur les deux ports de sortie, nous nous retrouvons avec la moitié des signaux entrants GSM et WLAN, d'où l'importance des filtres passe-bande sélecteurs de signaux représentés sur la figure 4.12. Nous abordons par la suite la conception de ces filtres.

4.3.1.2 Filtres GSM et WLAN utilisés en sortie du Wilkinson

Nous souhaitons réaliser nous-mêmes les filtres en utilisant de simples filtres à lignes couplées facilement réalisables au laboratoire. Malheureusement, la précision de la machine de gravure du laboratoire est limitée et ne permet qu'une précision au micron, ce qui implique des difficultés pour nos filtres. En effet, puisque nous sommes à basses fréquences, au delà de l'encombrement du filtre pour le GSM, la technologie à notre disposition ne permet pas d'assurer un facteur de qualité comme celui demandé (qui serait typiquement de l'ordre de 38 à 950 MHz puisque nous filtrons les fréquences de la liaison descendante uniquement). Nous devons donc passer par une solution extérieure de type COTS. Le filtre WLAN est réalisable dans le laboratoire et nous le présentons tout d'abord.

Filtre WLAN Nous réalisons un filtre WLAN avec le *design guide* d'ADS. Nous choisissons un filtre à lignes couplées et nous nous assurons que les paramètres obtenus respectent les contraintes technologiques du laboratoire. Les résultats de simulation de ce filtre reportés sur la figure 4.15 donnent à 2440 MHz un coefficient de réflexion S_{11} égal à -28 dB et un coefficient de transmission S_{21} de -0,9 dB (pertes principalement liées au substrat). Ces performances sont suffisantes pour notre application.

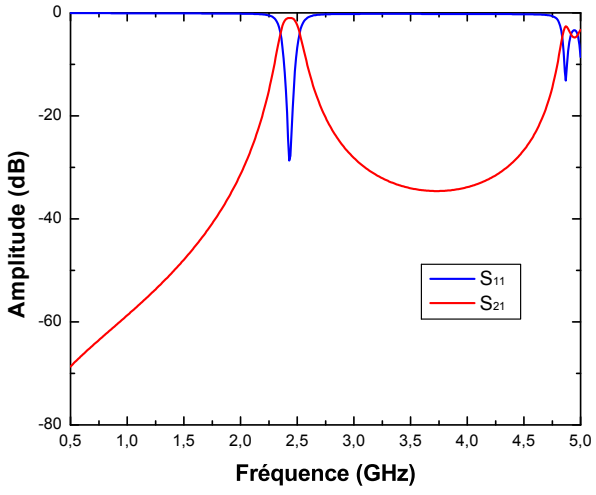


Figure 4.15 – Simulations des paramètres S de notre filtre WLAN à lignes couplées.

Filtre GSM Pour le filtre GSM, nous utilisons un COTS grâcieusement fourni par EPCOS de référence B7667, produits pour des applications GSM. Ce sont des filtres à ondes acoustiques de surface en permettant la miniaturisation. Ce composant est un duplexeur monté sur carte de test connectorisée, dont nous n'utiliserons que la partie correspondant à la liaison descendante. Pour pouvoir en utiliser le comportement fréquentiel dans nos simulations ADS, nous le caractérisons au VNA et récupérons le fichier de données associé que l'on associe à un bloc S2P comme le montre la figure 4.16. Ses caractéristiques reportées sur la figure 4.17 montrent à 940 MHz un coefficient de réflexion S_{11} égal à -9,4 dB et un coefficient de transmission S_{21} de -1,7 dB. Ces performances ne sont pas optimales pour notre application. Cela s'explique par l'impédance caractéristique des lignes d'accès de la carte de test connectorisée fournie qui n'est pas égale à 50 Ω et implique des réflexions non négligeables en entrée.

