



HAL
open science

Communications numériques et exploitation de la diversité pour différents supports de transmission

Jérôme Le Masson

► **To cite this version:**

Jérôme Le Masson. Communications numériques et exploitation de la diversité pour différents supports de transmission. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Bretagne-Sud, 2022. tel-03619068

HAL Id: tel-03619068

<https://hal.science/tel-03619068>

Submitted on 24 Mar 2022

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

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

UNIVERSITÉ DE BRETAGNE-SUD

MÉMOIRE D'HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES
présenté par
Jérôme LE MASSON

Soutenue le 25 février 2022

**Communications numériques et
exploitation de la diversité pour
différents supports de transmission**

Composition du jury

<i>Rapporteurs</i>	Marion BERBINEAU	Université Gustave Eiffel
	Jean-Pierre CANCES	Université de Limoges
	Jean-François DIOURIS	Polytech Nantes
<i>Examineurs</i>	Charlotte LANGLAIS	IMT-Atlantique
	Emmanuel BOUTILLON	Université de Bretagne-Sud
	Yvon ERHEL	Université de Rennes 1

UNIVERSITÉ DE BRETAGNE-SUD

Habilitation to conduct research defended by **Jérôme LE MASSON**

Defended on **February 25, 2022**

Digital communications and diversity exploitation for several transmission media

Committee members

<i>Referees</i>	Marion BERBINEAU	Université Gustave Eiffel
	Jean-Pierre CANCES	Université de Limoges
	Jean-François DIOURIS	Polytech Nantes
<i>Examiners</i>	Charlotte LANGLAIS	IMT-Atlantique
	Emmanuel BOUTILLON	Université de Bretagne-Sud
	Yvon ERHEL	Université de Rennes 1

COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES ET EXPLOITATION DE LA DIVERSITÉ POUR DIFFÉRENTS SUPPORTS DE TRANSMISSION**Résumé**

Ce mémoire d'habilitation à diriger des recherches présente une synthèse de mes activités de recherche après ma thèse soutenue en 2005. Ces activités s'inscrivent principalement dans la thématique des communications numériques filaires, optiques et en espace libre.

La première partie du mémoire expose les travaux réalisés dans le domaine des transmissions très haut débit sur paires téléphoniques lorsque le nœud d'accès est déporté au plus proche de l'utilisateur. Les principales recherches ont porté sur les systèmes vectoriels intégrant de la pré-compensation/annulation d'interférences et sur des mécanismes d'estimation de canal.

Le second chapitre concerne l'exploitation des infrastructures de fibres optiques déployées pour le réseau d'accès. Les études menées avaient pour objet la proposition de nouvelles méthodes d'accès utilisant l'allocation de ressources associée à des modulations d'ordre élevé.

La troisième partie est consacrée aux systèmes à antennes multiples dans la bande de fréquences HF (3-30 MHz). Ces travaux concernent l'exploitation de la diversité de polarisation dans un système multi-antennes afin d'améliorer les transmissions à l'aide de codes spatio-temporels.

Enfin, la dernière partie de ce mémoire dresse quelques conclusions et présente des perspectives dans les domaines suivants : MIMO distribué dans la bande HF, futurs réseaux d'objets connectés, réseaux tactiques mobiles associant l'approche des communications opportunistes et le concept de radio cognitive.

Mots clés : communications numériques, allocation de ressources, diversité, systèmes MIMO, réseau d'accès optique, réseau d'accès sur paires de cuivre, transmissions ionosphériques.

DIGITAL COMMUNICATIONS AND DIVERSITY EXPLOITATION FOR SEVERAL TRANSMISSION MEDIA**Abstract**

This research report aims to give a synthetic presentation of my scientific activities since the end of my PhD thesis in 2005. The studies described in this document fall mainly in the area of wired, optical and free space digital communications.

The first chapter of the report describes the studies carried out in the field of very high-speed digital communications over copper phone lines. Very high speeds are made possible thanks to remote access nodes located close to user devices. The main research activities focused on vectored DSL systems implementing crosstalk precompensation or cancellation algorithms as well as crosstalk coupling estimation in this context.

The second chapter deals with next optical access networks using the fibre infrastructure currently being deployed. The studies carried out aim to develop new access methods using high order modulations and resource allocation. The third chapter describes the studies carried out for multiple antenna systems in the HF frequency band (3-30 MHz). The proposed system exploits polarization diversity to increase throughput and/or improve reliability using space-time codes. Finally, the last part of this report draws the conclusions of these activities and presents the prospects for future work in three areas: distributed MIMO communications in the HF band, future Internet of Things networks, mobile tactical networks using opportunistic communications and cognitive radio.

Keywords: digital communication, resource allocation, diversity, mimo systems, optical access network, copper access network, ionospheric communications.

Avant-propos

Avant tout, je remercie Madame Marion Berbineau, Messieurs Jean-Pierre Cancès et Jean-François Diouris, rapporteurs, Madame Charlotte Langlais, Messieurs Emmanuel Boutillon et Yvon Erhel, examinateurs, de m'avoir fait l'honneur d'accepter de participer au jury de cette Habilitation à Diriger des Recherches.

Ce mémoire me donne l'occasion aujourd'hui de faire une synthèse de mes principaux travaux de recherche depuis la fin de ma thèse en 2005.

Suite à mon doctorat, j'ai eu l'opportunité de débiter ma carrière à Orange Labs, dans la division *Réseaux d'Accès* et de mener ainsi des activités de recherche dans un contexte industriel.

En 2009, j'ai rejoint l'Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan en tant qu'enseignant-chercheur détaché de l'université de Bretagne-Sud, ainsi que le CREC, son centre de recherche et le Lab-STICC dans l'équipe IAS (*Interactions Algorithme Silicium*) puis CoSyDe (*Communication System Design*).

Au sein de ces institutions, j'ai eu l'occasion de participer à des projets collaboratifs, des partenariats et des contrats de recherche. Ces activités ont été autant d'occasions de partages d'expériences et d'enrichissements mutuels.

Je tiens enfin à souligner que les travaux décrits dans ce mémoire n'auraient pas pu être réalisés sans le précieux concours des doctorants : Issam Wahibi, Ahmad Al Amayreh, Ahmed Gharba et Aurélien Lebreton ; de Rongping Dong, post-doctorante ; des nombreux stagiaires et de tous les collègues avec qui j'ai travaillé et qui m'ont énormément appris. Je les remercie tous très chaleureusement.

Table des matières

Résumé	1
Avant-propos	3
Table des matières	5
Table des figures	9
Introduction	13
1 Transmissions très haut débit sur paires téléphoniques	15
1.1 Introduction	15
1.2 Technologies xDSL avancées	17
1.2.1 Déport du point d'accès	17
1.2.2 Caractéristiques du canal	18
1.2.3 Gestion dynamique du spectre	20
1.2.4 Traitement vectoriel de la diaphonie	22
1.2.5 Optimisation inter-couches	24
1.3 Pré-compensation et annulation de la diaphonie	25
1.3.1 Méthodes de calcul des matrices à complexité réduite	25
1.3.2 Traitement partiel de la diaphonie	27
1.3.3 Réduction de la diaphonie externe	30
1.4 Estimation de canal	33
1.4.1 Estimation de canal aveugle	34
1.4.2 Estimation de canal en utilisant des données et des pilotes	36
1.5 Conclusion	38
2 Réseau d'accès optique agile en fréquence	39
2.1 Introduction	39
2.2 Modulations multi-porteuses pour le réseau d'accès optique	41
2.2.1 OFDM pour le réseau d'accès optique	41
2.2.2 AMOOFDM multi-bande en voie descendante	43
2.3 Un réseau d'accès optique avec multiplexage fréquentiel	45
2.3.1 Architecture du PON-FDMA	46

2.3.2	Transmission bidirectionnelle mono-longueur d'onde	49
2.4	Allocation de ressources	51
2.4.1	Allocation de ressources en voie descendante	52
2.4.2	Allocation de ressources pour un canal sélectif en fréquence	57
2.4.3	Allocation de ressources pour la voie montante	61
2.5	Conclusion	64
3	Transmissions MIMO en bande HF	67
3.1	Introduction	67
3.2	Système MIMO-HF utilisant la diversité de polarisation	69
3.2.1	Propagation ionosphérique et diversité de polarisation	70
3.2.2	Émission de deux polarisations quasi-orthogonales	70
3.3	Conception d'une chaîne de transmission MIMO-HF	71
3.3.1	Système d'émission/réception	71
3.3.2	Forme d'onde et format des trames	73
3.4	Exploitation de la diversité	74
3.4.1	Code d'Alamouti	74
3.4.2	Multiplexage spatial	76
3.5	Résultats expérimentaux	76
3.5.1	Estimation de la capacité du canal MIMO	79
3.5.2	Transmission de données MIMO-HF	81
3.6	Conclusion	81
	Conclusion et perspectives	83
	Exploitation de la diversité spatiale en bande HF	83
	Communications et transmissions d'ordres dans un réseau fragmenté	85
	Résilience dans les réseaux d'objets connectés IoT	86
	Bibliographie	89
A	Curriculum Vitæ	97
A.1	Cursus académique	97
A.2	Carrière professionnelle	97
B	Activités d'enseignement	99
B.1	Enseignement au profit de l'ESM	100
B.2	Enseignement au profit de l'EMIA	100
B.3	Autres activités d'enseignement et d'encadrement	100
C	Synthèse des activités de recherche	103
C.1	Encadrement de post-doctorants, doctorants, master	103
C.1.1	Post-doctorante	103
C.1.2	Doctorants	104
C.1.3	Stagiaires de master et/ou ingénieur	104

C.2 Membre du jury et membre de comités de suivi de thèses	105
C.2.1 Membre de comités de suivi de thèses	105
C.2.2 Membre du jury de soutenances de thèses	105
C.3 Projets de recherche	106
C.3.1 Projets collaboratifs	106
C.3.2 Partenariats et projets bilatéraux	107
C.4 Expertise	108
C.4.1 Expertise de projets	108
C.4.2 Séminaire scientifique et intervenant invité	108
D Publications	111
D.1 Brevets	111
D.2 Contribution en normalisation	112
D.3 Articles de journaux	112
D.4 Communications en conférences	113
D.5 Autres documents	118
Acronymes	119

Table des figures

1.1	Illustration des types d'infrastructures d'accès fixe utilisant tout ou partie des lignes téléphoniques existantes (paires de cuivre en bleu et fibres optiques en violet).	18
1.2	Illustration des couplages de diaphonie FEXT et NEXT en voie montante dans un câble téléphonique.	19
1.3	Atténuation des canaux directs (en noir) et des couplages de diaphonie (en couleur) pour un câble comportant 28 paires téléphoniques pour des longueurs de lignes variant de 75 m à 590 m.	19
1.4	Débit moyen atteignable par N utilisateurs actifs partageant un même câble comportant 28 paires téléphoniques pour des longueurs de lignes variant de 75 m à 590 m.	20
1.5	Classification des niveaux de gestion dynamique du spectre (DSM).	21
1.6	Schéma de principe de la pré-compensation des interférences en voie descendante.	23
1.7	Débits équilibrés pour deux groupes de 8 utilisateurs et une longueur de ligne de 300 m	24
1.8	Amplitude des coefficients de la matrice de pré-compensation (à gauche) et débits atteignables pour les différentes méthodes d'approximation retenues (à droite).	27
1.9	Algorithme génétique de sélection de lignes (à gauche), illustration de l'étape de croisement (à droite, en haut) et de la mutation (à droite, en bas).	29
1.10	Débits atteignables avec une suppression partielle d'interférences en fonction de la complexité et des longueurs des lignes.	30
1.11	Illustration de la coexistence de plusieurs systèmes générant de la diaphonie externe (à gauche) et structure du récepteur MMSE itératif utilisé (à droite).	31
1.12	Capacité (traits fins) et allocation de bits (traits épais) en voie montante pour quatre lignes coordonnées de 300 mètres en présence de deux interférents externes.	33
1.13	Autocorrélation du signal DMT (à gauche) et autocorrélation cyclique (à droite).	34

1.14	Modification d'une partie de l'extension cyclique du signal DMT (à gauche) et illustration de son impact sur l'autocorrélation cyclique (à droite)	35
1.15	Convergence de la méthode CG-NR lors de l'estimation de la réponse impulsionnelle d'un couplage entre deux paires de 75 mètres.	36
1.16	Signaux transmis sur les sous-porteuses de type S_1	37
1.17	Comparaison entre les couplages mesurés et estimés par la méthode proposée (à gauche), et comparaison entre les débits obtenus par calcul et ceux obtenus par simulation (à droite).	37
2.1	Planning envisagé par le FSAN des évolutions des standards déployés sur les infrastructures de type PON [32].	40
2.2	Dispositif expérimental de validation de l'AMOOOFDM (en haut) et réponse fréquentielle (en bas) pour un laser DFB (à gauche), un laser VCSEL (à droite) et une photodiode PIN en réception.	42
2.3	Expérimentation AMOOOFDM : EVM mesurée (en haut) et résultats d'allocation de bits (au milieu) et de puissance (en bas) dans le cas d'un laser DFB (à gauche) et VCSEL (à droite).	43
2.4	Expérimentation AMOOOFDM : débit alloué en fonction de la puissance optique reçue pour 20 km et 50 km de fibre optique (à gauche) et en fonction de la distance de fibre pour une puissance optique reçue constante (à droite).	43
2.5	MB-AMOOOFDM : Architectures proposées (à gauche) et expérimentation pour deux utilisateurs (à droite).	44
2.6	MB-AMOOOFDM : Résultats d'expérimentations, exemple de performances obtenues (à gauche) et de région de capacité pour 5 km et 10 km de fibre optique (à droite).	45
2.7	Architecture générale du PON-FDMA	46
2.8	Architecture de la voie descendante du PON-FDMA	47
2.9	Architecture de la voie montante du PON-FDMA	48
2.10	Schéma de la modulation par réflexion de la porteuse optique (à gauche) et modulateur réflectif Mach-Zehnder (R-MZM) réalisé par le CEA-LETI (à droite).	48
2.11	Architecture de la voie descendante du PON-FDMA mono-longueur d'onde.	49
2.12	Architecture de la voie montante du PON-FDMA mono-longueur d'onde	50
2.13	Schéma expérimental pour le PON-FDMA mono-longueur d'onde (voie descendante à gauche et voie montante à droite).	51
2.14	Mesures de SNR pour le PON-FDMA mono longueur d'onde en voie descendante (à gauche) et en voie montante (à droite).	51
2.15	Mesure de la qualité du signal descendant en voie montante en fonction de l'atténuation du signal électrique (à gauche) et impact de la diaphonie sur la voie montante (à droite).	52

2.16	Illustration de la convergence des méthodes d'allocation continue (à gauche) et discrète (à droite).	57
2.17	Résultats d'allocation (canal non sélectif) lorsque les utilisateurs ont des débits cibles identiques (à gauche) et variables (à droite).	58
2.18	À gauche, débits pondérés pour deux utilisateurs en fonction de la répartition de puissance et de bande passante. À droite, vue en deux dimensions pour une puissance fixée (en haut) et intersection des deux surfaces (en bas).	59
2.19	Illustration de l'allocation de ressource (canal sélectif) et exemple de convergence de l'algorithme (en bas à droite).	60
2.20	Résultats d'allocation (canal sélectif) lorsque les utilisateurs ont des débits cibles identiques (à gauche) et variables (à droite).	61
2.21	Résultats d'expérimentation en voie descendante pour un canal sélectif en fréquence.	61
2.22	Résultats de simulation en voie montante du PON-FDMA (à gauche, évolution des gains des SOA, à droite, cdf des débits alloués).	63
2.23	Démonstrateur du projet FAON présenté aux Bell Labs.	64
3.1	Illustration du phénomène de réflexion des ondes radio en bande HF sur l'ionosphère.	68
3.2	Capacité du système MIMO-HF avec diversité de polarisation pour le scénario #1 (à gauche) et le scénario #2 (à droite) pour deux antennes d'émission générant des polarisations linéaires (horizontale et verticale) ou circulaires complémentaires.	71
3.3	Synoptique du système MIMO-HF 2 avec diversité de polarisation.	72
3.4	Représentations dans le domaine temporel du signal reçu sur chacune des deux antennes colocalisées.	72
3.5	Structure des blocs de sondage de canal (en haut) et des trame émises (en bas).	73
3.6	Synoptique de l'égalisation MIMO-FDE pour un traitement linéaire ZF ou MMSE dans le domaine fréquentiel du multiplexage spatial.	77
3.7	Liaisons expérimentales de Monterfil (en bleu) vers Luçay-Le-Mâle (en rouge) et vers Puget-sur-Argens (en vert). En insert, antenne de réception à cadres croisés (deux voies).	77
3.8	Deux estimations successives des quatre fonctions de transfert du canal MIMO-HF 2×2	78
3.9	Intercorrélation des fonctions de transfert du canal MIMO-HF 2×2 (à gauche) et autocorrélation de chacune des fonctions de transfert (à droite).	78
3.10	Capacités ergodiques SISO-HF et MIMO-HF en fonction du rapport signal à bruit pour les canaux mesurés.	80
3.11	Densités de probabilité (à gauche) et fonctions de distribution cumulatives (à droite) pour un rapport signal à bruit égal à 20 dB.	80

3.12 Constellations pour chacune des deux voies de sortie pour le système MIMO-HF avec multiplexage spatial et égalisation ZF.	81
3.13 Illustration d'architecture D-MIMO appliquée aux transmissions en bande HF.	84
3.14 Communications opportunistes dans un MANET fragmenté.	86

Introduction

Ce mémoire présente une synthèse de mes principales activités de recherche depuis la fin de ma thèse en 2005. Ces travaux s'inscrivent principalement dans la thématique des communications numériques filaires, optiques et en espace libre.

À la suite de mon doctorat réalisé au sein du département électronique de l'ENST-Bretagne¹, j'ai été recruté à Orange Labs comme ingénieur de recherche et mes travaux ont d'abord concerné les transmissions haut débit sur paires téléphoniques. Mes activités ont ensuite évolué vers les transmissions multi-porteuses et l'allocation de ressources pour les futurs réseaux d'accès sur fibres optiques. Dans le même temps, j'ai eu aussi l'occasion de travailler dans le domaine de la « maison très haut débit » utilisant les communications par courants porteurs PLC (*Power-Line Communication*) et les transmissions sur fibres optiques plastiques POF (*Plastic Optical Fiber*).

En 2009, j'ai rejoint l'Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan et le Laboratoire des Sciences et Technologies de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC) en tant que Maître de Conférences de l'Université de Bretagne-Sud. J'ai continué à travailler dans le domaine des communications haut débit sur fibres optiques puis mes activités se sont orientées vers les systèmes de transmissions radio longue distance, les méthodes de localisation, puis plus récemment les objets connectés et les réseaux tactiques mobiles.

Au fil des décennies, les recherches en communications numériques ont produit de nombreuses technologies permettant l'acheminement d'informations au travers d'un canal de propagation, l'exploitation de la diversité de ce canal, mais aussi le partage des ressources entre les utilisateurs. Mes activités ont consisté, pour une grande part, à adapter, faire évoluer et parfois inventer des outils pour des transmissions numériques exploitant les divers supports sur lesquels il m'a été donné l'opportunité de travailler. Les résultats obtenus ont été le fruit de collaborations avec des experts de la propagation sur ces supports, des paires de cuivre, de la fibre optique et du canal radio ionosphérique.

La suite de ce mémoire est organisée en trois chapitres suivis d'une conclusion et d'annexes.

Le **premier chapitre** expose les travaux réalisés dans le domaine des transmissions très haut débit sur paires téléphoniques dans le contexte du déport du nœud d'accès au plus proche de l'utilisateur. Les principales recherches ont porté sur les systèmes vectoriels intégrant de la pré-compensation et/ou de l'annulation d'interférences ainsi

1. aujourd'hui IMT-Atlantique

que sur des techniques de traitements itératifs pour atténuer les interférences externes à un système coordonné. Dans ce domaine, des mécanismes d'estimation de canal dans le contexte d'une activation de ligne au sein d'un système vectoriel en cours de fonctionnement ont également été étudiés.

Le **deuxième chapitre** concerne l'exploitation des infrastructures de fibres optiques déployées pour le réseau d'accès. Dans ce type d'infrastructures, une unique fibre optique partant d'un nœud d'accès dessert de nombreux utilisateurs grâce à des coupleurs optiques passifs qui permettent une topologie en arbre de type point-à-multipoints. Ce chapitre décrit les études auxquelles j'ai contribué : l'exploration de nouvelles modulations et méthodes d'accès pour le réseaux d'accès optique afin d'augmenter les débits offerts et de méthodes d'allocation de ressources permettant d'améliorer le partage entre utilisateurs et de servir de base à la proposition de futurs standards pour le réseau d'accès optique.

Le **troisième chapitre** décrit les études réalisées pour des systèmes à antennes multiples dans la bande de fréquence HF (3-30 MHz). Cette bande de fréquences autorise la mise en œuvre de radiocommunications à longue portée atteignant plusieurs milliers de kilomètres. Les travaux menés en partenariat avec l'IETR ont permis l'exploitation de la diversité de polarisation dans un système multi-antennes afin d'augmenter le débit et/ou d'améliorer la qualité de la transmission à l'aide de codes spatio-temporels.

La dernière partie de ce mémoire dresse les **conclusions** de ces travaux et décrit quelques perspectives futures : dans le domaine des transmissions en bande HF avec l'exploitation de la diversité spatiale en utilisant des techniques de type MIMO distribué, le domaine des objets connectés en ce qui concerne l'accès intelligent au spectre et la localisation des émetteurs, en enfin, le domaine des réseaux tactiques mobiles en associant l'approche des communications opportunistes et le concept de radio cognitive.

En **annexe** de ce mémoire, se trouvent les informations suivantes : un CV court décrivant mon parcours académique et professionnel, une synthèse de mes activités d'enseignement à l'Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan, une synthèse de l'ensemble de mes activités de recherche, et enfin, la liste des publications dont je suis co-auteur.

Transmissions très haut débit sur paires téléphoniques

Sommaire

1.1 Introduction	15
1.2 Technologies xDSL avancées	17
1.2.1 Déport du point d'accès	17
1.2.2 Caractéristiques du canal	18
1.2.3 Gestion dynamique du spectre	20
1.2.4 Traitement vectoriel de la diaphonie	22
1.2.5 Optimisation inter-couches	24
1.3 Pré-compensation et annulation de la diaphonie	25
1.3.1 Méthodes de calcul des matrices à complexité réduite	25
1.3.2 Traitement partiel de la diaphonie	27
1.3.3 Réduction de la diaphonie externe	30
1.4 Estimation de canal	33
1.4.1 Estimation de canal aveugle	34
1.4.2 Estimation de canal en utilisant des données et des pilotes	36
1.5 Conclusion	38

1.1 Introduction

Le réseau Internet, les services numériques de vidéos et de données ont connu une croissance extrêmement soutenue ces vingt-cinq dernières années. La préexistence d'un réseau d'accès filaire dédié originellement à la téléphonie a permis le développement en quelques années de services haut-débit pour le grand public. Cette offre de service est connue sous l'appellation ligne d'accès numérique, DSL (*Digital Subscriber Line*).

L'acronyme xDSL désigne la famille des technologies déployées pour exploiter les infrastructures cuivre existantes afin d'offrir ces services haut-débit.

Historiquement, le réseau d'accès filaire est conçu et exploité pour la téléphonie analogique utilisant un spectre se limitant aux fréquences nécessaires à la transmission de la voix (300 à 3400 Hertz). Les premières offres de services numériques pour le grand public exploitaient cette bande de fréquence avec des équipements popularisés sous l'appellation *modem* (pour modulateur-démodulateur). Le réseau d'accès téléphonique a ainsi été exploité pour le Minitel (1.2 kbps) en France à partir 1982 puis par internet "bas-débit" jusqu'à la fin des années 90, le débit offert de 56 kbps approchant ainsi la limite de débit atteignable sur la bande de fréquences réservées à la téléphonie analogique. Les technologies xDSL utilisent des bandes de fréquences plus élevées permettant ainsi des débits beaucoup plus importants et un usage simultané du service de téléphonie analogique.

Pour accompagner cette croissance et le développement des services numériques, les débits des transmission xDSL sur le réseau d'accès cuivre ont constamment augmenté jusqu'au déploiement progressif du réseau d'accès optique qui se poursuit aujourd'hui. Mon travail dans ce domaine s'inscrit au travers des études menées dans les années qui ont suivi la définition du standard VDSL2 (*Very high-speed Digital Subscriber Line 2*) publié en 2006. Ce dernier a permis d'atteindre des débits jusqu'à 100 Mbps symétrique sur des courtes portées ce qui nécessitait de déporter les points d'accès au plus près des utilisateurs.

Dans ce contexte, le principal frein à l'augmentation des débits venait des interférences entre les utilisateurs utilisant des lignes téléphoniques partageant un même câble. Différentes techniques ont été proposées pour optimiser conjointement le débit des utilisateurs et/ou diminuer le niveau de leurs interférences mutuelles. Ces techniques sont connues sous le nom de gestion dynamique du spectre DSM (*Dynamic Spectrum Management*) et peuvent être appliquées au niveau du spectre du signal (DSM de niveau 1 et 2) ou au niveau du traitement du signal (DSM de niveau 3). Elles s'appuient sur la connaissance du canal, donc des couplages entre les lignes et requièrent une coordination à différents niveaux entre les systèmes de transmission de chaque utilisateur.

Les travaux de recherche auxquels j'ai contribué au sein d'Orange Labs de 2005 à 2010 portaient sur deux axes qui constituaient les principaux verrous technologiques de la réalisation des systèmes DSL vectoriels décrits dans le DSM de niveau 3 :

- o la réduction de la complexité des algorithmes de pré-compensation et annulation de la diaphonie ;
- o l'estimation de canal, en particulier des couplages télédiaphoniques FEXT (*Far-End CrossTalk*) dans les supports de transmissions DSL.

Le premier point, décrit dans la section 1.3, a fait l'objet des travaux de thèse d'Issam Wahibi [1]. Le second point a été traité pour partie dans la thèse d'Ahmad Alamayreh [2] dont les travaux sont décrits dans la section 1.4.

La section qui suit décrit la topologie des infrastructures d'accès filaire et les technologies xDSL développées dans la première décennie des années 2000 ainsi que les caractéristiques du canal associé.

1.2 Technologies xDSL avancées

Les technologies xDSL offrent un accès haut-débit utilisant les infrastructures déployées pendant des décennies pour la téléphonie fixe. Ce réseau d'accès possède une topologie en étoile, avec une paire de fils de cuivre torsadés pour chaque lien entre l'équipement utilisateur CPE (*Customer Premise Equipment*) et le central téléphonique CO (*Central Office*). Les premières générations de systèmes DSL ont été conçues pour utiliser toute la longueur de chaque paire téléphonique reliant le CO et le CPE. L'ISDN (*Integrated Services Digital Network*), l'ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) et leurs évolutions jusqu'à l'ADSL2+ ont ainsi la capacité d'exploiter des lignes téléphoniques dont la longueur peut aller jusqu'à 6 kilomètres. Pour de telles longueurs, l'atténuation des paires de cuivre limite le débit atteignable à quelques Mbps. Néanmoins, ces premières générations de transmissions haut-débit sur lignes téléphoniques ont permis d'ouvrir à un large public l'accès à Internet.

1.2.1 Déport du point d'accès

Les nouveaux services émergents tels que la TV haute-définition ou les stockages/applications distants ont demandé des débits de plus en plus élevés tandis que le développement de l'accès entièrement optique de type FTTH (*Fiber-To-The-Home*) restait largement hypothétique en raison du montant des investissements nécessaires.

Une alternative permettant de dépasser les limitations liées aux distances entre le CO et le CPE consiste à déplacer le nœud d'accès dans un voisinage plus proche du CPE et de raccorder ce nœud d'accès au CO à l'aide d'une fibre optique partagée par un groupe d'utilisateurs. Ces types d'infrastructures connus sous l'acronyme FTTx (*Fiber-To-The-...*) sont déclinés en différentes solutions illustrées par la figure 1.1 offrant ainsi une variété de compromis coûts/performances.

La solution FTTC (*Fiber-To-The-Cabinet*) déporte le nœud d'accès dans une armoire technique extérieure (*street cabinet*) relié au CO par une fibre optique et seules les dernières centaines de mètres de transmissions font usage de la paire téléphonique. Une installation de ce type peut desservir jusqu'à plusieurs centaines d'utilisateurs en fonction de la densité de population ce qui permet une mutualisation importante des coûts d'infrastructure.

Le nœud d'accès de la solution FTTB (*Fiber-To-The-Building*) se trouve en pied d'immeuble et les distances jusqu'à l'utilisateur n'excèdent pas quelques dizaines de mètres. La mutualisation est alors limitée aux utilisateurs habitant l'immeuble.

Afin d'exploiter ces nouveaux types d'infrastructures, de nouvelles technologies xDSL ont alors été proposées. Le standard VDSL2 [3] offre jusqu'à 100 Mbps en utilisant une bande de fréquences de 30 MHz de large. Tandis que le facteur limitant des premières générations de systèmes DSL était l'atténuation du canal, la principale limitation des systèmes FTTx/VDSL2 vient des interférences liées aux couplages entre les paires téléphoniques partageant un même câble.

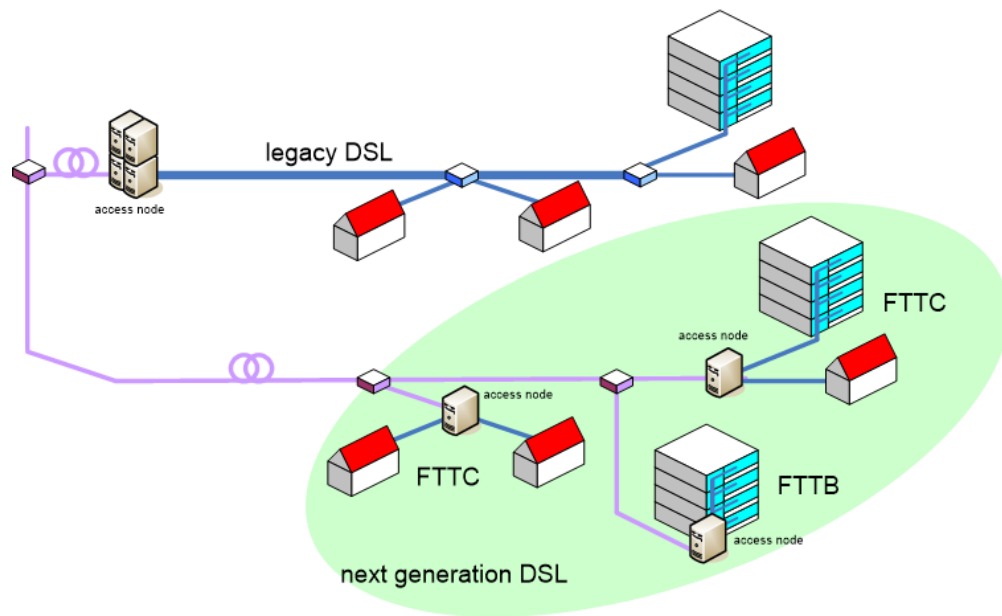


FIGURE 1.1 – Illustration des types d'infrastructures d'accès fixe utilisant tout ou partie des lignes téléphoniques existantes (paires de cuivre en bleu et fibres optiques en violet).

1.2.2 Caractéristiques du canal

Chaque ligne téléphonique appartient à un ensemble de paires de fils de cuivre torsadés qui sont groupées dans un câble gainé. Les interférences qui se produisent entre les transmissions xDSL de ces lignes sont la conséquence des phénomènes de couplages capacitif et inductif et constituent la principale limitation du débit des transmissions VDSL2. Ces couplages se produisent en voie montante comme en voie descendante et sont classifiés en deux catégories : la paradiaphonie ou NEXT (*Near-End Crosstalk*), qui provoque des interférences réfléchies vers la même extrémité du câble que le signal émis et la télédiaphonie ou FEXT qui provoque des interférences à l'extrémité opposée. Ainsi, les transmissions en voie descendante vont causer des interférences NEXT sur les transmissions en voie montante ainsi que des interférences FEXT sur les transmissions en voie descendante des lignes adjacentes, et réciproquement pour les transmissions en voie montante. La figure 1.2 illustre ce phénomène de couplage.

Les atténuations et les couplages de diaphonie ont été mesurés sur une bande de 30 MHz pour des câbles de différentes longueurs (75 m, 150 m, 300 m et 590 m) comportant 28 paires téléphoniques lors d'une vaste campagne de mesures [4] effectuée par Orange Labs dans le cadre du projet européen U-BROAD. La figure 1.3 montre l'atténuation d'une des 28 paires téléphoniques et les couplages de télédiaphonie FEXT vers cette paires pour les quatre longueurs de câble mesurées.

Afin d'éviter les interférences de couplage de type NEXT la plupart des systèmes DSL séparent les transmissions en voie montante et descendante en utilisant un duplex

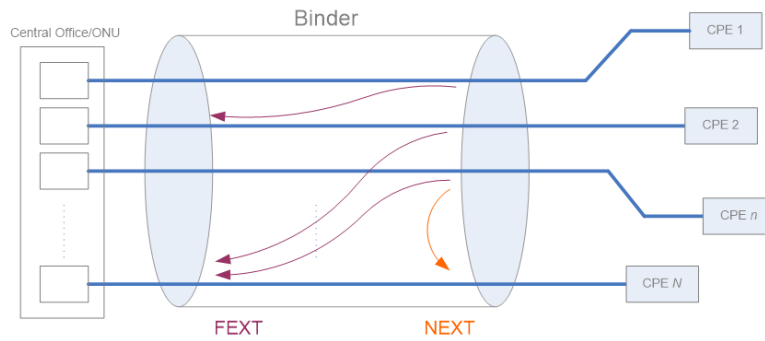


FIGURE 1.2 – Illustration des couplages de diaphonie FEXT et NEXT en voie montante dans un câble téléphonique.

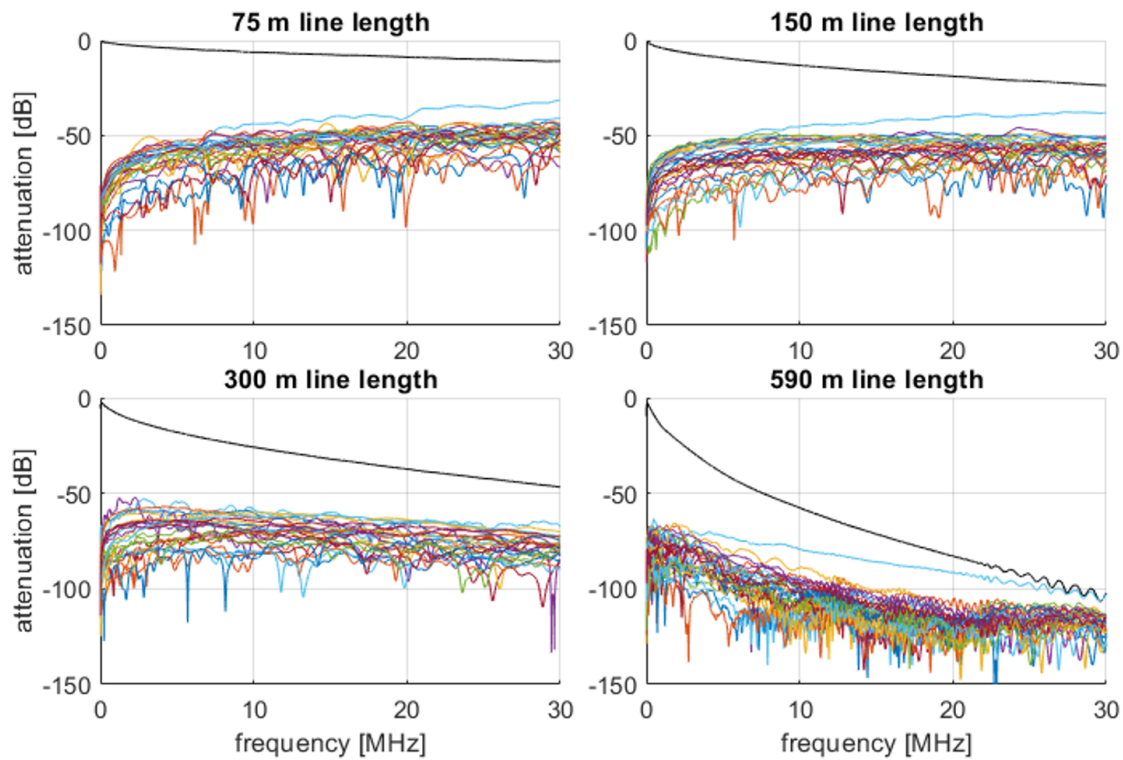


FIGURE 1.3 – Atténuation des canaux directs (en noir) et des couplages de diaphonie (en couleur) pour un câble comportant 28 paires téléphoniques pour des longueurs de lignes variant de 75 m à 590 m.

soit dans le domaine temporel TDD (*Time-Division Duplexing*) soit dans le domaine fréquentiel FDD (*Frequency-Division Duplexing*). C'est le cas du VDSL2 qui attribue

des bandes de fréquences pour la voie descendante et d'autres pour la voie montante. Cette solution est facilitée par l'utilisation de modulations multi-porteuses de type DMT (*Discrete Multi-Tone*). La télédiaphonie FEXT est donc le principal facteur limitant l'augmentation des débits, en particulier dans les scénarios de déploiement où les longueurs de câble sont courtes.

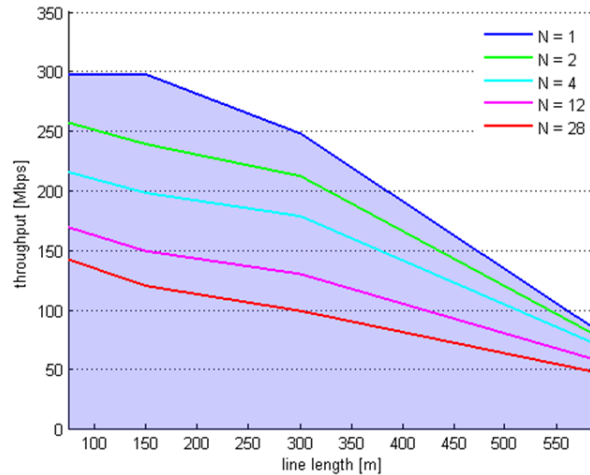


FIGURE 1.4 – Débit moyen atteignable par N utilisateurs actifs partageant un même câble comportant 28 paires téléphoniques pour des longueurs de lignes variant de 75 m à 590 m.

