



**HAL**  
open science

# Une contribution à l'allocation des ressources des systèmes précodés à porteuses multiples

Jean-Yves Baudais

► **To cite this version:**

Jean-Yves Baudais. Une contribution à l'allocation des ressources des systèmes précodés à porteuses multiples. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 2014. tel-01064975

**HAL Id: tel-01064975**

**<https://theses.hal.science/tel-01064975>**

Submitted on 17 Sep 2014

**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.

# Habilitation à diriger des recherches Spécialité traitement du signal

## Rapport d'activité

*Une contribution à l'allocation des ressources des systèmes précodés à  
porteuses multiples*



Jean-Yves Baudais  
*Chercheur CNRS, IETR, UMR 6164*

Octobre 2001 — décembre 2012

*Rapporteurs ayant examinés les travaux*  
Jean-Marie Gorce, professeur INSA Lyon, CITI  
Walid Hachem, DR CNRS, LTCI  
Aawatif Hayar, professeure ENSEM de Casablanca

*Jury de soutenance (23 juillet 2014)*  
Walid Hachem  
Aawatif Hayar  
Xavier Lagrange, professeur Télécom Bretagne, IRISA  
Ramesh Pyndiah, professeur Télécom Bretagne, direction scientifique  
Bernard Uguen, professeur université de Rennes 1, IETR

# Table des matières

<b>Avant propos</b>	<b>3</b>
<b>Liste des encadrements</b>	<b>19</b>
<b>Liste des projets</b>	<b>21</b>
<b>B Travaux de recherche</b>	<b>22</b>
<b>3 Introduction</b>	<b>23</b>
3.1 Des communications à porteuses multiples . . . . .	23
3.2 Allocation des ressources et précodage linéaire . . . . .	24
3.3 Deux concepts et beaucoup de sigles . . . . .	25
<b>4 Transmission à porteuses orthogonales : de l'émetteur au récepteur</b>	<b>27</b>
4.1 Introduction . . . . .	27
4.2 Des précodages . . . . .	29
I Interférence intercellule . . . . .	29
II Codage de canal . . . . .	32
4.3 Canal de transmission ou d'observation ? . . . . .	34
I Caractérisation . . . . .	35
II Estimation . . . . .	36
III Observation . . . . .	36
4.4 Côté récepteur . . . . .	40
I Antennes multiples . . . . .	40
II Synchronisation . . . . .	42
4.5 Convergence des réseaux . . . . .	45
4.6 Conclusion . . . . .	46
<b>5 Allocation des ressources et précodage</b>	<b>47</b>
5.1 Aspects historiques . . . . .	47
5.2 Une première approche . . . . .	48
5.3 Le modèle . . . . .	50
I Paramètres . . . . .	50
II Puissance crête ou moyenne . . . . .	51

III	Critère d'optimisation . . . . .	51
5.4	Une allocation optimale . . . . .	52
5.5	Des gains et des pertes . . . . .	53
I	Capacité et débits . . . . .	53
II	Côté puissance . . . . .	55
III	Compromis . . . . .	56
IV	Des chiffres . . . . .	58
5.6	Quelques raffinements . . . . .	59
I	Récepteur linéaire optimal . . . . .	59
II	Marge de bruit variable . . . . .	61
III	Codage de canal . . . . .	62
IV	Une estimation bruitée . . . . .	63
V	Gloutonnerie . . . . .	64
5.7	Conclusion . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Du filaire, du radiomobile et du précodage</b>	<b>66</b>
6.1	De un à plusieurs . . . . .	66
I	Précodage à deux dimensions . . . . .	66
II	Accès multiple . . . . .	67
III	Des jeux . . . . .	70
IV	Diffusion groupée . . . . .	71
6.2	Des antennes . . . . .	73
I	Un peu d'ULB . . . . .	73
II	Du MIMO . . . . .	75
6.3	Et du vert . . . . .	77
6.4	Conclusion . . . . .	79
<b>7</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>80</b>
I	Aujourd'hui et demain . . . . .	81
II	Après-demain . . . . .	81
III	Tous les jours . . . . .	81
	<b>Liste des sigles et acronymes</b>	<b>82</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>84</b>

# Avant-propos

Les travaux présentés dans ce rapport sont la suite des travaux engagés au cours de ma thèse qui portait sur l'étude, l'analyse et l'optimisation des modulations à porteuse multiple et à spectre étalé.

La première partie de ce document retrace mon parcours professionnel au premier chapitre et donne une synthèse de mes activités de recherche au deuxième. La seconde partie présente mes travaux de recherche. Après une introduction au 3<sup>e</sup> chapitre, le 4<sup>e</sup> chapitre s'intéresse aux transmissions à porteuses orthogonales en abordant des aspects liés à l'émetteur, au canal et au récepteur. L'allocation des ressources appliquée aux systèmes linéairement précodés est présentée au 5<sup>e</sup> chapitre. Enfin, le 6<sup>e</sup> chapitre donne quelques applications ou développements particuliers des résultats du chapitre 5. Le chapitre 7 conclut ce rapport et donne quelques perspectives.

Les figures insérées dans ce rapport sont extraites de publications. Elles l'illustrent et présentent quelques résultats. Seuls les éléments servant le discours sont détaillés, rendant parfois la description de ces figures très succincte. Les publications correspondantes devront être consultées pour avoir la description complète. Les références de [1] à [79] données à la fin du document sont extraites de ma liste de publications après thèse. Les autres références bibliographiques commencent à partir de la référence [80]. La liste des sigles et acronymes techniques est donnée à la page 82. Une liste des encadrements de stagiaires et de doctorants est donnée à la page 19, ainsi qu'une liste des projets auxquels j'ai participé à la page 21.

Nous pouvons trouver sur le serveur TEL du CCSD des rapports où la rédaction de l'avant-propos nécessite une habileté d'écriture permettant d'y coucher des messages personnels, parfois cryptés, parfois poétiques, utilisant figures de rhétorique et même acrostiches. Cet avant-propos restera pauvre et vous n'y trouverez pas une tribune critiquant les dernières heures de l'HDR<sup>1</sup>. Quant au reste du rapport, il n'y aura pas cette maladie que Maître Capello n'avait pas imaginée [83], la *majusculte*, et encore moins des *et/ou* que je n'ai jamais réussi à lire!

Jean-Yves Baudais  
Rennes, le 9 septembre 2013

---

1. C'est en 1988, le 23 novembre, que ce diplôme fut défini réglementairement par arrêté, puis modifié en 1992, 1995 et 2002. Le rapport des états généraux de la recherche publié en 2004 proposait sa suppression [80]. La proposition 129 du rapport de synthèse des assises de l'enseignement supérieur et de la recherche, publié en 2012, préconise que tous docteurs puissent officiellement diriger un thèse [81]. Le rapport Le Déaut de 2013 propose sa suppression [82].

# Liste des encadrements

## 1. Encadrement de stages

- (1.a) Mise en œuvre d'algorithmes pour la séparation de sources. Thomas Reulos, 2003.
- (1.b) Étude, simulation et optimisation d'algorithmes de synchronisation OFDM pour la transmission de données à haut débit par courant porteur en ligne. François Bichelot, 2004.
- (1.c) Optimisation du lien montant des futures générations de réseaux cellulaires : prise en compte de l'aspect multicellulaire. Anh Tai Ho, 2005.
- (1.d) *Development of channel coding and resource allocation algorithms for linear pre-coded DMT*. Jihane Benlahbib, 2008.
- (1.e) *Resource allocation for coded LP-OFDM system*. Julie Karaki, 2009.
- (1.f) Stratégie et caractérisation de la détection des signaux AIS depuis l'espace. Ziad Khalaf, 2009.
- (1.g) Allocation des ressources dans un contexte multiutilisateur pour un réseau CPL. Najmeddine Kout, 2010.
- (1.h) Annulation d'interférence et estimation pour l'imagerie radar. Marwa Chami, 2012.

## 2. Encadrement de thèses

- (2.a) Étude et optimisation des transmissions à haut débit sur courant porteur en ligne. Matthieu Crussière, novembre 2005.
- (2.b) Étude et optimisation des combinaisons MIMO et MC-CDMA pour les futures générations de communications sans fil. Fabrice Portier, juillet 2007.
- (2.c) Étude et optimisation de techniques UWB haut débit et extension aux WLAN. Antoine Stephan, décembre 2008.
- (2.d) *Various resource allocation and optimization strategies for high bit rate communications on power lines*. Fahad Syed Muhammad, mars 2010.
- (2.e) Stratégies d'allocation de ressources dans des contextes mono et multi-utilisateurs pour des communications à très haut débit sur lignes d'énergie. Ali Maiga, décembre 2010.
- (2.f) *New algorithms for green wired and wireless communication*. Abdallah Hamini, mars 2013.

- (2.g) Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique. Vishal Riché, avril 2013.
- (2.h) Fiabiliser la technologie courant porteur en vue de piloter des actionneurs d'aéro-nefs. Thomas Larhzaoui.

# Liste des projets

## 1. Projets européens

- (1.a) IST FP5 MATRICE : *Multicarrier CDMA transmission techniques for integrated broadband cellular systems*
- (1.b) IST FP6 4MORE : *4G MC-CDMA multiple antennas system on chip for radio enhancements*
- (1.c) B21C : *Broadcast for the 21st century*
- (1.d) ICT FP7 OMEGA : *Home gigabit access*

## 2. Projets nationaux

- (2.a) RNRT IDILE : Internet haut débit sur ligne d'énergie

## 3. Projets régionaux

- (3.a) Techim@ges
- (3.b) Mobile TV world

## 4. Contrats de recherche

- (4.a) Étude de systèmes MIMO MC-CDMA (FT R&D)
- (4.b) Étude de systèmes MIMO à porteuses multiples pour le lien montant des futures générations de réseaux cellulaires (FT R&D)
- (4.c) Étude pour l'hybridation réseau de télécommunication terrestre-satellite en utilisant l'OFDM (CNES)
- (4.d) Étude et optimisation de la combinaison des techniques UWB multiporteuses et CDMA haut débit et extension aux WLAN (FT R&D)
- (4.e) Étude de faisabilité de la réception de messages AIS (CNES)
- (4.f) Allocation des ressources pour systèmes PLC basés sur la technique OFDM-CDMA (FT R&D)
- (4.g) Complément d'étude de faisabilité de la réception de messages AIS (CNES)
- (4.h) Fiabiliser la technologie courant porteur en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs (SAGEM)

**Deuxième partie**

**Travaux de recherche**

## Chapitre 3

# Introduction

La transmission à porteuses orthogonales et multiples est une solution largement exploitée dans les réseaux de communication, qu'ils soient locaux, cellulaires, filaires, embarqués ou de télédiffusion [84]. C'est dans ce cadre général que mes activités de recherche après thèse commencèrent. Les thèmes abordés sont synthétisés par l'organigramme de la figure 3.1.

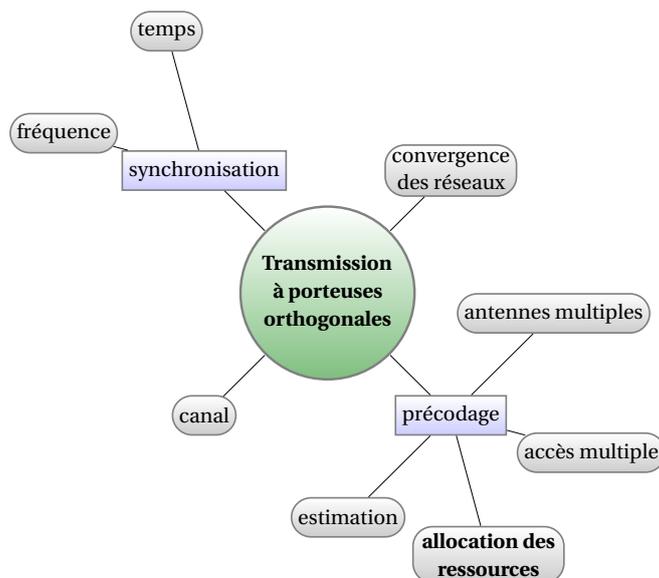


FIGURE 3.1 Organigramme des thèmes de recherche.

### 3.1 Des communications à porteuses multiples

L'étude des systèmes de communication à porteuses multiples et orthogonales, de type OFDM, est une activité forte de l'équipe SCN de l'IETR. J'ai participé à cette activité en menant et en encadrant des travaux sur cette thématique. Plusieurs aspects, autres que l'allocation des ressources, furent abordés.

- Synchronisation et l'estimation conjointe du canal. Stage de François Bichelot (1.b), thèse de Matthieu Crussière (2.a) et projet IDILE (2.a) ;
- Optimisation de la combinaison des techniques OFDM, CDMA et MIMO pour les systèmes de communication 3G+. Thèse de Fabrice Portier (2.b), projets MATRICE (1.a), 4MORE (1.b), contrat de recherche FT R&D (4.a) ;
- Optimisation de la voie de retour des systèmes de communication 3G+ et 4G. Projet 4MORE (1.b), contrat de recherche FT R&D (4.b) et contrat de recherche CNES (4.c) ;
- Évolution des systèmes de radiodiffusion. Un bureau d'étude, projets B21C (1.c) et Mobile TV world (3.b) ;
- Exploitation de la forme d'onde OFDM dans les systèmes radars. Thèse de Vishal Riché (2.g).

En préliminaire des travaux sur l'exploitation de la forme d'onde OFDM dans les systèmes radars, l'étude de la réception des signaux AIS depuis l'espace fut l'occasion de confronter les approches radar et communication numérique. Cette étude fut menée lors d'un bureau d'étude, le stage de Ziad Khalaf (1.f), et deux contrats de recherche CNES (4.e), (4.g).

## 3.2 Allocation des ressources et précodage linéaire

L'allocation des ressources dans les systèmes OFDM, ou DMT, a été l'objet de nombreuses publications depuis la fin des années 1980. Avec le développement des communications par courant porteur, aussi bien pour les réseaux d'accès, les réseaux domestiques que les réseaux embarqués, ce thème de l'allocation des ressources dans les systèmes OFDM est toujours d'actualité. L'ajout d'un précodage linéaire aux systèmes OFDM est une orientation de recherche que j'ai prise dès mon affectation en tant que chercheur CNRS à l'IETR. La forme d'onde résultante, bien connue en radiomobile sous le sigle MC-CDMA, n'était ni exploitée ni étudiée dans le cadre des communications filaires. En radiomobile, le précodage offre une flexibilité supplémentaire qui a permis les évolutions des systèmes cellulaires de 3<sup>e</sup> génération. Est-ce que ce précodage peut apporter un gain dans les systèmes filaires ? J'ai cherché à répondre à cette question en faisant de ce thème de l'allocation des ressources dans les systèmes à transmission orthogonale et linéairement précodés l'axe central de mes travaux de recherche.

La figure 3.2 présente, de façon schématique, un système de communication OFDM précodé. Seuls les modules de précodage, de *déprécodage* et d'allocation sont spécifiques au système précodé. C'est alors ces modules qui doivent être étudiés, leurs performances évaluées et comparées aux systèmes sans précodage. À noter que le traitement de l'allocation dans ces systèmes à porteuses orthogonales et précodés se généralise, sous certaines conditions, aux systèmes exploitant plusieurs voies de transmission orthogonales.