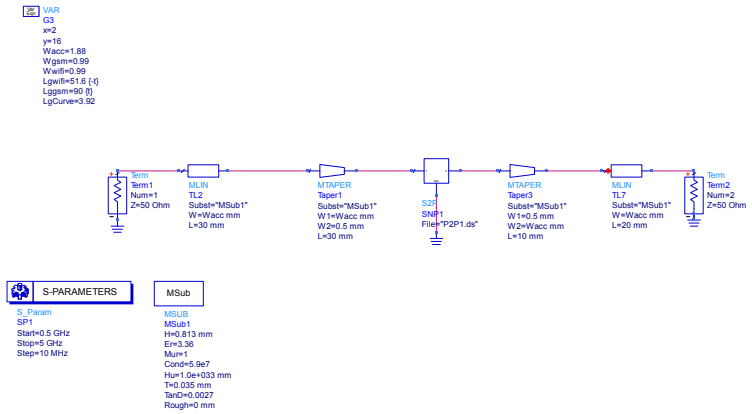


Figure 4.16 – Utilisation des mesures des paramètres S de notre duplexeur GSM EPCOS de la figure 4.17 au sein d'un montage circuit sous ADS.

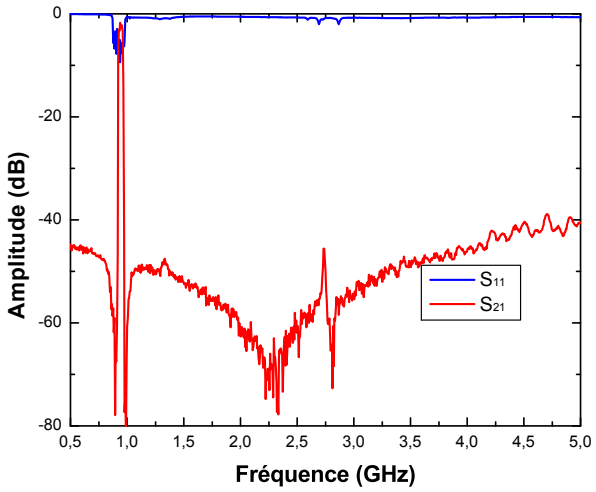


Figure 4.17 – Mesures des paramètres S de notre duplexeur GSM EPCOS.

Nous pourrions nous arrêter à cette étape et cascader le Wilkinson classique avec ces

filtres (les circuits pris indépendamment étant adaptés à 50 Ω). Nous obtiendrions des pertes égales à :

- -4,8 dB pour le GSM ;
- -4,1 dB pour le WLAN.

Ces pertes restent du même ordre de grandeur que celles prises comme hypothèse de travail pour les simulations du chapitre 3 de ce manuscrit où le front-end passif exhibait 5 dB de pertes et nous pourrions donc nous arrêter ici.

Nous allons cependant essayer d'améliorer le circuit composé du Wilkinson suivi des deux filtres en proposant une nouvelle forme de circuit dans la partie suivante.

4.3.2 Un diviseur de signaux amélioré : principe, réalisation et caractérisation

4.3.2.1 Principe du circuit proposé

Comme vu ci-dessus, le gros des pertes provient du fait que le signal total entrant dans le Wilkinson est divisé en deux parties de puissances égales. L'idée est de faire en sorte que la quantité de signal GSM transitant dans la branche WLAN soit réfléchie par le filtre WLAN pour arriver en phase au niveau du filtre GSM. Pareillement, il faut que la quantité de signal WLAN transitant dans la branche GSM soit réfléchie par le filtre GSM pour arriver en phase au niveau du filtre WLAN. Ainsi, cela permettrait de récupérer une partie de cette moitié de signal perdue dans chaque branche pour chacun des deux signaux.

4.3.2.2 Réalisation du circuit et simulations sous ADS

Le circuit réalisé est de la forme représentée sur la figure 4.18. Les deux filtres ont, pour chacune des fréquences correspondant au signal opposé, un grand coefficient de réflexion (voir figures 4.15 et 4.17) : le filtre GSM exhibe à la fréquence du WLAN une réflexion totale et vice versa (-60 dB d'amplitude). Ainsi, à condition de respecter la condition de phase en réflexion, alors nous pouvons récupérer cette puissance perdue. Notons que nous avons un rapport fréquentiel qui n'est pas un entier impair (en 4.3.1 nous avons vu que nous travaillions à 815 MHz). De fait, nous ne pouvons pas avoir une longueur totale pour les branches faisant en sorte que nous ayons un multiple de $\frac{\lambda}{2}$ pour les deux signaux. Nous faisons donc optimiser par ADS la longueur de la branche GSM pour trouver la valeur maximisant le coefficient de transmission pour les deux branches et leurs signaux respectifs.