La figure 1.4 présente les débits atteignables sur une paire de cuivre en fonction de sa longueur et du nombre d'utilisateurs actifs partageant le même câble. Les paramètres utilisés sont issus du standard VDSL2 [3] pour la voie descendante avec le plan de fréquences étendu à 30 MHz. La densité spectrale de puissance PSD (*Power Spectral Density*) est constante, égale à -60 dBm/Hz et le nombre maximal de bits par sous-porteuse est égal à 15. La PSD du bruit est égale à -140 dBm/Hz et les interférences entre utilisateurs calculées à partir des couplages FEXT mesurés à Orange Labs [4]. Ces résultats illustrent la diminution importante du débit atteignable lorsque le nombre d'interférents augmente avec un impact particulièrement important pour les courtes distances.

1.2.3 Gestion dynamique du spectre

Ces constatations ont mené à de nombreux travaux de recherche visant à limiter la dégradation des performances engendrées par les couplages de diaphonie en développant différentes formes de coordinations entre les transmissions des utilisateurs dont les paires de cuivre partagent un même câble téléphonique. Cette coordination peut être envisagée soit au niveau de la densité spectrale de puissance émise, de manière statique ou dynamique, soit au niveau des signaux émis. Les techniques visant à coordonner

les transmissions DSL sont qualifiées de gestion dynamique du spectre DSM et sont classifiées en quatre niveaux illustrés par la figure 1.5

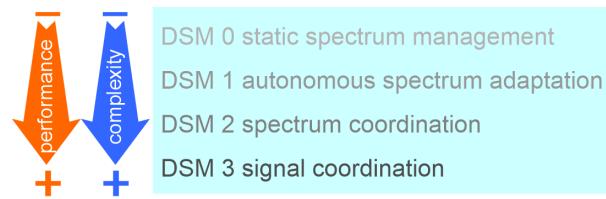


FIGURE 1.5 – Classification des niveaux de gestion dynamique du spectre (DSM).

Dans le DSM de niveau 0, le niveau de densité spectrale de puissance émise par chaque utilisateur n'est limité que par les règles de compatibilité électromagnétique spécifiées dans les standards. En l'absence de coordination, les interférences de couplages FEXT sont significatifs et ont un impact sur les performances globales des transmissions.

Le DSM de niveau 1 utilise des masques de PSD prédéfinis pour certaines portées en fonction des débits envisagés et en tenant compte de l'existence potentielle d'autres utilisateurs actifs. Ainsi, sans échange d'information, chaque utilisateur alloue le niveau de puissance nécessaire pour obtenir le débit prévu tout en respectant les niveaux de PSD prédéfinis afin de limiter les interférences. Des méthodes d'allocation de ressources plus élaborées ont aussi été proposées, comme l'algorithme IWF (*Iterative Water Filling*) [5] qui agit de manière à obtenir un équilibre compétitif entre les utilisateurs sans coordination ni échange d'information.

Dans le DSM de niveau 2, le contrôle du niveau de PSD est réalisé de manière coordonnée entre les différents utilisateurs d'un même câble. Cette coordination nécessite une collecte et une centralisation d'informations telles que la connaissance du canal et en particulier les couplages FEXT entre les lignes. Différentes méthodes d'allocation ont été proposées, telles que l'OSB (*Optimal Spectrum Balancing*) dont le critère d'optimisation est la maximisation de la somme pondérée de débits des utilisateurs [6]. La complexité de cet algorithme est linéaire en fonction du nombre de sous-porteuses et augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs. L'algorithme ISB (*Iterative Spectrum Balancing*) diminue cette complexité qui est alors quadratique en fonction du nombre d'utilisateurs. Enfin, l'algorithme SCALE (*Successive Convex Approximation for Low-complExity*) réduit significativement la complexité de la méthode OSB [7].

Le DSM de niveau 2 nécessite généralement un système de coordination centralisé SMC (*Spectrum Management Center*) qui détermine l'allocation de puissance des utilisateurs [8][9]. À partir de mesures de SNR (*Signal-to-Noise-Ratio*) échangés entre les utilisateurs, chaque utilisateur réalise de manière localisée et autonome une allocation de ressource [10] avec des contraintes de niveau de PSD sur des groupes de sous-porteuses BP-DSM (*Band-Preference Dynamic Spectrum Management*). L'algorithme SCALE s'appuie sur le BP-DSM et l'algorithme OSB pour réaliser une allocation de puissance distribuée [11] avec des performances proches de l'OSB.

Enfin, le DSM de niveau 3 qui est le plus haut niveau possible de coordination peut

être mis en œuvre pour des lignes DSL partageant le même point d'accès. Il implémente un traitement du signal conjoint des lignes coordonnées au niveau du point d'accès et a été pour la première fois proposé sous le nom de DSL vectoriel [12] en 2002. Ce nom fait référence au principe de combiner les signaux des utilisateurs en vecteurs afin de réaliser un traitement du signal conjoint qui a pour objectif d'atténuer les effets des couplages FEXT entre les lignes coordonnées. Dans cette situation, le traitement conjoint peut être considéré comme un système de transmission multi-utilisateurs. Ce traitement conjoint est réalisé au niveau du nœud d'accès, où les terminaisons de lignes sont colocalisées. Ainsi, la coordination est possible à l'émission en voie descendante et à la réception en voie montante. Le DSM de niveau 3 nécessite des changements significatifs dans la conception de l'équipement du nœud d'accès, le DSLAM (*Digital Subscriber Line Access Multiplexer*) avec une complexité bien plus importante et la connaissance des couplages entre les lignes.

1.2.4 Traitement vectoriel de la diaphonie

Dans cette configuration, les signaux des lignes coordonnées sont groupés en vecteurs, les transmissions sont multi-porteuses et les traitements peuvent être réalisés dans le domaine fréquentiel. Dans un groupe de N utilisateurs coordonnés, le signal de l'utilisateur d'index n peut s'écrire $\mathbf{s}^n = [s_1^n \dots s_K^n]$ où K est le nombre de sous-porteuses et s_k^n est le symbole complexe de l'utilisateur n transporté sur la sous-porteuse d'index k . De la même manière, la matrice de canal est notée $\mathbf{H}_k = (h_k^{i,j})_{(i,j) \in [1 \dots N]^2}$. Les éléments diagonaux $h_k^{n,n}$ représentent la réponse du canal direct de la ligne de l'utilisateur n , les éléments non diagonaux $h_k^{i,j}$ représentent les couplage FEXT de la ligne de l'utilisateur i sur celle de l'utilisateur j . Dans un câble idéal sans couplages, les matrices \mathbf{H}_k seraient diagonales.

Les méthodes de transmissions vectorielles s'inspirent principalement des techniques MIMO (*Multiple-Input-Multiple-Output*) avec deux différences majeures. La première différence vient de la topologie du réseau d'accès qui fait que le traitement du signal conjoint n'est possible qu'au niveau du nœud d'accès, à l'émission en voie descendante et à la réception en voie montante. La seconde différence concerne le canal lui-même : les caractéristiques physiques du câble ont pour effet que les matrices des réponses fréquentielles du canal \mathbf{H}_k possèdent la propriété de dominance diagonale par ligne pour le canal de la voie descendante et de dominance diagonale par colonne pour la voie montante.

Dans [12], les premières techniques vectorielles proposées utilisent une structure de type annulation successive d'interférences SIC (*Successive Interference Cancellation*). Il a été montré plus tard que la propriété de dominance diagonale rendait quasi-optimaux les traitements linéaires de type ZF (*Zero Forcing*) en voie montante [13] comme en voie descendante [14].

La coordination à l'émission en voie descendante implémente des techniques dites de pré-compensation de la diaphonie tandis que la coordination à la réception en voie

montante met en œuvre des méthodes d'annulation de la diaphonie. La figure 1.6 présente schématiquement la structure de pré-compensation de la diaphonie en voie descendante.

Mes travaux de recherche dans ce domaine en collaboration avec Meryem Ouzzif ont ainsi porté sur les systèmes DSL vectoriels intégrant de la pré-compensation et/ou de l'annulation de la diaphonie ainsi que l'estimation des couplages entre les lignes et les mesures d'interférences externes.

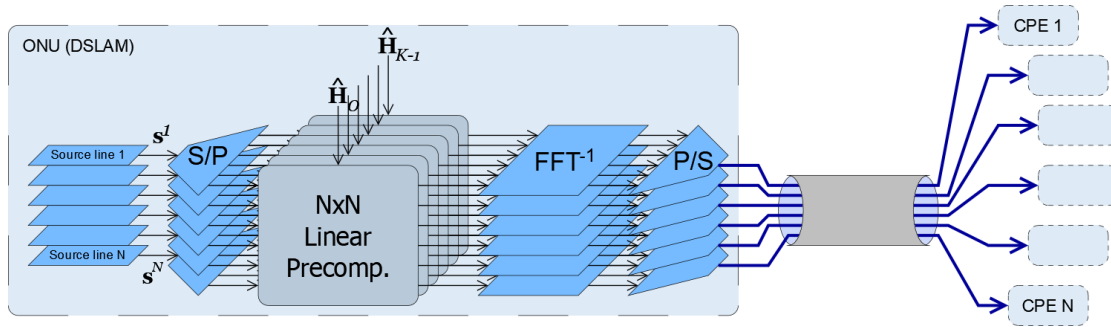


FIGURE 1.6 – Schéma de principe de la pré-compensation des interférences en voie descendante.

La pré-compensation linéaire proposée dans [14] peut s'écrire pour chaque sous-porteuse d'index k :

$$\mathbf{P}_k = \beta_k \hat{\mathbf{H}}_k^{-1} \mathbf{D}_k \quad (1.1)$$

La matrice $\hat{\mathbf{H}}_k$ représente l'estimation de la matrice du canal pour la sous-porteuse d'index k , avec $\mathbf{D}_k = \text{diag}\{\hat{\mathbf{H}}_k\}$ la matrice de taille $N \times N$ contenant les éléments diagonaux de $\hat{\mathbf{H}}_k$. Le facteur de normalisation β_k permettant de respecter les contraintes de puissance à l'émission est calculé par :

$$\beta_k = \min_{i \in \{1..N\}} \left\| \left[\hat{\mathbf{H}}_k^{-1} \mathbf{D}_k \right]_{\text{ligne } i} \right\|^{-1} \quad (1.2)$$

La propriété de dominance diagonale par ligne de la matrice de canal assure que le facteur β_k soit proche de 1 ce qui garantit aussi l'efficacité du pré-compensateur linéaire.

L'avantage important de cette méthode est qu'elle permet un traitement linéaire indépendant pour chaque sous-porteuse et il a été montré qu'elle est proche d'une suppression parfaite des interférences. Elle souffre néanmoins des limitations suivantes : la complexité du calcul des inverses des matrices de la réponse fréquentielle du canal, la grande taille des matrices et enfin, la dégradation des performances en présence d'interférents ne faisant pas partie du système coordonné.

Les réponses que nous avons apportées à ces limitations sont présentées dans la section 1.3. Par ailleurs, ces techniques nécessitent la connaissance de la réponse du canal et des couplages entre les lignes d'un même câble. Les études menées sur la

thématique de l'estimation de canal sont adressées dans la partie 1.4.

En complément de la gestion dynamique de spectre, et afin de concilier des ressources limitées avec les demandes de débit des utilisateurs, le concept d'optimisation inter-couches [15] XLO (*Cross-Layer Optimization*) permet d'offrir un nouveau degré de liberté permettant de déterminer le meilleur compromis entre des objectifs de qualité de service et les contraintes physiques de transmission. Par exemple, l'optimisation inter-couche peut être utilisée afin d'optimiser l'usage de ressources matérielles limitées pour servir au mieux les débits demandés par les utilisateurs. Cela peut ainsi s'appliquer à la pré-compensation partielle décrite en section 1.3.2. La figure 1.7 illustre le partage de ressources entre deux groupes de 8 utilisateurs au sein d'un ensemble de 16 paires téléphoniques dans un système vectoriel utilisant la pré-compensation partielle avec des ressources matérielles fixées en pourcentage des ressources matérielles nécessaires à une pré-compensation totale.

1.2.5 Optimisation inter-couches

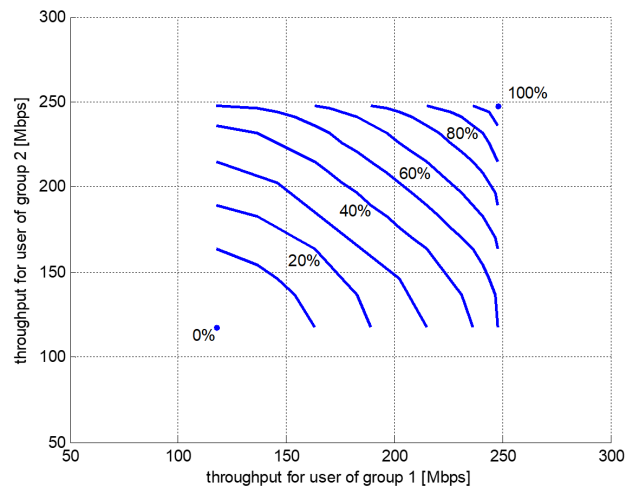


FIGURE 1.7 – Débits équilibrés pour deux groupes de 8 utilisateurs et une longueur de ligne de 300 m

Avec 0% de complexité, il ne peut y avoir de suppression d'interférences tandis qu'avec 100%, la totalité des interférences sont supprimées. Pour des ressources correspondant par exemple à 40% de la complexité totale, les débits atteignables peuvent varier de 117 Mbps à 236 Mbps. L'allocation de ressources matérielles peut être réalisée avec des mécanismes de file d'attente ou de priorité afin de répartir les ressources le plus efficacement possible.

1.3 Pré-compensation et annulation de la diaphonie

Les systèmes DSL vectoriels constituent le cadre des travaux de thèse d'Issam Wahibi [1] qui ont abordé trois domaines :

- les méthodes de calcul des matrices nécessaires à la mise en œuvre des algorithmes de pré-compensation et annulation de la diaphonie [16];
- la sélection, dans le domaine spatial et fréquentiel, des interférents qui contribuent le plus à la dégradation des débits de chaque utilisateur [17];
- les méthodes de traitement des interférents externes à un système vectoriel dans le cas, par exemple, où plusieurs opérateurs concurrents exploitent les lignes d'un même câble téléphonique [18].

Les deux premiers domaines explorés visent à réduire la complexité des algorithmes de pré-compensation (en voie montante) et d'annulation (en voie descendante) de la diaphonie en adressant d'une part les méthodes de calcul des matrices nécessaires à ces algorithmes (section 1.3.1) et d'autre part la sélection des interférents qui contribuent le plus à la dégradation des débits de chaque utilisateur (section 1.3.2). Le troisième domaine a été adressé section 1.3.3 en proposant un système de traitement itératif en réception pour la voie montante d'un système DSL coordonné.

1.3.1 Méthodes de calcul des matrices à complexité réduite

Le filtre de pré-compensation/annulation nécessite une inversion de matrices de taille N pour chacune des K sous-porteuses du système. Les méthodes décrites dans la suite ont pour objectif de réduire la complexité de calcul et d'évaluer l'impact des approximations effectuées sur les performances du système DSL.

1.3.1.1 Méthode de Jacobi et généralisation

Dans [19], les auteurs proposent une approximation au 1^{er} ordre de la décomposition en série de l'inverse de la matrice de canal. Avec les notations de la section précédente, en définissant $\mathbf{E}_k = \mathbf{H}_k - \mathbf{D}_k$ et $\mathbf{J}_k = -\mathbf{D}_k^{-1}\mathbf{E}_k$, il est possible d'obtenir la matrice de pré-compensation suivante :

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{I}_N + \mathbf{J}_k \quad (1.3)$$

pour chaque sous-porteuse d'index k , \mathbf{I}_N étant la matrice identité de taille $N \times N$.

La complexité de calcul est alors largement diminuée avec un ordre de complexité en $O(K.N^2)$. Le même résultat peut être montré à l'aide de la méthode itérative de Jacobi, dont le terme général $(\mathbf{G}_{\text{Jac}})_p$ d'index $p \in N^*$ s'écrit (en omettant l'index k de la sous-porteuse) :

$$(\mathbf{G}_{\text{Jac}})_p = \left(\sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{J}^i \right) \mathbf{D}^{-1} \quad (1.4)$$

Cette série converge vers l'inverse de \mathbf{H} si le rayon spectral (maximum des modules des valeurs propres) de \mathbf{J} est strictement inférieur à 1 d'après [20]. Le filtre de pré-

compensation proposé dans [19] revient à approcher \mathbf{H}^{-1} par le second terme de la série $(\mathbf{G}_{\text{Jac.}})_2$.

L'expression d'une telle série est généralisable à toute décomposition du type $\mathbf{H} = \mathbf{M} + \mathbf{N}$ (la méthode de Jacobi correspond à la décomposition particulière $\mathbf{M} = \mathbf{D}$ et $\mathbf{N} = \mathbf{E}$) et la série de terme général :

$$(\mathbf{G}_{\text{gén.}})_p = \left(\sum_{i=0}^{p-1} (-\mathbf{M}^{-1}\mathbf{N})^i \right) \mathbf{M}^{-1} \quad (1.5)$$

converge vers \mathbf{H} si le rayon spectral de $\mathbf{M}^{-1}\mathbf{N}$ est strictement inférieur à 1.

1.3.1.2 Filtre basé sur une décomposition tridiagonale

Nous avons proposé une méthode qui permet d'obtenir une faible complexité tout en préservant des performances proches de la pré-compensation ZF. La construction de filtre de pré-compensation est constituée de trois étapes : réordonner les lignes par une permutation, appliquer une décomposition basée sur les éléments tridiagonaux de la matrice de canal et enfin, utiliser une approximation tridiagonale de l'inverse de la matrice tridiagonale.

La permutation des lignes de la matrice de canal permet de placer les interférents dominants sur les sous-diagonales de la matrice de canal, avant de réaliser la décomposition $\mathbf{H} = \mathbf{M} + \mathbf{N}$ déjà décrite avec cette fois $\mathbf{M} = \mathbf{T}$ défini par :

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} h^{1,1} & h^{1,2} & 0 & \dots & 0 \\ h^{2,1} & h^{2,2} & h^{2,3} & \ddots & \vdots \\ 0 & h^{3,2} & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & h^{N-1,N} \\ 0 & \dots & 0 & h^{N,N-1} & h^{N,N} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

et $\mathbf{N} = \mathbf{M} - \mathbf{T} = \mathbf{S}$ de la forme :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & h^{1,3} & \dots & h^{1,N} \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ h^{3,1} & 0 & \ddots & \ddots & h^{N-2,N} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ h^{N,1} & \dots & h^{N,N-2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

La décomposition en série appliquée sur chaque sous-porteuse d'index k en approchant l'inverse de la matrice de canal par le second terme de la série amène à la matrice de pré-compensation suivante :

$$\mathbf{P}_k^{\text{tri.}} = (\mathbf{I}_N - \mathbf{T}_k^{-1}\mathbf{S}_k)\mathbf{T}_k^{-1}\mathbf{D}_k \quad (1.8)$$

Le calcul de cette matrice peut être simplifié en ne calculant que les termes tri-diagonaux de \mathbf{T}_k^{-1} . Nous montrons en nous appuyant sur [21] que les amplitudes des coefficients de la matrice décroissent exponentiellement lorsque l'on s'éloigne de la diagonale. Ceci est illustré par la figure 1.8 (à gauche) pour un groupe de 7 lignes de 300 mètres à la fréquence de 12 MHz.

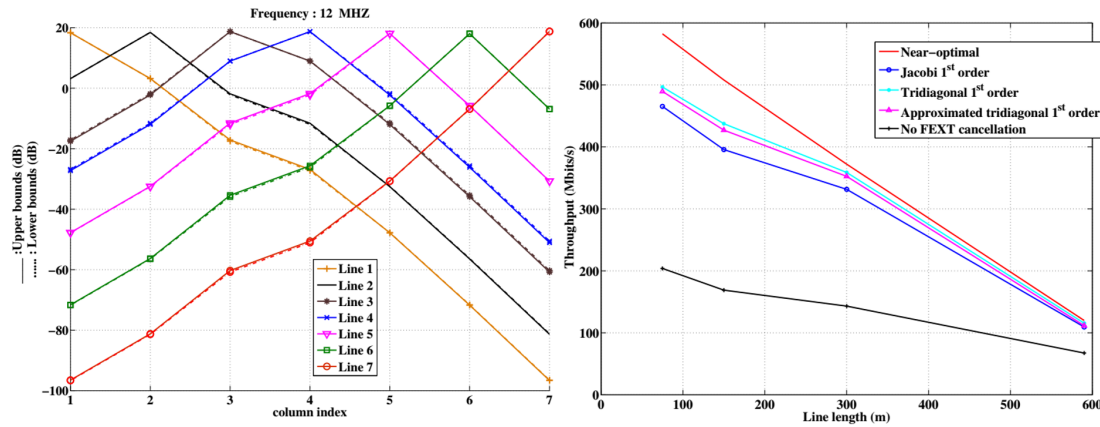


FIGURE 1.8 – Amplitude des coefficients de la matrice de pré-compensation (à gauche) et débits atteignables pour les différentes méthodes d'approximation retenues (à droite).

En appelant $\tilde{\mathbf{T}}_k^{\text{inv}}$ la matrice tridiagonale issue de \mathbf{T}_k^{-1} , on obtient la matrice de pré-compensation :

$$\tilde{\mathbf{P}}_k^{\text{tri.}} = (\mathbf{I}_N - \tilde{\mathbf{T}}_k^{\text{inv}} \cdot \mathbf{S}_k) \tilde{\mathbf{T}}_k^{\text{inv}} \cdot \mathbf{D}_k \quad (1.9)$$

La figure 1.8 (à droite) illustre les résultats de l'allocation de débit pour 128 lignes coordonnées d'une longueur de 75 à 590 m en utilisant les mesures d'atténuation et de couplage FEXT réalisées en laboratoire. Les résultats sont présentés dans le cas de l'absence de pré-compensation, pour la méthode basée sur la décomposition de Jacobi, pour celle utilisant la décomposition tridiagonale, et enfin pour la décomposition tridiagonale avec approximation tridiagonale de l'inverse.

1.3.2 Traitement partiel de la diaphonie

Le traitement partiel de la diaphonie est une approche consistant à sélectionner et ne prendre en compte que les interférents les plus forts et réalisant une sélection spatiale (les utilisateurs), fréquentielle (les sous-porteuses) ou spatio-fréquentielle (les deux). Cette sélection spatio-fréquentielle JTLS (*Joint Tone-Line Selection*) qui permet de limiter la complexité de la pré-compensation ou l'annulation d'interférences a été initialement proposée dans [22][23] et des méthodes de sélection basées sur l'algorithme de Lagrange [24] ou une décomposition duale [25] ont été développées. Nous avons proposé une approche basée sur une contrainte de débit cible qui prend en compte la nature discrète de l'allocation de bits (*granularity*) et le nombre maximal de bits

alloués à chaque sous-porteuses (*bitcap*). La formulation du problème ainsi qu'une méthode heuristique permettant d'approcher une solution tenant compte de ces deux caractéristiques sont présentées dans la suite.

1.3.2.1 Formulation du problème

Pour un utilisateur i et une sous-porteuse k donnée, $\sigma_{x_i^k}^2$ désigne la variance du signal et $\sigma_{w_i^k}^2$ le bruit ajouté sur à signal. On définit la liste $\mathcal{I}_k^i = [\alpha_k^1, \dots, \alpha_k^{N-1}]$ des valeurs triées par importance croissante des interférences $\{|h_k^{i,j}|^2 \sigma_{x_i^k}^2\}_{j \neq i}$ causées par les autres lignes. Le nombre de bits alloués à l'utilisateur i sur la sous-porteuse d'index k peut s'écrire, en supposant que la pré-compensation/annulation partielle d'interférence traite les $N - 1 - l$ interférents les plus forts et laisse les l interférents les plus faibles :

$$b_k^i(l) = \left\lceil \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \frac{|h_k^{i,i}|^2 \sigma_{x_i^k}^2}{\sum_{j=1}^l \alpha_k^j + \sigma_{w_i^k}^2} \right) \right\rceil \quad (1.10)$$

où l'opérateur $(\cdot)^\# = \min\{\cdot, b_{\text{bitcap}}\}$ prend en compte le bitcap et $\lfloor \cdot \rfloor$, qui désigne la partie entière, prend en compte la granularité.

On peut alors définir pour chaque sous-porteuse $k \in [1..K]$ de chaque utilisateur $i \in [1..N]$ le nombre l_k^i d'interférents les plus faibles qui ne seront pas annulés/pré-compensés ce qui permet d'obtenir le nombre de bits b_k^i alloués en appliquant la formule 1.10. L'optimisation de l'attribution des ressources peut alors s'écrire :

$$\begin{aligned} & \text{Pour tous les utilisateurs } i \in [1..N], \\ & \text{déterminer } [l_1^i, l_2^i, \dots, l_K^i] \text{ qui maximise } \sum_{k=1}^K b_k^i(l_k^i) \\ & \text{sous la contrainte } \sum_{k=1}^K l_k^i = C \end{aligned} \quad (1.11)$$

La valeur de C dépendant de la complexité de traitement comprise entre 0 (100% de pré-compensation/annulation) et $(N - 1) \times K$ (aucune coordination). Une recherche exhaustive de solution pour ce problème discret à $N \times K$ variables pouvant prendre chacune N valeurs ne peut être mise en œuvre pour des raisons évidentes de complexité. Les méthodes heuristiques peuvent être appropriées à la résolution de ce type de problème d'optimisation et c'est une solution de ce type, basée sur une sélection évolutive, qui a été envisagée.

1.3.2.2 Méthode de sélection évolutive

Une méthode de sélection évolutive connue aussi sous le nom d'algorithme génétique est utilisée pour approcher la solution d'un problème NP -complet tel que le problème du sac à dos ou celui du voyageur de commerce. Toute liste de $N \times K$ valeurs l_k^i comprises entre 0 et $N - 1$ constitue une forme valide de solution qui peut être associée à une fonction de coût $\Delta\left(\left\{l_k^i\right\}_{k \in [1..K]}^{i \in [1..N]}\right)$ définie par :

$$\Delta\left(\left\{l_k^i\right\}_{k \in [1..K]}^{i \in [1..N]}\right) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K (b_k^i(0) - b_k^i(l_k^i)) \quad (1.12)$$

L'algorithme génétique illustré par la figure 1.9 sera appliqué à un ensemble de M listes choisies aléatoirement.

Chaque itération de l'algorithme est constituée de trois opérations successives :

1. **sélection** des listes offrant les plus faibles valeurs de la fonction de coût $\Delta\left(\left\{l_k^i\right\}_{k \in [1..K]}^{i \in [1..N]}\right)$;
2. **croisement** des listes sélectionnées afin de générer de nouvelles listes;
3. **mutation** des listes pour maintenir une diversité des solutions et éviter de converger vers un maximum local.

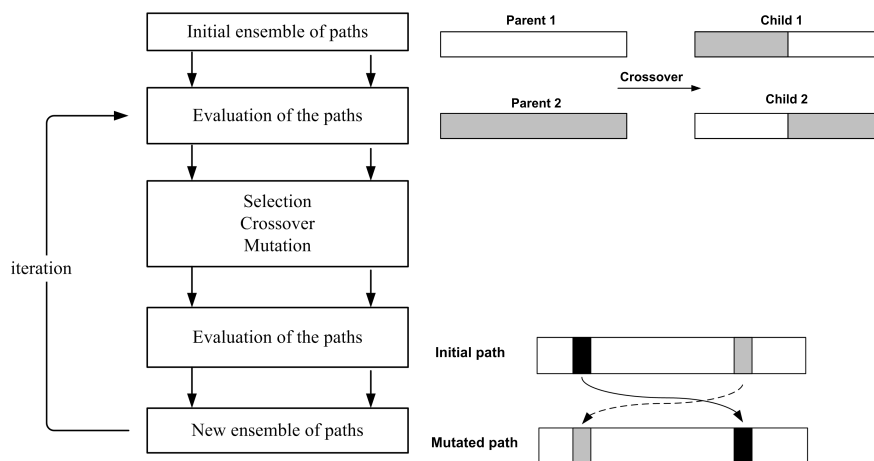


FIGURE 1.9 – Algorithme génétique de sélection de lignes (à gauche), illustration de l'étape de croisement (à droite, en haut) et de la mutation (à droite, en bas).

Les débits atteignables pour des complexités de 20% 50% et 80% (en pourcentage de la complexité matérielle d'une annulation totale des interférences) ont été évalués pour une voie montante en utilisant les mesures d'atténuation et de couplage réalisées à Orange Labs. Les résultats représentés sur la figure 1.10 montrent que la diminution de débit engendrée par une réduction de la complexité peut rester maîtrisée et adaptée aux différentes contraintes de l'environnement tels que la longueur des lignes ou le nombre d'utilisateurs.

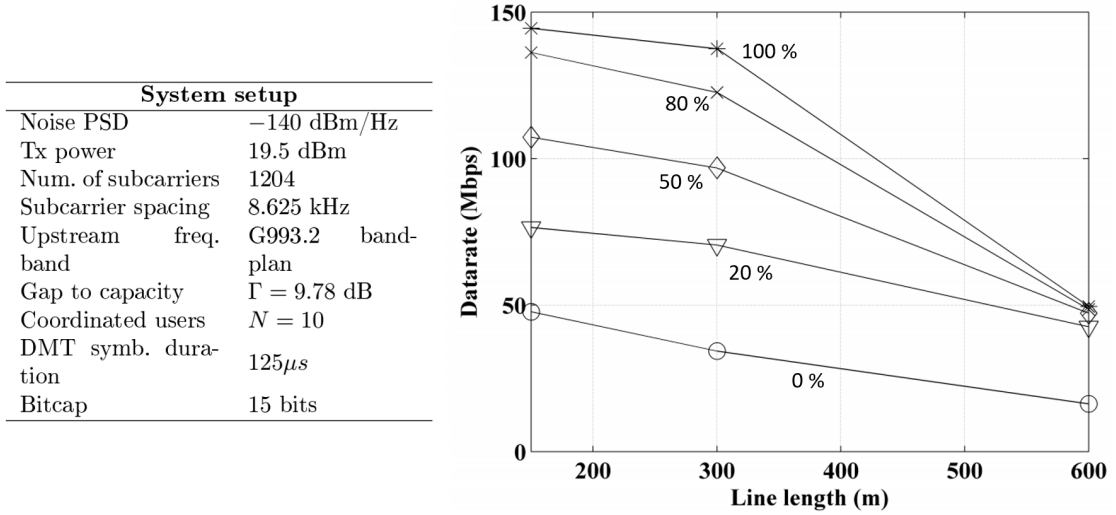


FIGURE 1.10 – Débits atteignables avec une suppression partielle d'interférences en fonction de la complexité et des longueurs des lignes.

1.3.3 Réduction de la diaphonie externe

Dans les systèmes DSL coordonnés, la diaphonie externe peut provenir de différentes sources, en particulier d'autres signaux de transmission dans la situation de plusieurs opérateurs exploitant des paires téléphoniques d'un même câble. La figure 1.11 (à gauche) illustre cette coexistence d'un système coordonné de N utilisateurs en présence de signaux de L lignes appartenant à un ou plusieurs autres systèmes. Dans cette situation, en voie montante, l'impact de la diaphonie externe sur les performances des lignes coordonnées est important.

Dans le domaine fréquentiel, le signal reçu pour les N utilisateurs coordonnés peut s'écrire pour chacune des K sous-porteuses sous la forme vectorielle \mathbf{y}^k suivante :

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{A}^k \mathbf{z}^k + \mathbf{w}^k \quad (1.13)$$

avec \mathbf{x}^k les symboles M -QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) transmis sur la sous-porteuse d'index k pour les N utilisateurs coordonnés, \mathbf{z}^k les composantes fréquentielle des L signaux externes, \mathbf{w}^k les échantillons de bruit, \mathbf{H}^k la réponse fréquentielle du canal

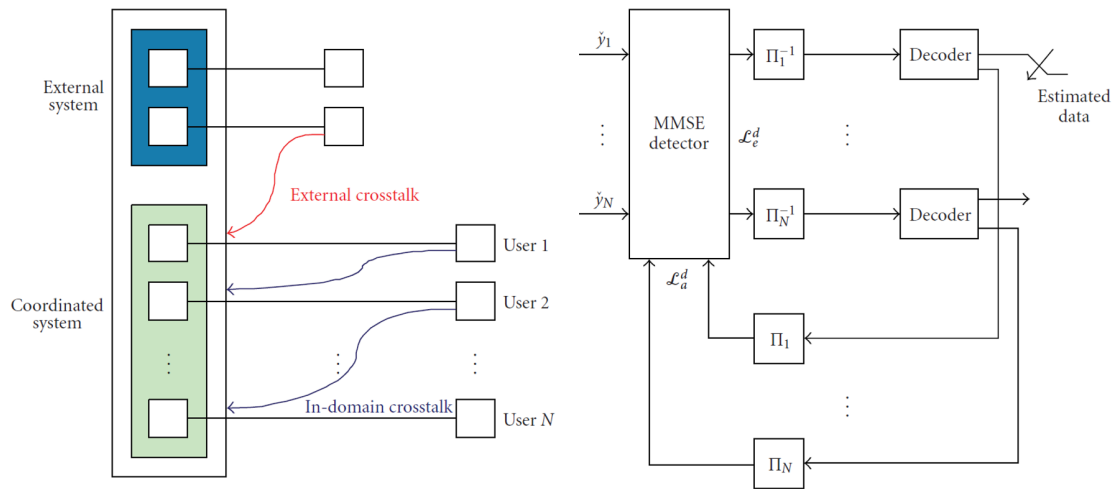


FIGURE 1.11 – Illustration de la coexistence de plusieurs systèmes générant de la diaphonie externe (à gauche) et structure du récepteur MMSE itératif utilisé (à droite).

DSL vectoriel et \mathbf{A}^k la matrice des coefficients de couplage des L lignes externes sur les N lignes coordonnées.

Le bruit résultant est spatialement corrélé et sa covariance peut être mesurée lors de la phase d'estimation de canal. Une opération de *blanchiment* du bruit par filtrage permet de se placer dans le cas d'un bruit blanc. Contrairement à la matrice de canal, la nouvelle matrice de canal après blanchiment ne possède plus la propriété de dominance diagonale et les performances des détecteurs précédemment étudiés se trouvent fortement dégradées.

Plusieurs structures à annulation successive d'interférences SIC ont été étudiées, la borne du filtre adapté MFB (*Matched Filter Bound*) a été établie pour ce type de système, puis un récepteur MMSE (*Minimum Mean Square Error*) itératif permettant d'approcher cette borne a été proposé. La figure 1.11 (à droite) illustre la structure du récepteur proposé.

1.3.3.1 Borne du filtre adapté

Un récepteur à diversité pour une transmission mono-utilisateur est considéré afin d'obtenir une estimation du débit maximal atteignable pour un système DSL multi-utilisateurs coordonné. Il a été démontré que le récepteur MRC (*Maximum Ratio Combiner*) est optimal pour un tel type de transmission. Le récepteur MRC utilisé combine linéairement les signaux reçus sur chaque branche afin de maximiser le rapport signal-à-bruit en sortie du récepteur en tenant compte du bruit spatialement corrélé produit par les interférents externes.

En notant \mathbf{R}_{nn}^k la matrice de covariance du bruit pour la sous-porteuse d'index k , le rapport signal-à-bruit en sortie du récepteur MRC pour l'utilisateur i à la sous-porteuse

k peut s'écrire :

$$[\text{SNR}_i^k]_{\text{MRC}} = \sigma_{x_i^k}^2 \mathbf{h}_i^{kH} \mathbf{R}_{\text{nn}}^{k-1} \mathbf{h}_i^k \quad (1.14)$$

Ce qui permet d'en déduire une borne supérieure de la capacité du canal pour un utilisateur i du système coordonné :

$$[C_i]_{\text{MRC}} = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \sigma_{x_i^k}^2 \mathbf{h}_i^{kH} \mathbf{R}_{\text{nn}}^{k-1} \mathbf{h}_i^k \right) \quad (1.15)$$

1.3.3.2 Récepteur MMSE itératif

Afin d'approcher la borne du filtre adapté, un récepteur itératif basé sur un traitement MMSE avec information *a priori* a été proposé et adapté au contexte d'un système DSL coordonné. Le principe d'un tel récepteur repose sur une structure inspirée de celle développée dans ma thèse [26] et modifiée afin de tenir compte du bruit spatialement corrélé et du bit-loading. Le bit-loading a pour conséquence l'utilisation de constellations QAM de différentes tailles d'une sous-porteuse ou d'un utilisateur à l'autre. Cela a rendu nécessaire l'introduction d'une matrice diagonale représentant la fiabilité des symboles construits à partir de l'information *a priori*. Par ailleurs, nous avons considéré dans notre proposition l'utilisation d'un code convolutif ainsi que d'un entrelacement bit entre les fonctions codage et modulation. Cet entrelacement de la taille d'un symbole DMT est différent pour chaque utilisateur.