Plusieurs scénarios de communication furent étudiés pour différents types de communications, différents systèmes d'émission-réception, différents critères d'optimisation et différentes stratégies algorithmiques. Tous ces aspects de l'allocation des ressources sont synthétisés par l'organigramme de la figure 3.3. Ils ont été ou sont encore abordés dans

- les thèses de Matthieu Crussière (2.a), Antoine Stephan (2.c), Fahad Syed Muhammad (2.d), Ali Maiga (2.e), Abdallah Hamini (2.f) et Thomas Larhzaoui (2.h),

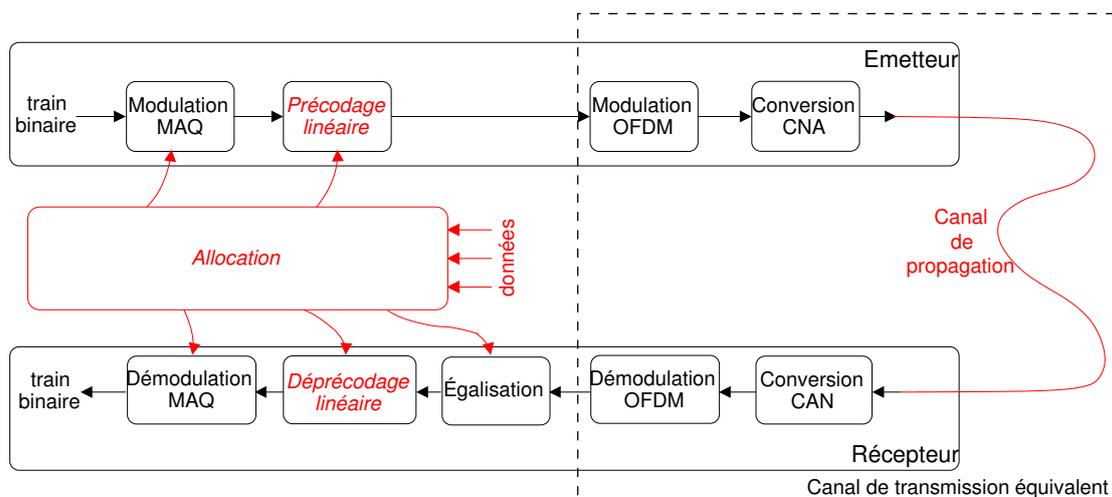


FIGURE 3.2 Schéma d'un système de communication OFDM linéairement précodé.

- les stages de Julie Karaki (1.e), Najmeddine Kout (1.g) et Jihane Benlahbib (1.d),
- les projets RNRT IDILE (2.a), Techim@ges (3.a), ICT-FP7 OMEGA (1.d), deux contrats de recherche avec France Telcom R&D (4.d) et (4.f) un contrat de recherche avec Sagem (4.h).

### 3.3 Deux concepts et beaucoup de sigles

**DMT ou OFDM ?** Dans son article de 1990 [85], J.A.C. Bingham note que la transmission adaptative de données sur un ensemble de sous-porteuses orthogonales bénéficie déjà de nombreuses appellations. Il en propose une autre, générique : MCM pour *multicarrier modulation*. On trouve le sigle DMT dans le rapport de J. Cioffi de 1991 [86]. Quand au sigle OFDM, on le trouve dans l'article de L.J. Cimini de 1985 [87]. L'auteur mentionne que plusieurs systèmes utilisent déjà la technique, sans pour autant y associer des sigles. On aurait pu penser à une séparation des termes : OFDM pour le radiomobile, DMT pour le filaire adaptatif. Mais les études CPL exploitent aussi bien l'un que l'autre [88, 89].

**Quand OFDM et CDMA se rencontrent !** C'est en 1993 que la rencontre à lieux. Les sigles fleuriront : MC-CDMA, MCSS, SS-MC-MA, MC-DS-CDMA, MT-CDMA, OFDM-CDMA... Nous succomberons à la mode des sigles avec beaucoup de balbutiements avant d'aboutir au choix de LP-OFDM. Mais, peut-être, certains préféreront LP-DMT. Quoiqu'il en soit, tous ces systèmes peuvent être décrits comme des systèmes à porteuses multiples, orthogonales, exploitant un précodage linéaire et modulant les données à transmettre. Selon la Commission électronique internationale, la modulation est un « processus par lequel une grandeur caractéristique d'une oscillation ou d'une onde suit les variations d'un signal ou d'une autre oscillation ou onde ». Quel que soit le sigle, nous sommes là en présence de modulations !

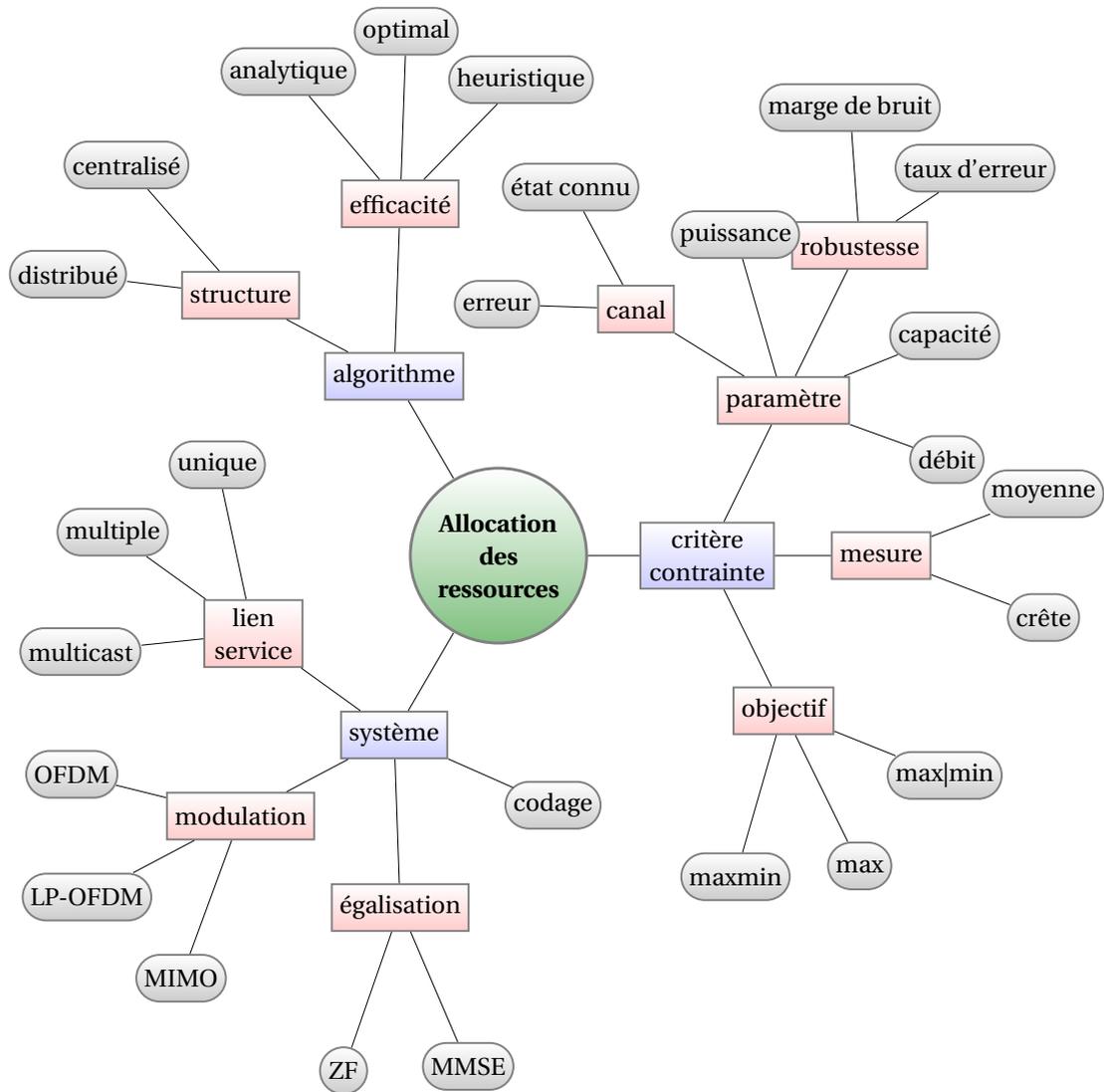


FIGURE 3.3 Allocation des ressources : un problème d'optimisation sous contraintes.

## Chapitre 4

# Transmission à porteuses orthogonales : de l'émetteur au récepteur

### 4.1 Introduction

Nous nous intéressons dans ce chapitre aux transmissions de type OFDM et à l'exploitation de ces signaux. Pour l'aspect historique des modulations à porteuses multiples ainsi qu'une introduction technique on pourra se reporter à [84, 90, 91].

Nous partons d'un système OFDM simple. Les sous-porteuses sont orthogonales avec un espacement minimal. Le filtre de mise en forme du signal sur chaque sous-porteuse est rectangulaire. L'intervalle de garde est ajouté en début du symbole, il est une copie de la fin du symbole. Lorsque les paramètres du système OFDM sont adaptés au canal de transmission, que le récepteur est correctement synchronisé sur l'émetteur et que la chaîne de transmission est linéaire, l'équation qui relie le vecteur  $X$  des symboles émis  $\{x_i\}_{i=1}^n$  au vecteur  $Y$  des symboles reçus est alors très simple. Elle s'écrit

$$Y = AX + B. \quad (4.1)$$

Les éléments  $\{x_i\}_{i=1}^n$  sont le résultat du codage binaire à symbole. La matrice  $A$  représente un canal équivalent prenant en compte le canal de propagation, les antennes, les filtres d'émission et de réception ainsi que la modulation et démodulation OFDM, cf. figure 3.2. Elle est diagonale car il n'y a ni interférence entre les symboles  $x_i$  d'un même symbole OFDM, ni interférence entre les symboles OFDM. Le vecteur  $B$  représente le bruit additif, gaussien ou non, blanc ou non. Ainsi, quel que soit  $i \in [1, n]$ ,

$$y_i = a_i x_i + b_i, \quad (4.2)$$

avec  $a_i$  les éléments diagonaux de la matrice  $A$ . En présence d'interférences, l'équation (4.1) peut toujours être utilisée, moyennant une représentation différente des vecteurs  $X$  et  $Y$ , et

la matrice  $A$  n'est plus diagonale, ou en ajoutant un terme d'interférence. Nous raffinons ce système en lui ajoutant une fonction de précodage.

La notion de précodage revêt plusieurs aspects. Mais dans tous les cas, le précodage est la traduction à l'émission d'une fonction réalisée à la réception. Lorsque le canal est dispersif en temps et introduit des interférences entre les symboles, le précodage dit THP permet un décodage symbole par symbole en réception [92]. Il est une combinaison de la modulation et de la correction du canal. Le précodage est également proposé pour combattre les interférences d'accès multiple dans les systèmes multiutilisateurs [93], avec de nombreuses extensions aux communications MIMO [94]. Appliqué à l'OFDM, la fonction du précodage est autre. L'objectif est de combattre la sélectivité fréquentielle, non pas en précodant les symboles en vue de réduire les interférences, cette fonction étant réalisée par l'OFDM, mais en combinant linéairement les symboles afin de ne pas perdre l'information affectée d'évanouissement profond [95]. Suivant les applications, nous exploiterons le précodage afin de combattre la sélectivité fréquentielle ou les interférences d'accès multiple.

Nous ne traitons que le cas du précodage linéaire. Dans ce cas, ce n'est plus le vecteur  $X$  qui est transmis, mais un vecteur  $PX$ .

**Définition 1.** *La fonction de précodage linéaire est réalisée par une matrice carrée  $P$  de taille  $n \times n$  et appliquée au vecteur  $X$ . Les vecteurs colonnes de la matrice  $P$  sont appelés les séquences de précodage.*

Ainsi, l'équation (4.1) devient avec le précodage

$$Y = APX + B. \quad (4.3)$$

L'intérêt de cette matrice ou fonction de précodage est qu'elle apporte des degrés de liberté supplémentaires, transformant le canal  $A$  en un canal  $AP$  ou permettant de projeter le vecteur  $X$  sur une autre base que la base fournie par la modulation OFDM.

L'objectif final d'un système de communications est de retrouver les éléments émis  $\{x_i\}_{i=1}^n$ , afin de retrouver les informations binaires qu'ils contiennent. Dans le cas d'un récepteur linéaire, le vecteur  $\hat{X}$  des symboles estimés est

$$\hat{X} = WY. \quad (4.4)$$

Mais on peut également s'intéresser au canal, et alors

$$\hat{A} = WY. \quad (4.5)$$

L'estimation de  $A$  se fait à partir de la connaissance de  $X$  et l'estimation de  $X$  à partir de celle de  $A$ . Il est également possible d'estimer conjointe  $A$  et  $X$ , mais nous ne traitons pas cet aspect dans ce document.

Nous avons étudié plusieurs cas d'optimisation de la fonction de précodage pour plusieurs stratégies de communications, paragraphe 4.2, ou d'observation du canal, paragraphe 4.3. La réception a également été traitée, paragraphe 4.4, avec l'étude de l'égalisation associée à une fonction de codage espace-temps et avec l'étude de la synchronisation. Enfin, nous terminons ce chapitre par quelques éléments sur l'utilisation des signaux OFDM dans un contexte de convergence des réseaux, paragraphe 4.5.

## 4.2 Des précodages

Nous sommes dans le cas de l'équation (4.4). La fonction de précodage permet de simplifier la séparation des signaux en réception, ou de la rendre possible, ou encore d'améliorer les performances des systèmes de communications.

### I Interférence intercellule

*Collaboration* Laurent Cariou (doctorant)

*Encadrement* Anh Tai Ho, (I.c)

*Publication* [45, 48]

*Projet* (1.b), (4.b)

Le contexte de cette étude était le réseau de communications cellulaire de quatrième génération. La forme de d'onde est la forme OFDM couplée au CDMA. Nous nous intéressons à la réduction de l'interférence intercellule de la voie montante lorsque le facteur de réutilisation de fréquence est de un. En voie montante, un espace temps-fréquence est occupé par plusieurs données d'un seul utilisateur et multiplexées à l'aide des séquences de précodage, également appelées codes d'étalement. La technique d'accès est connue sous le sigle SS-MC-MA [96]. Nous supposons que le contrôle automatique de gain était opérationnel et que seuls les utilisateurs sur le bord des cellules adjacentes étaient susceptibles d'interférer de façon significative avec les signaux de la cellule d'intérêt. Nous supposons également que le réseau était bien synchronisé. Sous ces hypothèses, il n'y a ni interférence entre les utilisateurs d'une même cellule, ni interférence intercellule interporteuse. Le problème que nous cherchions à résoudre était le suivant

**Problème 1.** *Quelle fonction de précodage utiliser pour réduire l'interférence intercellule intra-porteuse et sans coordination entre les cellules ?*

Avant de répondre à cette question, l'interférence intercellule fut caractérisée pour en déduire un modèle adapté à la mesure de performance choisie, à savoir le TEB. À la réception et à travers un canal de Rayleigh, le signal interférent a une densité de probabilité correspondant au produit de deux gaussiennes. Les performances obtenues avec ce signal interférent furent comparées à celles obtenues avec des interférences modélisées par un processus gaussien centré de même variance. Les simulations furent effectuées avec des constellations MAQ-4 et un codage de canal convolutif de rendement 1/2. Les résultats montrent que le modèle est pertinent car l'erreur de performance est négligeable, aussi bien à travers un canal de Rayleigh qu'à travers un canal BRAN E [97].

Une fois le modèle d'interférence validé, nous nous intéressâmes à l'optimisation de la fonction de précodage. La figure 4.1 représente le système émission-réception d'intérêt. Le précodage réalise l'accès SS-MC-MA et regroupe les fonctions notées *spreading FHT*, *cell scrambling* et *chip mapping* sur cette figure. Nous cherchions plus particulièrement à optimiser la fonction *chip mapping* qui réalise l'allocation de fréquence. Trois stratégies furent étudiées. Elles sont appelées *BI*, *ASFH*, *ASFHISp* et représentées sur la figure 4.2.