Cela étant, les filtres exhibent aussi des coefficients de réflexion non nuls à leurs fréquences d'intérêt. Ainsi, grâce aux caractérisations par VNA, nous calculons les impédances d'entrée des filtres à leurs fréquences d'intérêt :

- à 940 MHz, l'impédance d'entrée du filtre GSM est égale à 53,6-j54,3 Ω (ce qui explique ses faibles performances en réflexion et en transmission) ;

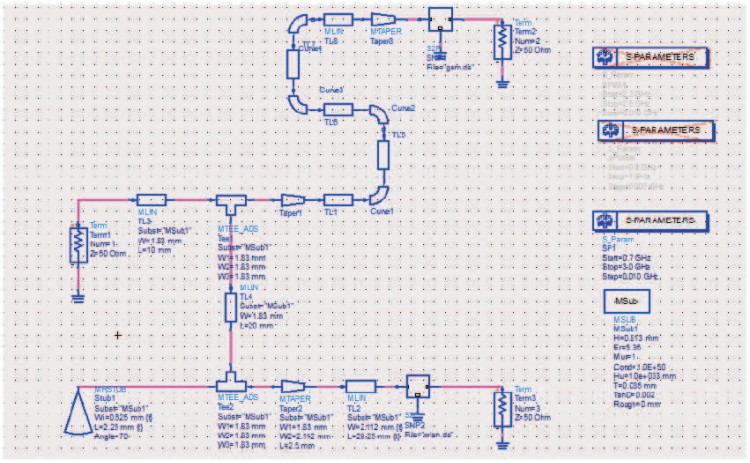


Figure 4.18 – Circuit du Wilkinson modifié sous ADS prenant en compte les deux filtres après les deux ports de sortie.

– à 2440 MHz, l'impédance d'entrée du filtre WLAN est égale à 54,1-j1,5 Ω (ce qui explique ses bonnes performances en réflexion et en transmission).

Ainsi, il faudrait idéalement adapter ces filtres à notre Wilkinson, principalement le filtre GSM qui avec sa forte réactance, réfléchit beaucoup de signal GSM. Cela étant, en ajoutant un ou deux stubs à la branche GSM pour adapter le filtre, nous modifions l'impédance de la ligne, sa longueur par tronçons et donc ce que le signal WLAN réfléchi (sur le filtre GSM) voit comme impédance totale ainsi que ce que voit le signal GSM réfléchi (sur le filtre WLAN), avec plusieurs chemins à parcourir pour l'onde. Ainsi, nous allons simplement ajouter un stub d'adaptation sur notre circuit pour améliorer les coefficients de transmission. Nous choisissons un stub radial pour éviter pour limiter le nombre de discontinuités présentes dans le circuit et en détériorant les performances [2].

Le circuit après simulations et optimisation fournit les résultats en coefficients de transmission représentés sur la figure 4.19 dont les principaux résultats sont reportés dans le tableau 4.6.

Paramètres S (dB)	A la fréquence GSM (940 MHz)	A la fréquence WLAN (2440 MHz)
S_{11}	-12,8	-32,3
S_{21}	-1,5	x
S_{31}	x	-1,1

Table 4.6 – Valeurs des différents paramètres S simulés sous ADS à nos fréquences d'intérêt pour notre Wilkinson modifié en prenant en compte les deux filtres après les deux ports de sortie.

Par rapport aux résultats du Wilkinson seul du tableau 4.5, nous perdons environ 10 dB sur le coefficient de réflexion en entrée tout en restant en dessous des -10 dB de

2. La première discontinuité séparant la ligne d'entrée en deux branches est d'ailleurs limitative sur ce point, les signaux réfléchis sur les filtres respectifs se trouvent diffractés au niveau de cette jonction.