Dans un souci de clarté, l'index de sous-porteuse k est omis dans la suite. Le récepteur MMSE fournit à chaque itération une estimation $\tilde{\mathbf{x}}$ à partir du vecteur des signaux reçus \mathbf{y} et des symboles complexes $\hat{\mathbf{x}}$ construits avec l'information *a priori* L :

$$\tilde{x}_i = \lambda_i \mathbf{p}_i^H (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} + \hat{x}_i \tilde{\mathbf{h}}_i) \quad (1.16)$$

Le vecteur $\tilde{\mathbf{h}}_i$ représente la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de canal \mathbf{H} . Le vecteur \mathbf{p}_i contient les coefficients d'égalisation du récepteur :

$$\mathbf{p}_i = (\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{H}^H + R_{\text{nn}})^{-1} \mathbf{h}_i \quad (1.17)$$

La matrice $\mathbf{V} = \text{diag}(\hat{v}_1^2, \dots, \hat{v}_N^2)$ est une matrice diagonale dont les coefficients représentent la fiabilité des symboles $\hat{\mathbf{x}}$ et valent :

$$\hat{v}_i^2 = \sum_{s \in \mathcal{X}_i} |s|^2 P\{x = s | L_a\} - |\hat{x}_i|^2 \quad (1.18)$$

Enfin, les coefficients λ_i sont donnés par :

$$\lambda_i = \frac{\sigma_{x_i}^2}{1 + (\sigma_{x_i}^2 - \hat{v}_i^2) \beta_i}, \text{ avec } \beta_i = \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i \quad (1.19)$$

En l'absence d'information *a priori*, les éléments \hat{v}_i^2 sont égaux à $\sigma_{x_i}^2$ et le récepteur fonctionne comme un récepteur MMSE classique. Lorsque l'information *a priori* est parfaite, les \hat{v}_i^2 sont nuls. Les interférences sont complètement annulées et les coefficients des \mathbf{p}_i pour chaque utilisateur sont ceux du filtre adapté donné dans la section précédente. Ainsi, en considérant que le système itératif converge, le débit maximum atteignable avec le récepteur itératif MMSE est celui de la borne du filtre adapté (1.15).

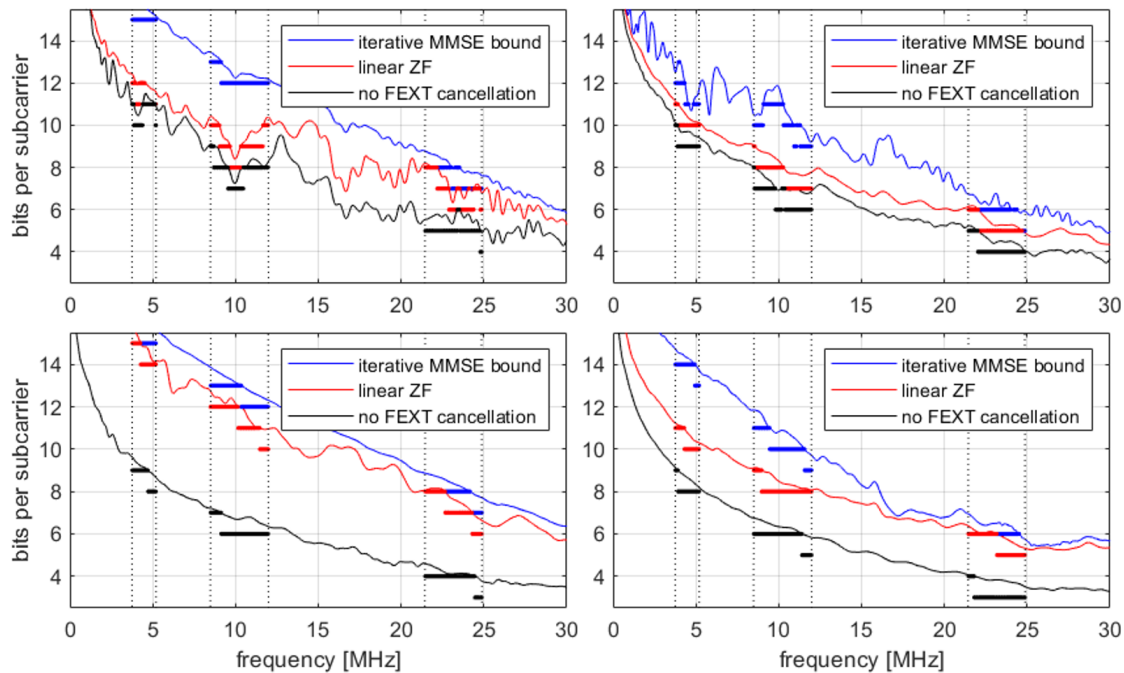


FIGURE 1.12 – Capacité (traits fins) et allocation de bits (traits épais) en voie montante pour quatre lignes coordonnées de 300 mètres en présence de deux interférents externes.

La figure 1.12 montre les capacités atteignables pour un système comportant quatre lignes coordonnées et deux interférents externes pour des longueurs de 300 mètres. Sur la figure sont représentés les capacités dans le domaine fréquentiel pour les quatre lignes et en traits épais le résultat de l'allocation de bits sur les bandes de fréquences dédiées à la voie montante dans le cas de l'absence de coordination (en noir), d'un traitement ZF linéaire (en rouge) et d'un système MMSE itératif (en bleu, borne MFB). On peut observer que le gain apporté par le système MMSE itératif est variable d'une ligne à l'autre.

1.4 Estimation de canal

Les techniques DSL vectorielles présentées nécessitent de connaître les matrices de couplage du canal constitué par les paires téléphoniques. Deux approches ont été

explorées : l'estimation de canal aveugle en voie montante [27] et l'estimation en utilisant des pilotes en voie descendante [28], dans les deux cas en considérant l'activation d'une nouvelle ligne dans un système DSL coordonné en cours de fonctionnement. La première approche a été développée par Ahmad Amayreh dans sa thèse [2] à Orange Labs. Ses travaux ont aussi porté sur l'estimation de la matrice de covariance de bruit causé par des interférents externes sur un système DSL coordonné [29].

1.4.1 Estimation de canal aveugle

La modulation DMT des systèmes DSL utilise une extension cyclique CE (*Cyclic Extension*) qui est une répétition d'une partie du signal dans le domaine temporel. Cette extension, composée d'un préfixe cyclique CP (*Cyclic Prefix*) et d'un suffixe cyclique CS (*Cyclic Suffix*), introduit une périodicité dans les statistiques d'ordre deux du signal transmis. Cela se traduit au niveau de l'autocorrélation du signal par une impulsion de longueur L (taille du CE) et de période P pour un retard de M échantillons égal à la taille du bloc ($M = L + P$). Ceci est illustré sur la figure 1.13 à gauche, tandis que l'autocorrélation cyclique est représentée à droite sur la même figure.

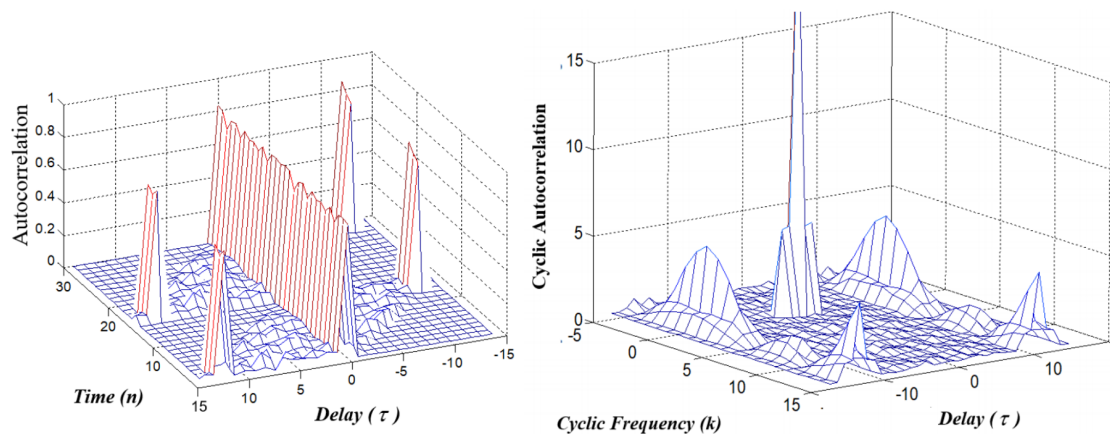


FIGURE 1.13 – Autocorrélation du signal DMT (à gauche) et autocorrélation cyclique (à droite).

1.4.1.1 Séparation des sources

En agissant sur les paramètres DMT des utilisateurs, il est donc possible de modifier l'allure de l'autocorrélation cyclique des signaux reçus. Soit L_i taille du CE modifié pour la ligne d'index i , les autres lignes ont un CE non modifié de taille L et répondant à la condition : il existe un entier k non nul tel que $L_i \times k$ soit multiple de P et $L \times k$ ne soit pas multiple de P . Dans ce cas, l'autocorrélation cyclique dans le plan d'index k est nulle pour tous les utilisateurs à l'exception de celui d'index i . Les couplages de cette ligne vers celles des utilisateurs coordonnés peuvent alors être estimés. Le schéma de la

figure 1.14 (à gauche) montre la modification d'une partie de l'extension cyclique du signal DMT et la figure de droite illustre son impact sur l'autocorrélation cyclique.

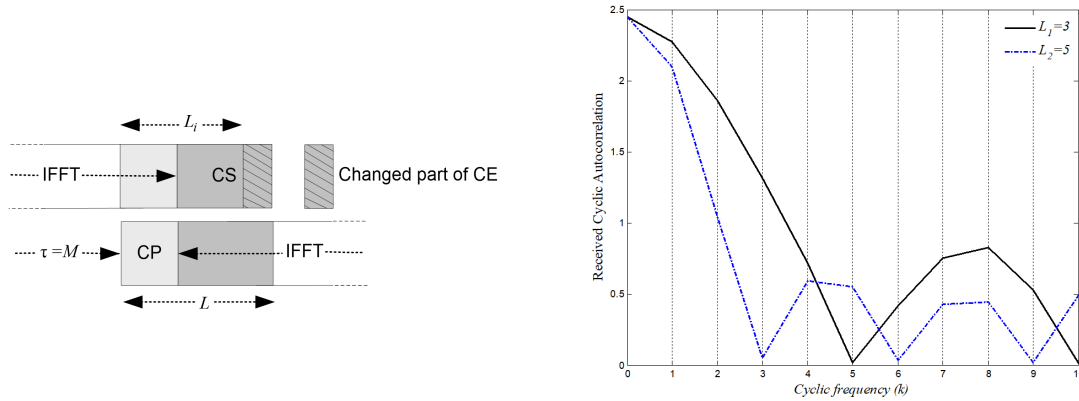


FIGURE 1.14 – Modification d'une partie de l'extension cyclique du signal DMT (à gauche) et illustration de son impact sur l'autocorrélation cyclique (à droite)

1.4.1.2 Identification du canal

Dans cette partie, on note $\mathbf{h}_{j,i}$ la réponse impulsionnelle du couplage de la ligne i en cours d'activation vers la ligne j . Dans sa thèse, Ahmad Amayreh propose une estimation de cette réponse impulsionnelle à partir de la mesure de l'autocorrélation cyclique. On note $\tilde{R}_{y_j}(k, \tau)$ cette autocorrélation cyclique mesurée sur la ligne de l'utilisateur j . Pour tout index k ou $-k$ vérifiant la condition précédente, les contributions de tous les utilisateurs, exceptée celle de l'utilisateur i , sont nulles. On peut alors montrer que :

$$\sum_{l=0}^{L_h-1} \left(\tilde{R}(k, \tau-l) e^{\frac{2jkl\pi}{P}} - \tilde{R}(-k, \tau-l) e^{\frac{-2jkl\pi}{P}} \right) \mathbf{h}_{j,i}(l) = 0 \quad (1.20)$$

avec $\tilde{R}(k, l) = \tilde{R}_{y_i}(k, l) * \tilde{R}_{x_i}(-k, l)$. Sous forme matricielle, cette relation peut s'écrire $\mathbf{A} \cdot \mathbf{h}_{j,i} = 0$ avec les coefficients $a_{p,l}$ de \mathbf{A} définis par :

$$a_{p,l} = \tilde{R}(k, p-l) e^{\frac{2jkl\pi}{P}} - \tilde{R}(-k, p-l) e^{\frac{-2jkl\pi}{P}} \quad (1.21)$$

En supposant $\hat{\mathbf{A}}$ une estimation de cette matrice \mathbf{A} , une estimation $\hat{\mathbf{h}}_{j,i}$ de la réponse impulsionnelle $\mathbf{h}_{j,i}$ est une solution du problème d'optimisation suivant :

$$\hat{\mathbf{h}}_{i,j} = \operatorname{argmin}_{\|\mathbf{h}\|=1} \|\hat{\mathbf{A}} \mathbf{h}\|^2 \quad (1.22)$$

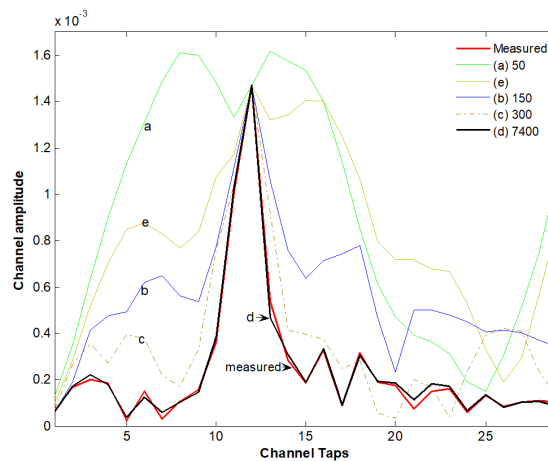


FIGURE 1.15 – Convergence de la méthode CG-NR lors de l’estimation de la réponse impulsionnelle d’un couplage entre deux paires de 75 mètres.

Ce problème peut être résolu directement en utilisant par exemple une décomposition en valeurs singulières, avec l’inconvénient d’une complexité de calcul élevée. Parmi les divers algorithmes adaptatifs utilisés pour l’estimation de canal, on retrouve l’algorithme du gradient SD (*Steepest Descent*), le gradient conjugué CG (*Conjugate Gradient*), l’algorithme de Newton-Raphson (NR). L’algorithme proposé qui combine la méthode du gradient conjugué et celle de Newton-Raphson est appelé *Combined CG-NR*. La figure 1.15 illustre la convergence de la méthode lors de l’estimation de la réponse impulsionnelle du couplage entre deux paires d’un même câble de 75 mètres.

1.4.2 Estimation de canal en utilisant des données et des pilotes

Cette section décrit une proposition de procédure de mise à jour de la matrice du canal estimé pour la voie descendante dans le cas d’un système de N lignes coordonnées lorsqu’une nouvelle ligne est activée. Les lignes sont indexées de la manière suivante : $[1..j-1]$ sont les lignes en service, j la nouvelle ligne activée, $[j+1..N]$ les lignes inactives. La coordination des lignes actives utilise une des méthodes de pré-compensation décrite dans la section 1.3. L’estimation est réalisée dans le domaine fréquentiel pour chaque sous-porteuse de la modulation DMT. Les sous-porteuses allouées à la voie descendante sont réparties en deux sous-ensembles \mathcal{S}_1 et \mathcal{S}_2 , les sous-porteuses de l’ensemble \mathcal{S}_1 régulièrement réparties étant utilisées pour estimer les couplages. Dans le domaine temporel, l’émission de T_0 symboles DMT permet l’estimation du canal direct et les T_1 symboles suivants permettent l’estimation des couplages. La figure 1.16 illustre les différents types de signaux transmis sur les sous-porteuses de type \mathcal{S}_1 .

Pour cette méthode d’estimation, une approximation du rapport signal à bruit plus interférence résiduelle SINR (*Signal to Interference plus Noise Ratio*) a été proposée. Elle

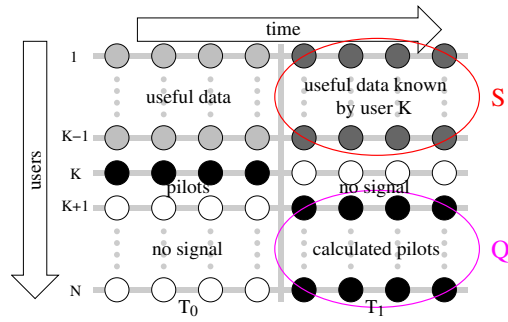


FIGURE 1.16 – Signaux transmis sur les sous-porteuses de type S_1 .

peut s'écrire :

$$\text{SINR}_i^k \approx \frac{|h_k^{i,i}|^2 \sigma_{x_i^k}^2}{\sigma_{x_i^k}^2 \mathcal{E}(\hat{\mathbf{h}}_i^k) + \sigma_{w_i^k}^2} \quad \text{avec} \quad \mathcal{E}(\hat{\mathbf{h}}_i^k) = E \left(\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq i}}^N |\hat{h}_k^{l,i} h_k^{l,i}|^2 \right) \quad (1.23)$$

$\mathcal{E}(\hat{\mathbf{h}}_i^k)$ désigne l'erreur quadratique moyenne MSE (*Mean Square Error*) de l'estimation des couplages vers l'utilisateur i sur la sous-porteuse k en utilisant la procédure proposée. Les calculs permettant une approximation théorique de cette valeur sont détaillés dans [28].

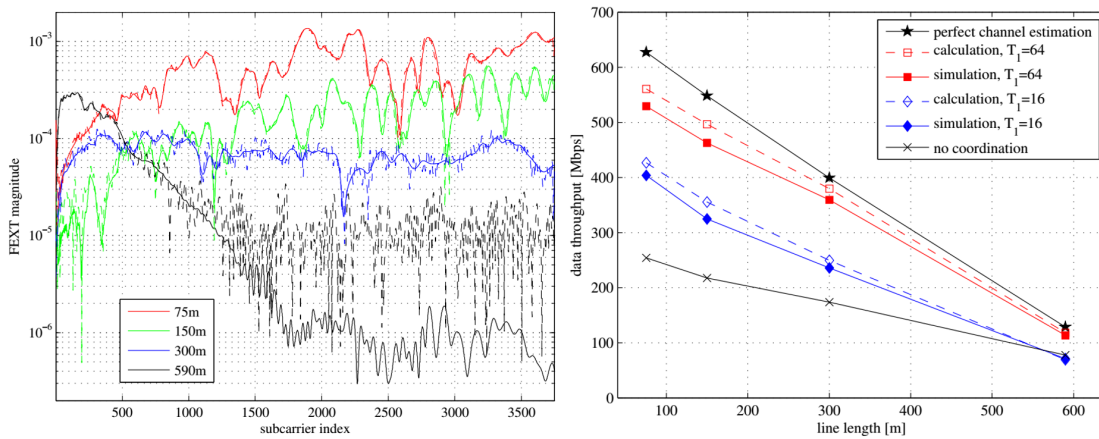


FIGURE 1.17 – Comparaison entre les couplages mesurés et estimés par la méthode proposée (à gauche), et comparaison entre les débits obtenus par calcul et ceux obtenus par simulation (à droite).

La figure 1.17 (à gauche) illustre les résultats de l'estimation de canal sur les réponses fréquentielles des couplages entre lignes pour des longueurs variant de 75 à 590 mètres.

Les traits pleins représentent les couplages réels et les pointillés les couplages estimés. La figure de droite donne le débit maximal atteignable pour deux valeurs de temps d'estimation et permet de comparer les valeurs obtenues par simulation (trait plein) et par calculs (traits pointillés) à partir de l'équation (1.23).

1.5 Conclusion

En comparaison avec le VDSL2, la suppression des interférences FEXT grâce au DSL vectoriel (ou DSM de niveau 3) peut pratiquement doubler ou tripler les débits atteignables en fonction de la longueur des lignes. Des méthodes de pré-compensation et d'annulation de la diaphonie, ainsi que des moyens d'estimer les couplages entre paires téléphoniques ont été standardisés par l'ITU (*International Telecommunication Union*) dans les spécifications G.fast [30] publiées en 2014.

Les travaux décrits dans ce chapitre poursuivaient deux objectifs principaux : d'une part, proposer des mécanismes permettant de rendre moins complexes les traitements de pré-compensation/annulation de la diaphonie, et d'autre part, de concevoir et d'évaluer des mécanismes d'estimation de ces couplages dans un système DSL coordonné.

Par ailleurs, une étude a été initiée sur les techniques d'optimisation inter-couches XLO décrites dans la section 1.2.5 afin de permettre d'allouer au mieux les ressources en fonction des besoins des utilisateurs d'un système DSL coordonné. Cette thématique a aussi été développée suivant un axe différent dans le domaine des communications par courant porteurs PLC à l'occasion d'un partenariat entre Orange Labs et l'équipe de John Cioffi de l'université de Stanford [31]. Ce travail portait sur l'allocation de ressources dans un réseau PLC avec relais et un accès multiple de type OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*).

Enfin, j'ai participé au montage du projet Européen CELTIC de DSL de 4^e génération 4GBB 4th *Generation BroadBand systems* dont l'un des objectifs était l'utilisation des fréquences jusqu'à 200 MHz (contre 30 MHz pour le VDSL2) pour des lignes très haut-débit à courte portée (jusqu'à 200 mètres).

Au cours des années 2010, de plus en plus d'opérateurs dans le monde ont fait le choix de développer le réseau d'accès fixe très haut-débit FTTH en utilisant de la fibre optique depuis le point d'accès jusqu'à l'utilisateur. Ces déploiements massifs ont eu pour conséquence de mettre fin progressivement aux recherches dans le domaine des réseaux d'accès sur paires téléphoniques.

De mon côté, j'ai rejoint en 2008 une unité de recherche d'Orange Labs sur les transmissions par fibre optique afin d'explorer l'utilisation des modulations multi-porteuses et l'allocation de ressources pour les réseaux d'accès optique. Les travaux auxquels j'ai pris part dans ce domaine sont décrits dans le chapitre suivant.

Réseau d'accès optique agile en fréquence

Sommaire

2.1 Introduction	39
2.2 Modulations multi-porteuses pour le réseau d'accès optique	41
2.2.1 OFDM pour le réseau d'accès optique	41
2.2.2 AMOOFDM multi-bande en voie descendante	43
2.3 Un réseau d'accès optique avec multiplexage fréquentiel	45
2.3.1 Architecture du PON-FDMA	46
2.3.2 Transmission bidirectionnelle mono-longueur d'onde	49
2.4 Allocation de ressources	51
2.4.1 Allocation de ressources en voie descendante	52
2.4.2 Allocation de ressources pour un canal sélectif en fréquence	57
2.4.3 Allocation de ressources pour la voie montante	61
2.5 Conclusion	64

2.1 Introduction

Les offres de services numériques et Internet ont connu des évolutions considérables au cours de la première décennie des années 2000. Le passage au très haut débit a conduit les opérateurs à déployer des infrastructures optiques de type FTTx (voir chapitre précédent, section 1.2.1) en utilisant principalement une architecture point à multipoints de type réseau optique passif PON (*Passive Optical Network*).

Le réseau optique passif a une topologie en arbre dont une extrémité est la terminaison optique OLT (*Optical Line Terminal*) du côté du fournisseur d'accès et un certain nombre de points d'accès optique ONU (*Optical Network Unit*) du côté de l'utilisateur.

Ainsi, côté OLT, une unique fibre optique permet de desservir de multiples utilisateurs et l'absence d'éléments actifs entre l'OLT et l'ONU dans le PON permet d'améliorer les débits en faisant évoluer uniquement les équipements d'extrémité.

Au début des études auxquelles j'ai contribué, la première génération de systèmes PON définie par l'ITU est standardisée sous le nom de G-PON (*Gigabit PON*) et le standard 10G-PON ou XG-PON (*neXt Generation PON*) est en cours d'élaboration. Le groupe de travail FSAN (*Full Service Access Network*) lance peu après les premiers travaux sur la future génération de systèmes PON nommée NG-PON2 (*Next Generation PON 2*). La figure 2.1 issue de [32] illustre le planning de ces évolutions envisagé par le FSAN.

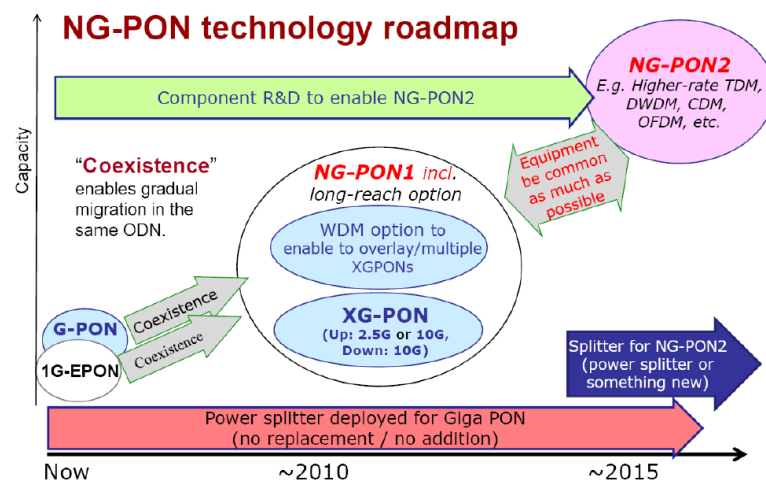


FIGURE 2.1 – Planning envisagé par le FSAN des évolutions des standards déployés sur les infrastructures de type PON [32].

Parmi les principales requêtes d'un panel d'opérateurs (France Télécom, Deutsch Telekom, British Telecom, American Telephone and Telegraph, Nippon Telegraph and Telephone et Korean Telecom) pour le NG-PON2, on peut trouver :

- o une capacité agrégée d'au moins 40 Gbps par arbre PON;
- o un débit moyen d'environ 1 Gbps pour chaque utilisateur en voie descendante;
- o un débit compris entre 500 Mbps et 1 Gbps par utilisateur en voie montante;
- o une portée de 20 km (jusqu'à 40 km si possible) sans équipements actifs d'extension de portée;
- o la possibilité d'étendre la portée au-delà de 60 km avec des équipements actifs d'extension de portée;
- o la compatibilité avec les infrastructures PON déjà déployées;
- o une faible consommation électrique du module client.

Les premières générations de PON utilisent une modulation de type OOK (*On-Off Keying*) et un partage de l'accès dans le domaine temporel de type TDMA (*Time Division*

Multiple Access). Les travaux menés à Orange Labs sur les réseaux d'accès optique ont permis d'explorer des alternatives dans le domaine des modulations utilisées et dans le choix des techniques d'accès afin d'exploiter au mieux les infrastructures fibre déployées. Dans ce cadre, la section 2.2.1 décrit les résultats obtenus dans l'utilisation de modulations multi-porteuses de type OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) pour le réseau d'accès optique et son extension à l'OFDM multi-bande permettant un partage de l'accès dans le domaine fréquentiel en voie descendante. La section 2.3 expose une nouvelle architecture basée sur un multiplexage fréquentiel bidirectionnel utilisant un modulateur réflectif en voie montante. Enfin, la section 2.4 détaille les mécanismes d'allocation de ressources élaborés pour cette architecture.

2.2 Modulations multi-porteuses pour le réseau d'accès optique

Les premiers travaux auxquels j'ai contribué sur la thématique des modulations multi-porteuses pour le réseau d'accès optique à Orange Labs ont eu lieu dans le cadre de la thèse de Thanh-Nga [33] encadrée par Naveena Genay et sont décrits dans la section 2.2.1. Dans la suite, la section 2.2.2 décrit les travaux sur l'OFDM multi-bande réalisés dans le de cadre de la thèse d'Ahmed Gharba [34] que j'ai co-encadré avec Philippe Chanclou.

2.2.1 OFDM pour le réseau d'accès optique

Nous avons exploré l'utilisation d'une modulation optique OFDM avec modulation adaptative AMOOFDM (*Adaptively Modulated Optical OFDM*) pour le NG-PON (*Next Generation PON*). Les résultats de ces travaux sont synthétisés dans [35]. Des expérimentations ont été réalisées sur un dispositif ayant les caractéristiques d'un PON avec des composants standards : un laser DFB (*Distributed-FeedBack*) ou VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) modulé directement à l'émission et une photodiode de type PIN (*P-doped - Intrinsic - N-doped*) ou APD (*Avalanche PhotoDiode*) en réception. L'algorithme de Levin-Campello LC [36][37] initialement proposé pour la modulation DMT des systèmes DSL a été utilisé pour déterminer l'allocation de bits et de puissance optimale en terme de débit.

La configuration utilisée pour réaliser ces expérimentations est représentée sur la figure 2.2 en haut. Le signal AMOOFDM est composé de 256 sous-porteuses avec un espacement entre sous-porteuses de 18.94 MHz et un préfixe cyclique représentant 1/32 de la durée d'un symbole. Le signal produit par le générateur arbitraire de signaux AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) vient moduler directement le laser. En sortie de fibre optique, la photodiode reçoit le signal optique puis le signal de sortie est numérisé par un oscilloscope numérique (OSC).

La qualité du signal reçu est mesurée en terme d'EVM (*Error Vector Magnitude*) exprimée en pourcentage pour chaque sous-porteuse. Cette mesure est tout d'abord réalisée pour des symboles pilotes en QPSK (*Quadrature phase shift keying*) et une distribution de puissance uniforme (voir a1 et b1 sur la figure 2.3). Les résultats sont

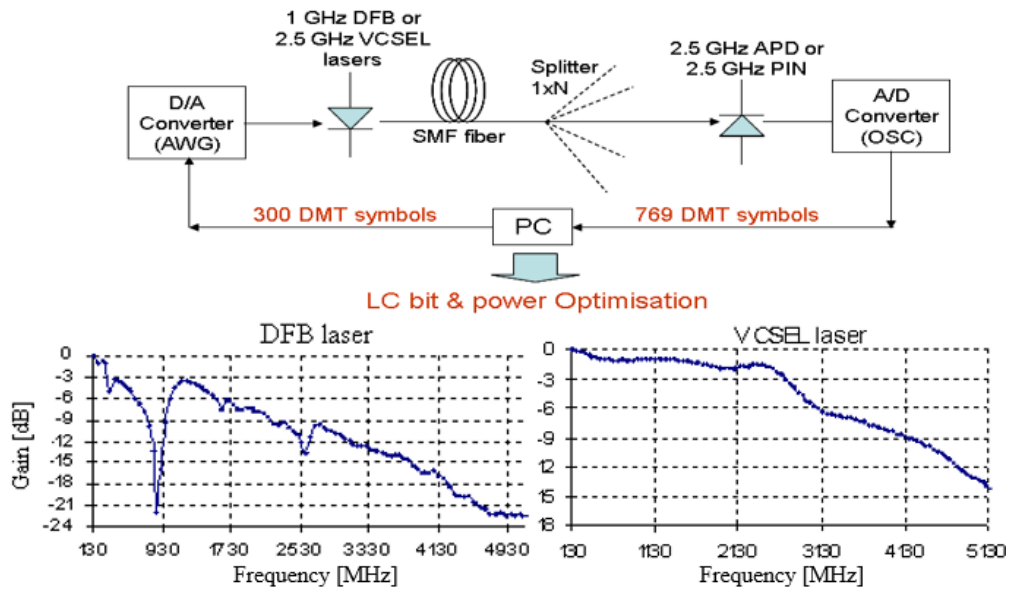


FIGURE 2.2 – Dispositif expérimental de validation de l'AMOOFDM (en haut) et réponse fréquentielle (en bas) pour un laser DFB (à gauche), un laser VCSEL (à droite) et une photodiode PIN en réception.

utilisés comme entrée de l'algorithme de LC avec un taux d'erreur binaire cible (10^{-4} pour l'expérimentation présentée). L'algorithme donne pour chaque sous-porteuse le type de modulation QAM à utiliser (de 1 à 6 bits par symbole, voir a2 et b2 sur la figure 2.3) et le niveau de puissance à allouer (voir a3 et b3 sur la figure 2.3). Quand l'EVM est trop élevée, les sous-porteuses concernées reçoivent une puissance nulle et ne véhiculent pas d'information.

Les résultats présentés figure 2.4 et exposés dans [38] utilisent les mêmes conditions expérimentales que précédemment avec un laser DFB et une photodiode APD. La figure de gauche montre les débits obtenus pour 20 km et 50 km de fibre optique mono-mode en faisant varier la puissance optique reçue par la photodiode à l'aide d'un atténuateur optique variable *voa*. La figure de droite montre les résultats de débits obtenus pour des longueurs de fibre optique allant jusqu'à 100 km avec une puissance optique reçue constante égale à -18 dBm. Avec une puissance optique émise par le laser égale à 4 dBm, cela donne un budget optique de 23 dB pour le lien considéré.

On peut ainsi observer un débit maximal de 12.2 Gbps pour une distance nulle qui décroît jusqu'à 7.3 Gbps pour 100 km de fibre à cause de la dispersion chromatique de la fibre. Un débit supérieur à 10 Gbps reste possible jusqu'à une distance de 25 km. Ces performances obtenues avec des composants à faible coût ayant une bande passante modeste (2.5 GHz pour le laser DFB et la photodiode APD) ont ainsi montré l'intérêt de l'AMOOFDM pour l'augmentation des débits sans remplacer les infrastructures déployées ou en cours de déploiement.

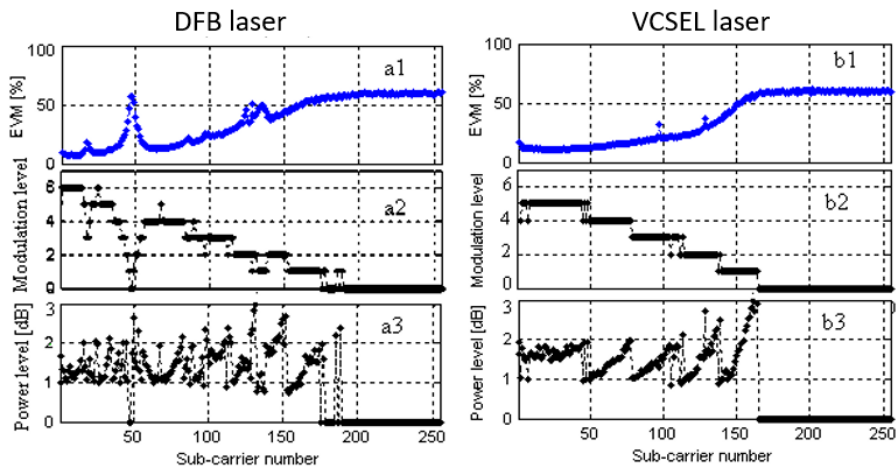


FIGURE 2.3 – Expérimentation AMOOFDM : EVM mesurée (en haut) et résultats d'allocation de bits (au milieu) et de puissance (en bas) dans le cas d'un laser DFB (à gauche) et VCSEL (à droite).

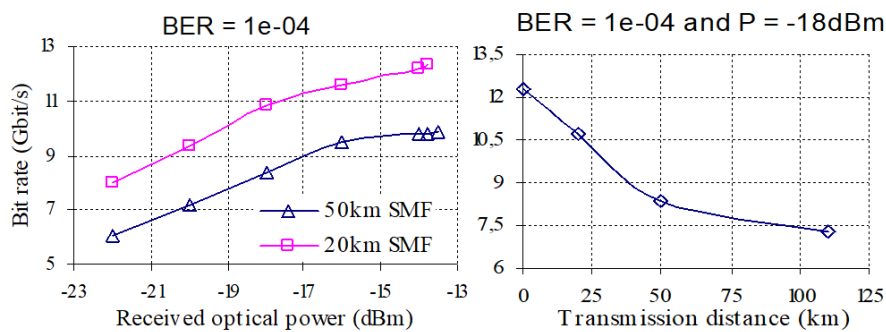


FIGURE 2.4 – Expérimentation AMOOFDM : débit alloué en fonction de la puissance optique reçue pour 20 km et 50 km de fibre optique (à gauche) et en fonction de la distance de fibre pour une puissance optique reçue constante (à droite).

2.2.2 AMOOFDM multi-bande en voie descendante

L'AMOOFDM s'est montrée une technique efficace et une modulation envisageable pour les futurs réseaux d'accès PON. Dans la suite, nous avons aussi étudié la problématique du partage de l'accès pour ce type de modulation. Le partage de l'accès dans le domaine fréquentiel, rendu possible par l'AMOOFDM, est une alternative au TDM (*Time Division Multiplexing*) bien moins exigeante en vitesse de modulation/démodulation. En effet, l'AMOOFDM multi-bande MB-AMOOFDM (*MultiBand AMOOFDM*) proposé assigne à chaque utilisateur une bande de fréquences et celui-ci ne démodule que le signal qui lui est destiné. À l'émission, côté CO, tous les signaux des utilisateurs sont

multiplexés dans le domaine fréquentiel. À la réception, côté ONU, chaque utilisateur filtre et démodule uniquement le signal dans la bande qui lui est assignée.

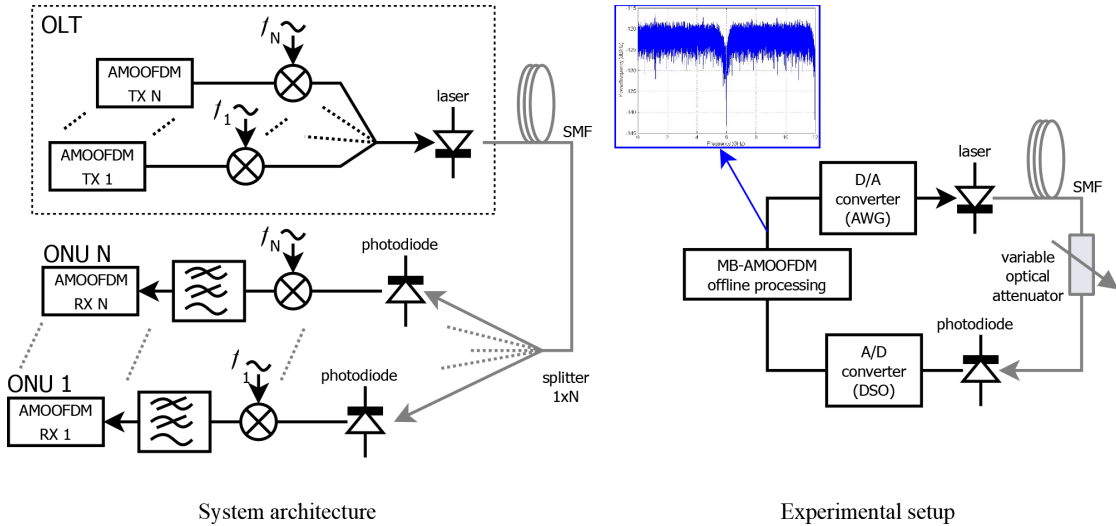


FIGURE 2.5 – MB-AMOOFDM : Architectures proposées (à gauche) et expérimentation pour deux utilisateurs (à droite).