La première stratégie, *BI*, privilégie l'exploitation de la diversité offerte par le canal de transmission en dispersant les bribes d'un code sur toute la bande de fréquence. Cette stratégie

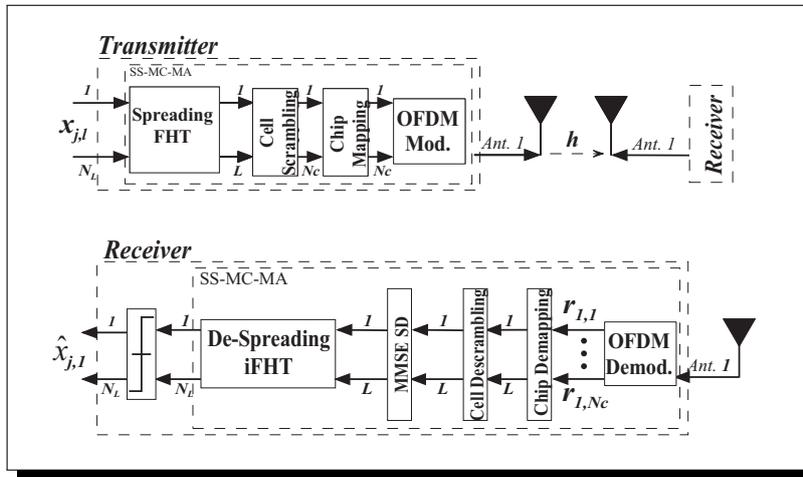


FIGURE 4.1 Émetteur et récepteur SS-MC-MA d'un utilisateur, in [45, 48].

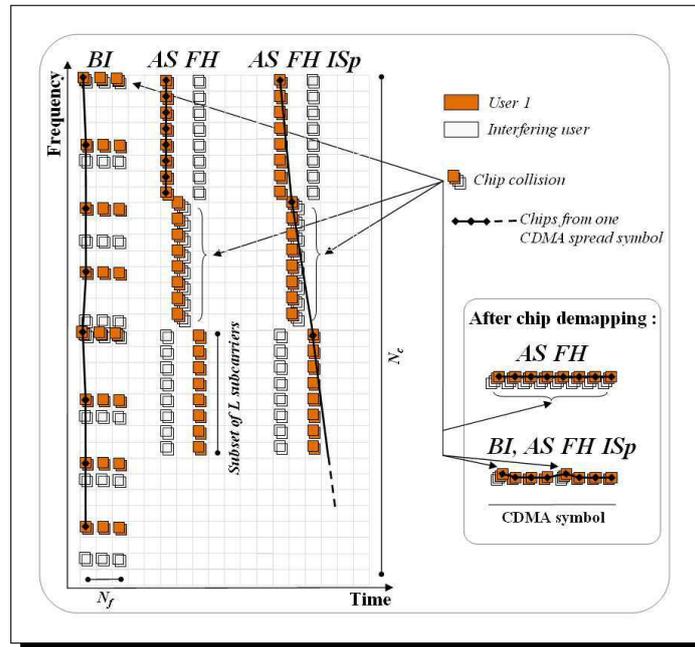


FIGURE 4.2 Trame OFDM et allocation de fréquence, in [45, 48].

assure la minimisation du RSB du filtre adapté. La seconde, *ASFH*, privilégie la robustesse aux défauts de synchronisation fréquentielle et la simplicité d'estimation du canal. La diversité n'est plus exploitée par la fonction d'étalement, mais par le codage de canal et le saut de fréquence. La dernière, *ASFHISp*, réalise un compromis entre les deux précédentes : les sous-porteuses sont regroupées, mais les bribes d'un code sont réparties dans des blocs différents. Le tableau 4.1 synthétise les avantages et les inconvénients des trois approches. La stratégie *BI* n'est pas retenue dans la mesure où elle ne satisfait pas aux contraintes de l'estimateur de canal (pilotes embarqués).

	<i>BI</i>	<i>ASFH</i>	<i>ASFHISp</i>
Diversité et code d'étalement	+	-	+
Diversité et codage de canal	-	+	-
Robustesse synchronisation fréquentielle	-	+	+
Estimation canal	-	+	+
Rejet interférence intracellulaire	-	+	-
Rejet interférence intercellulaire	+	-	+

TABLE 4.1 *Avantages (+) et inconvénients (-) des stratégies de précodage.*

Soit le cas d'école suivant. Nous considérons un signal utile et un signal interférent. Nous supposons une estimation parfaite du canal, un système sans codage de canal et à pleine charge. Soit  $p$  la probabilité de collision entre le signal utile et le signal interférent,  $I$  la puissance de l'interférence et  $E$  celle du signal utile. Le TEB obtenu avec la stratégie *ASFH* est

$$\text{TEB} \approx p \times P_e \left( \frac{E}{N_0 + I} \right) \quad (4.6)$$

et

$$\text{TEB} = P_e \left( \frac{E}{N_0 + pI} \right) \quad (4.7)$$

avec la stratégie *ASFHISp*.  $P_e$  est la probabilité d'erreur binaire en l'absence de stratégie de saut. À noter que le saut de fréquence doit assurer un traitement équitable des utilisateurs et que les relations précédentes ne dépendent pas de l'utilisateur. Les résultats de simulation de ce cas d'école sur canal gaussien montrent que la stratégie *ASFHISp* offre un plus faible TEB que la stratégie *ASFH*. Sur canal sélectif en fréquence, les résultats sont différents.

La figure 4.3 présente les résultats de simulation des deux stratégies *ASFH* et *ASFHISp* sur canal BRAN E avec estimation de canal et codage de canal. Cette fois c'est la solution *ASFH* qui offre les meilleures performances car la distorsion des codes dans le cas *ASFHISp* est trop importante et n'est pas suffisamment compensée par le récepteur. À noter que la connaissance du niveau d'interférence permet de donner de meilleures valeurs de confiance au turbo-décodeur ce qui améliore fortement les performances lorsque les deux utilisateurs sont sur les bords intérieur et extérieur de la cellule.

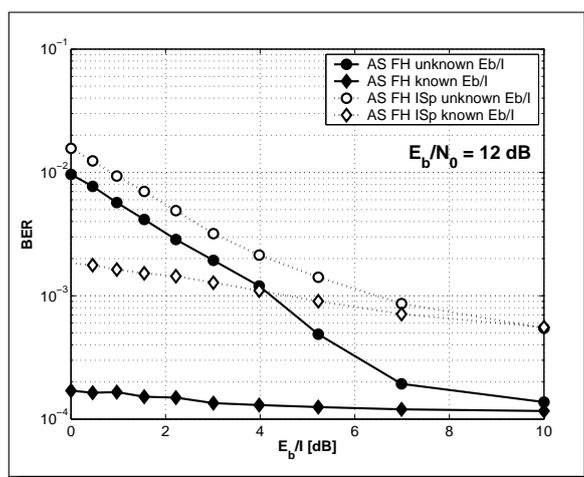


FIGURE 4.3 Taux d'erreur en fonction du niveau d'interférence des techniques d'allocation de fréquence, in [45, 48].

**Remarque** Cette étude était une étude système : l'analyse des performances de la fonction d'allocation de fréquence n'est pas indépendante des performances du récepteur. C'est l'égaliseur linéaire optimal qui fut choisi et ce choix pénalise les stratégies d'allocation qui exploitent la diversité apportée par la fonction d'étalement. Un égaliseur de type MAP n'était cependant pas envisageable du fait de sa trop grande complexité, mais la turbo-égalisation pourrait avantageusement être exploitée pour réduire l'interférence intracellulaire. La fonction d'allocation de fréquence étant simplement réalisée à l'aide d'une matrice de permutation, elle pouvait alors facilement être adaptative en contexte opérationnel.

Aujourd'hui, en 2013, ces stratégies d'allocation sont à comparer aux méthodes SAIC d'annulation d'interférence qui ont permis d'accroître la capacité des réseaux 2G [98].

Nous avons fait l'hypothèse d'une absence de coordination entre les cellules. Cette hypothèse est aujourd'hui levée et les nouvelles approches dites MIMO distribué, ou réseau MIMO virtuel, ou coopération multipoint, permettent la gestion centralisée ou distribuée des interférences entre les cellules du réseaux [99].

## II Codage de canal

*Encadrement Fabrice Portier, (2.b)*

*Publication [23, 38, 40]*

*Projet (1.a)*

Le dimensionnement du codage de canal est une étape indispensable à toute étude système. Lorsque la diversité du canal est infinie, la meilleure stratégie est de répartir l'information afin d'avoir un ordre de diversité traité le plus grand possible : que ce soit par l'étalement de spectre, par le codage temps-espace ou par le codage de canal. Dans cette étude des systèmes de quatrième génération, nous nous intéressons aux canaux à diversité finie. Le problème était le suivant.

**Problème 2.** Comment répartir le traitement de la diversité entre les différentes fonctions des systèmes OFDM précodés ?

La figure 4.4 est une représentation synoptique d'une transmission « MIMO-OFDM-CDMA » d'un système 4G. Plusieurs fonctions assurent l'entrelacement des données :

- au niveau bit, l'entrelaceur permet une décorrélation des erreurs en entrée du décodeur,
- au niveau symbole, la répartition des *chips* d'un même code d'accès en temps-fréquence est assuré par le *chip-mapping* et le codage spatio-temporel assure le traitement de la diversité spatiale.

Sans codage de canal, les fonctions d'entrelacement doivent traiter toute la diversité spatiale et assurer la décorrélation des coefficients du canal affectant les éléments étalés d'un même symbole dans les domaines temps et fréquence. Les conclusions sont différentes lorsque le codage de canal est mis en œuvre car celui-ci entre en concurrence avec les autres fonctions pour traiter la diversité.

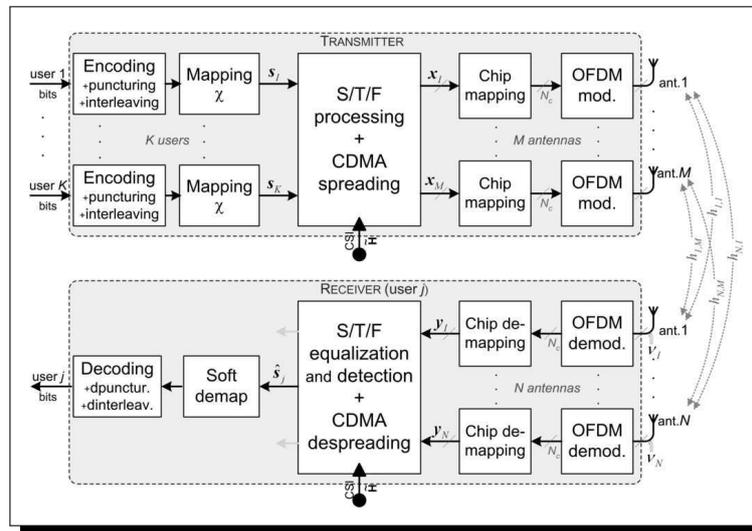


FIGURE 4.4 Schéma d'une transmission MIMO-OFDM-CDMA générique, in [23].

La figure 4.5 donne les performances d'un systèmes MIMO-MC-CDMA en liaison descendante à travers un canal BRAN-E à 60 km/h. Le codage de canal est réalisé par le turbo-code convolutif de la norme UMTS [101]. Les couples modulations-rendements de code sont les suivants : (MAQ-4,1/2), (MAQ-16,1/2), (MAQ-16,3/4) et (MAQ-64,3/4). Le *chip-mapping* limite les interférences d'accès multiple en étalant un même symbole sur des sous-porteuses adjacentes. C'est le décodeur qui traite la diversité fréquentielle et la diversité spatiale est traitée par des schémas de codage de type Alamouti. L'étude montra qu'il était préférable d'avoir un étalement adjacent, donc à faible diversité, et d'optimiser le rapport de vraisemblance à l'entrée du décodeur.

Les fonctions de codage temps-espace suivantes furent étudiées. Le codage dit *ALAL* de

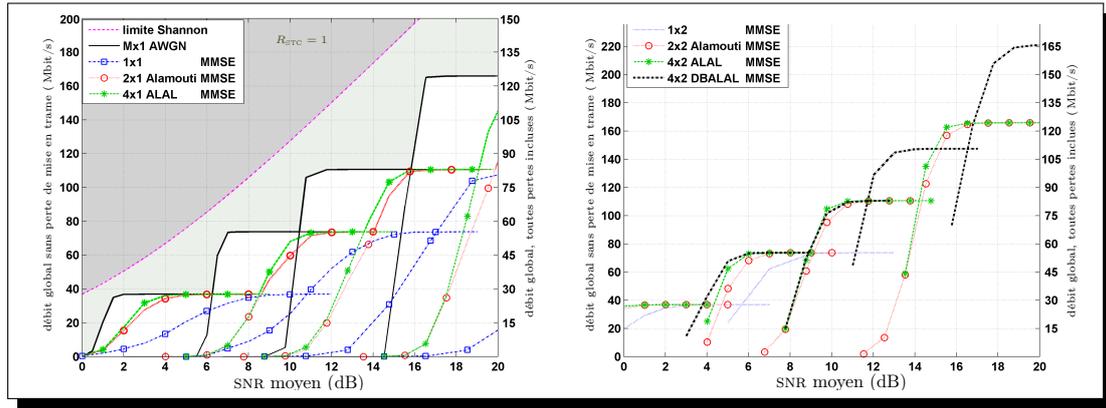


FIGURE 4.5 Débit MIMO-MC-CDMA à plein charge et sans erreur, in [100].

rendement 1 a pour matrice de codage

$$\begin{bmatrix} x_1 & -\bar{x}_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_3 & -\bar{x}_4 \\ x_2 & \bar{x}_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_4 & \bar{x}_3 \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Le codage dit *DBALAL* est de rendement 2 avec un matrice de codage

$$\begin{bmatrix} x_1 & -\bar{x}_2 & x_5 & -\bar{x}_6 \\ x_3 & -\bar{x}_4 & x_6 & \bar{x}_5 \\ x_2 & \bar{x}_1 & x_7 & -\bar{x}_8 \\ x_4 & \bar{x}_3 & x_8 & \bar{x}_7 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

ce qui permet d'obtenir une efficacité spectrale de 6 avec une MAQ-16 et un rendement de code de 3/4.

**Remarque** Les nombreux résultats obtenus dans cette étude sont difficilement généralisables. Ils sont liés à un modèle de canal, BRAN-E, et à un certain ordre de diversité. Des études ont également été menées pour analyser de façon théorique le compromis étalement-codage dans des contextes variés [102–104]. La théorie des matrices aléatoires est également un outil qui depuis a permis d'évaluer les performances des systèmes de type CDMA en fonction de la charge de ceux-ci et du critère utilisé en réception [105].

### 4.3 Canal de transmission ou d'observation ?

Cette fois nous nous intéressons au formalisme de l'équation (4.5) afin de caractériser le canal de transmission, de propagation ou d'observation.

## I Caractérisation

Publication [19,67]

Projet (1.d)

C'est dans le contexte des réseaux de communications domestiques que se situait cette étude. Plusieurs canaux de communications furent analysés dont le réseau de distribution électrique. Les communications par courant porteur en ligne ont connue un vif regain d'intérêt dans les années 2000 en proposant une alternative séduisante aux communications sans fil. Nous proposons, dans un projet associé à cette étude de caractérisation, d'adapter les fonctions de précodage afin d'accroître les débits de transmission. Le problème était le suivant.