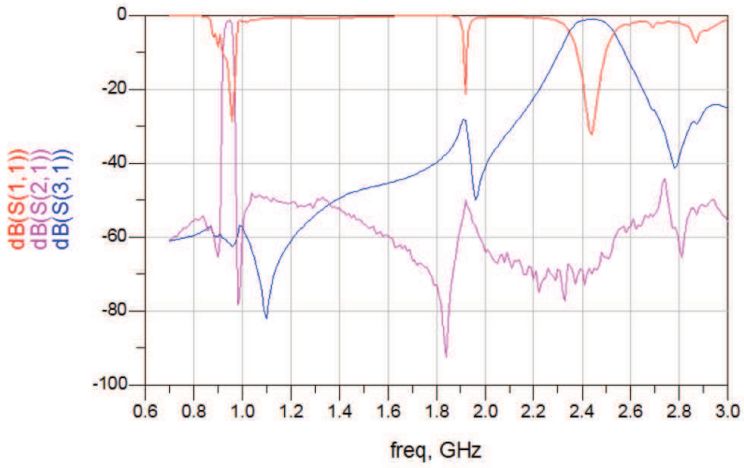


Figure 4.19 – Simulations des performances du Wilkinson modifié sous ADS prenant en compte les deux filtres après les deux ports de sortie.

réflexion, ce qui reste convenable dans une application RF. Au delà de cette perte, nous gagnons plus de 1,8 dB en moyenne sur les coefficients de transmission pour les deux signaux.

4.3.2.3 Caractérisation du circuit et conclusions sur le front-end

Nous réalisons le circuit du Wilkinson modifié donc une photographie de la réalisation est présentée en figure 4.20.

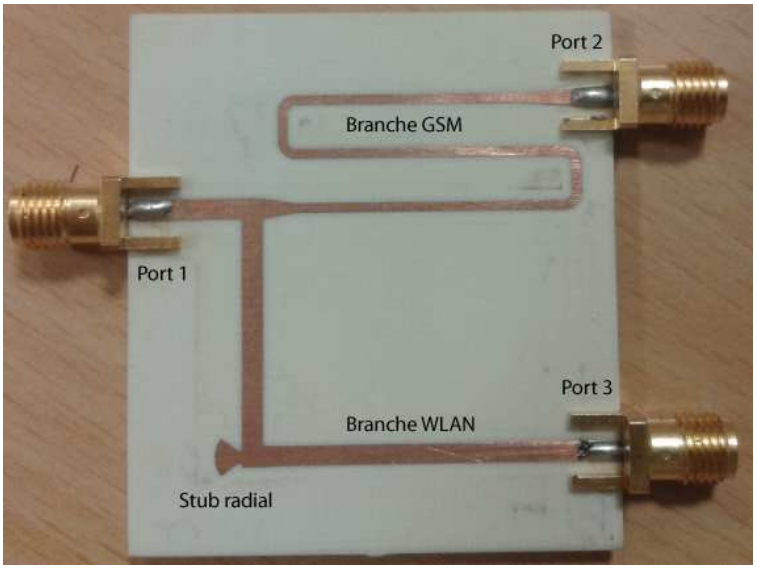


Figure 4.20 – Photographie du circuit Wilkinson modifié réalisé au laboratoire, issu des travaux de simulation de la partie 4.3.2.2.

Après calibration du VNA (toujours en SOLT), nous caractérisons notre dispositif. Les valeurs des coefficients de réflexion et de transmission sont représentées sur la figure 4.21 et les principaux résultats sont reportés dans le tableau 4.7.