La modulation et la puissance de chaque utilisateur sont comme précédemment adaptées au canal en utilisant un algorithme comme celui de Levin-Campello, et la puissance totale peut être répartie entre les utilisateurs. La première expérimentation du MB-AMOOFDM dans [39] a été réalisée pour deux utilisateurs. La figure 2.5 montre l'architecture proposée (à gauche) et le montage expérimental (à droite). Dans l'expérimentation, deux signaux AMOOFDM de 6 GHz de bande passante chacun sont multiplexés et transmis sur différentes longueurs de fibre. Le signal du premier utilisateur a une fréquence centrale de 3 GHz et le second de 9 GHz et les modulations comportent chacune 256 sous-porteuses. La réponse fréquentielle du canal est tout d'abord estimée à l'aide de symboles pilotes en QPSK, ensuite, la puissance d'émission peut être répartie entre les deux utilisateurs et une allocation de bits et de puissance est alors réalisée.

La figure 2.6 montre les résultats expérimentaux obtenus. Un exemple de performances observées est présenté à gauche avec sur la figure du haut, les résultats en terme d'EVM du sondage de canal avec des symboles pilotes en QPSK, au milieu, le résultat de l'allocation de bits réalisée à partir du sondage de canal avec un taux d'erreur cible de 10^{-4} , et en bas, le taux d'erreur mesuré pour les transmissions de chacun des deux utilisateurs. La figure de droite montre la région de capacité dans cet exemple à deux utilisateurs. Les courbes sont obtenues en faisant varier la part de la puissance totale allouée à chaque utilisateur.

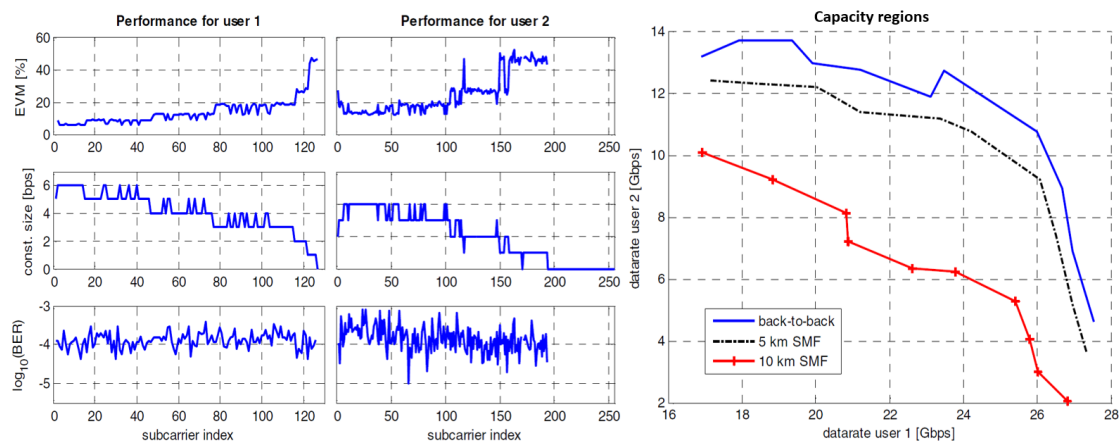


FIGURE 2.6 – MB-AMOFDM : Résultats d'expérimentations, exemple de performances obtenues (à gauche) et de région de capacité pour 5 km et 10 km de fibre optique (à droite).

2.3 Un réseau d'accès optique avec multiplexage fréquentiel

Les travaux présentés dans cette partie et la suivante se sont déroulés principalement dans le cadre du projet ANR FAON et de la thèse d'Aurélien Lebreton, que j'ai co-encadré avec Benoît Charbonnier (Orange Labs). L'objectif du projet était de démontrer la faisabilité d'un PON pour le réseau d'accès très haut débit basé sur le partage de l'accès dans le domaine fréquentiel en utilisant le FDM (*Frequency Division Multiplexing*) en voie descendante et le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) en voie montante. L'utilisation du FDMA devait permettre aux équipements terminaux côté utilisateur (CPE ou ONU) de rester peu onéreux et économes en énergie tout en remplissant les objectifs de montée en débit envisagés par le groups FSAN. Le système proposé peut allouer les ressources du PON de façon très flexible et ainsi les utiliser efficacement. De plus, la vitesse de transmission de l'équipement de chaque utilisateur correspond au débit alloué à celui-ci contrairement au XG-PON utilisant le TDM/TDMA pour lequel chaque ONU doit être capable de recevoir ou transmettre à 10 Gbps même si 1 Gbps suffit largement à couvrir tous les besoins de l'utilisateur. En extrapolant, les futurs réseaux d'accès PON 40 Gbps utilisant l'approche conventionnelle TDM/TDMA augmenteraient encore ce déséquilibre.

Les architectures PON avec FDMA décrites dans la littérature [40][41] nécessitent en voie montante un dispositif opto-électronique complexe au niveau de l'équipement client. Le système PON-FDMA proposé ne nécessite au contraire pas de source optique au niveau de l'ONU. En effet, une porteuse optique non modulée est émise par le CO vers les équipements clients. Chaque ONU vient moduler le signal optique par un signal électrique dans la bande de fréquence qui lui est allouée. La modulation est réalisée par un modulateur réflectif MZM (*Mach-Zehnder Modulator*) qui renvoie le signal vers le CO

en supprimant la porteuse optique. Un récepteur optique cohérent peut alors démoduler l'agrégation de tous les signaux en voie montante. Le dispositif proposé constitue donc une rupture dont l'objectif est d'accélérer l'amélioration des performances de l'accès très haut débit en limitant le coût des équipements terminaux.

Dans la suite, l'architecture du PON-FDMA proposée [42] est tout d'abord détaillée, ainsi que le dispositif expérimental permettant de démontrer la faisabilité de celle-ci.

2.3.1 Architecture du PON-FDMA

L'architecture globale du PON-FDMA est représentée figure 2.7. Elle comporte l'ensemble des éléments qui composent la voie descendante et la voie montante du système proposé. Les deux paragraphes suivants décrivent respectivement la voie descendante et la voie montante de cette architecture en détaillant les différents éléments utilisés.

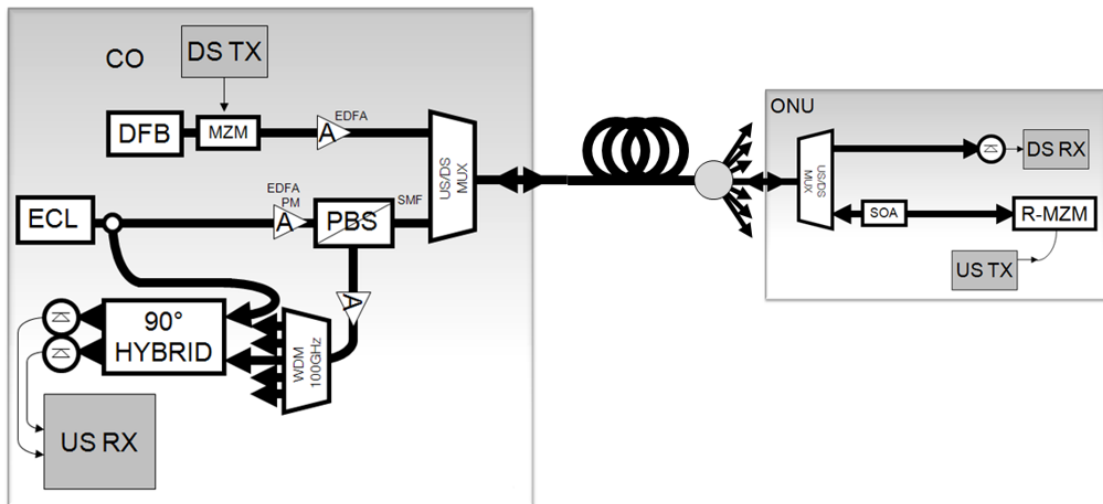


FIGURE 2.7 – Architecture générale du PON-FDMA

2.3.1.1 Description de la voie descendante

L'architecture proposée pour la voie descendante est représentée figure 2.8. À l'émission, côté CO, le signal électrique est un multiplex fréquentiel des signaux à destination de chaque utilisateur utilisant une modulation monoporteuse de type QAM. La bande passante, le type de modulation, la fréquence porteuse et le niveau de puissance sont alloués aux utilisateurs en fonction de leurs besoins en débit et des caractéristiques de leurs canaux de transmission. Les méthodes d'allocation proposées pour la voie descendante sont décrites dans la section 2.4.1. Le spectre électrique utilisable peut s'étendre de 100 MHz à 10 GHz en fonction des caractéristiques des composants utilisés. Après émission du signal optique par un laser à modulation directe DML (*Directly*

Modulated Laser) ou externe EML (*Externally Modulated Laser*), celui-ci est transmis vers chaque module client au travers du PON. Après photo-détection, un récepteur démodule uniquement le signal qui lui est destiné. Ce récepteur est composé de tous les éléments d'un récepteur radio-fréquence à large bande (oscillateur local, mélangeur, filtres, convertisseurs analogique/numérique, démodulation numérique) dimensionné pour recevoir des modulations QAM avec une bande passante allant jusqu'à 400 MHz.

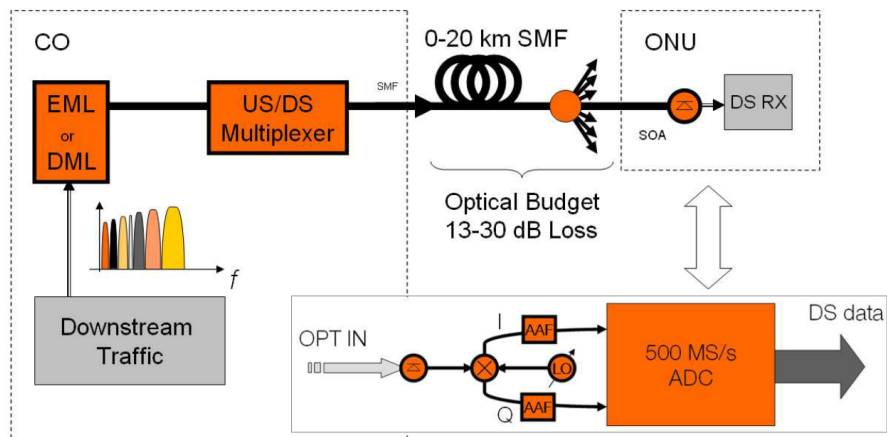


FIGURE 2.8 – Architecture de la voie descendante du PON-FDMA

2.3.1.2 Description de la voie montante

En voie montante, le signal à transmettre sur le PON est constitué d'un signal QAM dont la bande passante et le type de modulation sont variables en fonction des besoins en débit. Ce signal est centré autour d'une fréquence porteuse comprise entre 100 MHz et 10 GHz en fonction du canal alloué et des caractéristiques des équipements. Comme pour la voie descendante, les caractéristiques de transmission sont déterminées par un algorithme d'allocation de ressources comme celui décrit dans la section 2.4.3.

L'originalité de l'architecture du système proposé pour la voie montante, représentée figure 2.9, réside dans l'émission par le CO d'une porteuse optique qui est modulée et réfléchiée en voie montante par chaque ONU. Afin que les signaux agrégés des utilisateurs puissent être séparés et démodulés, les composants optiques et opto-électroniques ont des caractéristiques particulières. Ainsi, le modulateur réflectif renvoie la lumière dans un état de polarisation perpendiculaire à celle reçue, comme détaillé dans [43]. Les signaux optiques incidents de tous les utilisateurs arrivent dans un même état de polarisation (orthogonal au signal émis) et s'ajoutent ainsi sans interférer entre eux [44] parce que les signaux des utilisateurs ont des bandes passantes disjointes et que la longueur d'onde optique est exactement la même pour tous les utilisateurs.

La modulation de la porteuse optique émise par le CO est réalisée coté ONU par un modulateur réflectif Mach-Zehnder R-MZM (*Reflective Mach-Zehnder Modulator*). Dans

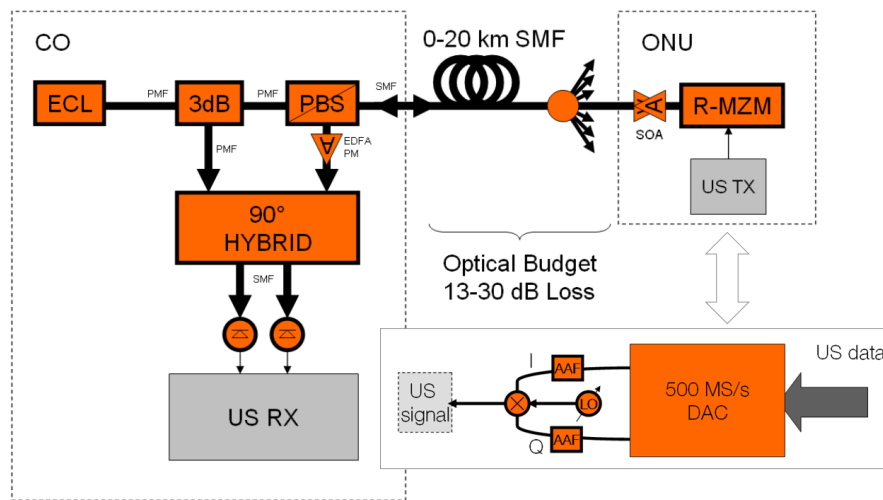


FIGURE 2.9 – Architecture de la voie montante du PON-FDMA

le projet FAON, le CEA-LETI a conçu et fabriqué un modulateur R-MZM intégré sur silicium [45] avec pour objectif de montrer la faisabilité de l'intégration des composants opto-électroniques pour la réalisation à bas coût des modules qui composent le PON-FDMA. Le R-MZM est composé de deux guides d'ondes optiques et d'électrodes sur lesquelles est appliqué le signal électrique modulant. Après modulation, le signal optique est renvoyé vers le CO (figure 2.10, à gauche). La suppression de la porteuse optique est réalisée au moyen d'une rétroaction utilisant le composant ABC (*Automatic Bias Control*) représenté sur la figure. Le composant représenté à droite de la figure 2.10 a été réalisé par le CEA-LETI puis mis en boîtier et caractérisé par le laboratoire FOTON (CNRS, ENSSAT).

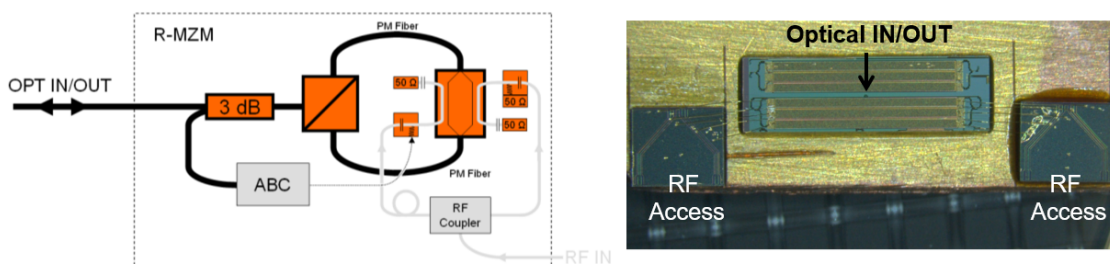


FIGURE 2.10 – Schéma de la modulation par réflexion de la porteuse optique (à gauche) et modulateur réflectif Mach-Zehnder (R-MZM) réalisé par le CEA-LETI (à droite).

2.3.2 Transmission bidirectionnelle mono-longueur d'onde

L'architecture proposée initialement et décrite section 2.3.1 comportait deux sources laser, une pour la voie descendante et une pour la voie montante. L'utilisation d'une modulation optique à bande latérale unique OSSB (*Optical Single Side Band*) [46] en voie descendante permet d'utiliser une même source optique en voie montante et descendante. Les avantages sont multiples : diminution du nombre de sources laser, suppression du filtrage optique pour séparer les deux voies si le PON-FDMA est mono-longueur d'onde, et enfin une division par deux du nombre de longueurs d'onde nécessaires pour un PON-FDMA multi-longueur d'onde.

2.3.2.1 Architecture du PON-FDMA mono-longueur d'onde

Dans le système mono-longueur d'onde proposé, la modulation OSSB est réalisée en voie descendante. Le signal optique est modulé par le signal électrique en utilisant les deux branches d'un modulateur MZM [47]. Une des branches est modulée par le signal électrique, et l'autre par ce même signal déphasé de $\pi/2$. Le signal déphasé est obtenu par un coupleur hybride 90° . Ceci permet de ne moduler que la bande latérale inférieure LSB (*Lower Side Band*). Le récepteur côté ONU reçoit le signal par une détection directe identique à celle de la proposition initiale. La figure 2.11 présente le schéma d'expérimentation pour la voie descendante du système proposé.

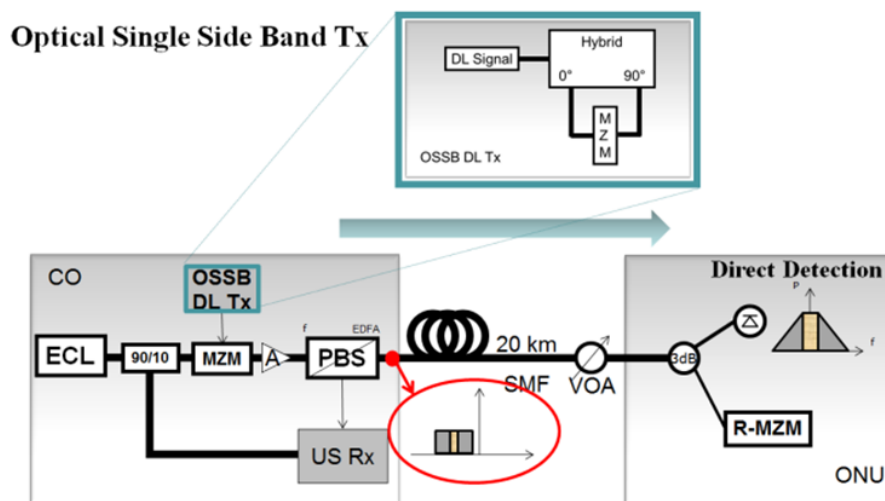


FIGURE 2.11 – Architecture de la voie descendante du PON-FDMA mono-longueur d'onde.

La bande latérale supérieure USB (*Upper Side Band*) est ainsi libre pour la transmission du signal en voie montante. La modulation côté ONU utilise le même principe de modulation réflective décrit précédemment. Le signal modulant est ainsi transposé sur la bande latérale inférieure et supérieure de la porteuse optique. Les signaux agrégés des

utilisateurs sont démodulés à l'OLT par un récepteur cohérent. Celui-ci ne démodule que la bande latérale supérieure laissés libre pour la transmission en voie montante. Le montage réalisé pour valider la voie montante est présenté figure 2.12.

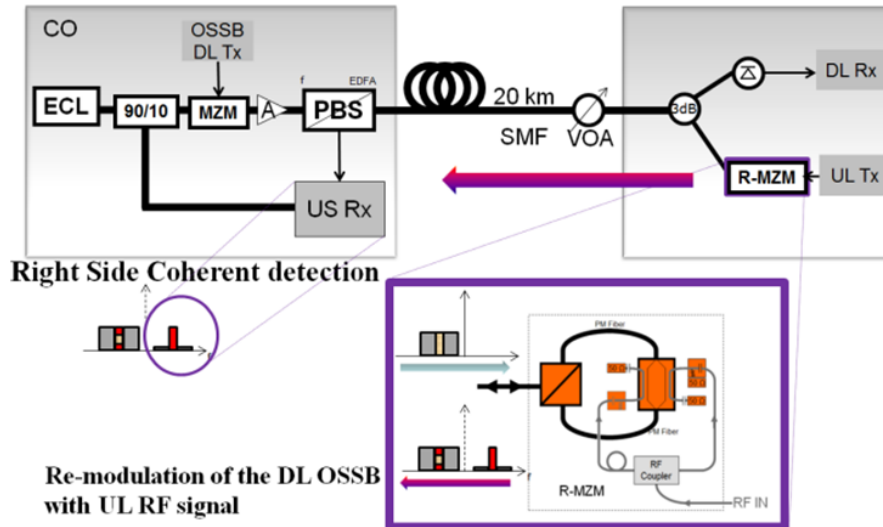


FIGURE 2.12 – Architecture de la voie montante du PON-FDMA mono-longueur d'onde

2.3.2.2 Validation expérimentale

Le montage réalisé pour valider le fonctionnement de l'architecture est présenté figure 2.13 (à gauche, pour la voie descendante, à droite pour la voie montante). Les signaux transmis sont constitués d'un multiplex de signaux dans le domaine fréquentiel pour 64 utilisateurs. Un signal modulé en QPSK est généré pour l'utilisateur à tester. Pour émuler le fonctionnement des 63 autres utilisateurs, un signal complémentaire occupant le reste des 11 GHz de bande passante utilisable par le PON-FDMA est émis.

Le montage ainsi réalisé permet de réaliser des mesures de rapport signal à bruit SNR en faisant varier différents paramètres tel que le budget optique, la fréquence centrale et le gain de l'amplificateur SOA (*Semiconductor Optical Amplifiers*) en voie montante. Ces mesures sont utilisées comme base des algorithmes d'allocation de ressources présentés dans la section 2.4. Les résultats sont représentés sur la figure 2.14 à gauche pour la voie descendante et à droite pour la voie montante.

L'utilisation d'une même porteuse optique en voie descendante et montante engendre des phénomènes de diaphonie entre les deux directions. En particulier, la voie montante est affectée par l'effet des non-linéarités du modulateur cohérent MZM utilisé en voie descendante. Cet impact, relatif à la puissance du signal électrique appliqué au MZM, a été mesuré pour différentes valeurs d'atténuation du signal électrique à une fréquence de 2 GHz. La figure 2.15 représente à gauche l'effet de l'atténuation sur la qualité du signal en voie descendante et à droite l'impact sur la voie montante pour trois valeurs

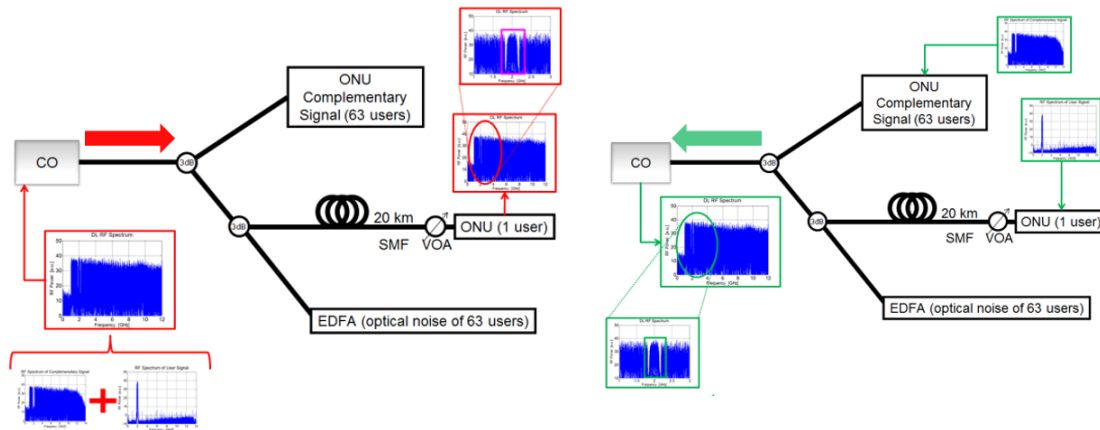


FIGURE 2.13 – Schéma expérimental pour le PON-FDMA mono-longueur d’onde (voie descendante à gauche et voie montante à droite).

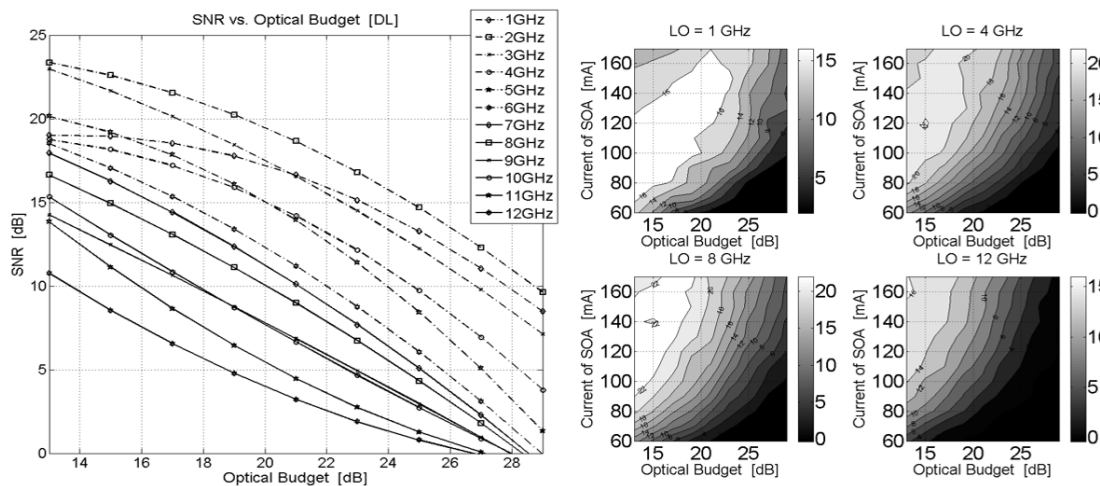


FIGURE 2.14 – Mesures de SNR pour le PON-FDMA mono longueur d’onde en voie descendante (à gauche) et en voie montante (à droite).

d’atténuation (0 dB, 5 dB et 10 dB). Les mesures de qualité de signal reçu en terme d’EVM montrent qu’une atténuation de 5 dB offre le meilleur compromis pour un objectif de débits symétriques entre la voie montante et la voie descendante.

2.4 Allocation de ressources

Cette section présente les mécanismes d’allocation de ressources que nous avons développé et testé dans le cadre du projet FAON avec Ronping Dong, post-doctorante au

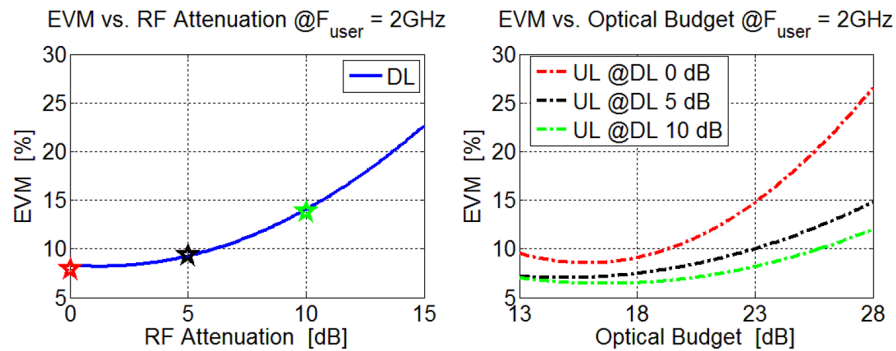


FIGURE 2.15 – Mesure de la qualité du signal descendant en voie montante en fonction de l'atténuation du signal électrique (à gauche) et impact de la diaphonie sur la voie montante (à droite).

Lab-STICC. L'allocation de ressource d'abord présentée pour la voie descendante, pour un canal non-sélectif en fréquence, puis pour un canal sélectif en fréquence, et enfin dans le cas de la voie montante du PON-FDMA.

2.4.1 Allocation de ressources en voie descendante

En voie descendante d'un système PON-FDMA, les signaux des utilisateurs sont multiplexés électriquement dans le domaine fréquentiel avant de venir moduler une source lumineuse laser. Une bande de fréquences est allouée à chaque utilisateur et la puissance disponible est distribuée entre les différents utilisateurs. Dans un premier temps, le canal considéré est supposé non-sélectif en fréquences et donc indépendant du choix des fréquences porteuses $(f_i)_{i \in \mathcal{N}}$ des utilisateurs. Les canaux des utilisateurs sont caractérisés par les rapports *gain-to-noise ratio* $(g_i)_{i \in \mathcal{N}}$ calculés à partir des atténuations de canal et du bruit des différents composants. Le cas du canal sélectif en fréquences est traité dans la section 2.4.2.

2.4.1.1 Principe de l'allocation de ressources

L'allocation de ressources consiste à déterminer, pour les N utilisateurs, la meilleure répartition de la puissance d'émission, les largeurs de bande adaptées et les meilleures fréquences porteuses en fonction des besoins de chacun. Lorsque ces besoins sont exprimés en terme de débits cible, une allocation équilibrée des ressources permet à tous les utilisateurs $i \in \mathcal{N}$ de disposer d'un débit pondéré D_i/D_i^{target} identique. Le problème d'allocation de ressources peut s'exprimer comme la maximisation du débit pondéré de l'utilisateur le plus défavorisé sous les contraintes décrites ci-dessus. On suppose pour cela qu'il existe une relation $\gamma(\cdot)$ qui lie le rapport signal à bruit au nombre de bits qui peuvent être transmis avec un taux d'erreur cible. Pour une puissance d'émission disponible P et une bande de fréquence W , le problème de l'allocation de ressources

peut alors être formulé de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \text{trouver } & \max_{p_i, w_i} \left(\min_{i \in \mathcal{N}} \left(\frac{D_i}{D_i^{\text{target}}} \right) \right) \quad \text{avec } D_i = w_i \gamma(\text{SNR}_i) \\ \text{respectant } & \sum_{i \in \mathcal{N}} p_i \leq P \quad \text{et} \quad \sum_{i \in \mathcal{N}} w_i \leq W \end{aligned} \quad (2.1)$$

Le cas d'une allocation de bits à valeurs continues conduit à l'utilisation d'outils d'optimisation convexe [48], décrite dans la section 2.4.1.2 tandis que l'allocation de bit à valeurs discrètes conduit à l'utilisation d'outil d'optimisation linéaire en nombres entiers, décrite dans la section 2.4.1.3.

2.4.1.2 Allocation de bits à valeurs continues

Dans cette section, la fonction $\gamma(\cdot)$ est dérivée de la capacité de Shannon en tenant compte de la bande passante allouée et d'un *gap-to-capacity* Γ (voir premier chapitre, section 1.2.2). Le débit de l'utilisateur i est alors donné par

$$D_i = w_i \log_2 \left(1 + \frac{p_i g_i}{w_i \Gamma} \right) \quad (2.2)$$

qui est une fonction continûment croissante de l'une des variables p_i ou g_i . On peut montrer qu'une solution au problème d'optimisation doit satisfaire à $\sum_{i=1}^N p_i = P$ et $\sum_{i=1}^N w_i = W$. En écrivant sous forme vectorielle $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_N]$ et $\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_N]$, le problème d'optimisation (2.1) peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \text{trouver } & \max_{p_i, w_i} l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) \\ \text{respectant } & \mathbf{u}\mathbf{p}^T = P \quad \text{et} \quad \mathbf{u}\mathbf{w}^T = W \end{aligned} \quad (2.3)$$

avec $\mathbf{u} = [1, 1, \dots, 1]$ et $l(\mathbf{p}, \mathbf{w})$ la fonction convexe définie sur $(\mathbb{R}^+)^{2N}$ par :

$$l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) = \min_{i \in \mathcal{N}} \left(\frac{w_i}{D_i^{\text{target}}} \log_2 \left(1 + \frac{p_i g_i}{w_i \Gamma} \right) \right) \quad (2.4)$$

La méthode du gradient projeté peut être efficacement utilisée pour trouver une distribution de la puissance et de la bande passante solution du problème (2.3). Avec cette méthode, les vecteurs de puissance et de bande passante sont obtenus itérativement par :

$$\begin{aligned} \mathbf{p}^{(k+1)} &= \mathbf{p}^{(k)} + \tau_p^{(k)} \mathbf{V}_\Pi \Delta_{\mathbf{p}} l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) \\ \mathbf{w}^{(k+1)} &= \mathbf{w}^{(k)} + \tau_w^{(k)} \mathbf{V}_\Pi \Delta_{\mathbf{w}} l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (2.5)$$

où τ_p et τ_w sont des pas variables positifs et \mathbf{V}_Π est la matrice de projection euclidienne sur la surface

$$\Pi = \{(\mathbf{p}, \mathbf{w}) \text{ tel que } \mathbf{u}\mathbf{p}^\top = P \text{ et } \mathbf{u}\mathbf{w}^\top = W\} \quad (2.6)$$

Les gradients $\Delta_{\mathbf{p}}l(\mathbf{p}, \mathbf{w})$ et $\Delta_{\mathbf{w}}l(\mathbf{p}, \mathbf{w})$ sont définis par :

$$\begin{aligned} \Delta_{\mathbf{p}}l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) &= [\partial l(\mathbf{p}, \mathbf{w})/\partial p_1 \dots \partial l(\mathbf{p}, \mathbf{w})/\partial p_N] \\ \Delta_{\mathbf{w}}l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) &= [\partial l(\mathbf{p}, \mathbf{w})/\partial w_1 \dots \partial l(\mathbf{p}, \mathbf{w})/\partial w_N] \end{aligned} \quad (2.7)$$

Ils sont obtenus à partir des dérivées partielle de la fonction $l(\mathbf{p}, \mathbf{w})$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial l}{\partial p_i} &= \begin{cases} \frac{g_i w_i}{D_i^{\text{target}} (w_i + p_i g_i) \ln(2)} & \text{si } \frac{D_i}{D_i^{\text{target}}} = l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \\ \frac{\partial l}{\partial w_i} &= \begin{cases} \frac{1}{D_i^{\text{target}}} \left(\log_2 \left(1 + \frac{p_i g_i}{w_i} \right) - \frac{p_i g_i}{(w_i + p_i g_i) \ln(2)} \right) & \text{si } \frac{D_i}{D_i^{\text{target}}} = l(\mathbf{p}, \mathbf{w}) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.8)$$

L'algorithme de résolution du problème d'allocation peut ainsi être implémenté.

2.4.1.3 Allocation de bits à valeurs discrètes

La méthode développée dans la partie précédente permet d'obtenir une borne supérieure de débits pondérés pour l'architecture FDMA-PON en voie descendante. Cette section fournit une allocation applicable dans des scénarios pratiques d'allocation de ressources en considérant les performances réelles des modulations discrètes de type QAM. Cela implique d'utiliser la fonction $q = \gamma_{\min}(\text{SNR})$ et son inverse $\text{SNR} = \gamma_{\min}^{-1}(q)$ qui établissent les relations entre le nombre de bits q portés par une constellation de type QAM transmise sur un canal de rapport signal à bruit SNR avec un taux d'erreur fixé. Les expressions de ces relations sont définies à partir des formules de Smith [49][50] pour tous types de modulations QAM. Le débit d'un utilisateur i est alors donné par $D_i = w_i q_i$ où q_i est le nombre de bits par symbole de la modulation utilisée, de la BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) à la 256-QAM pour un *bitcap* égal à 8. Le problème d'allocation de ressources (2.1) peut alors être écrit dans le cas discret :

$$\begin{aligned} \text{trouver } & \max_{p_i, w_i} \left(\min_{i \in \mathcal{N}} \left(\frac{D_k}{D_k^{\text{target}}} \right) \right) \text{ avec } D_i = w_i q_i \\ \text{respectant } & \sum_{i \in \mathcal{N}} p_i \leq P, \quad \sum_{i \in \mathcal{N}} w_i \leq W \text{ et } \text{SNR}_i \geq \gamma_{\min}^{-1}(q_i) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Pour résoudre ce problème, une stratégie d'allocation par paires d'utilisateurs est proposée.

Allocation de ressources à deux utilisateurs (méthode discrète) Pour un couple d'utilisateurs disposant d'une puissance P' et d'une bande passante W' , l'allocation discrète peut être résolue à l'aide d'une recherche exhaustive sur l'ensemble des combinaisons d'allocation de bits $\{q_1, q_2\}$. L'objectif est alors de déterminer la combinaison qui maximise le minimum de $\frac{D_1}{D_1^{\text{target}}}$ et $\frac{D_2}{D_2^{\text{target}}}$ sous la contrainte $(w_1 + w_2) \leq W'$ et $(p_1 + p_2) \leq P'$. Une solution à ce problème doit satisfaire à l'égalité des débits pondérés $\frac{D_1}{D_1^{\text{target}}} = \frac{D_2}{D_2^{\text{target}}}$ et la valeur commune obtenue est appelée le débit commun $R(q_1, q_2)$. L'équilibre des débits impose $q_1 w_1 / D_1^{\text{target}} = q_2 w_2 / D_2^{\text{target}}$ et en appelant β le rapport des bandes passantes w_1 et w_2 , on peut écrire :

$$\beta = \frac{w_1}{w_2} = \frac{q_1 D_1^{\text{target}}}{q_2 D_2^{\text{target}}} \quad (2.10)$$

Pour un couple (q_1, q_2) donné, on peut donc calculer β et on montre que les valeurs de w_1 , w_2 , p_1 et p_2 sont données par

$$\begin{aligned} w_1 &= \min \left(\frac{W'}{1 + \beta}, \frac{P' g_1 g_2}{\beta \gamma_{\min}^{-1}(q_2) g_1 + \gamma_{\min}^{-1}(q_1) g_2} \right) \\ w_2 &= \beta w_1 \\ p_1 &= \frac{w_1 \gamma_{\min}^{-1}(q_1)}{g_1} \\ p_2 &= \frac{w_1 \gamma_{\min}^{-1}(q_2)}{g_2} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Connaissant w_1 et w_2 , le débit commun est donné par

$$R(q_1, q_2) = \frac{q_1 w_1}{D_1^{\text{target}}} = \frac{q_2 w_2}{D_2^{\text{target}}} \quad (2.12)$$

Le problème d'allocation peut-être résolu en cherchant parmi toutes les allocations de bits possibles $[q_1, q_2]$ celle qui maximise $R(q_1, q_2)$. Le nombre d'allocations à tester est égal au carré du nombre de modulations possibles. Il y a donc 64 combinaisons à tester pour un système acceptant des modulations allant de la BPSK (1 bit par symbole) à la 256-QAM (8 bits par symbole). La stratégie d'allocation de ressource que nous proposons dans [51] utilise une augmentation progressive du nombre de bits alloués (*progressive filling*) en alternative moins coûteuse à la recherche exhaustive.