**Problème 3.** *Le gigabit est-il atteignable sur ces canaux de transmission ?*

Le canal de transmission fut analysé sur la bande de fréquences allant de 1 à 100 MHz. La figure 4.6 donne la fonction de répartition de la capacité des canaux dans la bande de fréquence analysée et pour trois scénarios de mesure. Les capacités sont calculées avec un modèle de bruit prenant en compte : un bruit en  $1/f^2$  avec un plancher à  $-155$  dBm/Hz, les brouilleurs apportés par les ondes courtes radiofréquences, les émetteurs dans la bande FM, de 87,5 à 100 MHz et un bruit de quantification de 48 dB. Le premier scénario, noté *A*, considère un masque de puissance à l'émission de  $-50$  dBm/Hz dans toute la bande de fréquences. Pour le deuxième, noté *B*, le masque de puissance est réduit à  $-80$  dBm/Hz dans la bande 28–100 MHz. Le troisième scénario, noté *C*, n'autorise pas l'utilisation de la bande FM. À noter que neuf *notches* de 50 à 450 kHz le largeur spectrale sont présents dans la bande 1–28 MHz pour les quatre scénarios et avec un masque de puissance de  $-80$  dBm/Hz. Avec le scénario le plus défavorable, le gigabit par seconde est atteignable dans plus de 65 % des cas.

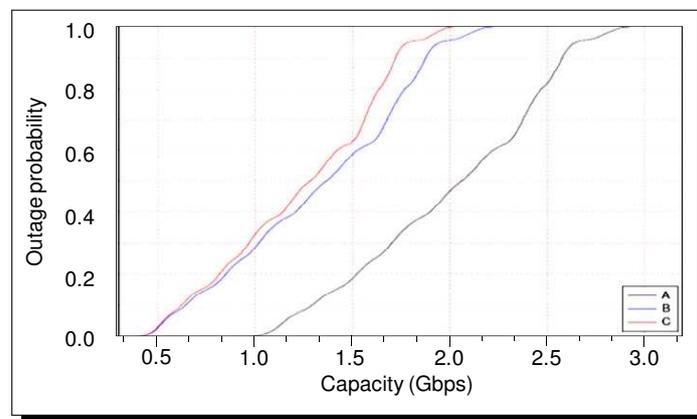


FIGURE 4.6 *Fonction de répartition de la capacité des canaux OMEGA, in [67].*

**Remarque** Dans la recommandation G.9964 de l'ITU les valeurs de densité spectrale de puissance sont de 5 dB inférieures aux valeurs précisées dans le cas *B* ci-dessus [106].

## II Estimation

*Encadrement* Matthieu Crussière, (2.a), François Bichlot, (1.b)

*Publication* [39]

*Projet* (2.a)

C'est l'estimation du canal qui nous intéressait ici dans un contexte de communications par courant porteur en ligne. Le signal transmis était de type MC-CDMA et le symbole pilote était transmis sans précodage, ce qui correspond à une matrice  $P$  égale à la matrice identité. L'estimation du canal était faite de façon itérative et incluse dans une boucle de synchronisation temporelle et fréquentielle, cf. paragraphe 4.4.II, page 42. La valeur ajoutée de l'étude était l'estimation conjointe du canal et des paramètres de synchronisation. L'estimation du canal ne présentait pas d'originalité en soi.

Dans le cas d'un vecteur de bruit  $B$  de l'équation (4.1) conjointement gaussien et des symboles du vecteur  $X$  de même module, la maximisation de la fonction de vraisemblance conduit à

$$\text{diag}(\hat{A}) = \text{diag}(X)^H Y \quad (4.10)$$

où  $\text{diag}(X)$  est la matrice diagonale associée au vecteur  $X$ , le vecteur des symboles pilotes, et  $\text{diag}(\hat{A})$  est le vecteur associé à la matrice diagonale  $\hat{A}$ . La maximisation de la fonction de vraisemblance fut faite en considérant les éléments de la matrice  $A$  décorrélés, ce qui conduit à une estimation indépendante de ces éléments alors que ceux-ci ne sont pas indépendants. Il est alors possible de filtrer le vecteur estimé afin de réduire les effets du bruit. Le résultat de ce filtrage est illustré sur la figure 4.7.

Les performances de l'estimateur, comprenant le filtre, sont montrés sur la figure 4.7. La limite de l'erreur d'estimation relative de 8 % dans la plage de rapport signal sur bruit considérée est quasiment atteinte en 10 itérations.

**Remarque** L'estimation de la réponse du canal fut aussi réalisée dans le domaine temporel, ce qui permet de réduire le nombre de coefficients à estimer en prenant en compte les corrélations entre les éléments de la matrice  $A$  [108].

## III Observation

*Encadrement* Vishal Riché, (2.g), Marwa Chami, (1.h)

*Publication* [73, 74]

Le canal est ici un canal d'observation : le signal électromagnétique envoyé par un radar à ouverture synthétique et rétro-diffusé par la scène observée est traduit en une image à deux dimensions. La résolution azimutale<sup>1</sup> est d'autant meilleure que la fréquence de répétition des impulsions radars est élevée. Avec des largeurs de fauchée grandes, l'augmentation de la fréquence de répétition conduit à l'apparition de zones ambiguës dans l'axe distance. Cette ambiguïté peut à son tour être résolue en codant les impulsions afin de mieux séparer les signaux en réception. Nous exploitâmes la flexibilité des signaux OFDM pour concevoir les impulsions radars. Le problème était le suivant.

---

1. L'axe azimutal est l'axe de déplacement du porteur [109].

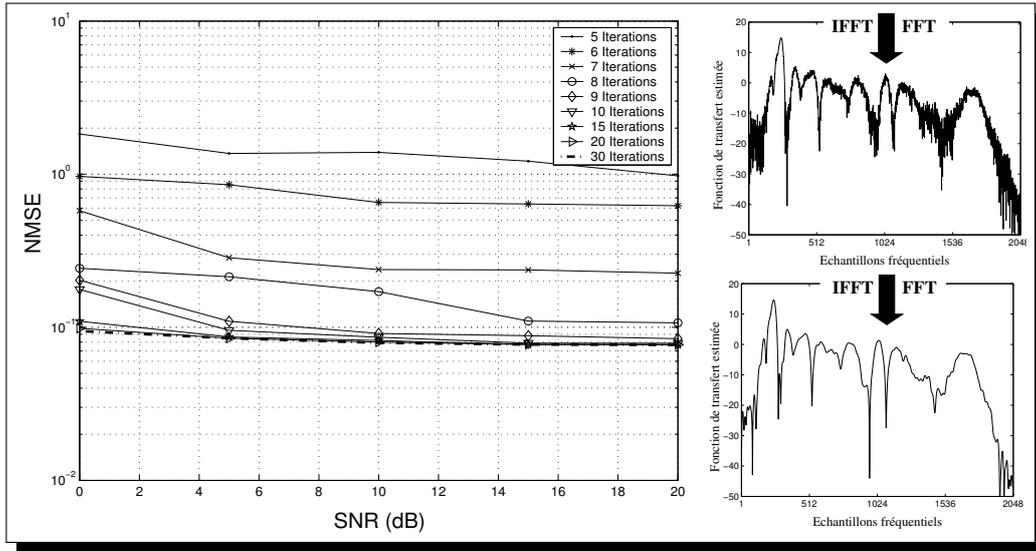


FIGURE 4.7 Erreur quadratique moyenne de l'estimateur ; fonction de transfert du canal estimée sans et avec filtrage, in [39] et [107].

**Problème 4.** Comment concevoir ces signaux OFDM, c'est-à-dire quels symboles affecter aux sous-porteuses ?

La configuration géométrique étudiée et les caractéristiques fréquentielles du signal étaient telles que notre système n'était pas sensible au décalage Doppler de la scène. Les symboles OFDM furent choisis orthogonaux pour des décalages temporels et fréquentiels nuls. L'expression analytique du signal OFDM émis pendant une impulsion radar était

$$s_x(t) = \sum_{i=1}^n x_i p(t) e^{2i\pi f_i t}, \quad (4.11)$$

avec  $p(t)$  le filtre de mise en forme, ici une fenêtre rectangulaire, égal à un pendant la durée de l'impulsion radar, et  $\{x_i\}_{i=1}^n$  les symboles codant le signal OFDM. Une façon simple de coder, ou *précoder* si nous revenons à notre terminologie, les signaux OFDM afin de générer deux impulsions orthogonales est d'éteindre dans une impulsion les sous-porteuses actives de l'autre impulsion. Autrement dit, si  $s_{X_1}(t)$  est le signal de la première impulsion et  $s_{X_2}(t)$  celui de la seconde alors

$$\forall i \in [1, n], \{x_{1,i}, x_{2,i}\} \in \{1, 0\}^2 \text{ et } X_2 = 1 - X_1. \quad (4.12)$$

Afin de conserver une bonne résolution en azimut, il est nécessaire d'avoir une occupation

spectrale de l'impulsion la plus large possible. Nous imposons alors

$$X_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ x_{1,3} \\ \vdots \\ x_{1,n-2} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

toujours avec  $X_2 = 1 - X_1$ . La sous-porteuse centrale, correspondant à la composante continue en bande de base, n'étant pas utilisée, il reste  $n - 5$  symboles à concevoir. Afin d'avoir des caractéristiques des fonctions d'ambiguïté semblables pour les deux signaux  $X_1$  et  $X_2$ , il faut alors le même nombre de sous-porteuses actives dans les deux symboles. Ces contraintes permettent de réduire le nombre de couples à étudier qui est égale à

$$q(n) = \frac{1}{2} \frac{(n-5)!}{\left(\frac{n-5}{2}\right)!^2}, \quad (4.14)$$

pour  $n$  impair. Les couples furent ensuite triés en fonction de deux critères d'image : PSLR et ISLR pour *peak side lobe ratio* et *integrated side lobe ratio*. Ces deux critères furent calculés à partir de la réponse impulsionnelle du radar imageur, obtenue dans notre étude après filtrage adapté en azimut, puis en distance et refocalisation de l'image à l'aide de l'interpolation de Stolt. PSLR est le rapport entre la puissance maximale des lobes secondaires et la puissance maximale du lobe principal, et ISLR est le rapport entre l'énergie des lobes secondaires et l'énergie du lobe principal. Lorsque le nombre de sous-porteuses n'est pas trop important, une recherche exhaustive peut être faite pour trouver le ou les meilleurs couples parmi les  $q(n)$  possibilités.

La figure 4.8 donne les valeurs de ISLR en fonction des valeurs de PSLR pour les 35 couples obtenus avec  $n = 13$ . L'optimisation multicritère de ces paramètres conduit à définir un front de Pareto, noté BAC sur la figure, pour lequel les séquences sont équivalentes. La figure 4.9 montre l'image radar de deux points brillants, un dans la zone non ambiguë et l'autre dans la zone ambiguë. Lorsqu'il n'y a pas de traitement de l'ambiguïté, la réponse du point brillant est fortement étalée. La réponse obtenue avec des signaux OFDM est comparée à celle obtenue avec des *chirps* montant et descendant. Dans les deux cas, les deux points brillants sont bien présents dans l'image et les réponses fantômes sont réduites avec les signaux OFDM.

**Remarque** Ces travaux s'inscrivent dans le contexte plus général de l'exploitation des signaux de télécommunications par les radars, qu'ils soient passifs ou actifs. La génération de séquences, orthogonales sous certaines conditions, permet d'envisager une meilleure séparation des signaux dans le contexte du radar à entrée et sortie multiple [111].

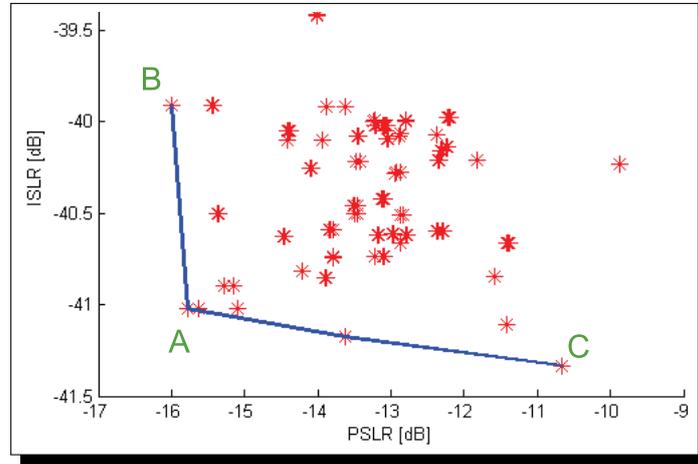


FIGURE 4.8 *Caractéristiques images des couples de signaux OFDM, in [110].*

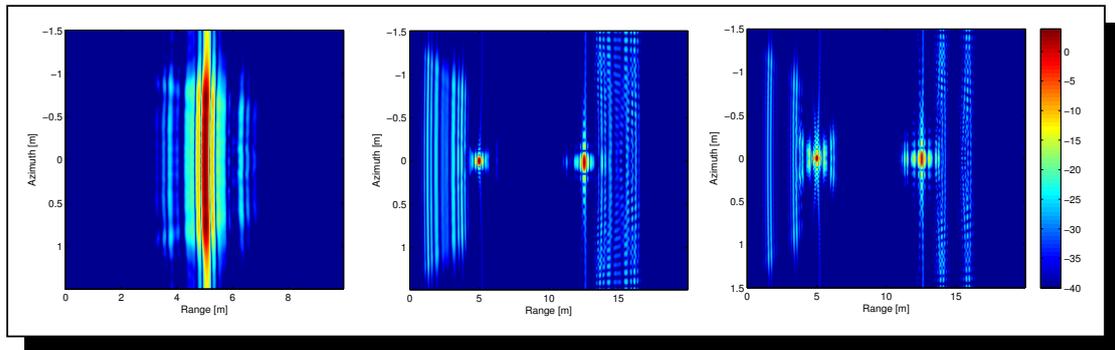


FIGURE 4.9 *Image radar d'un point brillant sans traitement d'ambigüité, avec traitement à l'aide de chirps et à l'aide de signaux OFDM, in [73].*

## 4.4 Côté récepteur

### I Antennes multiples

*Collaboration Jean-Michel Auffray (doctorant)*

*Publication [22, 36]*

*Projet (1.a), (4.a)*

Ma thèse [112] traitait de la combinaison des modulations OFDM et de l'accès multiple par répartition de code exploitant l'étalement de spectre par séquence direct. Les premières publications sur le sujet datent des années 1993 [113–118]. Une des originalités de la thèse fut d'inclure l'étalement de spectre lors de l'application du critère de l'erreur quadratique moyenne [119], ce qui se révélera, à posteriori, être un cas particulier du traitement multiutilisateur des communications CDMA [120]. L'application de ce critère avait déjà été proposé pour les systèmes OFDM-CDMA, mais sans prendre en compte l'accès multiple [121], ou en le prenant en compte partiellement [113]. L'introduction des techniques temps-espace [122, 123], et plus particulièrement l'ajout du codage temps-espace de Alamouti [124], permettait d'améliorer les performances des systèmes MC-CDMA de quatrième génération. Se posait alors la question suivante.

**Problème 5.** *Comment appliquer le critère de l'erreur quadratique moyenne propre à ces systèmes OFDM précodés, et pour quelles performances ?*

Plusieurs solutions furent proposées et comparées dans cette étude. Les égalisations dites à utilisateur unique ne prennent pas en compte les interférences d'accès multiple et le coefficient d'égalisation  $g_{i,j,k}$  sur la sous-porteuses  $i$  entre l'antenne d'émission  $j$  et l'antenne de réception  $k$  s'écrit

$$g_{i,j,k} = \frac{\bar{a}_{i,j,k}}{\sum_j |a_{i,j,k}|^2 + \gamma_{i,k}} \quad (4.15)$$

ou

$$g_{i,j,k} = \frac{\bar{a}_{i,j,k}}{\sum_j \sum_k |a_{i,j,k}|^2 + \gamma_{i,k}}, \quad (4.16)$$

avec  $\gamma_{k,j}$  l'inverse d'un rapport signal sur bruit. Ces deux stratégies sont sous-optimales mais offrent de bonnes performances, comme on peut le voir sur les figures 4.10 et 4.11. Ces deux stratégies sont simples à mettre en œuvre et ne nécessitent pas d'inversion de matrice. Les coefficients  $g_{i,j,k}$  sont introduits dans une matrice de décodage de Alamouti qui précède la fonction de désétalement.