Les résultats de caractérisation du tableau 4.7 sont moins bons que les résultats de simulation du tableau 4.6. Nous réussissons à obtenir des pertes en transmission de 1 à 1,4 dB inférieures à celles que nous aurions eu avec un Wilkinson classique, preuve que ce Wilkinson modifié présente un intérêt. Cela étant, il gagnerait à avoir une

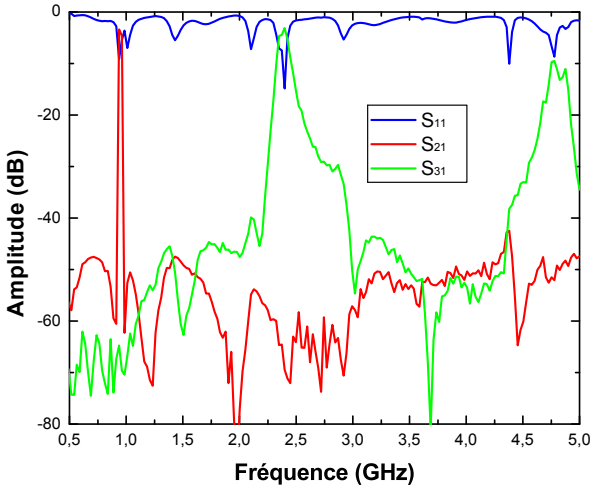


Figure 4.21 – Caractérisation du circuit Wilkinson modifié réalisé au laboratoire, issu des travaux de simulation de la partie 4.3.2.2.

Paramètres S (dB)	A la fréquence GSM (940 MHz)	A la fréquence WLAN (2400 MHz) [3]
S_{11}	-9,1	-14,8
S_{21}	-3,4	x
S_{31}	x	-3,1

Table 4.7 – Valeurs des différents paramètres S mesurés au VNA à nos fréquences d'intérêt pour notre Wilkinson modifié en prenant en compte les deux filtres après les deux ports de sortie.

conception plus fine. En effet, nous nous sommes rendus compte qu'à la soudure des connections SMA, un surplus d'étain ou une connexion un peu branlante entraîne des mesures variant de quelques dixièmes de dB. Notons aussi le décalage en fréquence que nous avons pour la résonnance WLAN : le procédé de fabrication du laboratoire n'assure pas la permittivité effective attendue avec le substrat utilisé, d'où un décalage en fréquence mesuré au delà de 2 GHz. Il est possible de travailler avec un substrat de meilleur qualité pour éviter ceci.

4.3.2.4 Conclusion sur le front-end RF

Nous avons obtenu des résultats expérimentaux pour un modèle de front-end RF multi-standards. Les performances obtenues sont voisines des estimations qui avaient été faites pour les calculs de couverture globaux effectués dans le chapitre 3 de ce manuscrit avec des pertes de front-end voisine des 5 dB. De fait, nous validons grâce à ce circuit dérivé d'un Wilkinson tous les résultats que nous avons obtenus dans le chapitre précédent puisque l'approche bus a été validée dans la partie 4.2.3.5.

Conclusion

Notre troisième chapitre fournissait des résultats de couverture en se basant sur une approche d'architecture bus originale de notre part. Ce quatrième et dernier chapitre nous a permis de valider deux concepts :

- l'architecture bus est validée puisque grâce à la conception de blocs au laboratoire, l'impact de la mise en cascade des bruits optiques influant sur le SNR du signal transporté par notre bus a été mesuré par une approche d'émulation industrielle, avec des résultats proches de ceux simulés (19 blocs contre 24) ;
- un front-end RF multi-standards permettant la séparation des signaux GSM et WLAN a été réalisé et caractérisé ; la nature des COTS utilisés limite les performances que l'on peut atteindre, notamment du fait de la forte réactance de notre duplexeur GSM ; cela étant, le front-end ainsi réalisé fournit des résultats proches de ceux qui avaient été pris pour hypothèse de simulation dans le chapitre 3 de ce manuscrit.

Nous disposons donc de tous les éléments tant théoriques qu'expérimentaux pour valider la faisabilité d'un démonstrateur pour une transmission multi-standards sur lien optique bas-coût.

Bibliographie du Chapitre 4

[1] Agilent, "Application note : Agilent's connected simulation and test solutions using the advanced design system," Agilent, Tech. Rep., Aug 2002. [Online]. Available : http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-6044EN.pdf

[2] S. Deronne, V. Moeyaert, and S. Bette, "Impact of the slot time parameter value on the mac performances in ieee 802.11 wireless systems using radio-over-fiber technology," in *IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology, 2010*, 2010.