Allocation de ressources à N utilisateurs (méthode discrète) L'allocation de ressources discrètes à N utilisateurs utilise les méthodes décrites précédemment. Tout d'abord, les puissances p_i et les bandes passantes sont initialisées en utilisant l'allocation continue présentée en 2.4.1.2. Ensuite, le meilleur et le moins bon utilisateur en terme de débit pondéré sont sélectionnés et les puissances et bandes passantes de ces deux sont ré-allouées afin d'équilibrer leurs débits pondérés. L'allocation de ressources à deux

utilisateurs (méthode discrète) est utilisée pour cela. Les étapes de sélection et allocation à deux utilisateurs sont répétées jusqu'à convergence. Ces opérations sont décrites par l'algorithme 1.

```

1 initialise  $(p_i)_{i \in [1..N]}$  et  $(w_i)_{i \in [1..N]}$  avec l'allocation de ressources de la section
  2.4.1.3;
2 for  $i \leftarrow 1$  to  $N$  do
3    $q_i \leftarrow \gamma_{\min} \left( \frac{p_i g_i}{w_i} \right)$ ;
4    $D_i \leftarrow q_i w_i$ ;
5 end
6  $\delta p \leftarrow 0$ ;
7 while  $\left| \max_{k \in [1..N]} (D_k) - \min_{k \in [1..N]} (D_k) \right| > D_{thr}$  do
8    $i \leftarrow \arg \max_{k \in [1..N]} (D_k)$ ;
9    $j \leftarrow \arg \min_{k \in [1..N]} (D_k)$ ;
10   $P' \leftarrow p_i + p_j + \delta p$ ;
11   $W' \leftarrow w_i + w_j$ ;
12  met à jour  $(p_i, w_i)$  et  $(p_j, w_j)$  avec l'allocation de ressources pour deux
    utilisateurs de la section 2.4.1.2;
13   $\delta p \leftarrow P' - (p_i + p_j)$ ;
14 end

```

Algorithme 1 : Allocation de ressources à N utilisateurs (méthode discrète)

2.4.1.4 Résultats de simulation

Les performances des méthodes d'allocation sont évaluées par des simulations. Le système considéré est un PON-FDMA dans lequel $N = 32$ utilisateurs sont connectés. Les atténuations sont réparties aléatoirement dans l'intervalle [18 dB..28 dB]. La bande passante utilisable est de 6 GHz.

Pour l'allocation discrète, toutes les constellations de type 2^q -QAM avec $q \in [1..8]$ sont utilisables et le taux d'erreur binaire cible est fixé à 10^{-3} . La figure 2.16 illustre la convergence des méthodes d'allocation continue (à gauche) et discrète (à droite) en utilisant ces paramètres.

Les résultats obtenus à partir d'un millier de simulations de configurations choisies aléatoirement sont représentés sous forme de fonction de distribution cumulative cdf (*cumulative distribution function*). Pour chaque réalisation, le résultat du moins bon utilisateur est retenu pour déterminer la distribution cumulative. Ces distributions sont représentées sur la figure 2.17 (à gauche) pour des utilisateurs ayant le même débit cible lorsque la bande passante est répartie uniformément (en vert) et lorsqu'elle est allouée avec l'algorithme de la section 2.4.1.3. On peut lire sur la courbe, par exemple, qu'une

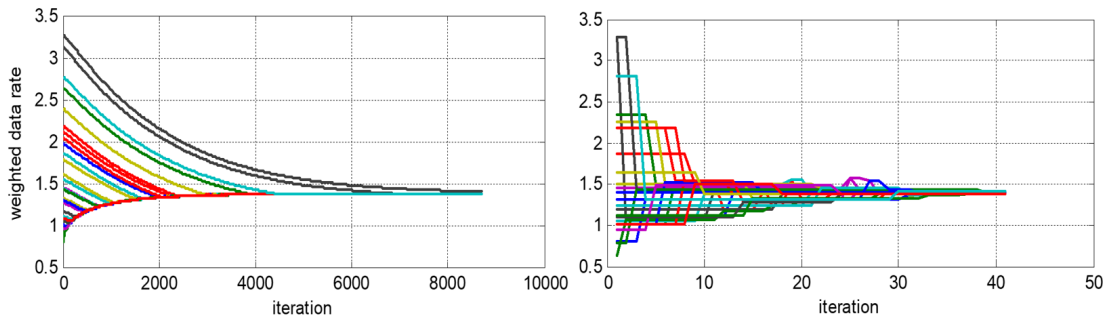


FIGURE 2.16 – Illustration de la convergence des méthodes d'allocation continue (à gauche) et discrète (à droite).

cdf égale à 20% correspond à un débit de 0.74 Gbps pour la courbe verte et 0.97 Gbps pour la courbe bleue. Cela signifie que dans 80% des cas, le débit alloué sera supérieur à 740 Mbps avec une répartition uniforme de la bande passante et à 970 Mbps avec la méthode proposée.

La figure 2.17 (à droite) montre les résultats obtenus lorsque les débits cibles sont choisis aléatoirement dans l'intervalle [400 Mbps..1400 Mbps]. Les résultats mesurés sont le rapport entre le débit alloué et le débit cible. La courbe en vert est obtenue en allouant une bande passante proportionnelle au débit demandé et la courbe bleue en utilisant l'algorithme de la section 2.4.1.3. On peut déduire de la figure, pour une cdf égale à 20%, que dans 80% des résultats de l'allocation proportionnelle de bande passante, le débit dépasse 0.8 fois le débit cible. Avec la méthode proposée, le débit obtenu dépasse 1.06 fois le débit cible dans 80% des cas. On peut aussi déduire de la figure en observant l'intersection des courbes avec la droite d'abscisse égale à 1 que le débit demandé est atteint dans 36% des cas avec une allocation proportionnelle contre 93% avec la méthode proposée.

2.4.2 Allocation de ressources pour un canal sélectif en fréquence

Dans cette partie, le canal de chaque utilisateur d'index k est fonction de la fréquence centrale f_k qui lui est attribuée. Le rapport gain à bruit $g_k(f_k)$ dépend donc de la fréquence centrale f_k et des pertes optiques de l'utilisateur k . Les canaux utilisés dans la suite sont issus des mesures de réponses fréquentielles réalisées par Aurélien Lebreton dans sa thèse. Le choix de la fréquence centrale est dépendant des deux paramètres ajustables : l'ordre dans lequel sont placés les utilisateurs dans le domaine fréquentiel d'une part, et la bande passante allouée à chaque utilisateur d'autre part. Pour une allocation de bande passante $(w_i)_{i \in [1..N]}$, les fréquences centrales sont déterminées de la

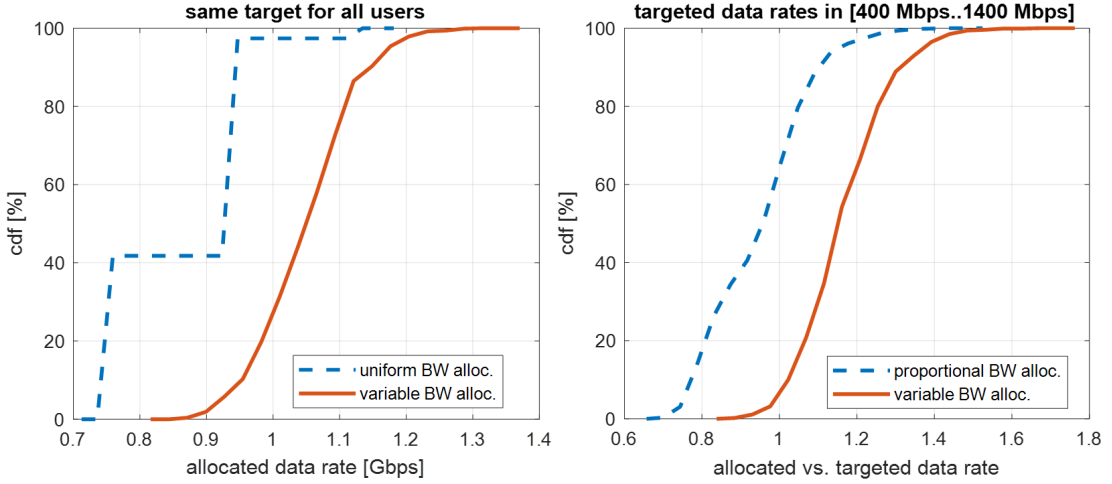


FIGURE 2.17 – Résultats d'allocation (canal non sélectif) lorsque les utilisateurs ont des débits cibles identiques (à gauche) et variables (à droite).

manière suivante :

$$\begin{aligned}
 f_1 &= f_{\min} + \frac{w_1}{2} \\
 f_k &= f_{k-1} + \frac{w_{k-1} + w_k}{2} + \Delta_w \quad \text{avec } k \in [2..N],
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

la limite inférieure du domaine fréquentiel utilisable étant notée f_{\min} et Δ_w représentant la bande de garde entre deux utilisateurs.

Comme le rapport gain à bruit varie avec la fréquence centrale, l'allocation de ressource discrète décrite dans la section 2.4.1.3 est adaptée dans la suite.

2.4.2.1 Allocation de ressources à deux utilisateurs (canal sélectif)

Pour deux utilisateurs, à la place de la recherche exhaustive présentée dans la section 2.4.1.3, l'allocation de ressources peut être représentée comme un problème d'optimisation à deux dimensions (puissance et bande passante). L'objectif reste de trouver une solution au problème (2.3) pour deux utilisateurs avec une puissance disponible P' et une bande passante W' . La figure (2.18, à gauche) montre les débits pondérés de chacun des deux utilisateurs en fonction des bandes passantes et des puissances qui leurs sont respectivement allouées.

Pour toute valeur de p_1 avec $0 \leq p_1 \leq P'$ et $p_2 = P' - p_1$, il est possible de trouver w_1 et w_2 tels que $w_1 + w_2 = W'$ et $\frac{D_1}{D_1^{\text{target}}}$ et $\frac{D_2}{D_2^{\text{target}}}$. Ce point correspond à l'intersection des courbes de débits pondérés des deux utilisateurs en fonction de leurs bandes passantes respectives.

L'ensemble des points d'intersection pour tout $p_1 \in [0, P']$ est représenté en gras

sur la figure 2.18, à gauche en vue tri-dimensionnelle et à droite en deux dimensions. L'étape finale est de déterminer le maximum de cette courbe en utilisant un algorithme de recherche approprié (méthode du nombre d'or ou recuit simulé par exemple).

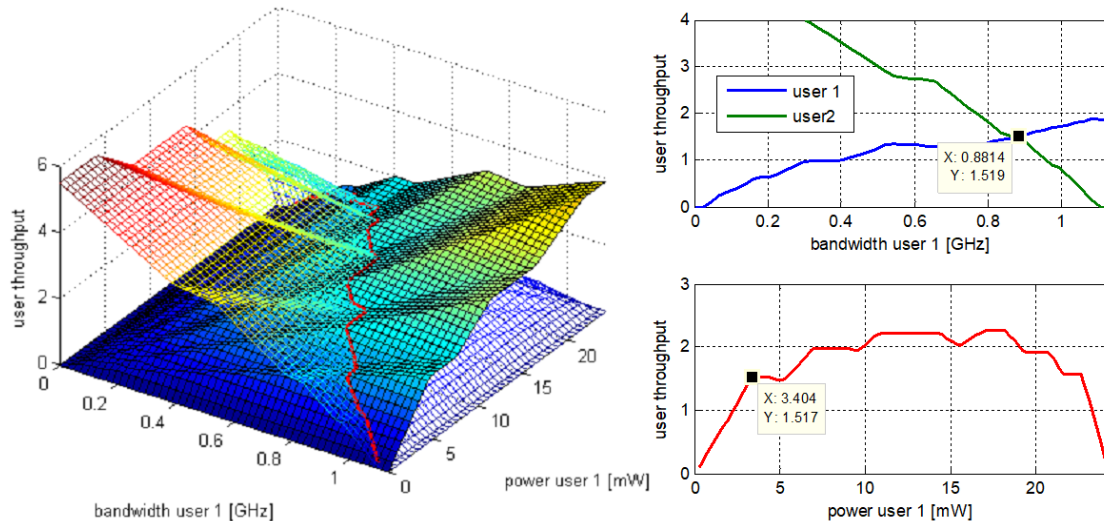


FIGURE 2.18 – À gauche, débits pondérés pour deux utilisateurs en fonction de la répartition de puissance et de bande passante. À droite, vue en deux dimensions pour une puissance fixée (en haut) et intersection des deux surfaces (en bas).

2.4.2.2 Allocation de ressources à N utilisateurs (canal sélectif)

Le problème d'optimisation ne peut pas être résolu par une recherche exhaustive. La méthode sous-optimale proposée consiste à optimiser l'allocation pour des paires d'utilisateurs adjacents. Le principe est d'initialiser une allocation de ressource avec une distribution arbitraire de puissances et de bandes passantes puis de répéter la séquence suivante jusqu'à convergence :

1. sélectionner les deux utilisateurs adjacents ayant le plus grand écart de débits pondérés
2. réaliser l'allocation de ressources à deux utilisateurs
3. permuter les deux utilisateurs et refaire l'allocation de ressources à deux utilisateurs
4. conserver parmi 2. et 3. la meilleure allocation et reprendre à l'étape 1.

La figure 2.19 illustre la méthode proposée pour l'allocation de ressource dans le cas d'un canal sélectif en fréquence et montre un exemple de convergence de l'algorithme.

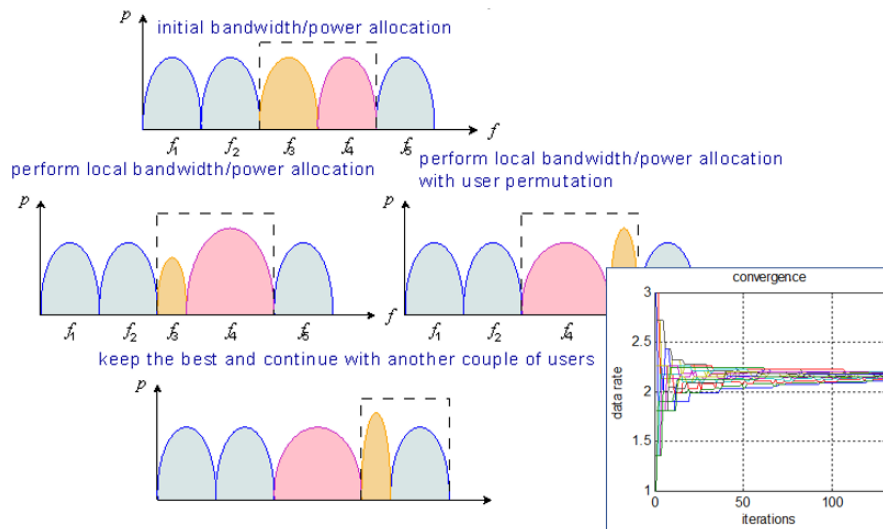


FIGURE 2.19 – Illustration de l'allocation de ressource (canal sélectif) et exemple de convergence de l'algorithme (en bas à droite).

2.4.2.3 Résultats de simulation (canal sélectif)

Les résultats présentés figure 2.20 sont obtenus en utilisant la méthode présentée dans le paragraphe précédent pour un millier de configurations de système PON-FDMA à 16 utilisateurs en utilisant les réponses fréquentielles mesurées (voir section). Les résultats présentés considèrent deux cas, un premier où tous les utilisateurs ont le même débit cible et un second où les débits cibles sont choisis aléatoirement dans l'intervalle [400 Mbps..1400 Mbps]. Comme dans le cas des canaux non sélectifs en fréquences, les résultats sont présentés sous forme de cdf. Les résultats obtenus amènent à des conclusions similaires à celles de la section 2.4.1.4.

2.4.2.4 Résultats expérimentaux (canal sélectif)

Une démonstration expérimentale de l'efficacité de l'algorithme d'allocation de ressource pour un canal sélectif en fréquence a été montrée et décrite dans [52]. Après mesure du canal, une allocation de bits, puissance et bande passante a été réalisée pour les 32 utilisateurs du PON-FDMA expérimental. Le résultat de l'allocation a été utilisé pour générer le multiplex fréquentiel des signaux des 32 utilisateurs. Le spectre RF du signal ainsi construit et transmis est représenté figure 2.21 (à gauche). Les canaux de chaque utilisateur ont été démodulés un par un en assignant à chacun le budget optique qui lui est propre. Pour chaque utilisateur, le taux d'erreur (BER) des données reçues a été mesuré et représenté figure 2.21 (à droite).

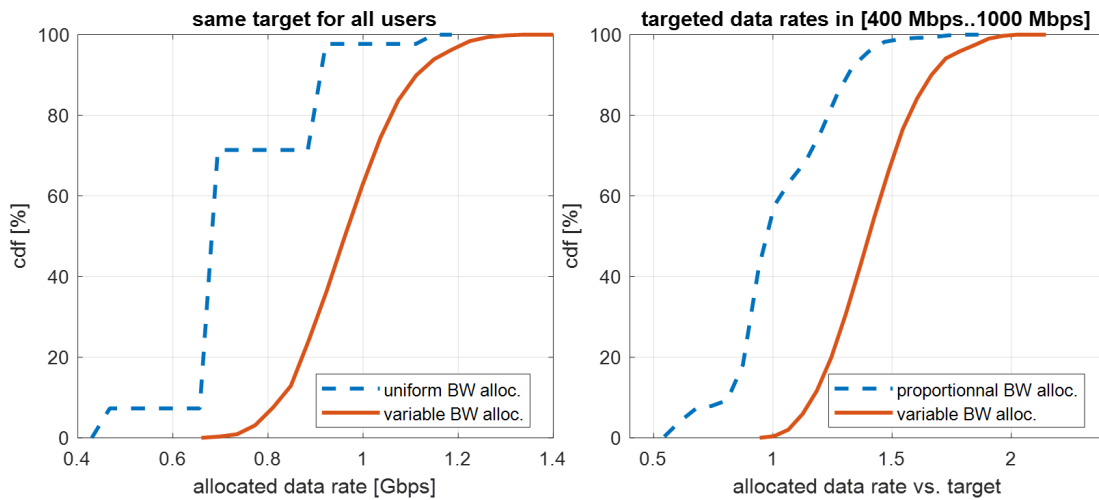


FIGURE 2.20 – Résultats d'allocation (canal sélectif) lorsque les utilisateurs ont des débits cibles identiques (à gauche) et variables (à droite).

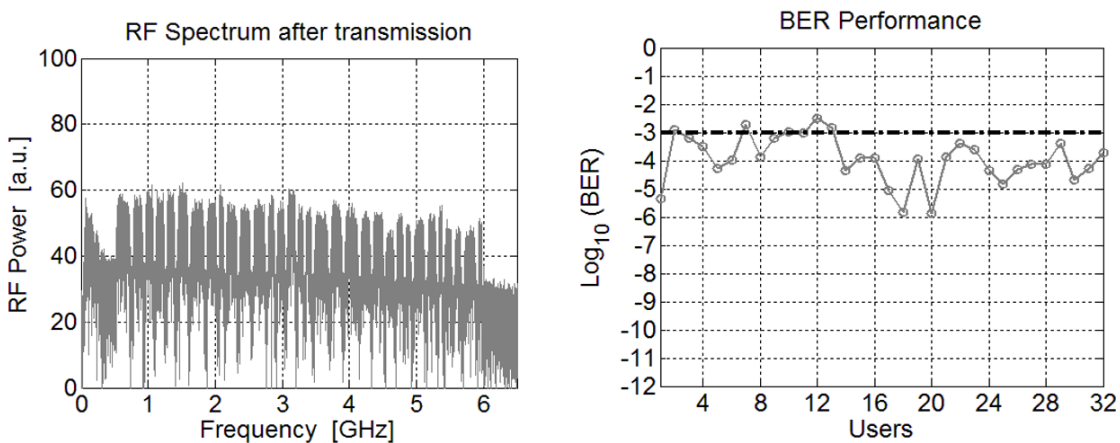


FIGURE 2.21 – Résultats d'expérimentation en voie descendante pour un canal sélectif en fréquence.

2.4.3 Allocation de ressources pour la voie montante

Dans cette section, le mécanisme d'allocation de ressources que nous avons proposé pour la voie montante est détaillé. Comme décrit dans le modèle du système (section 2.3.2), les équipement terminaux sont constitués d'un laser maître et d'un récepteur cohérent côté CO, et d'un modulateur réflectif Mach-Zehnder (R-MZM) associé à un amplificateur optique à semi-conducteurs SOA pour le module client. La lumière reçue du laser maître est ainsi modulée côté client avant d'être réfléchiée vers le CO et détectée

par le récepteur cohérent. Chacun des modules côté client n'utilise que la bande de fréquences électriques qui lui est dédiée et le récepteur côté CO reçoit l'agrégation de tous les signaux optiques. Le gain de l'amplificateur SOA est ajustable et permet de contrôler le niveau de puissance optique renvoyé par chaque module client vers le CO. Du côté du CO, la quantité totale de puissance optique reçue est limitée par la sensibilité des équipements de réception.

2.4.3.1 Principe de l'allocation de ressources en voie montante

Le système de modulation en voie descendante diffère donc fondamentalement de celui employé en voie montante. Le rapport signal à bruit de chaque utilisateur, dont l'expression plus complexe que dans le cadre de la voie montante est décrite dans [53], dépend aussi des caractéristiques d'émission de l'ensemble des utilisateurs du PON-FDMA. Il n'y a pas d'allocation de puissance, mais une optimisation des gains des amplificateurs SOA. Par ailleurs, on peut ajouter une contrainte sur les gains d'amplificateur SOA afin de limiter la puissance optique vers le CO. La formulation générale de l'allocation en voie montante ainsi obtenue avec une allocation discrète peut être exprimée sous la forme :

$$\begin{aligned} & \text{trouver } \max_{g_i, w_i} \left(\min_{i \in \mathcal{N}} \left(\frac{D_i}{D_i^{\text{target}}} \right) \right) \quad \text{avec } D_i = w_i q_i \\ & \text{respectant } \frac{1}{N} \sum_{i \in \mathcal{N}} g_i \leq g_{\text{mean}} \quad , \quad \sum_{i \in \mathcal{N}} w_i \leq W \quad \text{et} \quad \text{SNR}_i(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g}) \geq \gamma_{\min}(q_i)^{-1} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Dans cette formulation, $\mathbf{g} = [g_1, \dots, g_N]$ sont les gains des amplificateurs SOA des modules clients et $\mathbf{loss} = [\text{loss}_1, \dots, \text{loss}_N]$ sont les atténuations des liens des utilisateurs. L'objectif de gain moyen des amplificateurs SOA est fixé par le paramètre g_{mean} .

Comme le SNR de chaque utilisateur dépend des valeurs des paramètres de l'ensemble de tous les autres, l'optimisation par paires proposée section 2.4.1.3 n'est plus applicable. L'allocation que nous avons proposée consiste à allouer les bandes passantes proportionnellement aux débits demandés puis à déterminer les gains G_i des amplificateurs SOA de manière à ce que tous les utilisateurs aient des SNR identiques, avec la contrainte $\frac{1}{N} \sum_{i \in \mathcal{N}} g_i = g_{\text{mean}}$.

L'allocation de bande passante proportionnellement aux débits demandés donne pour chaque utilisateur i :

$$w_i = \frac{W}{D_i^{\text{target}} \sum_{i \in \mathcal{N}} \frac{1}{D_i^{\text{target}}}} \quad (2.15)$$

Déterminer les gains \mathbf{g} des amplificateurs SOA peut être réalisé efficacement en utilisant la méthode du gradient projeté utilisée pour l'allocation de bits à valeurs continue de la section 2.4.1.2. Les valeurs des gains des SOA des utilisateurs sont tout d'abord initialisées à la valeur $g_i^{(0)} = g_{\text{mean}}$ pour tout utilisateur d'index i puis calculées

de manière itérative par :

$$\mathbf{g}^{(k+1)} = \mathbf{g}^{(k)} + \tau_g^{(k)} \mathbf{V}_\Pi \Delta_{\mathbf{g}} m(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g}) \quad (2.16)$$

où τ_g est un pas variable positif, la fonction $m(\cdot)$ est définie par :

$$m(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g}) = \min_{i \in \mathcal{N}} (\text{SNR}_i(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g})) \quad (2.17)$$

et \mathbf{V}_Π est cette fois la matrice de projection euclidienne sur la surface

$$\Pi = \left\{ \mathbf{g} \text{ tel que } \mathbf{u}\mathbf{g}^T = N \cdot g_{\text{mean}} \right\} \quad (2.18)$$

L'expression du SNR ne permet pas de calculer littéralement les valeurs du gradient

$$\Delta_{\mathbf{g}} m(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g}) = [\partial m(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g}) / \partial g_1 \dots \partial m(\mathbf{loss}, \mathbf{w}, \mathbf{g}) / \partial g_N] \quad (2.19)$$

qui sont donc approchées numériquement.

2.4.3.2 Résultats de simulation en voie montante

Comme dans la section 2.4.1.4, les résultats montrés figure 2.22 (à droite) sont obtenus en utilisant la méthode présentée dans le paragraphe précédent pour un millier de configurations de systèmes PON-FDMA à 16 utilisateurs en voie montante en utilisant le modèle décrit dans [53]. Les résultats obtenus considèrent le cas de débits ciblés choisis aléatoirement dans l'intervalle [400 Mbps..1400 Mbps] et sont représentés sous forme de cdf. La figure de gauche illustre l'évolution des gains des amplificateurs SOA durant la convergence de l'algorithme.

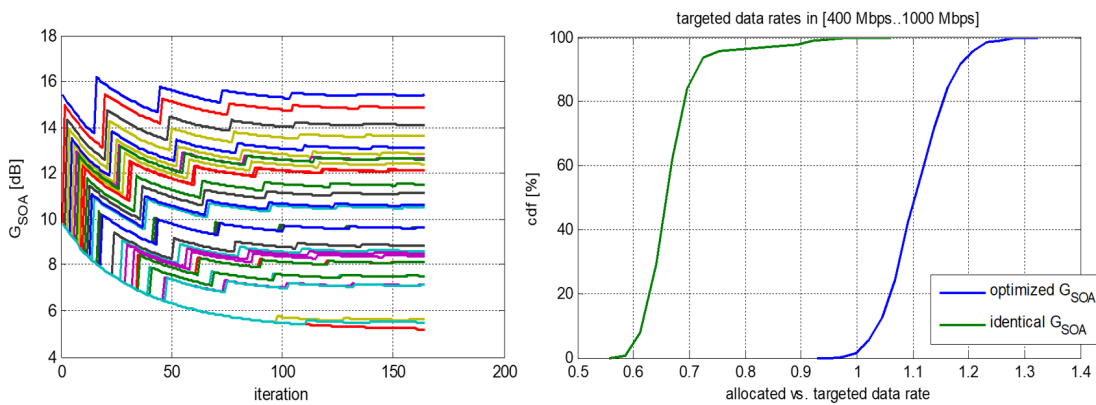


FIGURE 2.22 – Résultats de simulation en voie montante du PON-FDMA (à gauche, évolution des gains des SOA, à droite, cdf des débits alloués).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, j'ai présenté les différentes études auxquelles j'ai contribué dans la thématique des réseaux d'accès optique. Ces travaux ont d'une part montré l'intérêt de l'utilisation de modulations multi-porteuses avec allocation de bits et de puissance pour les infrastructures PON en permettant des débits très élevés tout en conservant des composants opto-électroniques standards à bas coût. D'autre part, nous avons exploré l'usage du partage de l'accès dans le domaine fréquentiel sur un PON en voie descendante avec une modulation multi-bande MB-AMOFDM associée à un mécanisme de répartition de la puissance entre utilisateurs. Enfin, j'ai contribué à la mise en œuvre d'une architecture originale de PON-FDMA dont l'une des spécificités est d'utiliser un modulateur par réflexion pour la voie montante. Pour cette dernière, nous avons développé des méthodes d'allocations de ressources optimisant l'utilisation de l'architecture d'accès optique proposée en tenant compte des besoins des utilisateurs.

Une grande partie de ces différentes contributions a été validée par des expérimentations en laboratoire. Dans le cadre du projet FAON en particulier, un démonstrateur a été réalisé et présenté à plusieurs occasions, dont une démonstration aux Bell Labs (illustration figure 2.23). À l'issue de ce projet, même si la solution proposée n'a pas été retenue pour le standard NG-PON2, elle a néanmoins permis de valider plusieurs concepts utiles à la réflexion sur les évolutions des infrastructures d'accès optique.



FIGURE 2.23 – Démonstrateur du projet FAON présenté aux Bell Labs.

Ces travaux ont aussi eu des débouchés (non décrits dans ce mémoire) dans le domaine des transmissions sur fibres optiques plastique POF. Parmi les domaines d'applications de ces fibres, on trouve les communications très haut débit en intérieur, dans la maison et les véhicules (voitures, avions ...). Les principaux résultats de nos études dans ce domaine, présentés dans [54] et [55], ont été obtenus dans le cadre du

projet européen POF-PLUS dont Orange Labs est partenaire.

Transmissions MIMO en bande HF

Sommaire

3.1 Introduction	67
3.2 Système MIMO-HF utilisant la diversité de polarisation	69
3.2.1 Propagation ionosphérique et diversité de polarisation . . .	70
3.2.2 Émission de deux polarisations quasi-orthogonales	70
3.3 Conception d'une chaîne de transmission MIMO-HF	71
3.3.1 Système d'émission/réception	71
3.3.2 Forme d'onde et format des trames	73
3.4 Exploitation de la diversité	74
3.4.1 Code d'Alamouti	74
3.4.2 Multiplexage spatial	76
3.5 Résultats expérimentaux	76
3.5.1 Estimation de la capacité du canal MIMO	79
3.5.2 Transmission de données MIMO-HF	81
3.6 Conclusion	81

3.1 Introduction

La bande de fréquences radio HF (*High Frequency*), qui s'étend de 3 à 30 MHz, autorise la mise en œuvre de radiocommunications à longue portée atteignant plusieurs milliers de kilomètres. Cette propriété de ce domaine bien particulier du spectre électromagnétique est la conséquence des phénomènes de réflexion/réfraction des ondes électromagnétiques par les couches ionisées de la haute atmosphère (ionosphère). Ce phénomène qui permet des communications radio bien au-delà de l'horizon est illustré par la figure 3.1.

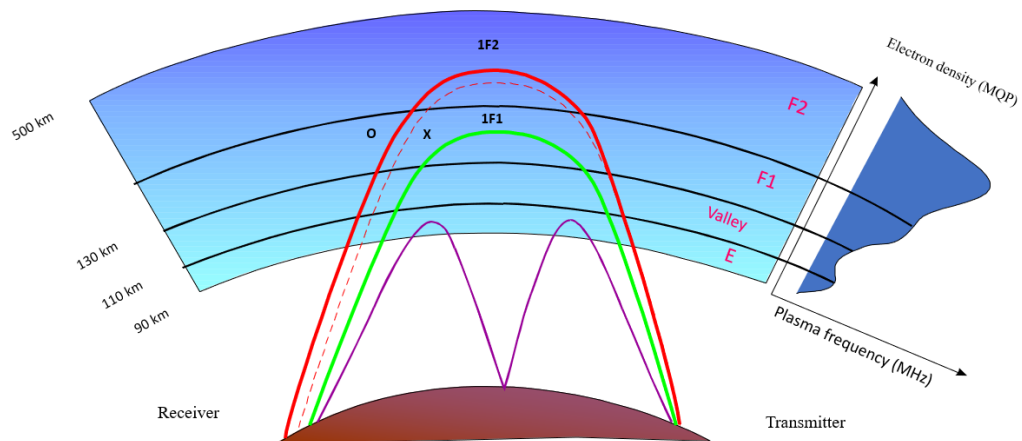


FIGURE 3.1 – Illustration du phénomène de réflexion des ondes radio en bande HF sur l'ionosphère.

Ce moyen de communications radio dans la bande HF, utilisé depuis les années 1930, a été en grande partie remplacé par les systèmes de communications par satellites dans les années 1980. Il reste néanmoins largement utilisé et possède de nombreux avantages, parmi lesquels :

- sa souplesse d'utilisation qui permet d'établir des liaisons entre des points de la Terre qui ne font pas partie des zones de couverture de satellites ;
- son coût d'usage très faible en comparaison avec celui de la location de liaisons satellite dans le civil privé ;
- sa discrétion et sa robustesse vis à vis des interceptions.

Aujourd'hui, les transmissions dans la gamme des fréquences HF sont utilisées dans des applications militaires, par la Marine Nationale pour ses liaisons entre navires et installations à terre, mais également par l'Armée de Terre pour des liaisons entre la métropole et ses différents théâtres d'interventions, parfois en solution de secours en cas de défaillance des liaisons par satellites. Par ailleurs, il existe des transmissions de ce type entre les ambassades à l'étranger, l'outre-mer et la métropole en redondance des infrastructures habituelles (satellite ou fibre optique).

L'OTAN a édité en 1989 un premier standard STANAG-4285 [56] pour les transmissions numériques en bande HF permettant un débit de 3200 bps et plus récemment en 2005, le standard STANAG-4539 [57] qui définit un débit variable jusqu'à 9600 bps en 64-QAM. Ces standards qui facilitent l'interopérabilité et le développement d'équipements montrent l'intérêt pour ce support de transmission dont la principale limitation reste le débit qu'il peut offrir.

Les études dans ce domaine ont conduit à proposer l'utilisation de bandes plus large que celle de 3 kHz initialement prévue pour chaque canal. Ainsi, une forme d'onde HF-

XL (*High Frequency eXtra Large band*) d'une largeur de 24 kHz a été standardisée [58] en 2011 ainsi que la possibilité d'agréger plusieurs canaux non-adjacents [59]. L'utilisation de large bandes de fréquences reste néanmoins limitée par le manque de disponibilités de celles-ci dans un spectre radio HF très congestionné.

Une autre voie possible pour l'augmentation du débit est l'utilisation des technologies MIMO initialement mises en œuvre dans les réseaux sans-fil courte portée pour des gammes de fréquences souvent de l'ordre du gigahertz. Les espacements requis entre antennes pour garantir la décorrélation des trajets sont de quelques longueurs d'onde, c'est-à-dire, dans ce cas, une diversité spatiale obtenue pour des espacements d'antennes de quelques dizaines de centimètres. La transposition du concept MIMO dans les gammes de longueurs d'onde décimétriques se heurte alors au problème du déploiement des antennes d'émission qui nécessiterait des espacements de plusieurs centaines de mètres, comme le montre le travail de H. Strangeway [60] qui évalue numériquement les écartements souhaitables entre antennes, pour obtenir une diversité spatiale en bande HF. Il faudrait alors disposer d'un grand terrain (plusieurs centaines de mètres de côté) dégagé de tout obstacle électromagnétique et dérouler des grandes longueurs de câble.

Ma contribution s'inscrit dans un programme de recherche à long terme conduit par Yvon Erhel dans un partenariat entre le CREC et l'IETR visant à augmenter significativement la capacité des liaisons HF afin d'offrir à terme de nouveaux services aux utilisateurs comme la transmission d'images fixes ou animées en basse définition sans recourir aux liaisons par satellites. Préalablement à ces travaux, les thèses de Alexis Bisiaux [61] et Clency Perrine [62] conduites dans le laboratoire avaient permis de développer une architecture SIMO (*Single Input Multiple Output*) utilisant des antennes de réception colocalisées [63].

Grâce à l'expertise de l'équipe ainsi constituée dans le domaine des transmissions ionosphériques, nous avons proposé de recourir à la diversité des polarisations émises pour générer des réponses impulsionnelles présentant un faible niveau de corrélation tout en conservant des dimensions relativement limitées. Ce projet MIMO-HF a fait l'objet de financements de la DGA sous la maîtrise d'œuvre de Thales *Communication and Security* (Catherine Lamy-Bergot et Pascal Chevalier). Plusieurs actions se sont succédées : l'étude ETO Rifan 3, le projet PEA Salamandre et une partie de ces travaux a été réalisée dans le cadre de la thèse de Papa Moussa Ndao [64].

3.2 Système MIMO-HF utilisant la diversité de polarisation

Nous avons proposé de remplacer la diversité d'espace par une diversité de polarisation des ondes générées par chacune des antennes d'émission. Dans cette section, les caractéristiques de la propagation ionosphérique qui conduisent au choix d'une diversité de polarisation sont détaillées dans un premier temps. Le choix des deux polarisations quasi-orthogonales les plus efficaces est ensuite décrit.

3.2.1 Propagation ionosphérique et diversité de polarisation

L'ionosphère est un canal dont les caractéristiques de la propagation telles que l'atténuation, le temps de groupe et le décalage Doppler dépendent de la polarisation injectée à l'entrée. Ainsi, le plasma ionosphérique admet deux modes propres de propagation dénommés Ordinaire et eXtraordinaire et présente une polarisation elliptique dans le cas général. Il est donc possible d'observer des propagations multitrajets qui diffèrent sensiblement si deux antennes d'émission excitent chacune un des deux modes de propagation possible. La situation la plus favorable serait que chaque antenne conforme exactement sa polarisation émise à celle d'un des deux modes possible en entrée d'ionosphère. En pratique, cela est difficilement réalisable car ces polarisations varient pour un lieu d'émission donné avec la direction d'émission, la fréquence porteuse ainsi que la date et l'heure d'émission. Un résultat proche peut néanmoins être obtenu avec deux antennes émettant deux polarisations quasi-orthogonales, permettant ainsi de générer des liaisons TX→RX suffisamment décorréliées pour exploiter la diversité de polarisation.

3.2.2 Émission de deux polarisations quasi-orthogonales

Comme décrit précédemment, le cas idéal nécessiterait de générer deux polarisations elliptiques orthogonales conformes aux modes propres de propagation dans l'ionosphère. Dans les cas le plus défavorable, les deux polarisations émises répartissent leur puissance de manière identique sur les deux modes. Leurs réponses impulsionnelles sont alors semblables ce qui entraîne l'absence de diversité.