La prise en compte des interférences d'accès multiple conduit à un traitement matriciel de la réception. La minimisation du critère est calculée entre le symbole de modulation émis et celui reçu, prenant en compte le codage temps-espace et la fonction d'accès multiple

$$\forall i \in [1, n], \quad \min_W E[|x_i - \hat{x}_i|^2]. \quad (4.17)$$

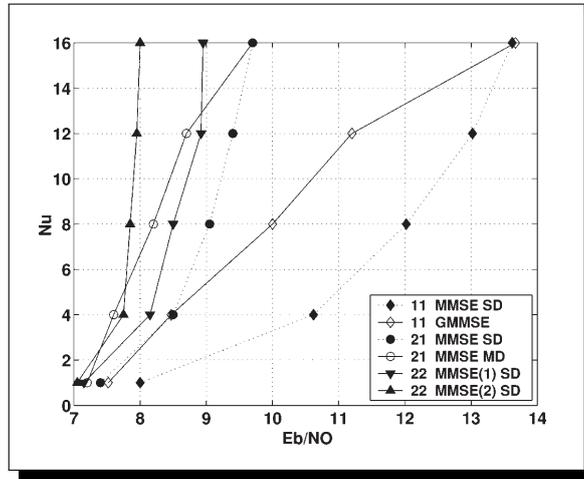


FIGURE 4.10 Charge d'un d'un système MC-CDMA, in [22, 36].

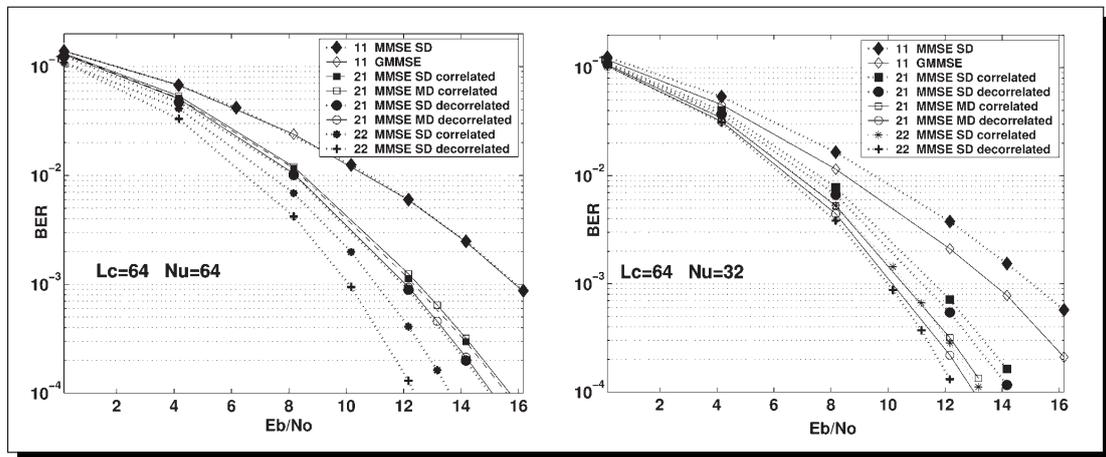


FIGURE 4.11 Taux d'erreur binaire d'un système MC-CDMA in [22].

Le vecteur  $\hat{X}$  et la matrice  $W$  sont donnés à l'équation (4.4). Le gain est lisible sur la figure 4.10 en comparant les courbes *21 MMSE SD* et *21 MMSE MD*. On retrouve l'allure des courbes et les différences obtenues dans le cas d'une seule antenne en émission et en réception, courbes *11 MMSE SD* et *11 GMMSE*. À noter qu'à pleine charge, le nombre d'utilisateurs est égale à la longueur des codes, les différentes approches conduisent aux mêmes performances.

**Remarque** Ces applications du critère de l'erreur quadratique moyenne aurait pu être traitées comme un cas particulier des travaux de Verdú [120]. Le filtre adapté fournissant une statistique suffisante, les interférences d'accès multiple peuvent alors être traitées dans l'espace des symboles de modulation obtenus après désétalement et décodage espace-temps. Les résultats présentés dans ce paragraphe sont aujourd'hui classiques et montrent bien l'évolution des performances en fonction du traitement de la diversité apportés par le codage temps-espace ou par l'étalement de spectre.

## II Synchronisation

*Encadrement* Matthieu Crussière, (2.a), François Bichelot, (1.b)  
*Publication* [37, 39]  
*Projet* (2.a)

Nous revenons ici au contexte des communications par courant porteur en ligne. La topologie du réseau était cellulaire et un modem maître communiquait avec plusieurs modems esclaves. Le réseau était le réseau d'accès également appelé réseau *outdoor*. Il s'agissait de synchroniser ces modems esclaves sur le modem maître. Le modèle de canal utilisé était fourni par un des partenaires du projet (2.a).

L'estimation du canal, présentée au paragraphe 4.3.II à la page 36, s'insérait dans une boucle de synchronisation. Cette boucle est représentée sur la figure 4.12. Elle était dimensionnée en fonction des caractéristiques de la liaison et de la stabilité des oscillateurs à quartz bon marché qui était de 100 ppm. L'analyse des erreurs de synchronisation conduit à une expression du vecteur  $Y$  des symboles reçus du type

$$Y = \Theta AX + \Phi + B, \quad (4.18)$$

où  $\Theta$  est une matrice diagonale dépendant des erreurs de synchronisation et  $\Phi$  un vecteur modélisant les interférences interporteuses et intersymboles liées à ces mêmes erreurs de synchronisation. Cette expression permet de conserver le formalisme de l'équation (4.1) où la matrice diagonale  $A$  est remplacée par une matrice  $\Theta A$ , toujours diagonale. Sous l'hypothèse d'un vecteur  $\Phi$  gaussien, le maximum de vraisemblance peut être dérivé pour estimer les paramètres nécessaires à la synchronisation du récepteur sur l'émetteur.

La procédure de synchronisation était la suivante :

1. Recherche du début des symboles OFDM en exploitant l'intervalle de garde pour un placement grossier de la fenêtre FFT,
2. Recherche du début de trame marqué par la présence d'un symbole pilote;

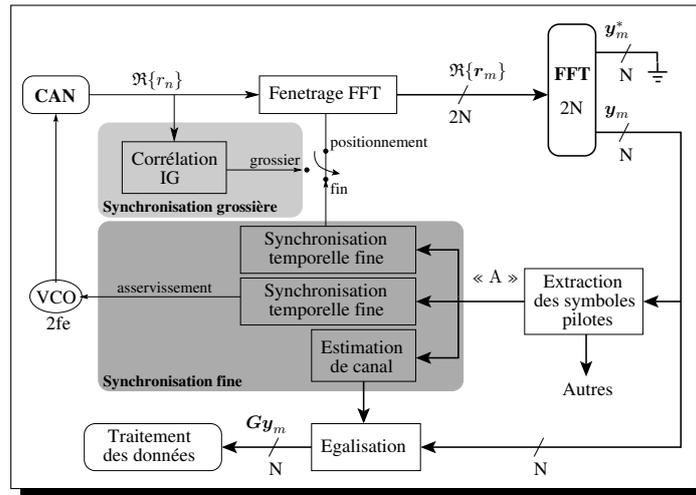


FIGURE 4.12 Boucle de synchronisation, in [107].

3. Estimation de la fréquence d'échantillonnage, des instants d'échantillonnage et correction du placement de la fenêtre FFT à l'aide du symbole pilote ;
4. Phase de poursuite en exploitant plusieurs symboles pilotes.

L'estimation du début des symboles OFDM fut dérivée du maximum de vraisemblance en exploitant le préfixe cyclique. Sous l'hypothèse d'un vecteur  $\Phi$  gaussien et à faible rapport signal sur bruit, ce maximum de vraisemblance correspond au maximum de corrélation. Cette procédure de synchronisation par corrélation de l'intervalle de garde est la méthode habituellement proposée. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter de séquence d'apprentissage mais présente l'inconvénient d'être biaisée lorsque le canal est dispersif en temps ou lorsque le réseau est multicellulaire. Pour des raisons de topologie du réseau, l'intervalle de garde fut sur-dimensionné. La fenêtre FFT peut alors être positionnée en avance sur sa position optimale sans générer d'interférences intersymboles. Cette situation fut obtenue en compensant statistiquement le biais d'estimation par une avance de positionnement d'une cinquante échantillons sur la position estimée. Cette compensation assurait, *in fine*, une avance de la position de la fenêtre FFT sur la position optimale. Les autres étapes de synchronisation furent réalisées après FFT, c'est-à-dire dans le domaine fréquentiel.

Nous supposons ensuite les effets d'un décalage de la fréquence d'échantillonnage négligeable par rapport aux effets d'un décalage temporel résiduel et un vecteur  $\Phi$  toujours gaussien. La maximisation de la vraisemblance du décalage temporel résiduel conduit alors à une estimation au sens des moindres carrés par régression linéaire sur la phase dépliée des symboles pilotes. Cette estimation non biaisée dans le cas d'un canal gaussien est biaisée avec un canal dispersif en temps. Le biais dépend de la dispersion des retards et il fut statistiquement compensé avec une avance de 10 échantillons. La conséquence est alors une avance finale de la position de la fenêtre FFT de quelques échantillons seulement. Cette situation ne générerait pas d'interférences intersymboles dans notre cas. Les évanouissements profonds du canal réduisent la fiabilité de l'estimation. Les meilleures sous-porteuses, au sens du rapport

signal sur bruit, peuvent alors être sélectionnées mais leur nombre ne doit pas être trop faible sous peine de réduire également la fiabilité de l'estimateur. Statistiquement, un choix de 500 sous-porteuses sur 2048 minimisait la variance de l'erreur d'estimation.

Venait enfin l'estimation du décalage de la fréquence d'horloge, ou fréquence d'échantillonnage. La méthode habituellement proposée exploite la dérive de la phase entre deux symboles pilotes consécutif. Dans notes cas, la comparaison était faite entre deux symboles pilotes de début de trame espacés de plusieurs symboles OFDM, typiquement 256. L'estimation du décalage de la fréquence d'échantillonnage était obtenue sous les hypothèses d'une invariance du canal entre deux symboles pilotes et de processus additifs gaussiens. La dérivation du maximum de vraisemblance conduit alors à une estimation au sens des moindres carrés par régression linéaire sur la différence dépliée des phases des symboles pilotes. Le choix d'une estimation exploitant seulement la phase des échantillons permettait de traiter les cas d'erreurs de synchronisation supérieures à 1,7 ppm. La méthode était alors pertinente aussi bien pendant la phase d'accrochage que pendant la phase de poursuite. Contrairement à l'estimateur de la position résiduelle du placement de la fenêtre FFT, l'estimateur de la fréquence d'échantillonnage n'est pas biaisé par les distorsions de phase introduites par un canal dispersif en temps. Il reste cependant sensible aux évanouissements profonds du canal et le choix des mêmes 500 sous-porteuses fut fait.

Une phase de poursuite suivait une phase d'accrochage pour compléter la synchronisation. L'estimation de la réponse fréquentielle du canal étant incluse dans la boucle de synchronisation, cette estimation bénéficiait de la correction des erreurs de synchronisation qui bénéficiait à son tour de l'estimation du canal, aussi bien pendant la phase de poursuite que pendant la phase d'accrochage. La différence entre les deux phases tenait au filtre de boucle activé pendant la phase de poursuite, lorsque l'erreur sur la fréquence d'échantillonnage était inférieure à 1 ppm. Ce filtre de boucle était actif pour asservir la commande de l'oscillateur et réduire l'influence du bruit sur l'estimation du canal. À noter que l'erreur de la position des échantillons ou du décalage de phase des oscillateurs est pris en compte dans l'estimation des coefficients du canal et ne nécessite pas d'estimation propre.

Le tableau 4.2 résume les performances des estimateurs. L'erreur de placement fin de la fenêtre FFT était inférieure à l'échantillon à l'issue de la phase de poursuite. Il n'y avait alors pas de correction apportée pendant la phase de poursuite. Le décalage de fréquence d'horloge restait inférieur à 0,1 ppm pour un rapport signal sur bruit supérieur à 0 dB. Quant à l'estimation des coefficients du canal, la variance de son erreur quadratique moyenne était de 1 % pour un rapport signal sur bruit de 5 dB. La perte globale équivalente de rapport signal sur bruit restait inférieure à 0,1 dB.

**Remarque** L'originalité de ce travail tenait à l'estimation conjointe de la fréquence d'échantillonnage, du placement de la fenêtre FFT et de l'estimation du canal pour les liaisons descendantes. Une comparaison avec une synchronisation effectuée dans le domaine temporelle fut également faite et donnait l'avantage à l'estimation décrite précédemment. Le dimensionnement du symbole pilote et le calcul de la borne de Cramér-Rao des estimateurs furent étudiés par des partenaires du projet [108].

Il était communément admis que le canal CPL était faiblement variant dans le temps [125].

	Placement grossier de la fenêtre FFT	Fréquence d'horloge	Placement fin de la fenêtre FFT	Coefficients du canal (variance)
Oscillateur		$\leq 100$ ppm		
Accrochage	$\leq 50$ éch.	$\leq 1$ ppm	$\leq 1$ éch.	
Poursuite		$\leq 0,1$ ppm	$\leq 1$ éch.	$10^{-2}$

TABLE 4.2 *Erreurs des estimateurs.*

Nous avons considéré une invariance entre deux symboles pilotes, c'est-à-dire pendant une trame de 30 ms. Cependant, des études montrent que le canal CPL varie au cours du temps avec des cycles de variations synchrones avec la fréquence du réseau de distribution électrique [126, 127]. Pour conserver l'invariance, il faudrait alors réduire la taille des trames, fixée à 256 symboles OFDM, ou introduire plusieurs symboles pilotes dans les trames.

La littérature traitant de la synchronisation des systèmes OFDM est riche et il existe quelques articles de synthèse pour le contexte radiomobile [128–130]. Le développement des systèmes OFDMA a depuis conduit à l'analyse et à l'étude de nouveaux problèmes de synchronisation, également pour la voie montante [131]. Même si la synchronisation des systèmes de communications OFDM a de nombreuses réalisations, il reste toujours un sujet de recherche actif.

## 4.5 Convergence des réseaux

*Publication [8]  
Projet (4.c)*

Beaucoup de normes des réseaux d'accès radiomobiles utilisent la technique OFDM. La figure 4.13 les résume en 2005. La convergence était ici considérée d'un point de vue de la couche physique pour des services de satellite fixes ou mobiles. Ces satellites peuvent tout aussi bien être en orbites basses qu'en orbites géostationnaires.

Les délais et les coûts de mise en œuvre des constellations de satellite en orbite basse rendirent les services satellites obsolètes et peu compétitifs face aux services offerts par les systèmes terrestres de communications. Les satellites géostationnaires pouvaient alors jouer un rôle important dans le marché des télécommunications en étendant les offres de services dans des zones peu ou pas couvertes par les réseaux terrestres, participant ainsi à la réduction de la fracture numérique [132].