[3] *IEEE 802.11TM WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS - The Working Group for WLAN Standards*, IEEE 802.11 Std. [Online]. Available : http://www.ieee802.org/11/

[4] T. H. Lee, *Planar microwave engineering : a practical guide to theory, measurements and circuits*, T. H. Lee, Ed. Cambridge University Press, 2004.

Conclusions et Perspectives

Ce travail a permis une présentation complète d'un système d'antennes distribuées multi-standards en RoF et intra-bâtiment. Après une étude bibliographique introductive, trois points principaux ont été abordés :

- la caractérisation du lien optique servant de base au système RoF, d'un point de vue composant et système via la transmission de standards radio ;
- le développement d'un algorithme de calcul de couvertures radio et son application sur plusieurs scénarios de couverture intra-bâtiment ;
- la validation des résultats obtenus par cet algorithme, concluant sur la faisabilité de l'architecture originale que nous avons proposée.

Synthèse des réalisations

Caractérisation du lien optique du système RoF

Caractérisation des composants du lien optique

Nous avons caractérisé les éléments dont les comportements sont non linéaires : la source optique de type VCSEL et les fibres optiques, notamment les nouvelles fibres plastiques dont les avantages d'un point de vue coût sont avérés pour une installation intra-bâtiment.

Concernant notre élément le moins linéaire, nous avons montré au travers de techniques de caractérisation classiques que le VCSEL avait tendance à se comporter de manière plus linéaire qu'attendu à forts courants de polarisation lorsqu'il fonctionnait à régime dynamique, alors que nous savons qu'en régime statique, un VCSEL présente une compression de gain à forts courants. Suite à quoi, nous avons proposé une nouvelle technique de caractérisation originale, que nous avons appelée "quasi-statique", nous permettant de modéliser le comportement du VCSEL lorsqu'il est modulé par un signal haute fréquence (au delà de la centaine de MHz) et avons réussi à expliquer que le laser se comportait en effet de manière linéaire sur une plus large gamme de courants qu'attendue. Ainsi, la non-linéarité principalement attendue pour un VCSEL est liée à

son courant de seuil lorsqu'il est polarisé à fort courant et non à sa compression de gain.

Caractérisation système du lien optique

Par la suite, nous avons étudié par l'EVM la transmission de différents standards sur notre lien optique, principalement ceux de téléphonie mobile et WLAN. Nous avons pu expliquer en détail, grâce à nos caractérisations de composants ayant précédé, quel était l'impact de notre lien optique sur ces standards, en comparant les résultats obtenus aux caractérisations des éléments de notre lien optique. Par rapport à l'élément principal qu'est le VCSEL, nous avons bien montré avec nos analyses d'EVM en fonction de la puissance de modulation des signaux radio transmis que lorsque le signal modulant avait une amplitude dépassant la différence entre le courant de seuil et le courant de polarisation du VCSEL, alors ce signal était écrêté et son EVM s'en trouvait augmentée.

Nous avons différencié dans nos analyses le GSM à enveloppe constante des autres standards à enveloppe non constante. En effet, le GSM étant un signal à modulation à enveloppe constante, il n'est que peu impacté par l'écrêtage du VCSEL. Les autres signaux, définis par un PAPR, sont bien plus affectés par la non-linéarité et l'écrêtage induits par le VCSEL. Enfin, après caractérisation de notre lien optique pour chacun des standards pris séparément, nous avons étudié deux transmissions multi-standards avec deux signaux différents. Nous avons notamment montré qu'en modulant notre laser avec une faible puissance GSM, l'impact sur la transmission du WLAN était négligeable et donc qu'une transmission multi-standards était envisageable par la suite.