Dans une approche sous-optimale, l'émission de deux polarisations quasi-orthogonales a été étudiée et les deux configurations envisagées ont été d'une part des polarisations linéaires horizontales et verticales, d'autre part deux polarisations circulaires complémentaires (sens de rotation opposés). Grâce à l'outil LOCAP [65] développé à l'IETR, des simulations ont été réalisées en considérant un scénario de modes propres de polarisations elliptiques très allongées (scénario #1) et un scénario de polarisations quasi-circulaires (scénario #2). Ces simulations ont permis de déterminer les réponses impulsionnelles et fréquentielles des canaux dans les différentes configurations testées, ce qui a permis d'estimer la capacité du système MIMO-HF 2×2 et d'établir le gain apporté par le système en comparaison à un système SISO (*Single Input Single Output*) sur la même liaison. La capacité de Shannon pour notre système 2×2 avec une réponse fréquentielle mesurée sur N valeurs est donnée dans [66] par :

$$C = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I} + \frac{\sigma_x^2}{2 \cdot \sigma_w^2} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right) \quad (3.1)$$

avec σ_x^2 et σ_w^2 les variances respectives du signal et du bruit, et \mathbf{H}_k les matrices de canal MIMO-HF 2×2 d'index fréquentiel $k \in [0..N-1]$.

Les résultats représentés figure 3.2 ont montré que l'émission des deux polarisations circulaires complémentaires offrait les meilleurs gains en terme de capacité [67]. Enfin,

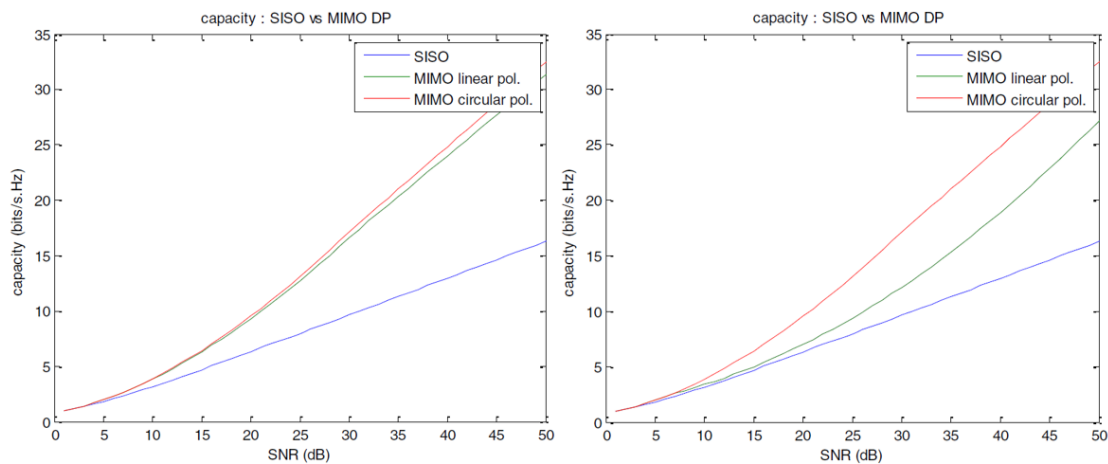


FIGURE 3.2 – Capacité du système MIMO-HF avec diversité de polarisation pour le scénario #1 (à gauche) et le scénario #2 (à droite) pour deux antennes d'émission générant des polarisations linéaires (horizontale et verticale) ou circulaires complémentaires.

cette première phase du programme de recherche, dédiée à de la simulation, a permis de conclure que pour une structure MIMO 2×2 , le gain de capacité par rapport un système SISO pouvait atteindre 1.84, le maximum théorique étant égal à 2.

3.3 Conception d'une chaîne de transmission MIMO-HF

Cette section décrit les choix techniques effectués (système d'émission/réception, forme d'onde et format des trames) afin de pouvoir réaliser les expérimentations décrites dans la section 3.5. Ce démonstrateur de transmission ionosphérique MIMO-HF 2×2 à diversité de polarisation unique en Europe a été construit et testé pour la première fois sur des liaisons de 280 km et 850 km en 2013.

3.3.1 Système d'émission/réception

Comme indiqué sur la figure 3.3, les signaux à transmettre sont calculés préalablement aux expérimentations puis générés à l'aide de deux générateurs de signaux en bande HF synchronisés. Après amplification, les signaux sont transmis à l'aide de deux antennes générant respectivement des polarisations circulaires complémentaires (gauche et droite).

Le système antenne d'émission comporte une première antenne log spirale circulaire de 80 mètres de diamètre (de type SPR 230). Il s'agit d'une antenne large bande générant une polarisation circulaire droite. Le laboratoire ne disposant pas d'une antenne du même type pour la seconde voie, nous avons utilisé une paire d'antennes (34 mètres de long, 14 mètres de haut) delta placées orthogonalement et alimentées par deux signaux identiques déphasés de $\pi/2$. Le signe de ce déphasage permet de créer une

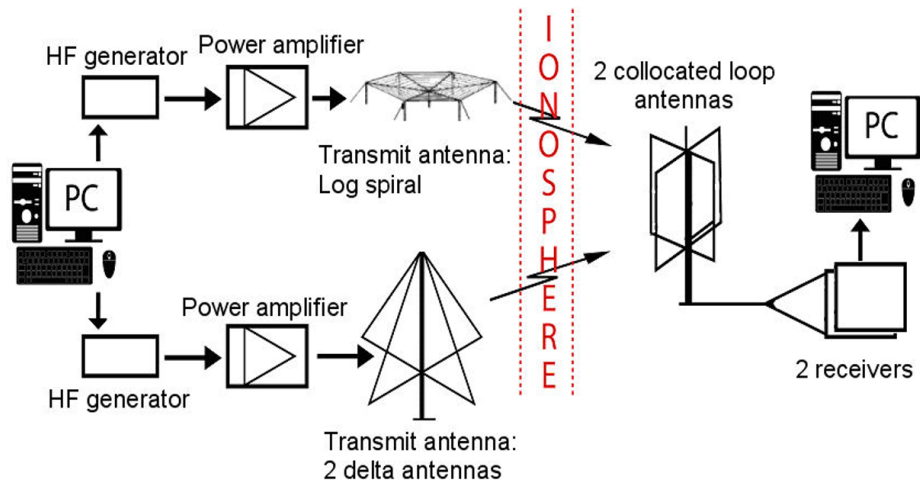


FIGURE 3.3 – Synoptique du système MIMO-HF 2 avec diversité de polarisation.

polarisation circulaire tournant en sens inverse de la première. Les centres de phase des deux systèmes antennaires sont séparés d'environ 150 mètres. Ce dispositif d'émission est localisé sur le site de Monterfil (48°20N, 2°03'W) en Bretagne.

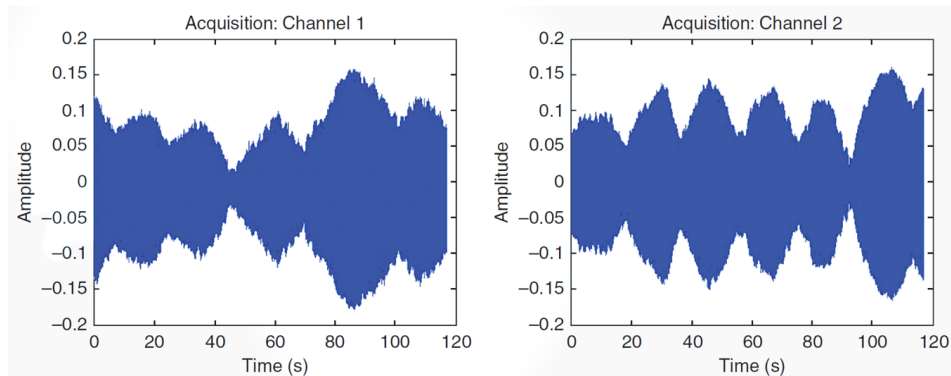


FIGURE 3.4 – Représentations dans le domaine temporel du signal reçu sur chacune des deux antennes colocalisées.

Le système de réception utilise deux antennes actives de type boucle placées orthogonalement dans un volume réduit (2 m^3). Il a été montré dans des travaux spécifiques [63] qu'elles sont sensibles aux polarisations elliptiques incidentes et que leurs orientations différentes entraînent une diversité de leurs réponses spatiales. Pour ces raisons, les acquisitions sur les deux voies sont décorréélées bien que ces 2 antennes de réception soient colocalisées. Ceci est illustré par la figure 3.4 qui montre deux minutes d'acquisitions sur chacune des deux voies de réception lorsqu'une porteuse pure est émise.

3.3.2 Forme d'onde et format des trames

Les systèmes radio en bande HF requièrent des puissances d'émission relativement élevées (700 W dans le système considéré) ce qui a pour conséquence que les formes d'ondes à facteur de crête ou PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) élevé sont peu appropriées. Ainsi, nous n'avons pas retenu de modulation multiporteuse de type OFDM, mais une modulation monoporteuse avec égalisation dans le domaine fréquentiel SC-FDE (*Single-Carrier Frequency Domain Equalizer*) comme décrite dans [68]. Les constellations en modulation de phase à 8 états 8-PSK (*Phase Shift Keying*) ainsi qu'en modulation d'amplitude en quadrature à 16 états 16-QAM ont été utilisées.

La forme d'onde monoporteuse est transmise à un rythme de 2400 symboles par seconde, et un filtrage en racine de cosinus surélevé de facteur de retombée $\alpha = 0.25$ résulte en une occupation spectrale de 3 kHz qui correspond aux tailles de canaux utilisés en HF par le standard STANAG-4285 [56]. Afin de sonder le canal MIMO-HF, une trame de 2400 symboles décrite figure 3.5 est transmise chaque seconde.

La trame débute par une séquence pseudo-aléatoire de 189 symboles 8-PSK pour la synchronisation, suivie de 11 blocs de sondage de canal identiques de 201 symboles. Les blocs de sondage de canal SB (*Sounding Block*) utilisent des séquences CAZAC (*Constant Amplitude Zero Auto Correlation*) particulièrement adaptées à l'égalisation dans le domaine fréquentiel, en particulier les séquences de Chu décrites dans [69]. Pour effectuer le sondage du canal MIMO 2x2, les séquences de CAZAC sont transmises alternativement sur chacune des deux voies d'émission tandis que l'autre voie émet des séquences nulles. Chaque séquence de CAZAC est composée de 64 symboles complétés par un préfixe cyclique CP de 13 symboles et un suffixe cyclique CS de 2 symboles. Chaque bloc de sondage de canal est complété par une séquence de 43 symboles nuls qui permet d'estimer la puissance du bruit sur le canal.

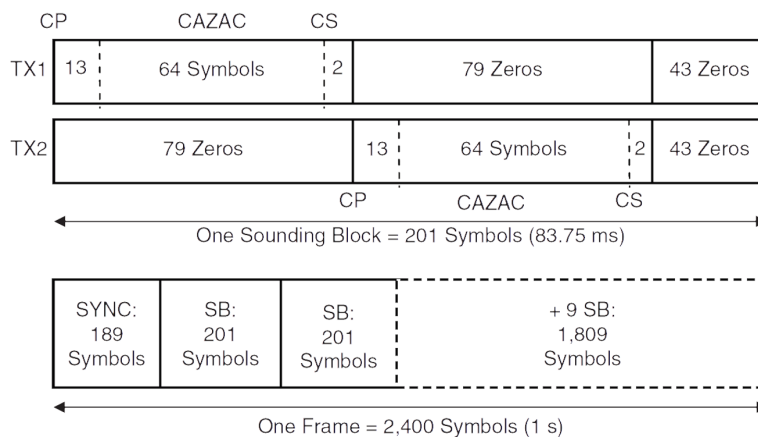


FIGURE 3.5 – Structure des blocs de sondage de canal (en haut) et des trames émises (en bas).

Les récepteurs utilisés ont été développés et réalisés à l'IETR. Ils ont une architecture

à double changement de fréquence avec une fréquence intermédiaire $f_1 = 5$ kHz et un filtrage passe-bande de largeur $B = 6$ kHz. Les acquisitions en sortie de filtre sont échantillonnées à un rythme de 19200 échantillons par seconde, soit un facteur de sur-échantillonnage égal à 8, avec une résolution de 16 bits. Les acquisitions sont ensuite stockées avant traitement.

3.4 Exploitation de la diversité

L'exploitation de la diversité a été envisagée selon deux axes, à savoir d'une part l'amélioration de la qualité du signal reçu en utilisant un codage spatio-temporel de type Alamouti [70], et d'autre part l'augmentation de l'efficacité spectrale avec un multiplexage spatial. Une des deux liaisons expérimentales décrites dans la section 3.5 a permis de tester expérimentalement cette exploitation de la diversité.

3.4.1 Code d'Alamouti

Les codes spatio-temporels en bloc STBC (*Space-Time Block Coding*) ont été proposés pour exploiter la diversité en émission. Le code d'Alamouti offre une manière très simple d'exploiter la diversité offerte par deux antennes d'émission. On suppose que le canal reste constant durant l'émission de deux symboles consécutifs et que l'on dispose de deux voies de réception. On peut écrire les coefficients de la matrice du canal MIMO-HF sous la forme :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Les symboles à transmettre sont groupés par couples (x_0, x_1) et sont émis comme suit :

- au premier temps symbole, on émet x_0 et x_1 sur chacune des deux antennes,
- à l'instant suivant, $-x_1^*$ et x_0^* sont émis.

Il s'agit d'un code de rendement un car deux temps symboles permettent d'émettre deux symboles. En réception, les signaux reçus consécutivement y_1, y_2 sur la première voie de réception et y_3, y_4 sur la seconde voie de réception sont alors, avec $w_1 \dots w_4$ les échantillons de bruit AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) :

$$\begin{cases} y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + w_1 \\ y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + w_2 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} y_3 = h_3 x_1 + h_4 x_2 + w_3 \\ y_4 = -h_3 x_2^* + h_4 x_1^* + w_4 \end{cases} \quad (3.3)$$

Le système 3.3 peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \\ h_3 & h_4 \\ h_4^* & -h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2^* \\ w_3 \\ w_4^* \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

ou encore :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{W}} \quad \text{avec} \quad \hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \\ h_3 & h_4 \\ h_4^* & -h_3^* \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \hat{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2^* \\ w_3 \\ w_4^* \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

La combinaison des signaux reçus est alors effectuée de la manière suivante

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}}^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{W}} \quad (3.6)$$

Cela donne :

$$\begin{cases} \tilde{x}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)x_1 + h_1^*w_1 + h_2w_2^* + h_3^*w_3 + h_4w_4^* \\ \tilde{x}_2 &= (|h_2|^2 + |h_1|^2 + |h_4|^2 + |h_3|^2)x_2 + h_2^*w_1 - h_1w_2^* + h_4^*w_3 - h_3w_4^* \end{cases} \quad (3.7)$$

L'ordre de diversité est ainsi égal à quatre et permet donc de profiter pleinement de la diversité de transmission à deux antennes d'émission et deux antennes de réception avec un traitement peu complexe en réception pour un canal non sélectif en fréquence.

Dans le cas d'une transmission multiporteuse de type OFDM, le code d'Alamouti peut être transposé sur les sous-porteuses du système sans difficulté particulière. Dans le schéma monoporteuse SC-FDE utilisé, une mise en œuvre du code d'Alamouti est proposée dans [71] en utilisant la propriété suivante : si la fonction du temps $g(t)$ admet une transformée de Fourier $G(f) = \mathcal{F}(g(t))$, alors on a $G^*(f) = \mathcal{F}(g^*(-t))$. Dans le cas de la transformée de Fourier discrète $\mathbf{S} = F(\mathbf{s})$ d'un vecteur $\mathbf{s} = [s_0 \dots s_{N-1}]$, on peut montrer que $\mathbf{S}^* = F([s_0^*, s_{N-1}^* \dots s_1^*])$

On peut ainsi obtenir un codage d'Alamouti dans le domaine fréquentiel sur deux blocs de données successifs $\mathbf{s}^a = [s_0^a \dots s_{N-1}^a]$ et $\mathbf{s}^b = [s_0^b \dots s_{N-1}^b]$ de la manière suivante :

- lors de l'émission du premier bloc, on transmet \mathbf{s}^a et \mathbf{s}^b sur chacune des deux voies,
- lors de l'émission du second bloc, on transmet simultanément $\underline{\mathbf{s}}^b = -[s_0^b, s_{N-1}^b \dots s_1^b]^*$ et $\underline{\mathbf{s}}^a = [s_0^a, s_{N-1}^a \dots s_1^a]^*$.

En réception, on appelle \mathbf{y}^1 et \mathbf{y}^2 les blocs reçus consécutivement sur la première voie, \mathbf{y}^3 et \mathbf{y}^4 les blocs reçus sur la seconde, après suppression du préfixe et du suffixe cyclique. On note $\mathbf{Y}^p = F(\mathbf{y}^p)$ pour $p \in [1..4]$ et on applique la combinaison linéaire 3.6 à chaque groupes d'éléments $(Y_k^1, Y_k^{2*}, Y_k^3, Y_k^{4*})$ d'index fréquentiel $k \in [0..N-1]$. On obtient alors les vecteurs \mathbf{Z}^a et \mathbf{Z}^b avant égalisation linéaire ZF ou MMSE, puis les estimées $\tilde{\mathbf{S}}^a$ et $\tilde{\mathbf{S}}^b$ avant de calculer les transformées de Fourier inverses $\tilde{\mathbf{s}}^a = F^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}^a)$ et $\tilde{\mathbf{s}}^b = F^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}^b)$.

3.4.2 Multiplexage spatial

Dans cette configuration, la diversité du système MIMO-HF est exploitée afin d'augmenter l'efficacité spectrale de la transmission en émettant des flux de données distincts sur chacune des deux voies d'émission. Dans ce schéma, le canal est supposé connu du récepteur grâce à l'émission périodique de trames de sondage de canal, et les données transmises sur chacune des deux voies d'émission synchronisées sont constituées de symboles PSK ou QAM organisés en blocs avec une extension cyclique permettant la mise en œuvre d'une égalisation dans le domaine fréquentiel MIMO-FDE (*MIMO Frequency Domain Equalization*). Dans le cadre du projet, les égaliseurs linéaires ZF et MMSE ont été considérés.

L'égaliseur linéaire MIMO-FDE [72] suivant les critères ZF ou MMSE est basé sur une inversion des matrices du canal pour chaque index fréquentiel, c'est à dire les N matrices $(\mathbf{H}^k)_{k=0}^{N-1}$ de taille 2×2 dans le système MIMO-HF mis en œuvre.

Soient \mathbf{s}^1 et \mathbf{s}^2 les blocs émis sur chacune des deux antennes et \mathbf{y}^1 et \mathbf{y}^2 les blocs reçus après suppression de l'extension cyclique. On note comme précédemment les transformées de Fourier $\mathbf{Y}^1 = F(\mathbf{y}^1)$ et $\mathbf{Y}^2 = F(\mathbf{y}^2)$ et $\tilde{\mathbf{H}}_k$ la matrice du canal MIMO-HF 2×2 d'index fréquentiel $k \in [0..N-1]$ estimée. Les équations (3.8) et (3.9) donnent respectivement les opérations de traitement ZF et MMSE dans le cas de l'égalisation dans le domaine fréquentiel pour le système MIMO-HF 2×2 .

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_1^k \\ \tilde{S}_2^k \end{bmatrix} = (\tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_k^H \begin{bmatrix} Y_1^k \\ Y_2^k \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{S}_1^k \\ \tilde{S}_2^k \end{bmatrix} = \left(\tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k + \frac{2 \cdot \sigma_w^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_k^H \begin{bmatrix} Y_1^k \\ Y_2^k \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Les estimées des blocs de symboles transmis s'obtiennent alors par transformée de Fourier inverses $\tilde{\mathbf{s}}^1 = F^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}^1)$ et $\tilde{\mathbf{s}}^2 = F^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}^2)$. Le synoptique de l'égalisation MIMO-FDE pour le traitement linéaire ZF ou MMSE dans le domaine fréquentiel du multiplexage spatial est représenté figure 3.6.

3.5 Résultats expérimentaux

Des expérimentations ont été réalisées pour deux liaisons depuis le site de Monterfil : une première liaison vers Lucay-Le-Mâle (47°13'N, 1°44'E) dans l'Indre d'une portée de 280 km et une seconde d'une portée de 850 km vers Puget-sur-Argens (43°27'N 6°41'E) dans le Var. Les résultats de ces expérimentations sont présentés respectivement dans [73] et [74].

Lors du traitement numérique, après synchronisation et détection des séquences CAZAC, les fonctions de transfert du canal MIMO 2×2 peuvent être estimées. Si on appelle $\mathbf{x} = (x_k)_{k=0}^{N-1}$ la séquence de CAZAC transmise de N échantillons, $\mathbf{X} = \mathcal{F}(\mathbf{x})$ sa transformée de Fourier et \mathbf{y} la séquence reçue, la réponse fréquentielle du canal \mathbf{H} peut

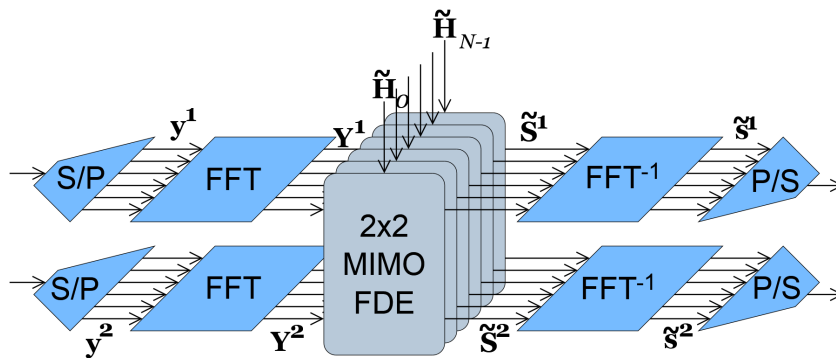


FIGURE 3.6 – Synoptique de l'égalisation MIMO-FDE pour un traitement linéaire ZF ou MMSE dans le domaine fréquentiel du multiplexage spatial.

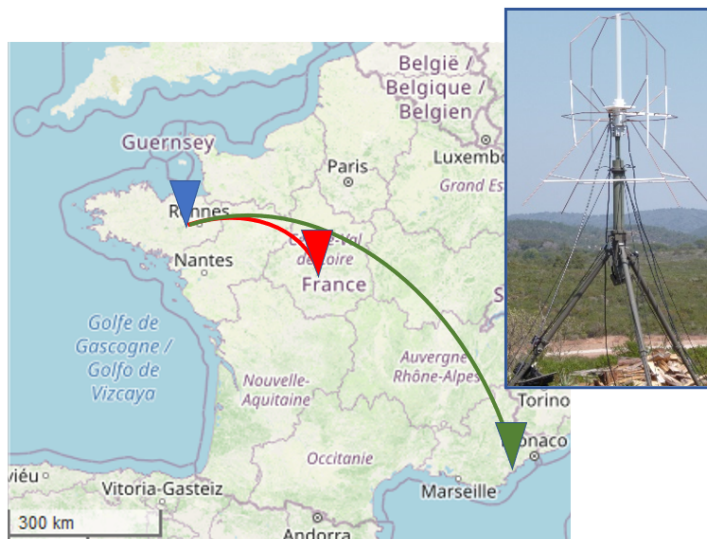


FIGURE 3.7 – Liaisons expérimentales de Monterfil (en bleu) vers Luçay-Le-Mâle (en rouge) et vers Puget-sur-Argens (en vert). En insert, antenne de réception à cadres croisés (deux voies).

être simplement estimée par les $(\hat{H}_k = Y_k/X_k)_{k=0}^{N-1}$, avec $\mathbf{Y} = \mathcal{F}(\mathbf{y})$.

La figure 3.8 présente le résultat de l'estimation de la réponse fréquentielle du canal MIMO-HF 2×2 pour deux sondages de canal successifs séparés d'un peu moins d'une centaine de millisecondes pour une fréquence porteuse $f_0 = 7.8948$ MHz sur la liaison Monterfil \rightarrow Puget-sur-Argens. Les variations en fréquence sont importantes, ce qui confirme que le canal est dispersif, par ailleurs, le canal varie peu à cette échelle de temps mais les quatre canaux MIMO présentent des différences significatives, conséquence de

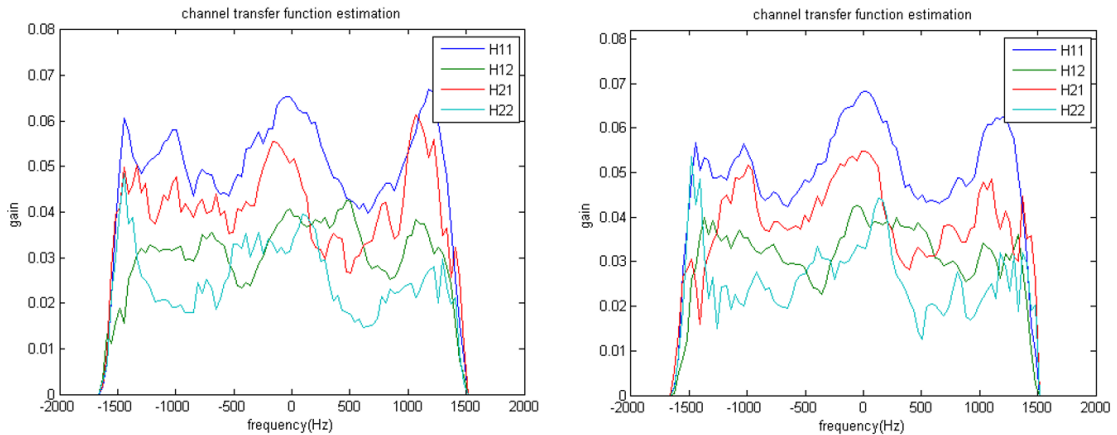


FIGURE 3.8 – Deux estimations successives des quatre fonctions de transfert du canal MIMO-HF 2×2 .

la diversité de polarisation à l'émission.

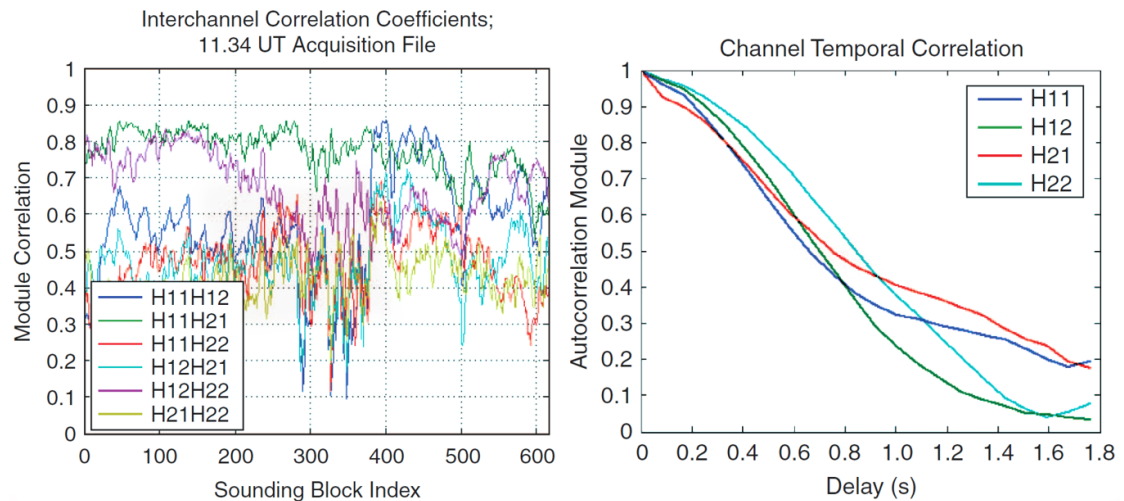


FIGURE 3.9 – Intercorrélation des fonctions de transfert du canal MIMO-HF 2×2 (à gauche) et autocorrélation de chacune des fonctions de transfert (à droite).

L'étude des caractéristiques du canal MIMO-HF a conduit à calculer les coefficients de corrélation entre les canaux et mesurer leurs évolutions dans le temps. En appelant $(j, i) \in \{1, 2\}^2$ et $(j', i') \in \{1, 2\}^2$ deux couples d'antennes d'émission-réception distincts, et $\mathbf{H}_{j,i}$ la réponse fréquentielle du canal entre l'antenne d'émission j et l'antenne de réception i , on calcule six coefficients de corrélation significatifs entre canaux distincts

pour chaque réalisation du canal par :

$$\text{corr}(\mathbf{H}_{j,i}, \mathbf{H}_{j',i'}) = \frac{\text{cov}(\mathbf{H}_{j,i}, \mathbf{H}_{j',i'})}{\sqrt{\text{var}(\mathbf{H}_{j,i}) \text{var}(\mathbf{H}_{j',i'})}} \quad (3.10)$$

La figure 3.9 (à gauche) montre l'évolution de ces coefficients pour 616 blocs de sondage de canal successifs mesuré avec un rapport signal à bruit satisfaisant, variant entre 19 dB et 25 dB. La valeur moyenne de ces coefficients vaut 0.61 et n'excède jamais 0.87 ce qui est inférieur au seuil de 0.95 indiqué par Perez-Alvarez *et al.* [75] pour garantir l'efficacité d'un système MIMO-HF et permet ainsi de valider l'intérêt de l'exploitation de la diversité de polarisation pour des transmission MIMO 2×2 .

Les données collectées permettent aussi d'estimer la durée de stationnarité du canal durant les expérimentations en calculant l'autocorrélation des quatre fonctions de transfert du système MIMO-HF par :

$$\text{autocorr}_{j,i}(p) = \frac{\text{cov}(\mathbf{H}_{j,i}^0, \mathbf{H}_{j,i}^p)}{\sqrt{\text{var}(\mathbf{H}_{j,i}^0) \text{var}(\mathbf{H}_{j,i}^p)}} \quad (3.11)$$

Dans l'équation précédentes, l'index p désigne le bloc de sondage de canal considéré et l'index 0 le premier bloc analysé. Le retard correspondant vaut donc $p.T_{\text{SB}}$, avec $T_{\text{SB}} = 83.75$ ms la durée d'un bloc de sondage de canal. À partir des 616 estimations de canal successives, les modules de l'autocorrélation des quatres canaux du système MIMO-HF pour leur fréquence centrale sont représentés sur la figure 3.9 à droite. En fixant un seuil de 0.9 pour le temps de cohérence du canal et on peut estimer à 250 millisecondes la stationnarité temporelle du canal ionosphérique.

3.5.1 Estimation de la capacité du canal MIMO

Les mesures expérimentales présentées dans la section précédentes permettent d'estimer la capacité du système MIMO-HF 2×2 et d'établir le gain apporté par le système en comparaison à un système SISO sur la même liaison en calculant la capacité de Shannon à partir de l'équation 3.1 pour notre système 2×2 avec des réponses fréquentielle $(\mathbf{H}_k)_{k \in [0..N-1]}$ mesurées sur N intervalles.

Les résultats présentés exploitent les 1067 estimations de canal réalisées à Puget-sur-Argens sur la fréquence $f_0 = 8.0448$ MHz. La figure 3.10 montre la capacité ergodique en fonction du rapport signal à bruit pour le système MIMO-HF 2×2 comparé à la capacité SISO-HF obtenue pour une seule antenne d'émission et une seule antenne de réception. Le comportement asymptotique pour un rapport signal à bruit élevé est une droite de pente 0.6 bits/s.Hz par dB, double de celle de la courbe SISO et proche de la pente asymptotique sur canal de Rayleigh (0.66 bits/s.Hz par dB).

Enfin, les densités de probabilité de la capacité des canaux MIMO-HF et SISO-HF sont représentés figure 3.11 (à gauche) pour un rapport signal à bruit de 20 dB proche

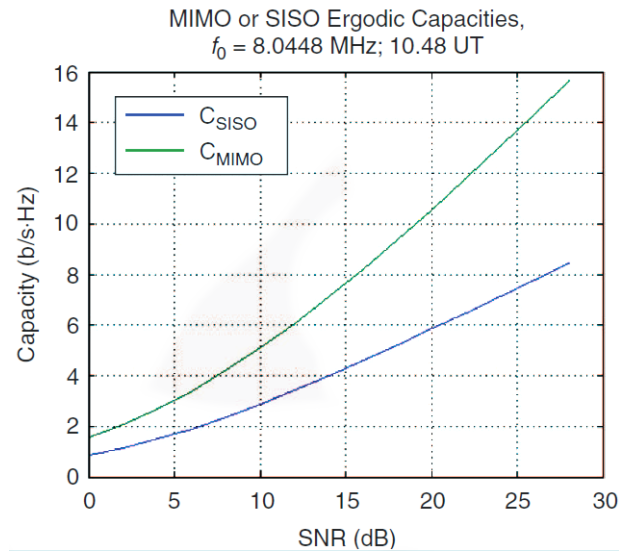


FIGURE 3.10 – Capacités ergodiques SISO-HF et MIMO-HF en fonction du rapport signal à bruit pour les canaux mesurés.

de celui mesuré lors de l'expérimentation. Les fonctions de distribution cumulatives correspondantes sont représentées figure 3.11 (à droite). On peut en déduire que dans 90% des réalisations du canal, la capacité du canal MIMO-HF est supérieure à 9.36 bits/s.Hz contre 5.20 bits/s.Hz pour le canal SISO-HF.

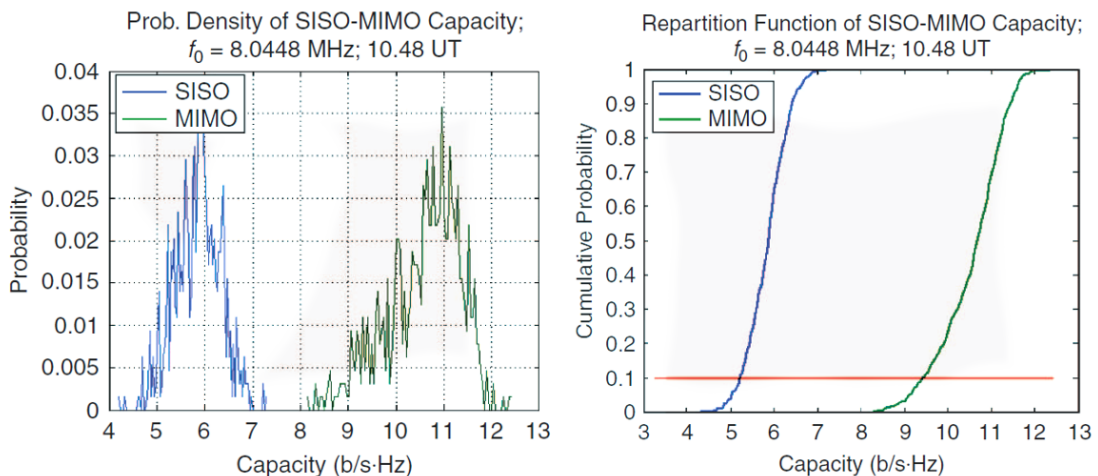


FIGURE 3.11 – Densités de probabilité (à gauche) et fonctions de distribution cumulatives (à droite) pour un rapport signal à bruit égal à 20 dB.

Ces résultats montrent ainsi tout l'intérêt d'exploiter une architecture MIMO-HF basée sur la diversité de polarisation. La section suivante présente les résultats de transmission de données en utilisant le système proposé.

3.5.2 Transmission de données MIMO-HF

La liaison établie entre Monterfil et Lucay-Le-Mâle a permis de tester expérimentalement des transmissions de données exploitant la diversité offerte par l'architecture MIMO. Des transmissions ont ainsi été expérimentées avec succès sur la liaison Monterfil → Lucay-Le-Mâle.

Des trames de 256 symboles 16-QAM avec une extension cyclique de taille 16 ont été émises avec un débit $R = 3200$ bauds. Le filtrage en racine de cosinus surélevé avec un facteur de retombée $\alpha = 0.3$ permet d'obtenir une occupation spectrale de 4.2 kHz. Par ailleurs, deux trames d'estimation de canal sont transmises tous les 16 blocs de données. Cela permet donc d'obtenir un débit $D_{\text{SISO}} = 10.5$ kbps en SISO ou avec une code d'Alamouti et $D_{\text{MIMO}} = 21$ kbps avec un multiplexage spatial.

Les résultats en terme de taux d'erreur binaire sont détaillés dans [73] pour un canal HF de fréquence centrale $f_0 = 5.245$ MHz avec un rapport signal à bruit moyen d'environ 19 dB. La figure 3.12 montre les constellations en réception pour les deux voies de réception après égalisation ZF dans le cas d'un multiplexage spatial. Les taux d'erreur bit mesurés sont de 8.0×10^{-3} sur la voie #1 et 1.2×10^{-2} sur la voie #2.

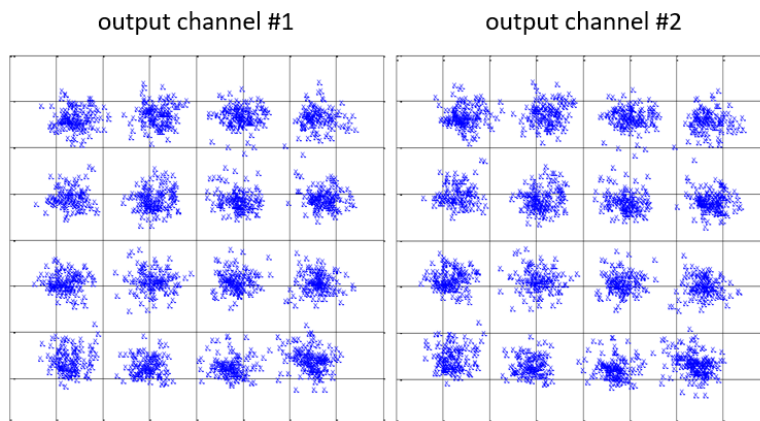


FIGURE 3.12 – Constellations pour chacune des deux voies de sortie pour le système MIMO-HF avec multiplexage spatial et égalisation ZF.