**Remarque** Depuis cette étude, les réseaux cellulaires 4G E-UTRA sont à ajouter à la liste des systèmes de télécommunications utilisant la technique OFDM [133]. De nombreux satellites de télécommunications civiles ont été lancés et mis en service aussi bien en orbite basse que géostationnaire. La convergence a également été étudiée d'un point de vue des protocoles de communications en exploitant les technologies IP et MPLS [134]. Aujourd'hui, les satellites

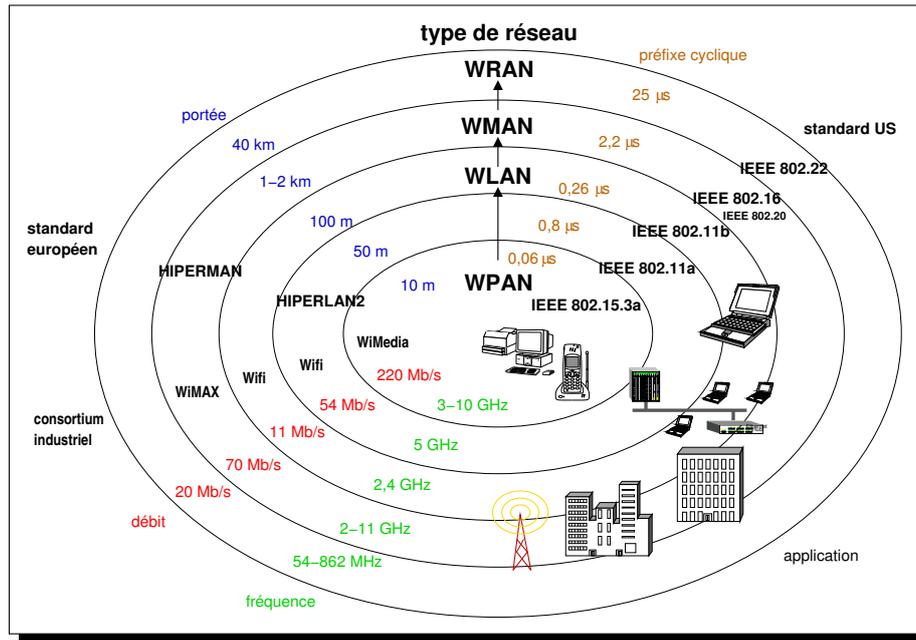


FIGURE 4.13 Caractéristiques des réseaux d'accès en 2005, in [8].

font partie des réseaux de communications et sont à ajouter à la liste des systèmes de télécommunications utilisant la forme d'onde OFDM, comme par exemple le satellite IPSTAR 1 en service depuis 2005 en Asie.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les études traitant des transmissions de type OFDM et de l'exploitation de ces signaux. Nous sommes partis de l'émetteur, passés par le canal puis le récepteur, pour arriver aux réseaux et à leur convergence.

## Chapitre 5

# Allocation des ressources et précodage

L'allocation des ressources pour les systèmes précodés est le fil rouge de mes activités de recherche. Ces activités commencèrent dès mon arrivée à l'IETR en 2001 en collaboration avec un doctorant, Sébastien Mallier. Puis, suivra l'encadrement des thèses de Matthieu Crussière (2.a), Antoine Stephan (2.c), Fahad Syed Muhammad (2.d), Ali Maiga (2.e) et Abdallah Hamini (2.f). Des stagiaires participeront à l'aventure : Jihane Benlahbib (1.d), Julie Karaki (1.e) et Najmeddine Kout (1.g). Enfin les études s'inscriront dans les projets IDILE (2.a), Techim@ges (3.a), OMEGA (1.d) et des études industrielles (4.d), (4.f) et (4.h).

### 5.1 Aspects historiques

Le problème de l'allocation des ressources ou affectation et gestion des ressources est un problème d'optimisation. Il s'agit de trouver la *meilleure* répartition de ces ressources au sens d'un critère de qualité. L'idée d'optimisation est très générale et cette optimisation peut être continue ou discrète, déterministe ou probabiliste, statique ou dynamique, faire appel à un ou plusieurs critères, être linéaire ou non linéaire, être avec ou sans contraintes. Nous pourrions remonter jusqu'à l'histoire de l'Égypte ancienne pour trouver des traces de problèmes d'allocation des ressources et de leur exploitation optimale [135]. Nous limiterons notre retour à 1987, année de publication du brevet de Hughes-Hartogs qui proposa une première réalisation d'allocation des ressources [136], c'est-à-dire un algorithme, pour des applications ADSL. À noter que l'ADSL fut la première application majeure de la technique OFDM [84]. À noter également que nous sommes ici un an avant la définition réglementaire du diplôme H.D.R.

L'algorithme de Hughes-Hartogs traite des ressources discrètes et continues, à savoir les bits d'information et les puissances, et le critère de qualité est le débit qui est maximisé sous une contrainte de puissance. Cet algorithme d'allocation *optimal*, dans le sens où il fournit le débit maximal, a une complexité trop élevée en contexte opérationnel et pour de hauts débits. Il marque alors le début d'une longue série d'algorithmes d'allocation appelés *bit-loading* qui chercheront à réduire la complexité de l'algorithme initial tout en s'approchant au mieux de la solution optimale. Ces algorithmes seront soit dérivés de la méthode par accroissement, comme celle proposée par Shih [137], soit dérivés de la méthode exploitant les

multiplicateurs de Lagrange, comme celle développée par Everett [138], soit une combinaison des deux approches.

C'est avec les applications DSL —ADSL, HDSL, VDSL et leurs évolutions— que l'aventure commença. Parmi les algorithmes souvent cités dans la littérature, notons les algorithmes de Chow [139], Fischer [140], Levin-Campello [141, 142] ou Krongold [143]. Cette aventure se poursuit avec les communications par courant porteur des réseaux domestiques, les réseaux d'accès sans fil ou encore les réseaux cellulaires, aussi bien en voie montante que descendante. Les algorithmes d'allocation des ressources étant adaptatifs, on pourrait penser qu'un changement de canal n'apporte pas de nouveaux problèmes. La nouveauté ne viendra effectivement pas du canal mais de la volonté d'ajuster au mieux le débit et la qualité de service. Les algorithmes d'allocations prendront alors en compte le taux d'erreur binaire, à la place du taux d'erreur symbole [86], plus complexe à mettre en relation avec la marge de bruit et le débit [144]. La nouveauté viendra également de la topologie des réseaux, plus variée que celle des liaisons DSL, et le traitement de l'allocation pourra être à utilisateurs multiples [145, 146], ou exploiter la dimension spatiale [147].

À côté de ces aspects pratiques d'algorithmes d'allocation, des problèmes plus fondamentaux sont également abordés. Ils s'intéressent à l'allocation optimale de la puissance dans le cas de constellations discrètes [148, 149], prennent en compte les interférences [150], sont souvent en lien avec des problèmes de calcul de capacité [151], ou s'intéressent à la généralisation des approches adaptatives [152, 153]. Les outils utilisés sont des outils d'optimisation convexe [154, 155], la relaxation lagrangienne [156] ou la théorie de la majoration [157]. Les matroïdes sont également utilisées pour évaluer l'optimalité des algorithmes [158]. Dans un contexte de communications à plusieurs utilisateurs, la théorie des jeux est également utilisée pour définir et rechercher des points optimaux selon des critères d'équilibre des solutions.

## 5.2 Une première approche

Au début des années 2000, la technique MC-CDMA était largement étudiée aussi bien pour le lien montant que pour le lien descendant des systèmes de radiocommunications cellulaires. Cette technique ayant une composante étalement de spectre, qui permet de précoder les données, il nous semblait pertinent d'évaluer la résistance de celle-ci dans une liaison ADSL perturbée par des bruits impulsifs. Nous conservâmes le sigle MC-CDMA malgré l'absence d'accès multiple, si ce n'est celui de plusieurs données d'une même liaison. Les premiers résultats donnèrent l'avantage à la technique MC-CDMA sur la technique DMT [34]. La figure 5.1 présente la robustesse, exprimée en nombre de bits faux, des transmissions DMT et MC-CDMA codées, en fonction de l'amplitude en mV du bruit impulsif présent sur les lignes. Plusieurs techniques de réception furent comparées. La simplicité et les performances de la technique appelée *ORC* sur cette figure 5.1, qui est l'application du critère de distorsion-crête, orienteront fortement les études ultérieures.

La résistance du précodage fut également étudiée avec un modèle fréquentiel, simple de brouilleurs [35]. L'étude paramétrique montre que, à taux d'erreur symbole et débit constants, le précodage permet à un système DMT de supporter plus de porteuses bruitées ou des bruits de plus forte puissance. Le nombre de configurations du système précodé était limité à

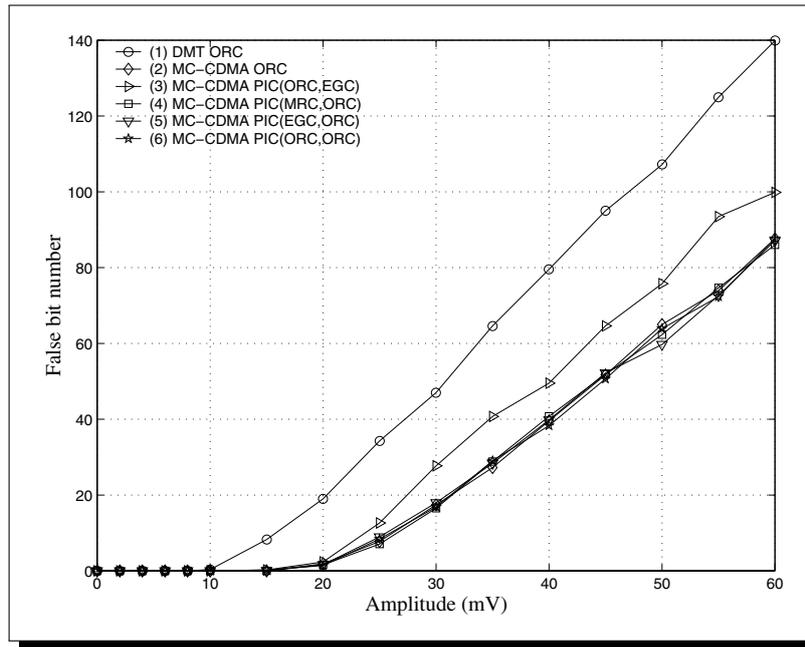


FIGURE 5.1 Comparisons des robustesses in [34].

7 : le système OFDM était composé de 220 sous-porteuses actives, seules les constructions de Sylvester des matrices de Hadamard étaient exploitées, les ordres de modulation étaient inférieurs à 10 et la répartition des bits par séquence était uniforme. Il y avait trois débits cibles exprimés en bit par symbole OFDM. Toutes ces contraintes conduisaient aux configurations données dans le tableau 5.1. Celles-ci sont exprimées en nombre de séquences et ordre de modulation. Une simple comparaison permettait de donner la configuration optimale vis-à-vis de la résistance aux brouilleurs.

Débit	Longueur des séquences		
	32	64	128
152	{19,8}	{38,4}	{76,2}
304	X	{38,8}	{76,4}
512	X	{64,8}	{128,4}

TABLE 5.1 Nombre de séquences et ordre de modulations pour trois débits ADSL en bit par symbole OFDM.

En ne se limitant pas aux seules constructions de Sylvester et en relâchant la contrainte sur la répartition des débits, le problème qui se posa fut alors de trouver la configuration optimale de l'émetteur qui maximise la marge de bruit sous une contrainte de débit et de masque de puissance : quel nombre de séquences de précodage faut-il choisir, quel nombre de bits faut-il attribuer à ces séquences et avec quelle puissance ? Faut-il précoder ou faut-il partager le traitement entre l'émetteur et de récepteur ? Quelle égalisation faut-il choisir ?

## 5.3 Le modèle

Nous sommes face à des problèmes d'optimisation sous contraintes. Nous ne présentons dans ce chapitre qu'une partie des aspects de l'allocation des ressources synthétisée par l'organigramme de la figure 3.3 à la page 26. Nous jouons avec des débits, des qualités de services ou robustesses, et des puissances ou énergies. Ces éléments, qui peuvent tout aussi bien être contraintes que variables, sont maximisés ou minimisés, et dans le cas multidimensionnelle c'est une norme qui est maximisée ou minimisée.

### I Paramètres

Des débits de transmission  $\{r_i\}_{i=1}^n$  sont associés à chaque élément  $\{x_i\}_{i=1}^n$  du vecteur de symboles émis  $X$ . Dans un premier temps, le récepteur minimise le critère de distorsion-crête et les matrices de précodage  $P$  sont des matrices de Hadamard. Avec ces conditions, le système précodé assure une transmission orthogonale, comme le système sans précodage. Il est alors possible d'appliquer les algorithmes dérivés de la méthode par accroissement, comme l'algorithme de Hughes-Hartogs, pour allouer l'information et les puissances du système précodé. Cependant, cette solution conduisant à des algorithmes de *bit-loading* présentant un trop grand nombre d'itérations, nous préférons des solutions analytiques. Pour cela, une grandeur clé, la marge de bruit ou marge de rapport signal sur bruit pour être plus exact, fut introduite pour analyser une transmission à un débit inférieur à la capacité d'un canal [86]. Cette marge de bruit est en relation avec la robustesse d'un système de communications.

**Définition 2.** *La marge de bruit  $\gamma_i$  caractérise la distance entre la capacité  $C_i$  du canal et le débit  $r_i$  du système de communications*

$$\gamma_i = \frac{2^{C_i} - 1}{2^{r_i} - 1}.$$

**Définition 3.** *La robustesse est évaluée avec la marge de bruit minimale ou une moyenne des marges de bruit.*

La marge de bruit minimale assure un certain coefficient de protection contre des perturbateurs alors qu'une moyenne des marges de bruit est plus en relation avec une qualité de service. (Lorsque la qualité de service est évaluée avec le TEB, la moyenne n'est alors pas une simple moyenne arithmétique.) Cependant, et sous certaines conditions, ces deux robustesses conduisent à des solutions de *bit-loading* identiques ou fortement similaires [30, 71]. La marge de bruit, lorsqu'elle n'est pas une grandeur à maximiser, est associée aux modulations, au codage canal, aux erreurs de synchronisation ou d'estimation du canal, et d'une façon générale à toutes les dégradations liées à la réalisation du système de communications. Nous nous limiterons à la marge de bruit des modulations d'amplitude en quadrature.

Le débit  $r_i$  sur la sous-porteuse  $i$ , exprimé en nombre de bits par deux dimensions, est alors lié au rapport signal sur bruit  $rsb_i$  via l'équation

$$r_i = \log_2 \left( 1 + \frac{rsb_i}{\gamma_i} \right). \quad (5.1)$$

Cette expression est fondamentale car elle permet d'utiliser les outils d'optimisation convexe tels que la méthode des multiplicateurs de Lagrange ou sa généralisation avec les conditions de Karush-Kuhn-Tucker [154, 155].

À partir des équations (4.1) et (4.3) nous pouvons écrire le rapport signal sur bruit pour chaque système. Enfin, la matrice  $W$  de l'équation (4.4) est réduite à  $\frac{1}{n} \mathbf{I} P A^{-1}$ , ou  $A^{-1}$  sans pré-codage, dans le cas de la minimisation du critère de distorsion-crête en réception. Le rapport signal sur bruit avec pré-codage est alors égal à la moyenne harmonique des rapports signaux sur bruits sans pré-codage. L'algorithme appelé *zero forcing* permet de minimiser ce critère qui conduit à la décorrélation des données et qui est une stratégie de réception également optimale selon deux autres critères : les moindres carrés et le maximum de vraisemblance lorsque les amplitudes des signaux ne sont pas connues en réception [120].

## II Puissance crête ou moyenne

Nous nous sommes intéressés à des configurations de communications où la contrainte est une densité spectrale de puissance plutôt que la puissance totale. Cette contrainte est rencontrée dans le cas des transmissions DSL et CPL. Nous utilisons la définition suivante.

**Définition 4.** *La contrainte de puissance crête appliquée à un système sans pré-codage s'écrit  $\forall i \in [1, n], \sigma_{x_i}^2 \leq \rho$ .*

Dans cette définition,  $\sigma_{x_i}^2$  est la variance de la variable complexe et centrée  $x_i$ , et  $\rho$  la limite de puissance. Appliquée à un système pré-codé, nous obtenons le résultat suivant.