Développement d'un algorithme de calcul de couvertures radio

Nous avons décidé pour cet algorithme de garder nos résultats de caractérisation d'EVM pour chacun des standards transmis sur notre lien optique. De ces résultats, nous avons extraits des figures de bruit équivalentes pour notre lien optique que nous avons ensuite considéré comme un sous-système RF défini par sa figure de bruit et son gain. Ces résultats ont été obtenus grâce aux caractérisations du chapitre précédent.

Les liens optiques ayant une forte figure de bruit car ajoutant un bruit total bien plus important qu'un bruit thermique, nous calculons nos couvertures radio par rapport au SNR attendu au niveau des unités mobiles plutôt que de le faire par rapport au niveau de signal reçu au niveau de celles-ci. Ainsi, en prenant le SNR que nous avons en entrée de notre système, nous cascadons tous les ajouts de bruits des différents éléments le constituant et pouvons déduire des distances de couverture radio.

Nous avons ainsi montré que pour des scénarios proposés dans la littérature, il était

possible de couvrir des pièces en liaison montante et descendante, les conditions variant avec la topologie proposée. Nous avons proposé une topologie originale de type bus, de coût de déploiement d'un point de vue médium très inférieur aux autres topologies de type étoile et arbre. Nous avons prouvé qu'il était possible de mettre en cascade de 4 à 22 éléments constitutifs de ce bus (des noeuds), permettant la couverture d'autant de pièces pour des transmissions GSM et WLAN simultanées. Cette fourchette de résultats est principalement dépendante de la technologie utilisée pour les fibres ; les fibres plastiques ont un fort impact sur cette topologie puisque leurs fortes pertes sont cascadées d'un noeud à l'autre.

Proposition et caractérisation des derniers éléments du système pour sa validation

Les résultats obtenus dans le troisième chapitre de ce manuscrit dépendaient des résultats expérimentaux du chapitre 2 et d'hypothèses effectuées sur l'architecture bus proposée ainsi que sur le front-end associé à chaque pièce du réseau d'antennes distribuées.

Ainsi, dans ce dernier chapitre, nous avons d'abord réalisé quelques noeuds au laboratoire nous permettant de valider par l'EVM le comportement du bruit cascadé entre plusieurs noeuds, hypothèse de base de la topologie bus que nous avons proposée. Cette validation expérimentale effectuée, nous avons adopté une approche industrielle consistant à émuler nos noeuds par une solution logicielle, pour assurer une répétitivité parfaite entre plusieurs noeuds. Grâce à cela, nous montrons que dans le meilleur des cas nous obtenons une mise en cascade possible de 19 noeuds, résultat voisin de celui obtenu lors de nos simulations (avec pour conditions un front-end passif et des fibres en silice).

Nous avons ensuite réalisé un front-end séparant et filtrant les signaux GSM et WLAN transmis et dont les caractéristiques mesurées voisines de 5 dB sont en accord avec les hypothèses prises dans les simulations permettant d'obtenir le résultat précédent. Pour réaliser ce front-end, nous avons pris pour élément de départ un Wilkinson dont nous avons modifié les longueurs de branches pour assurer que la moitié de signal donné ne se transmettant pas dans sa branche soit réfléchie en phase dans sa branche. Les résultats dépendent beaucoup des composants que nous utilisons en filtrage.

Conclusion sur la faisabilité du système RoF multi-standards

Tous les éléments nécessaires à la réalisation du système complet ont été réalisés et testés séparément. Leurs comportements ont été intégrés dans les simulations de couvertures radio permettant de valider leur interconnexion pour le système. Tout ceci permet

donc de valider la faisabilité du système complet de transmission multi-standards RoF intra-bâtiment, avec une topologie bus.

Apports de cette thèse à l'état de l'art

Les apports originaux de cette thèse sont de plusieurs ordres. Elle a permis en premier lieu de donner des outils de caractérisation totale des courbes d'EVM souvent utilisées dans la littérature. Par la considération de la principale non-linéarité d'un VCSEL qui a été montrée comme étant son courant de seuil et par la considération du PAPR des signaux à enveloppe constante, il est possible d'anticiper l'allure d'EVM s'un signal transmis sur un lien RoF bas coût et donc de le dimensionner simplement.