3.6 Conclusion

Exploitée depuis des dizaines d'années pour sa capacité à véhiculer des informations sur des milliers de kilomètres, la bande HF (3-30 MHz) reste néanmoins une ressource

limitée qu'il convient d'exploiter le plus efficacement possible. Cette bande de fréquence présente toujours un intérêt stratégique et les études présentées dans ce chapitre constituent une avancée importante dans la recherche d'architectures MIMO pour les liaisons en bande HF.

Ces travaux sont basés sur l'idée originale d'exploiter la diversité de polarisation en tenant compte des caractéristiques particulières de la propagation des ondes électromagnétiques dans l'ionosphère. La solution MIMO-HF à deux antennes d'émission et deux antennes de réception (2×2) proposée permet ainsi d'exploiter la diversité engendrée par la génération de deux polarisations circulaires complémentaires à l'émission. Cela a mené à la mise en œuvre à l'émission de deux antennes de grande taille, faiblement espacées, et à l'exploitation d'une antenne compacte comportant deux voies de réception.

Parmi les différentes contraintes, celles qui ont déterminé le choix de la forme d'onde sont : le canal sélectif en fréquence, la bande passante étroite, ainsi que les contraintes liées aux amplificateurs de puissance et le traitement MIMO des signaux en réception. Cela nous a conduit à utiliser une modulation mono-porteuse avec égalisation dans le domaine fréquentiel. L'exploitation de la diversité du canal MIMO-HF 2×2 a été envisagée suivant deux axes : l'amélioration de la qualité de la transmission et l'augmentation du débit. Dans le premier cas, un codage spatio-temporel de type Alamouti a été mis en œuvre, tandis que dans le second cas, un multiplexage spatial avec égalisation linéaire ZF ou MMSE a été utilisé.

Les expérimentations menées sur deux liaisons (Monterfil→Luçay-Le-Mâle et Monterfil→Puget-sur-Argens) de respectivement 280 km et 850 km ont permis de valider la faisabilité d'une liaison MIMO-HF exploitant la diversité de polarisation avec des antennes faiblement écartées en émission et une antenne compacte comportant deux voies en réception.

En exploitant les mesures du canal MIMO-HF, nous avons relevé un faible niveau de corrélation entre les voies de transmission ce qui confirme l'existence d'une diversité de polarisation. La mesure de la capacité du canal a montré un gain potentiel important qui permet de presque doubler le débit de transmission à occupation spectrale constante en exploitant cette diversité de polarisation. Enfin, tout cela a été confirmé par des expérimentations de transmissions de données avec multiplexage spatial à un débit de 21 kb/s dans une bande de 4.2 kHz.

De futurs travaux pourraient explorer les domaines suivants : d'une part l'utilisation de traitements itératifs en réception en incluant un codage de canal avec égalisation et décodage conjoint en réception, et d'autre part la possible exploitation de la diversité spatiale en utilisant des techniques MIMO distribuées et un réseau d'antennes non colocalisées avec un système de synchronisation radio.

Conclusion et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire sont en lien avec plusieurs supports de transmissions. Dans le premier chapitre, les études menées concernent les systèmes de communication sur paires téléphoniques utilisant le DSL vectoriel pour le réseau d'accès très haut débit. Le second chapitre décrit les travaux menés pour les futures générations de réseaux d'accès sur fibre optique utilisant l'infrastructure PON. Enfin, le troisième chapitre montre la mise en œuvre de techniques MIMO pour des transmissions dans la bande HF en exploitant la diversité de polarisation.

Une partie des travaux auxquels j'ai participé, et qui ne sont pas développés dans ce mémoire, ont trait à des supports de transmission différents de ceux déjà évoqués. Il s'agit de la fibre optique plastique POF et des communications par courants porteurs PLC dans le cadre des communications très haut débit pour la maison.

Toutes ces études m'ont permis d'appréhender, en collaboration avec des spécialistes de différents domaines, une grande diversité de supports de communication avec des objectifs nécessitant une grande diversité de techniques : partage de l'accès, systèmes MIMO, allocation de ressources.

Pour conclure ce mémoire, je présente quelques perspectives de recherche pour les années à venir. Ces perspectives sont à mettre en relation avec l'institution militaire dans laquelle j'exerce mes activités d'enseignement et de recherche, et s'inscrivent parfaitement dans les thématiques majeures du Lab-STICC, laboratoire des sciences et technologies de l'information et de la communication.

La première perspective est une extension des activités concernant les transmissions MIMO-HF présentées dans le chapitre trois en tenant compte des récentes innovations dans le domaine des technologies MIMO. Les deuxième et troisième perspectives sont plus en rupture avec les travaux présentés dans ce mémoire. Elles concernent d'une part les communications dans un réseau tactique fragmenté, et d'autre part, les réseaux d'objets connectés.

Les différentes problématiques abordées dans ces perspectives feront appel à une grande diversité de technologies : MIMO distribué, méthodes d'apprentissage, communications opportunistes, radios cognitives . . .

Exploitation de la diversité spatiale en bande HF

Décrites dans le chapitre trois, les études réalisées dans le laboratoire ont permis de concevoir et d'expérimenter un système de transmission MIMO-HF pour des an-

tennes exploitant la diversité de polarisation sur deux voies d'émission et deux voies de réception. L'exploitation de la diversité spatiale nécessite un espacement entre des antennes égal à plusieurs fois la longueur d'onde de la porteuse, ce qui conduit en HF à des distances de plusieurs centaines de mètres. Cette condition pourrait être remplie en utilisant le concept d'architecture MIMO distribuée [76] D-MIMO (*Distributed Multiple-Input-Multiple-Output*) appliqué à un ensemble de dispositifs de transmission en bande HF distants les uns des autres, comme illustré par la figure 3.13, et synchronisés par un signal radio [77].

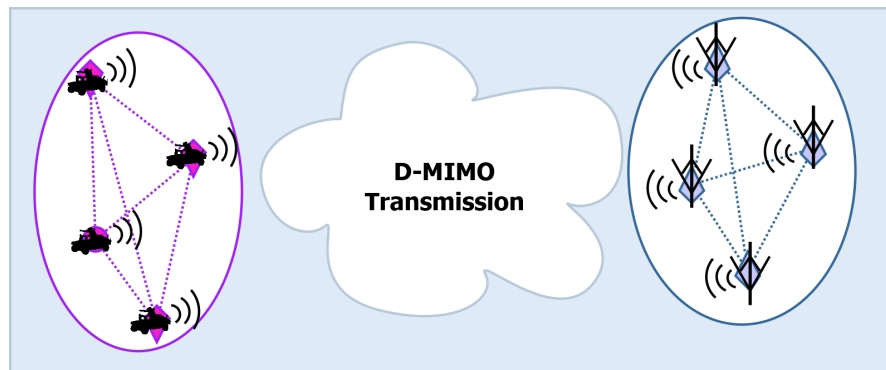


FIGURE 3.13 – Illustration d'architecture D-MIMO appliquée aux transmissions en bande HF.

Dans un premier temps étudié pour le domaine de la téléphonie mobile, le D-MIMO pourrait ainsi servir à améliorer les moyens de communications mobiles ou fixes à longue portée en bande HF. La diversité spatiale à l'échelle d'un convoi ou d'un groupe pourrait ainsi être obtenue grâce à l'exploitation coordonnée des systèmes de transmission de divers éléments répartis sur le terrain de manœuvre. Cela permettrait de fiabiliser le lien radio et/ou d'augmenter le débit ainsi que cela est montré dans [78] par l'estimation théorique du gain en capacité d'une telle configuration.

Ces travaux pourraient être conduits en suivant différents axes définis de la manière suivante :

- Étude de la capacité d'un système D-MIMO en bande HF à l'aide d'outils de simulation de propagation électromagnétique et mise en évidence des effets de la localisation des émetteurs et de l'espacement entre les équipements de transmission ;
- Proposition de formes d'ondes, de schémas de codage spatio-temporel, de systèmes de sélection d'éléments en fonction des résultats de l'étude de la capacité ;
- Conception d'un système de synchronisation par radio adapté au MIMO distribué en bande HF ;
- Développement d'une chaîne de transmission à base d'équipements de radio logicielle à des fins d'expérimentation.

Communications et transmissions d'ordres dans un réseau fragmenté

L'objet de cette perspective est de proposer des techniques permettant de pallier les difficultés d'interconnexions dans des réseaux fragmentés. Dans le contexte des communications radio tactiques mises en œuvre sur un terrain d'opérations, les transmissions sont tributaires de la portée des équipements et de l'état du spectre électromagnétique. Ce dernier peut être occupé par des usagers primaires émettant avec plus de puissance ou être victime de brouillage radioélectrique. Un certain degré d'agilité est donc requis au niveau de la couche physique des réseaux de communication tactiques afin de s'adapter aux contraintes environnementales de transmission.

Cette thématique est développée en collaboration avec Lionel Touseau (CREC, IRISA) afin d'associer l'approche des communications opportunistes s'appuyant sur un modèle de réseaux tolérants aux délais DTN (*Delay Tolerant Network*) à un concept de réseau mobile basé sur la radio cognitive MCRN (*Mobile Cognitive Radio Network*).

DTN et communications opportunistes Un domaine de la recherche en réseaux mobiles ad-hoc MANET (*Mobile Ad hoc NETwork*) s'intéresse aux problématiques de communication en environnement difficile où une connectivité continue ne peut pas être garantie. Les systèmes d'information se construisent souvent sur des hypothèses implicites, telles que l'existence d'un chemin continu de bout-en-bout entre chaque paire de nœuds, de faibles taux d'erreur ou des délais de transmission courts relativement symétriques. Dans [79] un réseau dans lequel au moins une de ces hypothèses n'est pas vérifiée est qualifié de *challenged network* (que l'on pourrait traduire par *réseau lacunaire*).

Afin de pallier l'absence de connexion de bout en bout entre une source et sa destination, le modèle DTN se base sur la conservation des messages par des nœuds intermédiaires et une retransmission différée. Ce modèle de communication s'applique particulièrement aux réseaux mobiles sujets aux ruptures de connectivité causées par : l'arrêt d'un nœud (mise en veille, panne, ou batterie déchargée) ou l'isolement de fragments du réseau due à l'absence de voisins à portée de communication (portée insuffisante, obstacles, brouillage) [80]. L'approche des communications opportunistes [81] permet d'exploiter la mobilité des nœuds afin d'assurer la transmission de messages entre îlots de connectivité (voir figure 3.14). Pour cela, les nœuds se voient assigner trois missions : emmagasiner, transporter et retransmettre les messages au gré des liaisons (contacts radios) avec d'autres nœuds du réseau.

Réseau mobile de radios cognitives Les radios cognitives [82] étendent le concept de radio logicielle en permettant un accès dynamique au spectre. Une radio cognitive est en effet capable d'observer son environnement opérationnel, de se reconfigurer, et d'optimiser son fonctionnement à partir de ses observations, notamment grâce à des techniques d'apprentissage issues du domaine de l'intelligence artificielle. Lorsque ces dispositifs font partie d'un MANET, ils forment alors un réseau mobile de radios cognitives MCRN. Certains travaux se sont intéressés à une approche multicouche du MCRN [83], proposant à la fois une approche opportuniste du spectre et une étude des problématiques de routage.

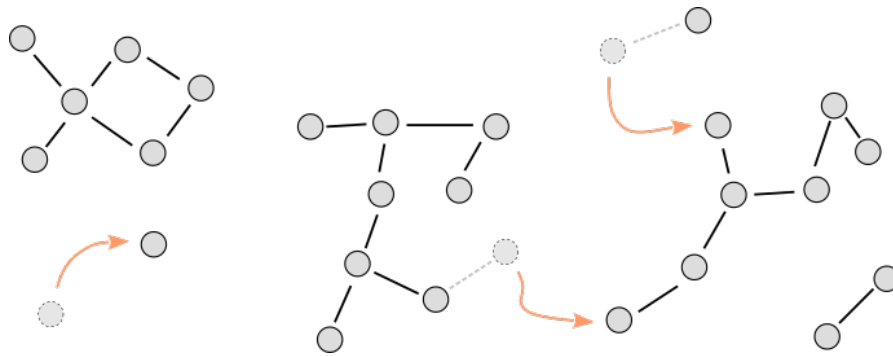


FIGURE 3.14 – Communications opportunistes dans un MANET fragmenté.

L'étude envisagée est donc une approche DTN supportée par un MCRN que nous proposons d'appliquer au cas des communications et des transmissions d'ordres sur le théâtre d'opérations. L'objectif est ainsi d'exploiter la mobilité des nœuds d'un réseau de communications tactiques pour assurer la communication inter-unités, en particulier lorsque la connectivité est compromise ou impossible (manque d'infrastructure, conditions topologiques défavorables, ...), en mettant en œuvre des mécanismes de communications opportunistes s'appuyant sur le MCRN.

Ces travaux s'appuieront sur des techniques d'apprentissage afin de permettre aux nœuds du réseau de s'adapter à la fois à l'environnement et aux différents scénarios de mobilité en tenant compte de la position et du déplacement des unités. Pour cela, divers scénarios devront être étudiés, notamment avec des techniques de simulation prenant en compte des paramètres de mobilité, de topologie de terrain et de l'état du spectre électromagnétique.

Résilience dans les réseaux d'objets connectés IoT

La troisième perspective concerne le domaine de l'IoT (*Internet of Things*) qui connaît un développement important dans tous les domaines d'activités civils et militaires. La résilience, l'efficacité énergétique et la sécurité sont dans ce domaine des questions centrales qui peuvent être explorées au travers de données réelles et représentatives produites par une plateforme expérimentale réaliste. Les problématiques qui seront adressées principalement sont donc : l'accès intelligent au spectre, la localisation des émetteurs et la sécurité du lien radio.

Ces travaux débiteront dans le cadre d'une collaboration entre le CREC et l'IETR avec le financement d'une bourse de post-doctorat accordée conjointement par la DGA et la région Bretagne.

Accès intelligent au spectre L'un des axes est celui de l'inclusion de la radio cognitive dans la norme LoRaWAN (*Long Range Wide Area Network*) pour un accès intelligent au spectre. Il s'agit d'utiliser dans des situations statiques et/ou dynamiques des techniques d'apprentissage décentralisées pour déterminer le choix de la bande de fréquence et

d'un canal à utiliser. Des résultats récents [84] permettent d'apprécier tout l'intérêt de stratégies d'apprentissage dont l'objectif est d'identifier rapidement les meilleures opportunités de disponibilité de canaux en combinant la notion de qualité du canal avec celle d'occupation des bandes et de risques de collisions ou de brouillage.

Géolocalisation Les techniques de localisation appliquées aux signaux reçus peuvent offrir un service de géolocalisation [85] sans avoir recours aux systèmes de positionnement par satellite de type GNSS (*Global Navigation Satellite Systems*). Les travaux permettront d'étudier la combinaison de différents types de données comme le niveau de signal reçu et les temps d'arrivée. Ces données, enrichies d'informations topographiques, pourront être exploitées à l'aide de méthodes d'apprentissage et de l'apport de la génération de données synthétiques.

Étude des vulnérabilités Un des objectifs en lien avec la géolocalisation sera aussi d'étudier la capacité d'un système à déduire des informations de localisation d'émetteur lors de l'interception de communications dans le réseau IoT. L'observation du trafic de ces réseaux et l'analyse statistique des régularités ou irrégularités d'émission permettront également d'extraire des informations sur l'activité du réseau et d'évaluer ce que l'agrégation et l'analyse corrélative de données extraites permet de révéler sur un environnement local IoT civil ou militaire. Dans le cadre de cette étude, ce réseau sera mis à profit pour explorer les vulnérabilités de ces systèmes et apporter des solutions de couche physique pour en améliorer la résilience.

Ces différentes perspectives permettent ainsi de poser les futurs jalons de mes activités de recherche, de développer des nouvelles collaborations et, j'espère, de contribuer à des avancées technologiques dans les domaines concernés.

Bibliographie

- [1] I. WAHIBI, *Algorithmes de précompensation et d'annulation de la diaphonie pour les systèmes DSL*. Thèse de doctorat de l'Université de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, 2008.
- [2] A. ALAMAYREH, *Techniques évoluées d'identification de canal dans les systèmes DSL*. Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2009.
- [3] *Very high speed Digital Subscriber Line 2*, ITU-T SG15 G.993.2, 2006.
- [4] E. KARIPIDIS, N. SIDIROPOULOS, A. LESHEM, L. YOUMING, T. R. et M. OUZZIF, "Cross-talk models for short VDSL2 lines from measured 30 MHz data", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, p. 1-9, 2006.
- [5] W. YU, G. GINIS et J. CIOFFI, "Distributed multiuser power control for digital subscriber lines", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 20, n° 5, p. 1105-1115, 2002.
- [6] R. CENDRILLON, W. YU, M. MOONEN, J. VERLINDEN et T. BOSTOEN, "Optimal multiuser spectrum balancing for digital subscriber lines", *IEEE Transactions on Communications*, t. 54, n° 5, p. 922-933, 2006.
- [7] J. PAPANDRIOPOULOS et J. S. EVANS, "Low-Complexity Distributed Algorithms for Spectrum Balancing in Multi-User DSL Networks", in *2006 IEEE International Conference on Communications*, t. 7, 2006, p. 3270-3275.
- [8] J. VERLINDEN, T. BOSTOEN et G. YSEBAERT, *Dynamic Spectrum Management for Digital Subscriber Lines – Edition 2*. Alcatel Technology White Paper, 2005.
- [9] *Physical layer management for digital subscriber line (DSL) transceivers*, ITU-T Recommendation G.997.1, 2005.
- [10] W. LEE, Y. KIM, M. H. BRADY et J. M. CIOFFI, "SPC09-6 : Band-Preference Dynamic Spectrum Management in a DSL Environment", in *IEEE Globecom 2006*, 2006, p. 1-5.
- [11] J. PAPANDRIOPOULOS et J. S. EVANS, "Band Preference Design Algorithms for Improved Iterative Water-Filling", in *IEEE GLOBECOM 2007 - IEEE Global Telecommunications Conference*, 2007, p. 2899-2903.

- [12] G. GINIS et J. M. CIOFFI, "Vectored transmission for digital subscriber line systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 20, n° 5, p. 1085-1104, juin 2002.
- [13] R. CENDRILLON, G. GINIS, E. VAN DEN BOGAERT et M. MOONEN, "A Near-Optimal Linear Crosstalk Canceler for Upstream VDSL", *IEEE Transactions on Signal Processing*, t. 54, n° 8, p. 3136-3146, 2006.
- [14] R. CENDRILLON, G. GINIS, E. VAN DEN BOGAERT et M. MOONEN, "A Near-Optimal Linear Crosstalk Precoder for Downstream VDSL", *IEEE Transactions on Communications*, t. 55, n° 5, p. 860-863, 2007.
- [15] X. LIN, N. SHROFF et R. SRIKANT, "A tutorial on cross-layer optimization in wireless networks", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 24, n° 8, p. 1452-1463, 2006.
- [16] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "A novel low complexity linear precompensation technique for multi-user DSL Transmissions", in *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS'2007*, Trondheim, Norway, oct. 2007, p. 456-459.
- [17] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "Partial Crosstalk Cancellation with a discrete bit-loading using genetic algorithm", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, t. 64, n° 5, p. 383-389, mars 2009.
- [18] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "Stationary Interference Cancellation in Upstream Coordinated DSL Using a Turbo-MMSE Receiver", *International Journal of Multimedia Broadcasting*, t. 2008, p. 428-437, 2008.
- [19] A. LESHEM et L. YOUMING, "A low complexity coordinated FEXT cancellation for VDSL", in *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS'2004*, déc. 2004, p. 338-341.
- [20] R. S. VARGA, *Matrix Iterative Analysis*. Prentice Hall, 1962.
- [21] R. NABBEN, "Two-sided bounds on the inverse of diagonally dominant tridiagonal matrices", in *Linear Algebra and its Applications*, t. 287, 1999, p. 289-305.
- [22] R. CENDRILLON, G. GINIS, M. MOONEN et K. ACKER, "Partial crosstalk precompensation in downstream VDSL", *Signal Processing*, t. 84, p. 2005-2019, nov. 2004.
- [23] R. CENDRILLON, M. MOONEN, G. GINIS, K. ACKER, B. TOM et V. PIET, "Partial Crosstalk Cancellation for Upstream VDSL", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, t. 2004, août 2004.
- [24] A. R. FOROUZAN et L. GARTH, "Computationally Efficient Partial Crosstalk Cancellation in Fast Time-Varying DSL Crosstalk Environments", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, t. 2007, déc. 2007.

- [25] V. JAN, P. TSIAFLAKIS, M. MOONEN, J. VERLINDEN et G. YSEBAERT, "A Dual Decomposition Approach to Partial Crosstalk Cancellation in a Multiuser DMT-xDSL Environment", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, t. 2007, déc. 2007.
- [26] J. LE MASSON, C. LANGLAIS et C. BERROU, "Linear precoding with low complexity MMSE turbo-equalization and application to the wireless LAN system", in *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*, t. 4, 2005, 2352-2356 Vol. 4.
- [27] A. AL AMAYREH, J. LE MASSON et M. HÉLARD, "Combined method for adaptive channel estimation with application to DMT systems", *International Journal on Wireless & Optical Communications*, t. 4, n° 3, p. 265-280, sept. 2007.
- [28] J. LE MASSON, M. OUZZIF et I. WAHIBI, "Channel estimation using data and pilots for a coordinated DSL system", in *IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM'2007*, Washington, United States, nov. 2007, p. 2868-2872.
- [29] A. AL AMAYREH, J. LE MASSON, M. OUZZIF et M. HÉLARD, "Alien crosstalk elimination in digital subscriber line systems", *IET Communications*, t. 8, n° 10, p. 10, juill. 2014.
- [30] *Fast access to subscriber terminals (G.fast) - Physical layer specification*, ITU-T SG15 G.9701, 2014.
- [31] H. ZOU, A. CHOWDHURY, S. JAGANNATHAN, J. M. CIOFFI et J. LE MASSON, "Multi-User Joint Subchannel and Power Resource-Allocation for Powerline Relay Networks", in *2009 IEEE International Conference on Communications, 2009*, p. 1-5.
- [32] F. J. EFFENBERGER, "The XG-PON System : Cost Effective 10 Gb/s Access", *Journal of Lightwave Technology*, t. 29, n° 4, p. 403-409, 2011.
- [33] T. N. DUONG, *Étude de techniques de modulation multi-porteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique*. Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I, 2010.
- [34] A. GHARBA, *OFDM et allocation des ressources dans les nouvelles générations des réseaux d'accès optiques pour des systèmes mono et multi-utilisateurs*. Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2012.
- [35] T. N. DUONG, N. GENAY, M. OUZZIF et al., "Adaptive Loading Algorithm Implemented in AMOOFDM for Next Generation PON System Integrating Cost-Effective and Low-Bandwidth Optical Devices", *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 21, n° 12, p. 790-792, juin 2009.
- [36] J. CAMPELLO, "Practical bit loading for DMT", in *1999 IEEE International Conference on Communications (Cat. No. 99CH36311)*, t. 2, 1999, 801-805 vol.2.
- [37] H. LEVIN, "A complete and optimal data allocation method for practical discrete multitone systems", in *GLOBECOM'01. IEEE Global Telecommunications Conference (Cat. No.01CH37270)*, t. 1, 2001, 369-374 vol.1.

- [38] T. N. DUONG, N. GENAY, P. CHANCLOU, B. CHARBONNIER, J. LE MASSON et M. OUZZIF, "Maximizing the transmission performance of DMT signal for next generation PON system by direct modulation of cost-effective and low bandwidth lasers", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2009*, San Diego, United States, mars 2009.
- [39] A. GHARBA, M. OUZZIF, J. LE MASSON et al., "Multi-Band Power Allocation in AMOOFDM High Data Rate NG-PON Downlink Transmission Direct Modulation of Linear Laser", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2010*, San Diego, United States, mars 2010, JThA24.
- [40] N. CVIJETIC, D. QIAN, J. HU et T. WANG, "Orthogonal frequency division multiple access PON (OFDMA-PON) for colorless upstream transmission beyond 10 Gb/s", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 28, n° 6, p. 781-790, 2010.
- [41] J. LI, C. ZHANG, F. ZHANG, Y. HE et Z. CHEN, "Experimental demonstration of a single-carrier frequency division multiple address based PON (SCFDMA-PON) architecture", in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2010, p. 1-3.
- [42] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER et J. LE MASSON, "A Single Wavelength 25-Gb/s Symmetric FDMA PON", *Journal of Lightwave Technology*, t. 33, n° 8, p. 1630-1634, avr. 2015.
- [43] B. CHARBONNIER, N. BROCHIER et P. CHANCLOU, "Reflective polarisation independent Mach-Zehnder modulator for FDMA/OFDMA PON", *Electronics Letters*, t. 46, p. 1682-1683, jan. 2011.
- [44] B. CHARBONNIER, N. BROCHIER et P. CHANCLOU, "(O)FDMA PON over a legacy 30dB ODN", in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, mars 2011, p. 1-3.
- [45] B. CHARBONNIER, S. MENEZO, P. O'BRIEN, A. LEBRETON, J. M. FEDELI et B. BEN BAKIR, "Silicon photonics for next generation FDM/FDMA PON", *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, t. 4, n° 9, A29-A37, 2012.
- [46] M. FRANKEL et R. ESMAN, "Optical single-sideband suppressed-carrier modulator for wide-band signal processing", *Journal of Lightwave Technology*, t. 16, n° 5, p. 859-863, 1998.
- [47] B. DAVIES et J. CONRADI, "Hybrid modulator structures for subcarrier and harmonic subcarrier optical single sideband", *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 10, n° 4, p. 600-602, 1998.
- [48] S. BOYD et L. VANDENBERGHE, *Convex optimization*. Cambridge, U.K. : Cambridge University Press, 2004.

- [49] J. SMITH, "Odd-Bit Quadrature Amplitude-Shift Keying", *IEEE Transactions on Communications*, t. 23, n° 3, p. 385-389, 1975.
- [50] P. VITHALADEVUNI, M.-S. ALOUINI et J. KIEFFER, "Exact BER computation for cross QAM constellations", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, t. 4, n° 6, p. 3039-3050, 2005.
- [51] R. DONG, J. LE MASSON, B. CHARBONNIER et A. LEBRETON, "Dynamic resource allocation strategy for frequency-based passive optical networks", in *IEEE International Conference on Communications, ICC'2013*, Budapest, Hungary, juin 2013, p. 3879-3883.
- [52] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER, J. LE MASSON, R. DONG et E. BOUTILLON, "Experimental validation of allocation algorithm for FDM PON", in *15th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2013*, Carthagène, Spain, juin 2013.
- [53] B. CHARBONNIER, A. LEBRETON et J. LE MASSON, "FDMA PON Theoretical Model and Capacity Evaluation", *Journal of optical communications and networking*, t. 6, n° 10, p. 13, oct. 2014.
- [54] R. GAUDINO, J. D. LAMBKIN, B. CHARBONNIER et al., "EU project POF-PLUS : Gigabit transmission over 50 m of step-index plastic optical fibre for home networking", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2009*, San Diego, United States, mars 2009.
- [55] B. CHARBONNIER, P. URVOAS, M. OUZZIF, J. LE MASSON, J. D. LAMBKIN et M. O'GORMAN, "Gigabit transmission over 50 m of Step-Index Plastic Optical Fibre", in *International Conference on Plastic Optical Fibers, POF'2008*, Santa Clara, United States, août 2008.
- [56] "STANAG 4285 - Characteristics of 1200/2400/3600 Bits Per Second Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links", North Atlantic Treaty Organization, Brussels, Belgium, Standard, fév. 1989.
- [57] "STANAG 4539 - Technical Standard For Non-Hopping HF Communications Waveforms", North Atlantic Treaty Organization, Brussels, Belgium, Standard, 2005.
- [58] "MIL-STD-188/110C - Department Of Defense Interface Standard : Interoperability And Performance Standards For Data Modems", North Atlantic Treaty Organization, Washington DC, USA, Standard, 2011.
- [59] C. LAMY-BERGOT, J.-B. CHANTELOUVE, J.-Y. BERNIER, H. DIAKAHTÉ et J.-L. ROGIER, "HF XL : adaptive wideband HF transmissions", in *Proceedings of Nordic HF conference*, 2013.

- [60] H. J. STRANGWAYS, "Estimation of signal correlation at spaced antennas for multi-moded ionospherically reflected signals and its effect on the capacity of SIMO and MIMO HF links", in *2006 10th IET International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques (IRST 2006)*, 2006, p. 306-310.
- [61] A. BISIAUX, *Définition, conception et réalisation d'un modem vectoriel large bande utilisable dans la gamme hautes fréquences*. Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I, 2001.
- [62] C. PERRINE, *Modem vectoriel HF à haut débit*. Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I, 2005.
- [63] C. PERRINE, Y. ERHEL, D. LEMUR, L. BERTEL et A. BOURDILLON, "A way to increase the bit rate in ionospheric radio links", *Annals of Geophysics*, t. 47, n° 2/3, p. 1145-1160, avr. 2004.
- [64] P. M. NDAO, *Système MIMO de transmission numérique à haut débit en gamme HF (3-30 MHz)*. Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I, 2011.
- [65] C. BROUSSEAU, V. GASSE et L. BERTEL, "A New Prediction Program of Radio Circuits in the HF Band : LOCAP1", STPW96, 1996, Hitachi, Japon.
- [66] A. PAULRAJ, R. NABAR et D. GORE, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [67] P. NDAO, D. LEMUR, Y. ERHEL et C. BROUSSEAU, "Capacity estimation of MIMO ionospheric channels", in *The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on Ionospheric radio Systems and Techniques (IRST 2009)*, 2009, p. 1-5.
- [68] F. PANCALDI, G. M. VITETTA, R. KALBASI, N. AL-DHAHIR, M. UYSAL et H. MHEIDAT, "Single-carrier frequency domain equalization", *IEEE Signal Processing Magazine*, t. 25, n° 5, p. 37-56, 2008.
- [69] D. CHU, "Polyphase codes with good periodic correlation properties", *IEEE Transactions on Information Theory*, t. 18, n° 4, p. 531-532, 1972.
- [70] S. ALAMOUTI, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 16, n° 8, p. 1451-1458, 1998.
- [71] N. AL-DHAHIR, "Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels", *IEEE Communications Letters*, t. 5, n° 7, p. 304-306, 2001.
- [72] J. COON, S. ARMOUR, M. BEACH et J. MCGEEHAN, "Adaptive frequency-domain equalization for single-carrier multiple-input multiple-output wireless transmissions", *IEEE Transactions on Signal Processing*, t. 53, n° 8, p. 3247-3256, 2005.
- [73] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "Development and test of a trans-horizon communication system based on a MIMO architecture", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, p. 167, juin 2013.

- [74] Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER, J. LE MASSON et F. MARIE, "Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels : two complementary circular polarizations reduce correlation.", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, t. 58, n° 6, p. 38-48, déc. 2016.
- [75] I. PÉREZ-ÁLVAREZ, S. ZAZO, M. GHOGHO et J. LÓPEZ-PÉREZ, "Experimental results on multicarrier MIMO HF communications", Istanbul, Turkey : 30th URSI General Assembly Scientific Symposium, 2011, p. 354-357.
- [76] Y. XIAOHU, W. DONGMING et W. JIANGZHOU, *Distributed MIMO and Cell-Free Mobile Communication*. Springer, 2021.
- [77] H. V. BALAN, R. ROGALIN, A. MICHALOLIAKOS, K. PSOUNIS et G. CAIRE, "Air-Sync : Enabling Distributed Multiuser MIMO With Full Spatial Multiplexing", *IEEE/ACM Transactions on Networking*, t. 21, n° 6, p. 1681-1695, 2013.
- [78] Z. ZHENG et Z. J. HAAS, "On the Performance of Reconfigurable Distributed MIMO in Mobile Networks", *IEEE Transactions on Communications*, t. 65, n° 4, p. 1609-1622, 2017.
- [79] K. FALL, "A Delay-Tolerant Network Architecture for Challenged Internets", in *Proceedings of ACM SIGCOMM03*, Karlsruhe, Germany, août 2003, p. 27-34.
- [80] A. G. VOYIATZIS, "A Survey of Delay- and Disruption-Tolerant Networking Applications", *Journal of Internet Engineering*, t. 5, n° 1, p. 331-344, juin 2012.
- [81] L. PELUSI, A. PASSARELLA et M. CONTI, "Opportunistic Networking : Data Forwarding in Disconnected Mobile Ad Hoc Networks", *IEEE Communications Magazine*, t. 44, n° 11, p. 134-141, nov. 2006.
- [82] J. MITOLA, "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications", in *1999 IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99) (Cat. No.99EX384)*, 1999, p. 3-10.
- [83] Q. M. SALIH, M. A. RAHMAN, F. AL-TURJMAN et Z. R. M. AZMI, "Smart Routing Management Framework Exploiting Dynamic Data Resources of Cross-Layer Design and Machine Learning Approaches for Mobile Cognitive Radio Networks : A Survey", *IEEE Access*, t. 8, p. 67 835-67 867, 2020.
- [84] A. ABDELGHANY, B. UGUEN, C. MOY et D. LEMUR, "Modelling of the packet delivery rate in an actual LoRaWAN network", *Electronics Letters*, t. 57, n° 11, p. 460-462, 2021.
- [85] Y. ERHEL, J. LE MASSON, D. LEMUR, F. MARIE et M. OGER, "Application of Hyperbolic Methods Based on PDOA for Transmitter Localization in the UHF Band", in *2018 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*, 2018, p. 1-2.

Curriculum Vitæ

Jérôme Le Masson (*jerome.lemasson@st-cyr.terre-net.defense.gouv.fr*)

né le 4 août 1977 ;
RQTH depuis 2002 ;
Marié, deux enfants.

Maître de conférence (Section 61, Classe Normale) de l'Université de Bretagne-Sud
Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et
de la Connaissance (Lab-STICC, CNRS, UMR 6285, équipe CoSyDe) ;
En position de détachement à l'Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan.

A.1 Cursus académique

décembre 2005 : **Doctorat** de l'Université de Bretagne-Sud,
*Systèmes de transmissions avec précodage linéaire et traitement itératif, application à
l'OFDM et aux techniques MIMO,*
sous la direction de Pr. Claude Berrou.

juillet 2002 : **Diplôme d'Ingénieur** de l'École Nationale Supérieure des Télécom-
munications de Bretagne¹,
option *Circuits Intégrés et Systèmes de Télécommunications* ;
DEA d'Électronique de l'Université de Bretagne-Sud.

1995-1998 : Classes préparatoires (MPSI, MP*, MP*) au lycée Faidherbe (Lille).

juin 1995 : **Baccalauréat S**, spécialité Mathématiques.

A.2 Carrière professionnelle

2009-... : Maître de conférences à l'Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan
(AMSCC, Guer) détaché de l'Université de Bretagne-Sud,

1. ENST-Bretagne, actuellement IMT-Atlantique

Chercheur dans le domaine des communications numériques (Lab-STICC équipe CoSyDe, CREC Saint Cyr);

Enseignant en électronique et systèmes de communications.

2005-2009 : Ingénieur de Recherche à France Télécom R&D²(Lannion),
Chercheur dans le domaine des communications numériques pour le réseau d'accès.

2002-2005 : Doctorant au département électronique de l'ENST-Bretagne (Brest),
Systèmes de radiocommunication MIMO-OFDM;
Vacataire enseignant en électronique numérique (cycle ingénieur).

2002 : Stagiaire DEA à l'IRISA (Rennes, 4 mois),
Étude d'un jeu d'instructions VLIW et d'un compilateur C optimisés pour la cryptographie à clé privée.

2000-2001 : Jeune Ingénieur à Motorola (Toulouse, 12 mois),
Application aux architectures RISC d'une nouvelle méthodologie de conception de processeurs;
Utilisation et évaluation de l'outil de conception CoWare pour les systèmes sur puces.

2. France Télécom R&D, actuellement Orange Labs

Activités d'enseignement

Cette annexe résume mes activités d'enseignement actuelles au sein de l'Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan. Ces activités concernent deux formations : l'*École Spéciale Militaire* (ESM) et l'*École Militaire Inter-Armes* (EMIA).

L'ESM est la formation initiale des officiers de l'armée de terre pour des élèves issus de classes préparatoires aux grandes écoles et pour lesquels la formation académique en filière scientifique mène à un diplôme d'ingénieur. Mes interventions, synthétisées dans la section B.1, ont lieu dans le cadre du parcours de la majeure *Électronique du Champ de Bataille* (ECB).

L'EMIA est une formation d'officier ouverte sur concours aux sous-officiers de l'armée de terre. La formation mène à un diplôme de licence et mes enseignements (voir section B.2) font partie de l'option *Électronique du Champ de Bataille* (ECB).

Par ailleurs, je propose depuis 2021 un module *Wireless Communications* dans un semestre d'étude de niveau M1 proposé à des étudiants d'académies militaires européennes partenaires (section B.3).

Enfin, je participe depuis 2016 à la procédure d'évaluation par l'AMSCC de candidats au titre d'*Ingénieur Diplômé par l'État* IDPE¹. Cela implique un suivi des candidats pendant la préparation de leur mémoire et une participation au jury lors de leur soutenance.