**Proposition 1** ([78]). *Le pré-codage transforme la contrainte de puissance crête en contrainte de puissance totale.*

C'est cette transformation qui permet au pré-codage d'améliorer les performances, pour ce qui est du débit ou de la robustesse, d'un système OFDM. Il ne faut pas oublier qu'avec une contrainte de puissance totale, la capacité du canal est celle de la technique OFDM. La répartition optimale de la puissance est alors donnée par une formule de *water-filling* et l'introduction de modulations d'ordres discrets a un impact négligeable sur les performances [159].

**Proposition 2** ([44]). *Le pré-codage diminue le pas entre les ordres de modulations par sous-porteuses.*

C'est une autre façon d'interpréter le potentiel du pré-codage et qui explique également que le gain apporté par le pré-codage dans le cas d'une contrainte de puissance totale restera faible contrairement au cas d'une contrainte de puissance crête. Comme nous le verrons au paragraphe 5.5 de ce chapitre, ce gain de pré-codage est lié à l'exploitation conjointe des puissances disponibles par sous-porteuse.

## III Critère d'optimisation

Nous traitons des données sur  $n$  dimensions. Le critère est une fonction définie de  $\mathbb{R}^n$  ou  $\mathbb{N}^n$  dans  $\mathbb{R}$  ou  $\mathbb{N}$ . Nous cherchons l'extremum soit de la moyenne, ou de la somme, soit de la

valeur maximale ou minimale. Dans le cas de communications à plusieurs utilisateurs, nous verrons au prochain chapitre que la définition du critère est plus délicate. Notons également que les valeurs discrètes des débits sont en pratique définies dans un espace borné, la valeur supérieure étant donnée par l'ordre de modulation le plus élevé —10 dans le cas de l'ADSL— et, dans le cas général, l'échelle des débits discrets peut ne pas être régulière.

## 5.4 Une allocation optimale

Nous avons maintenant tous les éléments pour poser et résoudre nos problèmes. Une dernière hypothèse : nous supposons que le récepteur a une connaissance sans erreur des coefficients du canal de transmission. Nous sommes ici dans le cas d'un récepteur minimisant la distorsion-crête.

**Problème 6.** *Comment maximiser la robustesse, d'un système précodé sous contrainte de débit et de masque de puissance ?*

Avec une marge  $\gamma_i$  indépendante de  $i$  et de  $r_i$ , la solution qui maximise la robustesse, c'est-à-dire la marge, minimise la puissance. Le problème précédent se réduit alors à minimiser la somme d'exponentielles de variables discrètes, sous la contrainte de leur somme, puisque chaque séquence voit les mêmes canaux. Soit

$$\min_{\{r_i\}_{i=1}^n} \sum_{i=1}^n 2^{r_i} \quad \text{sous les contraintes} \quad \sum_{i=1}^n r_i \leq r \text{ et } \forall i, r_i \in \mathbb{N}. \quad (5.2)$$

La solution de ce problème est

$$\begin{cases} \forall i \in [1, r - \lfloor \frac{r}{n} \rfloor n], r_i = \lfloor \frac{r}{n} \rfloor + 1, \\ \text{sinon } r_i = \lfloor \frac{r}{n} \rfloor. \end{cases} \quad (5.3)$$

Cette solution est également la solution du problème suivant

$$\min_{\{r_i\}_{i=1}^n} \max_{i \in [1, n]} 2^{r_i} \quad \text{sous les contraintes} \quad \sum_{i=1}^n r_i \leq r \text{ et } \forall i, r_i \in \mathbb{N} \quad (5.4)$$

qui est la forme réduite de la minimisation de la puissance maximale, c'est-à-dire la maximisation de la marge minimale.

**Proposition 3** ([42]). *Sous contrainte de débit  $r$  et selon le modèle de l'équation (5.1) avec  $\gamma_i$  indépendante de  $i$ , allouer  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor + 1$  bits à  $r - \lfloor \frac{r}{n} \rfloor n$  séquences et  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor$  bits aux autres séquences minimise la puissance totale et maximise la robustesse.*

Ce résultat donne une solution analytique simple de la répartition des débits. La répartition des puissances est obtenue en inversant l'équation (5.1). Nous remarquons que la répartition optimale des débits est la répartition qui minimise la dispersion des valeurs, c'est-à-dire la solution la plus proche de la répartition uniforme qui est la solution optimale dans  $\mathbb{R}$ .

**Problème 7.** *Comment maximiser le débit d'un système précodé sous contrainte de masque de puissance et de robustesse ?*

En reprenant les hypothèses décrites pour le problème 6, la maximisation du débit revient à maximiser une somme de logarithmes

$$\max \sum_{i=1}^n \ln \left( 1 + \frac{\text{rsb}_i(\sigma_{x_i}^2)}{\gamma_i} \right) \quad \text{sous les contraintes} \quad \sum_{i=1}^n \sigma_{x_i}^2 \leq \rho \text{ et } \forall i, r_i \in \mathbb{N}. \quad (5.5)$$

Dans cette équation,  $\text{rsb}_i(\sigma_i^2)$  est le RSB associé à la séquence  $i$ . La contrainte de puissance, qui ici ressemble à une contrainte de puissance totale via à vis du précodage, est bien une contrainte de puissance crête liée au masque de puissance. La solution est tout d'abord obtenue pour des modulations d'ordre continu et toujours avec des marges de bruit indépendantes de  $r_i$ . Elle est ensuite déclinée pour des modulations d'ordre discret.

**Proposition 4** ([42]). *Avec  $r_i \in \mathbb{R}$  pour tout  $i$ , la répartition uniforme des puissances maximise le débit d'un système précodé sous contrainte de masque de puissance.*

De façon plus générale, la répartition uniforme maximise une fonction coût, qui est  $n$  fois la somme d'une fonction, si cette dernière est concave.

**Proposition 5** ([42]). *Avec  $r_i \in \mathbb{N}$  pour tout  $i$ , le débit maximal d'un système précodé sous contrainte de masque de puissance est  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor n + \lfloor n(2^{\frac{r}{n} - \lfloor \frac{r}{n} \rfloor} - 1) \rfloor$ ,  $r$  est ici le débit optimal dans  $\mathbb{R}$ .*

La proposition 3 permet alors d'obtenir la répartition optimale. Le corollaire de ce résultat est que  $\lfloor r \rfloor$  est atteignable si et seulement si  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor = \frac{r}{n}$ . Le débit obtenu avec la proposition 5 reste cependant supérieur au débit obtenu avec une allocation naïve de  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor$  bits par séquence.

Maintenant que nous avons la répartition optimale des débits dans  $\mathbb{R}$  et dans  $\mathbb{N}$ , nous pouvons évaluer le gain apporté par le précodage.

## 5.5 Des gains et des pertes

### I Capacité et débits

Nous nous intéressons au problème 7 et nous observons les différentes grandeurs données sur la figure 5.2. Nous pouvons tout d'abord nous intéresser à la capacité associée à la forme

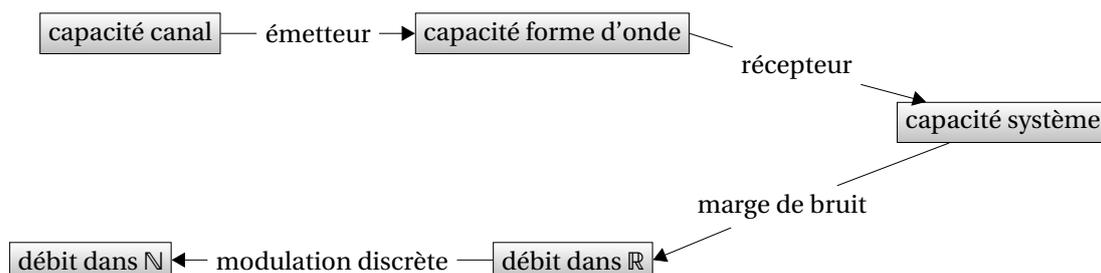


FIGURE 5.2 Relation entre les capacités et les débits.

d'onde, c'est-à-dire le maximum de l'information mutuelle de  $X$  et le  $Y$  conditionnellement à  $A$ ,  $I(X; Y|A)$ . L'orthogonalité des matrices  $P$  est une condition suffisante pour que l'introduction du précodage ne réduise pas cette capacité.

**Proposition 6** ([42]). *Si  $P$  est une matrice orthogonale, alors le maximum de  $I(X;Y|A)$  est identique avec et sans précodage, c.-à-d. avec  $Y$  donné par les équations (4.1) et (4.3).*

Nous avons ensuite comparé les capacités des systèmes en prenant en compte la réception et avec des modulations non contraintes, c.-à-d. en maximisant  $I(\hat{X};X|A,W,P)$ . Cela correspond aux débits dans  $\mathbb{R}$  pour une marge de bruit de 1. Cette comparaison revient à étudier

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln(1 + \text{rsb}_i) \leq \ln \left( 1 + \frac{n}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\text{rsb}_i}} \right), \quad (5.6)$$

où  $\text{rsb}_i$  est ici le rapport signal sur bruit par sous-porteuse dans les deux cas. En exploitant l'inégalité de Jensen et par récurrence sur  $n$ , nous obtenons le résultat suivant.

**Proposition 7** ([15]). *Avec des modulations non contraintes, le précodage et une réception minimisant le critère de distorsion-crête ne peuvent pas augmenter le débit du système de communications.*

Avec un canal de transmission gaussien, le précodage ne réduit pas la capacité du système. C'est un cas limite. Mais avec un canal sélectif en fréquence, le passage de la capacité associée à la forme d'onde à la capacité du système n'est pas en faveur du précodage. Prenons l'exemple de deux sous-porteuses avec un rapport signal sur bruit égal à 7. La capacité d'un tel système avec et sans précodage est de 6 bits par symbole OFDM. Si maintenant un des rapports signal sur bruit est réduit à 3, la capacité OFDM tombe à 5, et celle du système précodé à 4,76. En réduisant encore un des rapports à 1, l'écart relatif et absolu se creuse avec une capacité OFDM de 4 contre une capacité LP-OFDM de 2,92.

Avec un nombre de sous-porteuses plus important et un canal fortement sélectif en fréquence, l'utilisation d'une matrice de précodage liant l'ensemble des sous-porteuses risque de pénaliser le système précodé. Aussi, nous avons proposé de regrouper les sous-porteuses avec plusieurs *sous-matrices* de précodage, d'où la notion de bloc [41], ce qui revient à utiliser une matrice creuse pour la fonction de précodage [52]. De plus, et afin de limiter les pertes, la répartition des sous-porteuses devra se faire à distorsion minimale. Mais avant de développer ces aspects, qui seront traités au paragraphe 5.5.III, continuons la comparaison en suivant le cheminement décrit par la figure 5.2.

Avec une marge de bruit identique sur toutes les dimensions, le passage de la capacité du système,  $\gamma_i = 1$ , au débit dans  $\mathbb{R}$ ,  $\gamma_i > 1$ , ne change rien aux résultats précédents. Passons alors au débit dans  $\mathbb{N}$ . Il s'agit ici de comparer le débit donné à la proposition 5 au débit OFDM, qui est la somme des valeurs entières des débits par sous-porteuse pour une puissance égale à  $\rho$  par sous-porteuse. L'exemple précédent de deux sous-porteuses n'est toujours pas en faveur du précodage. Regardons l'exemple suivant de 10 sous-porteuses avec un rapport signal sur bruit divisé par la marge de bruit de  $-3$  dB. Le débit OFDM est nul puisqu'il faut que ce rapport soit au moins de 1 pour pouvoir transmettre un bit par porteuse et par symbole OFDM. Avec précodage, le débit est de 5 pour un débit dans  $\mathbb{R}$  de 5,85. D'où le résultat suivant, intéressant, mais qui reste relativement flou.

**Proposition 8.** *Avec des modulations d'ordre discret, le précodage et une réception minimisant le critère de distorsion-crête peuvent augmenter le débit du système de communications.*

Il n'y a ni conditions nécessaires, ni conditions suffisantes, tout au plus il ne faut pas trop de distorsion pour envisager un gain de débit. Une solution simple pour minimiser cette distorsion est de ne pas utiliser des séquences de précodage *trop longues* afin de lier des sous-porteuses relativement corrélées. Cependant, il n'a pas été possible de mettre en relation la longueur des séquences avec la bande de cohérence du canal.

## II Côté puissance

Nous nous intéressons au problème 6, sans refaire les comparaisons précédentes mais en nous focalisant sur les pertes relatives en puissance d'un débit dans  $\mathbb{N}$  par rapport à un débit dans  $\mathbb{R}$ .

**Définition 5.** *L'efficacité en puissance est le rapport entre la puissance nécessaire et suffisante pour transmettre avec le débit maximal dans  $\mathbb{N}$  et la contrainte de puissance.*

Avec cette définition, toute la puissance disponible est exploitée si l'efficacité est de 1. Notons que le débit maximal dans  $\mathbb{R}$  exploite toute la puissance disponible.

**Proposition 9** ([15]). *L'efficacité en puissance d'un système OFDM est inférieure à 72 %.*

**Proposition 10** ([15, 78]). *L'efficacité en puissance d'un système OFDM précodé croît de façon asymptotique vers 1 lorsque  $n$  tend vers l'infinie.*

Le résultat sans précodage est obtenu dans le cas d'une répartition uniforme de la différence des débits dans  $\mathbb{R}$  et dans  $\mathbb{N}$ . Il n'y a pas d'hypothèse de répartition des débits pour le résultat avec précodage. Le passage aux modulations d'ordre discret réduit l'efficacité en puissance d'un système OFDM alors qu'un système précodé restera fortement efficace si les séquences de précodage restent suffisamment longues. À noter que l'efficacité en puissance d'un système précodé tend vers un quand bien même le débit dans  $\mathbb{N}$  ne tend pas vers le débit dans  $\mathbb{R}$ . À débit total égal, la répartition optimale des débits dans  $\mathbb{N}$  nécessite au moins autant de puissance que la répartition optimale des débits dans  $\mathbb{R}$ . Cette propriété d'efficacité en puissance du précodage peut être mise en relation avec une autre fonction de celui-ci.

**Proposition 11.** *Le précodage réalise une fonction d'étalement de spectre.*

Du point de vue de la forme d'onde, le système précodé est un système MC-CDMA. Autrement dit, il contient une composante étalement de spectre. D'ailleurs, les systèmes MC-CDMA et leurs dérivées ont initialement été présentés comme la combinaison des techniques OFDM et CDMA [160], cette dernière étant une application de l'étalement de spectre par séquence directe. Le système précodé bénéficie ainsi du gain d'étalement, lié à la longueur des séquences de précodage, et peut exploiter des sous-porteuses *dans le bruit*. Cette exploitation est d'autant plus efficace que les séquences de précodage sont longues. Des séquences longues permettent de combiner un plus grand nombre de sous-porteuses et donc plus de puissance, ce qui conduit à une perte de puissance liée au caractère discret des modulations relativement faible.

### III Compromis

Les résultats précédents nous montrent deux choses : il faut d'un côté des séquences de précodage relativement courtes, pour ne pas trop subir les distorsions du canal sélectif en fréquence, et de l'autre côté des séquences relativement longues, pour avoir une bonne efficacité en puissance. Cette appréciation qualitative montre qu'un compromis est à trouver sur la longueur de ces séquences, à l'instar de ce qui a été obtenu pour les systèmes DS-CDMA [104]. L'idée est alors d'utiliser des matrices de précodage creuses afin de réduire les distorsions et d'exploiter toutes les sous-porteuses. Afin de limiter les interférences entre séquences, la définition des matrices de précodage creuse est la suivante.

**Définition 6.** *La matrice de précodage creuse réalise une partition de l'espace des sous-porteuses en sous-ensembles de sous-porteuses liées par les séquences de précodage.*

Ainsi, pour tous  $i, i', j, j' \in [1, n]$ , si  $|p_{i,j}| = |p_{i',j}|$  alors  $|p_{i,j'}| = |p_{i',j'}|$ . La matrice de précodage contient des *sous-matrices* de précodage qui sont les matrices de Hadamard. Nous exposons maintenant le problème et les résultats dans le cas de la maximisation du débit.