Ensuite, l'accent a été mis sur la prise en compte de toutes les composantes du bruit de la chaîne de transmission du système pour pouvoir assurer un SNR et donc une transmission respectant les standards pour les liaisons descendantes et montantes. A partir de là, nous avons proposé une topologie réseau originale que nous avons non seulement simulée en termes de performances mais aussi testée par la suite, tout en nous assurant qu'elle n'implique pas de modifications nécessaires sur les couches d'accès des standards considérés.

Pesrpectives

Plusieurs perspectives pourraient être envisagées pour poursuivre ce travail.

Tout d'abord, la validation expérimentale devra être poursuivie en réussissant à trouver une chambre anéchoïque suffisamment grande pour pouvoir mettre en place le système complet avec tous les éléments développés dans cette thèse. La chambre anéchoïque est nécessaire pour éviter toute perturbation par un signal extérieur puisque nous travaillons avec les signaux RF les plus courants.

Ensuite, l'étude peut être étendue à d'autres standards. On peut penser au ZigBee dont l'utilisation pour une centralisation de toutes les commandes domotiques semble être une possibilité économiquement intéressante. Ce standard n'est pas fait pour communiquer sur des lignes de courant donc l'implémentation d'un réseau RoF peut lui être bénéfique. Le système présenté dans ce manuscrit fonctionnerait a priori puisque le Zigbee fonctionne autour de 900 et 2400 MHz avec un format simple de modulation de phase à deux ou quatre états et un SNR requis de 3 dB.

Enfin, l'EVM a été la principale métrique à partir de laquelle ce travail a été développé puisqu'elle est celle majoritairement utilisée dans la littérature. Cela étant, il est

possible d'utiliser ces travaux comme une base à affiner en modélisant des phénomènes supplémentaires, notamment ceux d'interférence entre canaux (ACLR).

Liste des publications parues sur ce travail

Revues internationales :

- **Z. Bouhamri**, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, A. Schimpf, V. Dobremez, L. Bidaux, B. Cabon, "Multistandard transmission over plastic optical fiber", *International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Valence, Espagne, Octobre 2004, pp. 1-4.

Conférences internationales avec actes :

- F. Paresys, Y. Le Guennec, G. Maury, B. Cabon, **Z. Bouhamri**, V. Dobremez, "Low cost bidirectionnal QPSK transmission with optical frequency conversion", *2009 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Valence, Espagne, Octobre 2009, pp. 1-4.

- **Z. Bouhamri**, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, B. Cabon, "Quasi-static approach to optimize RF modulation of vertical-cavity surface-emitting lasers", *2010 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Montréal, Canada, Octobre 2010, pp. 121-124.

- **Z. Bouhamri**, V. Dobremez, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, B. Cabon, "Multistandard RoF bus for in-building networks", *2011 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics & 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference*, Singapour, République de Singapour, Octobre 2011, pp. 258-261.

Conférences nationales avec actes :

- **Z. Bouhamri**, P. Lombard, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, B. Cabon, "Tunnel optique faible coût pour déport de point d'accès radio Ultra Large Bande", *16emes Journées Nationales Microondes*, Grenoble, 27-29 Mai 2009, pp. 1-4.

- **Z. Bouhamri**, V. Dobremez, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, B. Cabon, "Etude du lien entre non-linéarités et couverture réseau dans une transmission WLAN sur fibre plastique", *17emes Journées Nationales Microondes*, Brest, 18-20 Mai 2011, pp. 1-2.

- **Z. Bouhamri**, I. Cherkawi, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, B. Cabon, "Réalisation et étude d'un front-end RF pour application bas-coût et multi-standards pour radio sur fibre", *17emes Journées Nationales Microondes*, Brest, 18-20 Mai 2011, pp. 1-4.

- V. Dobremez, **Z. Bouhamri**, Y. Le Guennec, G. Maury, B. Cabon, "Etude des non-linéarités d'une transmission radio-sur-fibre par la fonction de répartition complémentaire de puissance", *17emes Journées Nationales Microondes*, Brest, 18-20 Mai 2011, pp. 1-4.