1. <https://www.sidpe.fr/diplome-ingenieur-dpe/>

B.1 Enseignement au profit de l'ESM

Niveau	Module	Volume horaire CM/TD/TP
ESM3 1 ^{ère} année Ingénieur	SYN2 <i>Systèmes numériques 2</i> Composants programmables FPGA, langage VHDL.	4h / 4h / 18h
ESM2 2 ^{ème} année Ingénieur	COE <i>Contrôleurs Embarqués</i> Systèmes à micro-contrôleurs et programmation en langage C.	- / 7h / 15h
	PRO <i>Outil Proteus</i> Simulation de circuits et conception de cartes avec un outil de CAO.	4h / - / 4h
	PEA <i>Projet d'Électronique Appliquée</i> Réalisation d'un mini-projet d'électronique.	1h / 6h / 31h
	TCOM1 <i>Télécom 1</i> Chaîne de transmission radio, modulations / démodulation, canal de propagation.	- / 8h / 8h
	TCOM2 <i>Télécom 2</i> Communications numériques, égalisation, OFDM, codage de canal, allocation de ressources, radio logicielle.	6h / 22h / 12h
Total		15h / 47h / 88h

B.2 Enseignement au profit de l'EMIA

Niveau	Module	Volume horaire CM/TD/TP
EMIA1 2 ^{ème} année Niveau L3	SyER <i>Systèmes d'Émission / Réception</i> Chaîne de transmission radio, modulations / démodulation, communications numériques.	7h / 2h / 11h
	PRJ : <i>Projet Robotique</i> Projet dans le domaine de la robotique mobile.	2h / 2h / 44h
Total		9h / 4h / 55h

B.3 Autres activités d'enseignement et d'encadrement

Module WCOM : *Wireless Communications* pour des étudiants d'académies militaires européennes partenaires de l'AMSCC (12h de cours, niveau M1, en anglais);

Projet PdP : Encadrement d'un groupe de 4 à 5 élèves dans le module *Pédagogie de Projet* (2^{ème} année ingénieur), se déroulant sur un semestre, éventuellement en partenariat avec un industriel;

Stage S5 : Tuteur chaque année de 3 à 4 élèves de l'ESM en stage de fin d'études dans des laboratoires partenaires et participation aux jurys de soutenance de stage (3^{ème} année ingénieur);

Jury IDPE : Membre du Jury École pour l'attribution du titre d'*Ingénieur Diplômé par l'État*.

Synthèse des activités de recherche

Sommaire

C.1 Encadrement de post-doctorants, doctorants, master	103
C.1.1 Post-doctorante	103
C.1.2 Doctorants	104
C.1.3 Stagiaires de master et/ou ingénieur	104
C.2 Membre du jury et membre de comités de suivi de thèses	105
C.2.1 Membre de comités de suivi de thèses	105
C.2.2 Membre du jury de soutenances de thèses	105
C.3 Projets de recherche	106
C.3.1 Projets collaboratifs	106
C.3.2 Partenariats et projets bilatéraux	107
C.4 Expertise	108
C.4.1 Expertise de projets	108
C.4.2 Séminaire scientifique et intervenant invité	108

C.1 Encadrement de post-doctorants, doctorants, master

Encadrement d'une post-doctorante, co-encadrement de quatre doctorants et encadrement de neuf stagiaires de master et/ou ingénieur.

C.1.1 Post-doctorante

Rongping Dong (2012-2103, durée : 16 mois)

Titre : *Méthodes d'allocation de ressources pour les réseaux d'accès optique passifs*

Affiliation : Université de Bretagne-Sud (Lab-STICC)

Situation actuelle : Billink IT (Irlande)

C.1.2 Doctorants

Aurélien Lebreton (2011-2015)

Allocation dynamique de ressources basée sur un multiplexage radio-fréquence pour les futurs réseaux d'accès optiques passifs

Affiliation : Université de Bretagne-Sud (Lab-STICC), Orange Labs Lannion

Encadrement : Benoît Charbonnier, Jérôme Le Masson, Pr. Emmanuel Boutillon (directeur de thèse)

Situation actuelle : Ingénieur Systèmes DWDM, Ekinops (Lannion)

Ahmed Gharba (2009-2012)

OFDM et allocation de ressources dans les nouvelles générations de réseaux d'accès optique

Affiliation : INSA de Rennes (IETR), Orange Labs Lannion

Encadrement : Jérôme Le Masson, Philippe Chanclou, Pr. Maryline Héléard (directrice de thèse)

Situation actuelle : Automotive Network Engineer, Huawei (Allemagne)

Ahmad Al Amayreh (2006-2009)

Techniques évoluées d'identification de canal dans les systèmes DSL

Affiliation : INSA de Rennes (IETR), Orange Labs Lannion

Encadrement : Jérôme Le Masson, Pr. Maryline Héléard (directrice de thèse)

Situation actuelle : Assistant Professor, Al Ahliyya Amman University (Jordanie)

Issam Wahibi (2005-2008)

Algorithmes de précompensation et d'annulation dans les systèmes DSL

Affiliation : IMT-Atlantique - Université de Bretagne-Sud (Lab-STICC), Orange Labs Lannion

Encadrement : Jérôme Le Masson, Meryem Ouzzif, Pr. Samir Saoudi (directeur de thèse)

Situation actuelle : Fixed Networks Engineer, Nokia (Maroc)

C.1.3 Stagiaires de master et/ou ingénieur

Petr Horki (2019)

FMCW range measurement

University of Defence (République Tchèque)

Paul Godefroy (2017)

Localisation d'un module radio LoRa par la méthode des angles d'arrivée

École Polytechnique (Palaiseau)

Adrien Cacheleux (2015)

Géolocalisation d'émetteurs par des méthodes PDOA

Écoles de Saint-Cyr Coëtquidan (Guer)

Khalil Aissaoui (2015)

Système de géolocalisation dans un réseau ad-hoc indoor

Académie Militaire de Foundouk Jedid (Tunisie)

Magatte Yaye (2008)

Étude et comparaison de la capacité de différentes méthodes d'accès dans le contexte des transmissions par courants porteurs

École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges (ENSIL)

Shuang Xia (2008)

Prototypage d'un système DSL multi-utilisateur coordonné

École Supérieure d'Électricité (Supélec), campus de Rennes

Moussa Dialo (2007)

Estimation et suivi de canal dans un système PLC

École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges (ENSIL)

Abdulaye Bagayoko (2007)

Allocation de ressources multi-utilisateurs dans un système DSL coordonné

École Nationale Supérieure de l'Électronique et de ses Applications (ENSEA, Cergy-Pontoise)

Nicolas Delaunay (2007)

Pré-égalisation appliquée aux transmissions PLC (PowerLine Communications)

École Nationale Supérieure d'Électronique, Informatique, télécommunications, mathématiques et mécanique de Bordeaux (ENSEIRB)

C.2 Membre du jury et membre de comités de suivi de thèses

Membre du comité de suivi d'une thèse et participation à sept jurys de thèse (hors thèses co-encadrées).

C.2.1 Membre de comités de suivi de thèses

Ahmed Nagy Abdel Ghany (2018-...)

Radio localization for IoT-LPWAN infrastructures

Université de Rennes 1

sous la direction de Pr. Bernard Uguen

C.2.2 Membre du jury de soutenances de thèses

Junyi Feng (décembre 2013)

Device-to-device communications in LTE-advanced network

IMT-Atlantique - Université de Bretagne-Sud

sous la direction de Pr. Samir Saoudi

Rongping Dong (décembre 2011)

Cross-layer optimization for indoor powerline communication networks

IMT-Atlantique - Université de Bretagne-Sud

sous la direction de Pr. Samir Saoudi

Papa Moussa Ndao (juillet 2011)

Système MIMO de transmission numérique à haut débit en gamme HF (3-30 MHz)
 Université de Rennes 1
 sous la direction de Pr. Yvon Erhel

Abdul-Rahman El Falou (mai 2011)

Étude et analyse des dispositifs de compensations des distorsions dans les systèmes de transmission WDM longue portée à 10 et/ou 40 Gbit/s
 IMT-Atlantique - Université de Bretagne-Sud
 sous la direction de Pr. Laurent Dupont

Moussa Diallo (octobre 2010)

L'estimation de canal des systèmes MIMO OFDM. Application aux systèmes 3GPP et 802.11n
 INSA de Rennes
 sous la direction de Pr. Maryline Hélard

Ali Kalakech (septembre 2010)

DSL : crosstalk estimation techniques, and impact on DSM
 Université Catholique de Louvain
 sous la direction de Pr. Luc Vandendorpe

Yi Yu (décembre 2007)

Turbo processing for closed-loop MIMO systems with limited feedback
 IMT-Atlantique - Université de Bretagne-Sud
 sous la direction de Pr. Claude Berrou

C.3 Projets de recherche

Participation et/ou contribution au montage de deux projets européens et trois projets nationaux. Participation à cinq partenariats et projets bilatéraux.

C.3.1 Projets collaboratifs

C.3.1.1 Projets internationaux

Projet CELTIC 4G BB (2009-2011)

Enabling 4th Generation Broadband Systems via the last copper drop

Partenaires : British Telecom, Ericsson AB, EUR AB, Orange Labs, Lund University, Telefónica I+D, TNO, Turk Telekom, Universidad Politécnica de Madrid, UpZide Technology AB, Actelis Networks, EPFL, Robotiker-Tecnalia, SIDA, University of Edinburgh

Objectif : Permettre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde sur le dernier segment de paire téléphonique (20m à 200m) dans le cadre d'une architecture hybride fibre optique / paire téléphonique.

Rôle : Contributeur au montage du projet pour Orange Labs.

Projet FP7 POF-PLUS (2008-2011)

Plastic Optical Fibre for Pervasive Low-cost Ultra-high capacity Systems

Partenaires : Istituto Superiore Mario Boella, Luceat, Fraunhofer-Gesellschaft, Plastic Optical Fibre Application Centre, Firecomms, Rosetta, Telecom Italia, Orange Labs, Technical University of Eindhoven

Objectif : Développer de nouveaux composants photoniques (lasers, photodiodes) et proposer de nouvelles technologies de transmission pour les fibres optiques plastiques POF (Plastic Optical Fibre) à large cœur.

Rôle : Contributeur dans la tâche WP-PHY *Advanced physical-layer transmission solutions*.

C.3.1.2 Projets nationaux**Projet RAPID REACC-RF (2015-2019)**

RÉseau Autonome de Capteurs Côtiers Radio-Fréquences

Partenaires : Université de Rennes 1 (IETR), CREC Saint-Cyr, SYRLINKS

Objectif : Implémenter et tester des algorithmes de localisation d'émetteurs en zone maritime par des méthodes PDoA (Power Differences of Arrival).

Rôle : Contributeur.

Projet ANR FAON (2011-2015)

Frequency based Access Optical Networks

Partenaires : Orange Labs, CEA-LETI, Université de Rennes 1 (IRISA et FOTON), Université de Bretagne-Sud (Lab-STICC)

Objectif : Démontrer la faisabilité d'un nouveau type de PON (Passive Optical Network) pour le réseau d'accès qui utilise une modulation optique par réflexion, un multiplexage en fréquence et un mécanisme d'allocation dynamique de ressources.

Rôle : Responsable scientifique pour le Lab-STICC et responsable de la tâche WP4 *Dynamic bandwidth allocation and digital signal processing*.

Projet ANR EPOD (2009-2011)

RésEau oPtique passif amélioré utilisant la modulation OFDM

Partenaires : Orange Labs, 3S Photonics, Université de Limoges (XLIM), Université Pierre et Marie Curie (LISIF)

Objectif : Proposer de nouvelles architectures des réseaux d'accès très haut débit en utilisant un format de modulation multi-porteuses de type OFDM pour la fibre optique.

Rôle : Contributeur au montage du projet pour les tâches WP4 (*System modeling*) et WP5 (*System evaluation*).

C.3.2 Partenariats et projets bilatéraux**Configurations SIMO pour des transmissions HF haut-débit (2014-2016)**

Partenaires : CREC Saint-Cyr, Université de Rennes 1 (IETR), THALES Communications and Security

Objectif : Dans le cadre du plan d'étude amont (PEA) SALAMANDRE, étude de la capacité du canal SIMO dans une liaison HF haut-débit et comparaison de différentes configurations d'antennes.

Canal SIMO large bande et configurations d'antennes pour les transmissions HF (2012-2013)

Partenaires : CREC Saint-Cyr, Université de Rennes 1 (IETR), THALES Communications and Security

Objectif : Dans le cadre de l'étude technico-opérationnelle (ETO) RIFAN 3, modélisation du canal HF pour les liaisons à large bande, mesure et étude du canal sur une liaison expérimentale de 820 km.

Faisabilité d'une liaison HF entre un mobile rapide et une station au sol (2010-2011)

Partenaires : CREC Saint-Cyr, Université de Rennes 1 (IETR), EADS (groupe Airbus)

Objectif : Étude de la faisabilité et estimation des performances d'une liaison dans la bande entre un mobile rapide et une station au sol.

Multi-user resource allocation algorithms for powerline communication networks (2007-2009)

Partenaires : Orange Labs, Pr. John Cioffi (Stanford University)

Objectif : Allocation de ressources exploitant la diversité multi-utilisateur et la présence de relais pour garantir une qualité de service (QoS) dans les communications par courants porteurs.

Theoretical study of the vector broadcast channel (2005-2006)

Partenaires : Orange Labs, Pr. John Cioffi (Stanford University)

Objectif : Étude concernant les systèmes DSL vectoriels en abordant les problématiques suivantes : régions de capacité pour le canal descendant, affectation des lignes dans un système vectoriel, insertion de nouveaux utilisateurs dans un système vectoriel actif.

C.4 Expertise

Deux expertises de projets ANR, une présentation à un séminaire scientifique et intervenant invité dans un forum international.

C.4.1 Expertise de projets

- Expertise projet ANR programme CE25 2016
- Expertise projet ANR programme JCJC 2015

C.4.2 Séminaire scientifique et intervenant invité

GDR-ISIS (Réunion du 20 juin 2012)

Titre : *Techniques d'estimation de canal dans les systèmes DSL*

GLOBECOM'07 (29 novembre 2007)

ACCESS '07 Executive Business Forum, session *DSL Access and Gains from DSM*

Titre : *DSL access and advantages from DSM in France*

Publications

Sommaire

D.1 Brevets	111
D.2 Contribution en normalisation	112
D.3 Articles de journaux	112
D.4 Communications en conférences	113
D.5 Autres documents	118

D.1 Brevets

- [B-1] J. LE MASSON, M. OUZZIF et I. WAHIBI, "Procédé de traitement des interférences dans un système xDSL", EP2106081, FR0852041, mars 2008.
- [B-2] A. AL AMAYREH et J. LE MASSON, "Méthode de séparation de sources dans un système multisources ", EP2179529, FR0756661, juill. 2007.
- [B-3] I. WAHIBI, M. OUZZIF et J. LE MASSON, "Amélioration des méthodes de traitement de la télédiaphonie dans des systèmes XDSL", WO2009053588, EP2210349, FR2922063, oct. 2007.
- [B-4] J. LE MASSON, M. OUZZIF et I. WAHIBI, "Procédé et dispositifs pour l'estimation des coefficients de couplage télédiaphonique lors de la mise en service d'une ligne", WO2008009853, EP2074705, FR0653079, juill. 2006.
- [B-5] I. WAHIBI, M. OUZZIF et J. LE MASSON, "Procédé de sélection spatio-fréquentielle des coefficients de couplage basé sur une contrainte de performance en vue d'une précompensation/annulation partielle", EP1926220, FR0655007, nov. 2006.

D.2 Contribution en normalisation

- [N-1] J. LE MASSON, M. OUZZIF et H. MARIOTTE, *Update of the channel estimation matrix during the insertion of a new user*, ITU-T, SG15, juin 2007.

D.3 Articles de journaux

- [J-1] Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "Antenna selection in a SIMO architecture for HF radio links : Antenna selection in a SIMO architecture", *Radio Science*, t. 51, n° 3, p. 223-230, 2016.
- [J-2] Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER, J. LE MASSON et F. MARIE, "Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels : two complementary circular polarizations reduce correlation.", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, t. 58, n° 6, p. 38-48, déc. 2016.
- [J-3] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER et J. LE MASSON, "A Single Wavelength 25-Gb/s Symmetric FDMA PON", *Journal of Lightwave Technology*, t. 33, n° 8, p. 1630-1634, avr. 2015.
- [J-4] A. AL AMAYREH, J. LE MASSON, M. OUZZIF et M. HÉLARD, "Alien crosstalk elimination in digital subscriber line systems", *IET Communications*, t. 8, n° 10, p. 10, juill. 2014.
- [J-5] B. CHARBONNIER, A. LEBRETON et J. LE MASSON, "FDMA PON Theoretical Model and Capacity Evaluation", *Journal of optical communications and networking*, t. 6, n° 10, p. 13, oct. 2014.
- [J-6] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "Development and test of a trans-horizon communication system based on a MIMO architecture", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, p. 167, juin 2013.
- [J-7] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER, F. MARIE et J. LE MASSON, "Test of HF (3-30 MHz) MIMO communication system based on polarisation diversity", *Electronics Letters*, t. 48, n° 1, p. 50, jan. 2012.
- [J-8] A. GHARBA, P. CHANCLOU, J. LE MASSON et al., "Optical Transmission Performance for Directly Modulated Laser Considering Laser Chirp and Fiber Dispersion Using Adaptively Modulated Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing", *Fiber and Integrated Optics*, t. 30, p. 322-335, 2011.
- [J-9] A. GHARBA, P. CHANCLOU, J. LE MASSON et al., "Optical transmission performance in AMOOFDM downlink NG-PON systems using APD and pin receivers", *Electronics Letters*, t. 47, n° 13, 761-U52, juin 2011.
- [J-10] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR et J. LE MASSON, "Design of a high-frequency (3-30 MHz) multiple-input multiple-output system resorting to polarisation diversity", *IET Microwaves Antennas and Propagation*, t. 5, n° 11, p. 1310-1318, 2011.

- [J-11] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR et J. LE MASSON, "Performance Estimation of a Diversely Polarized MIMO Solution for HF (3-30 MHz) Applications", *MTA Review*, t. XX, n° 4, p. 215-226, déc. 2010.
- [J-12] T. N. DUONG, N. GENAY, M. OUZZIF et al., "Adaptive Loading Algorithm Implemented in AMOOFDM for Next Generation PON System Integrating Cost-Effective and Low-Bandwidth Optical Devices", *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 21, n° 12, p. 790-792, juin 2009.
- [J-13] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "Partial Crosstalk Cancellation with a discrete bit-loading using genetic algorithm", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, t. 64, n° 5, p. 383-389, mars 2009.
- [J-14] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "Stationary Interference Cancellation in Upstream Coordinated DSL Using a Turbo-MMSE Receiver", *International Journal of Multimedia Broadcasting*, t. 2008, p. 428-437, 2008.
- [J-15] A. AL AMAYREH, J. LE MASSON et M. HÉLARD, "Combined method for adaptive channel estimation with application to DMT systems", *International Journal on Wireless & Optical Communications*, t. 4, n° 3, p. 265-280, sept. 2007.
- [J-16] JEGO, CHRISTOPHE, LE MASSON, JÉRÔME et PIRIOU, ERWAN, "Initiation à la conception de circuit numérique avec un langage de modélisation système : SystemC", *J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, t. 4, 2005.

D.4 Communications en conférences

- [C-1] Y. ERHEL, J. LE MASSON, D. LEMUR, F. MARIE et M. OGER, "Application of hyperbolic methods based on PDOA for transmitter localization in the UHF band", in *IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean, RADIO'2018*, Wolmar, Mauritius, oct. 2018.
- [C-2] Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "Antenna selection in a SIMO architecture for HF radio links", in *Ionospheric Effects Symposium, IES'2015*, Alexandria (Va), United States, mai 2015, pp 3B14-3B21.
- [C-3] M. SEVAUX, A. ROSSI et J. LE MASSON, "Allocation de ressources en voie descendante", in *16ème congrès de la Société Française de Recherche Opérationnelle et d'Aide à la Décision, ROADEF'2015*, Marseille, France, fév. 2015.
- [C-4] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER et J. LE MASSON, "A single wavelength 25Gbps symmetric FDMA PON", in *40th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC'2014*, Cannes, France, sept. 2014.
- [C-5] D. LEMUR, Y. ERHEL, M. OGER et J. LE MASSON, "MIMO channel measurements on a ionospheric HF (3-30 MHz) radio link", in *International Conference on Systems, Signals and Image Processing, IWSSIP'2014*, Dubrovnik, Croatia, mai 2014, p. 1191-1194.

- [C-6] S. STRAULLU, A. NESPOLA, P. SAVIO et al., "System aspects of the FDMA PON conceived within the FABULOUS European project", in *International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON'2014*, Graz, Austria, juill. 2014.
- [C-7] R. DONG, J. LE MASSON, B. CHARBONNIER et A. LEBRETON, "Dynamic resource allocation strategy for frequency-based passive optical networks", in *IEEE International Conference on Communications, ICC'2013*, Budapest, Hungary, juin 2013, p. 3879-3883.
- [C-8] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER, G. B. DE FARIAS et al., "Low complexity FDM/FDMA approach for future PON", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2013*, Anaheim, United States, mars 2013.
- [C-9] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER et J. LE MASSON, "Demonstration expérimentale d'un lien descendant à 20Gbps dans un PON FDMA", in *32èmes Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG'2013*, Paris, France, 2013.
- [C-10] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER, J. LE MASSON, R. DONG et E. BOUTILLON, "Experimental validation of allocation algorithm for FDM PON", in *15th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2013*, Carthagène, Spain, juin 2013.
- [C-11] A. LEBRETON, B. CHARBONNIER, J. LE MASSON, R. DONG et P. CHANCLOU, "Experimental demonstration of 39Gbps for FDM PON", in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC'2013*, Londres, United Kingdom, sept. 2013.
- [C-12] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "Implementation of a MIMO solution for ionospheric HF (3-30 MHz) radio links", in *7th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP'2013*, sér. Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation, Goteborg, Sweden, avr. 2013, p. 510-514.
- [C-13] J. LE MASSON, Y. ERHEL et M. A.R., "Simulated performance of the STANAG 4538 HF transmission standard", in *IET International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques, IRST 2012*, York, United Kingdom, mai 2012.
- [C-14] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "First experiments of a HF MIMO system with polarization diversity", in *IET International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques, IRST 2012*, York, United Kingdom, mai 2012.
- [C-15] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR, M. OGER et J. LE MASSON, "Premiers essais d'une liaison HF de type MIMO à diversité de polarisation", in *Journée d'études DGA HF*, Toulon, France, nov. 2012.
- [C-16] L. ANET NETO, P. CHANCLOU, N. BROCHIER et al., "10Gb/s over 513km uncompensated SSMF link using direct modulation and direct detection", in *European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC'2011*, Geneva, Switzerland, sept. 2011.

- [C-17] L. ANET NETO, P. CHANCLOU, B. CHARBONNIER et al., "On the interest of chirped lasers for AMOOFDM transmissions in long distance PON networks", in *Optical Fiber Communication Conference, OFC'2011*, Los Angeles, United States, mars 2011.
- [C-18] L. ANET NETO, P. CHANCLOU, B. CHARBONNIER et al., "Up to 40Gb/s Optically Amplified AMOOFDM for Next Generation PON Networks", in *Optical Fiber Communication Conference & Exposition, OFC/NFOEC'2011*, Los Angeles, United States, mars 2011, OTuK7.
- [C-19] L. ANET NETO, A. GHARBA, P. CHANCLOU et al., "High bit rate burst mode optical OFDM for next generation passive optical networks", in *European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC'2010*, Torino, Italy, sept. 2010.
- [C-20] T. N. DUONG, C. MILION, N. GENAY et al., "Very high bit rate transmission for NGPON using AMOOFDM direct modulation of linear laser", in *Optical Fiber Communication Conference & Exposition, OFC/NFOEC'2010*, San Diego, United States, mars 2010, OTuO3.
- [C-21] A. GHARBA, P. CHANCLOU, M. OUZZIF et al., "Optical transmission performance for DML considering laser chirp and fiber dispersion using AMOOFDM", in *International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, ICUMT'2010*, Moscou, Russia, oct. 2010, p. 1022.
- [C-22] A. GHARBA, M. OUZZIF, J. LE MASSON et al., "Multi-Band Power Allocation in AMOOFDM High Data Rate NG-PON Downlink Transmission Direct Modulation of Linear Laser", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2010*, San Diego, United States, mars 2010, JThA24.
- [C-23] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR et J. LE MASSON, "A MIMO solution based on polarization diversity for ionospheric radio links", in *International Conference on Communications, COMM'2010*, Bucarest, Romania, juin 2010.
- [C-24] P.-M. NDAO, Y. ERHEL, D. LEMUR et J. LE MASSON, "Utilisation de la diversité de polarisation dans une architecture MIMO pour applications HF", in *Journée d'études DGA HF*, Toulon, France, oct. 2010.
- [C-25] R. XIA, L. ANET NETO, A. GHARBA et al., "Transmissions OFDM en Mode Rafale avec des Composants à Faible Bande Passante pour les Réseaux d'Accès", in *29èmes Journées Nationales d'Optique Guidée, JNOG'2010*, Besançon, France, oct. 2010.
- [C-26] T. N. DUONG, N. GENAY, P. CHANCLOU, B. CHARBONNIER, J. LE MASSON et M. OUZZIF, "Maximizing the transmission performance of DMT signal for next generation PON system by direct modulation of cost-effective and low bandwidth lasers", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2009*, San Diego, United States, mars 2009.

- [C-27] R. GAUDINO, J. D. LAMBKIN, B. CHARBONNIER et al., "EU project POF-PLUS : Gigabit transmission over 50 m of step-index plastic optical fibre for home networking", in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC'2009*, San Diego, United States, mars 2009.
- [C-28] C. MILION, T. N. DUONG, N. GENAY et al., "High Bit Rate Transmission for NG-PON by Direct Modulation of DFB Laser using Discrete Multi-Tone", in *European Conference on Optical Communication, ECOC'2009*, Vienne, Austria, sept. 2009.
- [C-29] M. OUZZIF et J. LE MASSON, "Statistical analysis of the Cyclic Prefix impact on indoor PLC capacity", in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC'2009*, Dresden, Germany, mars 2009, p. 285-289.
- [C-30] F. RAHARIMANITRA, C. PHILIPPE, T. N. DUONG et al., "Spectrum sliced sources AMOOFDM modulated for WDM&TDM PON", in *European Conference on Optical Communication, ECOC'2009*, Vienne, Austria, sept. 2009.
- [C-31] F. SALIOU, C. PHILIPPE, B. CHARBONNIER et al., "SOA or EDFA amplifying 10Gbit/s OFDM signals for access networks", in *European Conference on Optical Communication, ECOC'2009*, Vienne, Austria, sept. 2009.
- [C-32] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "Crosstalk cancellation in upstream coordinated DSL using an iterative MMSE receiver", in *IEEE International Conference on Communications, ICC'09*, Dresden, Germany, juin 2009.
- [C-33] H. ZOU, A. CHOWDHURY, S. JAGANNATHAN, J. M. CIOFFI et J. LE MASSON, "Multi-User Joint Subchannel and Power Resource-Allocation for Powerline Relay Networks", in *IEEE International Conference on Communications, ICC'09*, Dresden, Germany, juin 2009.
- [C-34] A. AL AMAYREH, J. LE MASSON et M. HÉLARD, "Blind crosstalk channel identification in DMT-based DSL systems", in *IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM'2008*, Nouvelle Orleans, United States, nov. 2008.
- [C-35] B. CHARBONNIER, P. URVOAS, M. OUZZIF et J. LE MASSON, "Capacity optimisation for optical links using DMT modulation, an application to POF", in *European Conference on Optical Communication, ECOC'2008*, Belgium, sept. 2008.
- [C-36] B. CHARBONNIER, P. URVOAS, M. OUZZIF, J. LE MASSON, J. D. LAMBKIN et M. O'GORMAN, "Gigabit transmission over 50 m of Step-Index Plastic Optical Fibre", in *International Conference on Plastic Optical Fibers, POF'2008*, Santa Clara, United States, août 2008.
- [C-37] A. AL AMAYREH, M. HÉLARD et J. LE MASSON, "An efficient combined algorithm for parameter estimation", in *Mosharaka International Conference on Signal Processing, M-SISP'2007*, Amman, Jordan, juin 2007.

- [C-38] J. LE MASSON, M. OUZZIF et I. WAHIBI, "Channel estimation using data and pilots for a coordinated DSL system", in *IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM'2007*, Washington, United States, nov. 2007, p. 2868-2872.
- [C-39] M. OUZZIF et J. LE MASSON, "Channel capacity statistical analysis for indoor power line transmissions", in *International Symposium on Signals, Systems and Electronics, ISSSE'2007*, Canada, juill. 2007, p. 575-578.
- [C-40] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "A novel low complexity linear precompensation technique for multi-user DSL Transmissions", in *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS'2007*, Trondheim, Norway, oct. 2007, p. 456-459.
- [C-41] I. WAHIBI, M. OUZZIF, J. LE MASSON et S. SAOUDI, "Critère de sélection spatio-fréquentielle basé sur une contrainte de performance pour une réduction de la diaphonie dans les systèmes DSL", in *21ème colloque sur le traitement du signal et des images, GRETSI'2007*, Troyes, France, sept. 2007, p. 1133-1136.
- [C-42] P.-J. BOUVET, M. HÉLARD, C. LANGLAIS et J. LE MASSON, "Iterative receiver for Linear Precoded MIMO systems", in *4th International Symposium on turbo codes and related topics, ISTC'2006*, Munich, Germany, avr. 2006.
- [C-43] J. LE MASSON et C. LANGLAIS, "Analyse de la convergence d'un système multi-antennes précodé itératif", in *20ème colloque sur le traitement du signal et des images, GRETSI'2005*, Louvain La Neuve, Belgium, sept. 2005.
- [C-44] J. LE MASSON, C. LANGLAIS et C. BERROU, "Linear precoding with low complexity MMSE turbo-equalization and application to the wireless LAN system", in *International Conference on Communications, ICC'2005*, Seoul, South Korea, mai 2005, p. 2352-2536.
- [C-45] J. LE MASSON, C. LANGLAIS et C. BERROU, "Etude d'un Système MIMO avec pré-codage linéaire à annulation d'interférences", in *2nd International Symposium on Image/Video Communications over fixed and mobile Networks, ISIVC'2004*, Brest, France, juill. 2004.
- [C-46] J. LE MASSON, C. LANGLAIS et C. BERROU, "Full diversity linear precoding with low complexity turbo equalization", in *Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux, SCVT'2004*, Ghent, Belgium, mai 2004.
- [C-47] J. CUEVAS ORDAZ, P. ADDE, S. KEROUEDAN, M. ARZEL et J. LE MASSON, "Turbo décodage de code produit haut débit utilisant un code BCH étendu", in *19ème colloque sur le traitement du signal et des images, GRETSI'2003*, Paris, France, sept. 2003, p. 349-352.

D.5 Autres documents

- [W-1] R. LEGOUABLE, B. LE FLOCH, C. LAURENT, C. BENOÎT, J. LE MASSON et P. SIOHAN, “Digital communications – state-of-art, perspectives and applications”, Orange Labs, White Paper, déc. 2008.
- [W-2] J. LE MASSON et M. OUZZIF, “Digital Subscriber Line (DSL) evolution and limits”, Orange Labs, White Paper, oct. 2007.

Acronymes

- ABC** Automatic Bias Control 48
- ADSL** Asymmetric Digital Subscriber Line 17
- AMOOFD**M Adaptively Modulated Optical OFDM 41–44
- APD** Avalanche PhotoDiode 41, 42
- AWG** Arbitrary Waveform Generator 41
- AWGN** Additive White Gaussian Noise 74

- BP-DSM** Band-Preference Dynamic Spectrum Management 21

- CAZAC** Constant Amplitude Zero Auto Correlation 73, 76
- CE** Cyclic Extension 34
- CG** Conjugate Gradient 36
- CO** Central Office 17, 43, 45–48, 62
- CP** Cyclic Prefix 34, 47, 73
- CPE** Customer Premise Equipment 17, 45
- CS** Cyclic Suffix 73

- D-MIMO** Distributed Multiple-Input-Multiple-Output 84
- DFB** Distributed-FeedBack 41, 42
- DML** Directly Modulated Laser 46
- DMT** Discrete Multi-Tone 20, 32, 34–36, 41
- DSL** Digital Subscriber Line 15–18, 21–23, 25, 30–34, 38, 41, 83
- DSLAM** Digital Subscriber Line Access Multiplexer 22
- DSM** Dynamic Spectrum Management 16, 21, 22, 38
- DTN** Delay Tolerant Network 85, 86

- EML** Externaly Modulated Laser 47
- EVM** Error Vector Magnitude 41, 42, 44

- FDD** Frequency-Division Duplexing 19
- FDM** Frequency Division Multiplexing 45
- FDMA** Frequency Division Multiple Access 45
- FEXT** Far-End CrossTalk 16, 18, 20–22, 27, 38
- FSAN** Full Service Access Network 40, 45
- FTTB** Fiber-To-The-Building 17

- FTTC** Fiber-To-The-Cabinet 17
FTTH Fiber-To-The-Home 17, 38
FTTx Fiber-To-The-... 17, 39
- G-PON** Gigabit PON 40
GNSS Global Navigation Satellite Systems 87
- HF** High Frequency 67–69, 71, 82–84
HF-XL High Frequency eXtra Large band 68
- IoT** Internet of Things 86, 87
ISDN Integrated Services Digital Network 17
ITU International Telecommunication Union 38, 40
IWF Iterative Water Filling 21
- JTLS** Joint Tone-Line Selection 27
- LoRaWAN** Long Range Wide Area Network 86
LSB Lower Side Band 49
- MANET** Mobile Ad hoc NETwork 85
MB-AMOOFDM MultiBand AMOOFDM 43, 44
MCRN Mobile Cognitive Radio Network 85, 86
MFB Matched Filter Bound 31, 33
MIMO Multiple-Input-Multiple-Output 22, 69–71, 73, 76, 77, 81–84
MIMO-FDE MIMO Frequency Domain Equalization 76
MMSE Minimum Mean Square Error 31–33, 75, 76, 82
MRC Maximum Ratio Combiner 31
MZM Mach-Zehnder Modulator 45, 49
- NEXT** Near-End Crosstalk 18
NG-PON Next Generation PON 41
NG-PON2 Next Generation PON 2 40, 64
- OFDM** Orthogonal Frequency Division Multiplexing 41, 73, 75
OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access 38
OLT Optical Line Terminal 39, 40, 50
ONU Optical Network Unit 39, 40, 44, 45, 47, 49
OOK On-Off Keying 40
OSB Optimal Spectrum Balancing 21
OSSB Optical Single Side Band 49
- PAPR** Peak to Average Power Ratio 73
PIN P-doped - Intrinsic - N-doped 41
PLC Power-Line Communication 13, 38, 83
POF Plastic Optical Fiber 13, 64, 83

-
- PON** Passive Optical Network 39–41, 43, 45, 47, 64, 83
PSD Power Spectral Density 20, 21
PSK Phase Shift Keying 73, 76
- QAM** Quadrature Amplitude Modulation 30, 32, 42, 46, 47, 68, 73, 76, 81
QPSK Quadrature phase shift keying 41, 44, 50
- R-MZM** Reflective Mach-Zehnder Modulator 47, 48
- SC-FDE** Single-Carrier Frequency Domain Equalizer 73, 75
SCALE Successive Convex Approximation for Low-complExity 21
SD Steepest Descent 36
SIC Successive Interference Cancellation 22
SIMO Single Input Multiple Output 69
SINR Signal to Interference plus Noise Ratio 36
SISO Single Input Single Output 70, 71, 81
SMC Spectrum Management Center 21
SNR Signal-to-Noise-Ratio 21, 50, 62, 63
SOA Semiconductor Optical Amplifiers 50, 61–63
STBC Space-Time Block Coding 74
- TDD** Time-Division Duplexing 19
TDM Time Division Multiplexing 43, 45
TDMA Time Division Multiple Access 40, 45
- USB** Upper Side Band 49
- VCSEL** Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser 41
VDSL2 Very high-speed Digital Subscriber Line 2 16–20, 38
- XG-PON** neXt Generation PON 40
XLO Cross-Layer Optimization 24, 38
- ZF** Zero Forcing 22, 26, 33, 75, 76, 82

Résumé

Ce mémoire d'habilitation à diriger des recherches présente une synthèse de mes activités de recherche après ma thèse soutenue en 2005. Ces activités s'inscrivent principalement dans la thématique des communications numériques filaires, optiques et en espace libre.

La première partie du mémoire expose les travaux réalisés dans le domaine des transmissions très haut débit sur paires téléphoniques lorsque le nœud d'accès est déporté au plus proche de l'utilisateur. Les principales recherches ont porté sur les systèmes vectoriels intégrant de la pré-compensation/annulation d'interférences et sur des mécanismes d'estimation de canal.

Le second chapitre concerne l'exploitation des infrastructures de fibres optiques déployées pour le réseau d'accès. Les études menées avaient pour objet la proposition de nouvelles méthodes d'accès utilisant l'allocation de ressources associée à des modulations d'ordre élevé.

La troisième partie est consacrée aux systèmes à antennes multiples dans la bande de fréquences HF (3-30 MHz). Ces travaux concernent l'exploitation de la diversité de polarisation dans un système multi-antennes afin d'améliorer les transmissions à l'aide de codes spatio-temporels.

Enfin, la dernière partie de ce mémoire dresse quelques conclusions et présente des perspectives dans les domaines suivants : MIMO distribué dans la bande HF, futurs réseaux d'objets connectés, réseaux tactiques mobiles associant l'approche des communications opportunistes et le concept de radio cognitive.

Mots clés : communications numériques, allocation de ressources, diversité, systèmes MIMO, réseau d'accès optique, réseau d'accès sur paires de cuivre, transmissions ionosphériques.

DIGITAL COMMUNICATIONS AND DIVERSITY EXPLOITATION FOR SEVERAL TRANSMISSION MEDIA

Abstract

This research report aims to give a synthetic presentation of my scientific activities since the end of my PhD thesis in 2005. The studies described in this document fall mainly in the area of wired, optical and free space digital communications.

The first chapter of the report describes the studies carried out in the field of very high-speed digital communications over copper phone lines. Very high speeds are made possible thanks to remote access nodes located close to user devices. The main research activities focused on vectored DSL systems implementing crosstalk precompensation or cancellation algorithms as well as crosstalk coupling estimation in this context.

The second chapter deals with next optical access networks using the fibre infrastructure currently being deployed. The studies carried out aim to develop new access methods using high order modulations and resource allocation. The third chapter describes the studies carried out for multiple antenna systems in the HF frequency band (3-30 MHz). The proposed system exploits polarization diversity to increase throughput and/or improve reliability using space-time codes. Finally, the last part of this report draws the conclusions of these activities and presents the prospects for future work in three areas: distributed MIMO communications in the HF band, future Internet of Things networks, mobile tactical networks using opportunistic communications and cognitive radio.

Keywords: digital communication, resource allocation, diversity, mimo systems, optical access network, copper access network, ionospheric communications.