**Problème 8.** *Comment regrouper les sous-porteuses pour maximiser le débit ?*

C'est un problème d'optimisation combinatoire. Nous avons  $n$  boules, les sous-porteuses, à distribuer dans des boîtes, en nombre inconnu et pouvant contenir un nombre de boules égal à 1, 2 et tous multiples de 4. (D'après la conjecture d'Hadamard, une matrice de Hadamard d'ordre  $4m$  existe pour tout entier positif  $m$ . Le plus petit ordre multiple de 4 pour lequel aucune matrice de Hadamard n'est connue actuellement est 668 [161].) Le nombre de regroupement possibles est le nombre de partitions d'un ensemble à  $n$  éléments en sous-ensembles de cardinal 1, 2 et tous multiples de 4.

Les ennuis commencent ici car il n'y a pas d'expression analytique pour obtenir la meilleure partition. Nous pouvons alors construire un graphe de partitions mais ce graphe n'est pas structuré. Il ne reste plus que la recherche exhaustive pour trouver *la* meilleure solution. Si  $q(n)$  est le nombre de partitions, la fonction génératrice est

$$\exp\left(x + \frac{x^2}{2!} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{x^{4n}}{4n!}\right) = 1 + x + x^2 + \frac{2}{3}x^3 + \frac{11}{4!}x^4 + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} q(n) \frac{x^n}{n!}. \quad (5.7)$$

La table 5.2 donne quelques valeurs de  $q(n)$ . Il apparaît clairement que le problème ne peut être résolu par une recherche exhaustive.

$n$	1	2	5	10	20	50	100	1000
$q(n)$	1	2	31	28696	$1,64 \cdot 10^{12}$	$7,18 \cdot 10^{42}$	$1,80 \cdot 10^{106}$	$7,87 \cdot 10^{1835}$
$q'(n)$	1	2	4	14	71	1780	73486	$7,49 \cdot 10^{16}$
$q'''(n)$	1	2	3	4	7	14	27	252

TABLE 5.2 *Nombre de regroupements.*

L'objectif est maintenant de réduire ce nombre de regroupements et de faire une recherche exhaustive sur le sous-espace résultant. Cela est fait en 3 étapes.

1. Le problème 8 est partagé en deux sous-problèmes. Soit  $P = \Pi H$ , avec  $\Pi$  une matrice de permutation et  $H$  une matrice  $n \times n$  composée des  $k$  matrices de Hadamard de taille  $n_i \times n_i$  sur sa diagonale

$$H = \begin{bmatrix} H_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & H_k \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Le problème est maintenant de trouver les  $k$  sous-matrices de précodage et la matrice de permutation. Fort heureusement, nous avons un résultat analytique pour la construction de la matrice de permutation.

**Proposition 12** ([41]). *Soit  $k$  matrices de Hadamard  $\{H_1 \dots, H_k\}$  de taille  $n_1 \times n_1$  à  $n_k \times n_k$ . La permutation qui maximise le débit dans  $\mathbb{R}$  est telle que la matrice  $H_1$  voit les  $n_1$  sous-porteuses de plus fortes amplitudes, la matrice  $H_2$  les  $n_2$  sous-porteuses restantes de plus fortes amplitudes, etc. et la matrice  $H_k$  les  $n_k$  dernières sous-porteuses.*

Considérons l'exemple suivant pour illustrer cette proposition. Soit les matrices  $A$  et  $H$  telles que

$$A = \begin{pmatrix} 1 & & 0 \\ & 0.4 & \\ 0 & & 0.3 \\ & & & 0.6 \end{pmatrix}, \quad H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & & 0 \\ 1 & -1 & & \\ & & 1 & 1 \\ 0 & & 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (5.9)$$

Selon la proposition 12, les sous-porteuses sont regroupées deux par deux dans un ordre descendant, soit

$$\Pi = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (5.10)$$

ce qui conduit à

$$P = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (5.11)$$

Le premier sous-problème n'est résolu qu'avec des débits dans  $\mathbb{R}$  mais pour une matrice de permutation qui ne dépend pas de la matrice  $H$ .

2. Le second sous-problème consiste à trouver les  $k$  matrices  $H_i$ . C'est toujours un problème de boules et de boîtes. Cette fois nous recherchons la solution optimale parmi un ensemble de partitions qui est le nombre de partitions ordonnées d'un entier  $n$ , c'est-à-dire le nombre de compositions. Si les nombres utilisés pour la partition sont tous les entiers, alors le nombre de compositions est  $2^{n-1}$ . Si les entiers sont réduits à  $\{1, 2, 4m \mid m \in \mathbb{N}^*\}$ , le nombre de compositions est légèrement plus faible.

3. Afin de continuer à réduire l'espace des possibles, nous sommes contraint d'utiliser des heuristiques. Si les matrices  $H_i$  sont de tailles décroissantes, alors  $q'(n)$  est le nombre de partitions contraintes d'un entier  $n$  à l'aide des entiers  $\{1, 2, 4m | \forall m \in \mathbb{N}^*\}$ . Sa fonction génératrice est

$$\frac{1}{1-x} \frac{1}{1-x^2} \prod_{n=1}^{\infty} \frac{1}{1-x^{4n}} = 1 + x + 2x^2 + 2x^3 + 4x^4 + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} q'(n)x^n. \quad (5.12)$$

Cette heuristique ne suffit pas. Nous imposons alors que toutes les matrices soient de même taille. Si la proposition 12 n'est pas utilisée, le nombre de regroupements possibles pour une taille unique de matrices,  $n_1 \times n_1$ , est

$$q''(n) = \frac{C_n^{n-kn_1} \prod_{i=1}^k C_{in_1}^{n_1}}{k!} = C_n^{n-kn_1} \frac{(kn_1)!}{k!(n_1!)^k}, \quad (5.13)$$

avec  $k = \lfloor \frac{n}{n_1} \rfloor$ . Lorsque  $k$  et  $n_1$  sont petits devant  $n$ , l'espace des possibles est encore trop grand. La permutation des sous-porteuses donnée par la proposition 12 est donc conservée et la contrainte d'une taille de matrices unique est assouplie afin d'utiliser toutes les sous-porteuses : il y a  $\lfloor \frac{n}{n_1} \rfloor$  matrices de taille  $n_1 \times n_1$  et les sous-porteuses restantes sont regroupées à l'aide de matrices de tailles les plus grandes possibles. Donnons un exemple. Soit  $n = 991$  et  $n_1 = 32$ . La décomposition est  $n = 30n_1 + 16 + 8 + 4 + 2 + 1$ . Le nombre de regroupements possibles  $q'''(n)$ , cf. table 5.2, permet d'envisager une recherche exhaustive de la solution parmi cet ensemble réduit de regroupements.

D'autres heuristiques furent également testées afin d'exploiter des longueurs variables de séquences de précodage [47, 66]. L'heuristique consistant à choisir des sous-matrices de précodage de taille unique est en pratique, et à posteriori, un bon choix.

**Proposition 13.** *Une solution sous-optimale et simple au problème 8 est de regrouper les sous-porteuses dans des sous-ensembles de même cardinal en minimisant les distorsions sur le signal en réception et de choisir le cardinal qui maximise le débit.*

L'optimisation de la fonction de précodage pour maximiser la marge de bruit suit la même méthode et les mêmes heuristiques furent exploitées [25, 28, 43, 50].

#### IV Des chiffres

Les performances du précodage furent évaluées sur des canaux de test ADSL [162], sur des canaux CPL [125, 163] et également sur un canal dont l'amplitude des coefficients suit une distribution de Rayleigh.

Les éléments de la figure 5.3 correspondent à la maximisation du débit à travers le canal de test FT\_04 et sont donnés en fonction de la longueur de la ligne ADSL en kilomètre. Le précodage permet d'augmenter la portée des communications d'environ un kilomètre, soit plus de 15 % d'amélioration. Le précodage permet d'utiliser plus de sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter les débits et la portée du système de communications. La longueur des

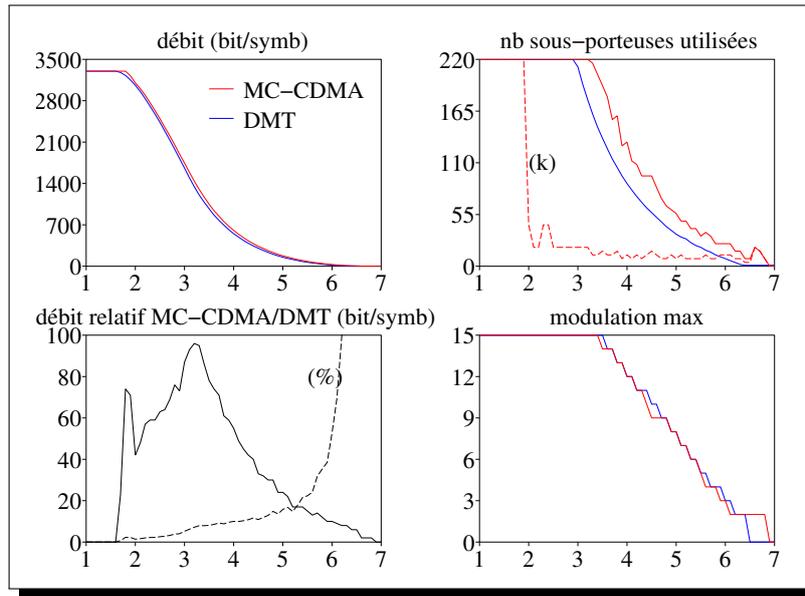


FIGURE 5.3 Configuration et performances du précodage, canal ADSL FT\_04, in [42].

séquences de précodage, notée  $(k)$  sur la figure, varie de 220, le nombre maximal de sous-porteuses actives lorsque le système est en saturation de débit, à environ 8 dans les autres cas.

La figure 5.4 donne les probabilités de coupure des débits, la probabilité que le débit soit inférieur à une valeur donnée, pour 3 classes de canaux CPL [163]. À noter que la répartition des amplitudes des coefficients de la matrice  $A$  de ces canaux suivent une distribution de Rayleigh. Empiriquement, une longueur des séquences de précodage, notée  $L$  sur la figure, de 32 donne de bonnes performances pour toutes les classes de canaux. Il n'a pas été possible de corréler la longueur empirique optimale à la bande de cohérence des canaux. Le précodage permet ainsi des gains de débit jusqu'à 30 %.

## 5.6 Quelques raffinements

Nous avons répondu au problème 7 en recherchant une solution facilement calculable. Cette solution exploite des résultats analytiques, l'extension dans  $\mathbb{N}$  de résultats dans  $\mathbb{R}$  et des heuristiques. En se référant à la figure 3.3, page 26, plusieurs pistes de raffinements offrant des gains plus ou moins substantiels sont possibles. Les éléments que nous présentons concernent le système, les critères ou les contraintes.

### I Récepteur linéaire optimal

Avant de se poser la question de l'application d'un autre critère en réception, nous pouvons nous demander s'il est judicieux de ne compenser le canal qu'à la réception. Les calculs

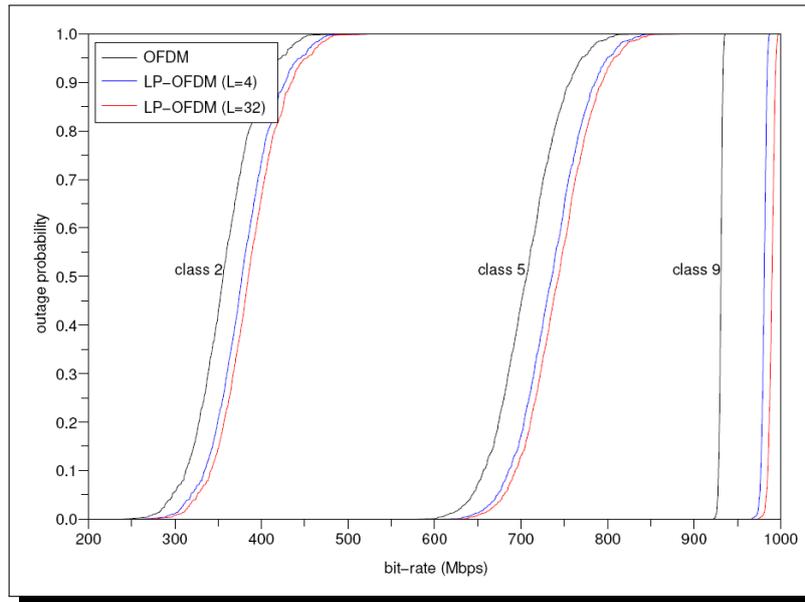


FIGURE 5.4 Performances du précodage, canaux CPL, in [20].

analytiques de capacité du système émission-réception montrent que la solution optimale est obtenue lorsque la correction est effectuée à la réception [6, 42], et ce quel que soit le critère choisi (rapport signal sur bruit, distorsion-crête, erreur quadratique moyenne). Ceci s'explique par le fait que c'est la DSP du signal qui est limitée et non sa puissance totale. Une correction du canal à l'émission réduirait inmanquablement la puissance émise.

Nous avons traité le problème de l'allocation en ne considérant que le critère de distorsion-crête. L'inconvénient de la détection minimisant ce critère est qu'elle restaure l'orthogonalité entre les séquences au prix d'une augmentation du niveau de bruit. Cette augmentation du niveau de bruit est cependant limitée par l'utilisation de matrices de précodage creuses. Avec un récepteur minimisant l'erreur quadratique moyenne, la transmission n'est plus orthogonale. Les interférences entre les séquences ne sont pas totalement supprimées, ce qui complique la recherche d'une allocation optimale des puissances et des débits. Dans le cas général, il n'y a pas d'expression analytique permettant de calculer le débit optimal d'un système précodé minimisant l'erreur quadratique moyenne en réception. Cependant, l'approximation gaussienne présentée dans [112, 164] pour le calcul de la probabilité d'erreur d'un tel système, permet d'obtenir le résultat suivant.

**Proposition 14** ([78]). *En régime asymptotique, c.-à-d.  $n \rightarrow \infty$ , et avec des matrices de précodage pleines, une répartition uniforme de la puissance disponible sur un sous-ensemble de symboles  $x_i$  de cardinal inférieur ou égal à  $n$  maximise le débit dans  $\mathbb{R}$ .*

Ce résultat est obtenu à l'aide du lagrangien et des conditions de Karush-Kuhn-Tucker. Il ne donne pas le cardinal du sous-ensemble. Cependant, le récepteur minimisant l'erreur quadratique moyenne tend vers le récepteur minimisant les distorsions-crêtes à fort rapport

signal sur bruit. À fort RSB, le cardinal du sous-ensemble est alors  $n$  et tous les symboles  $x_i$  transmettent de l'information. En régime non asymptotique et à faible RSB, des exemples montrent que si les distorsions sont trop importantes, il est préférable d'attribuer toute la puissance à un seul symbole  $x_i$ . Dans ce cas, le récepteur minimisant l'erreur quadratique moyenne minimise également le rapport signal sur bruit.

Le passage à des débits dans  $\mathbb{N}$  ne permet pas d'obtenir la solution optimale. Nous utilisons alors les mêmes heuristiques et nous choisissons une répartition des débits qui minimise l'écart type [15, 20, 29]. La répartition des sous-porteuses minimisant les distorsions, il est évident que les gains apportés par ce récepteur linéaire optimal ne pourront pas être importants puisque les matrices creuses minimisent déjà les distorsions. Les résultats de la figure 5.5 vérifient cette idée, où  $L$  est égal à  $n_i$ , le nombre total de sous-porteuses est 1024, et le canal de test est le canal de Zimmermann [125].

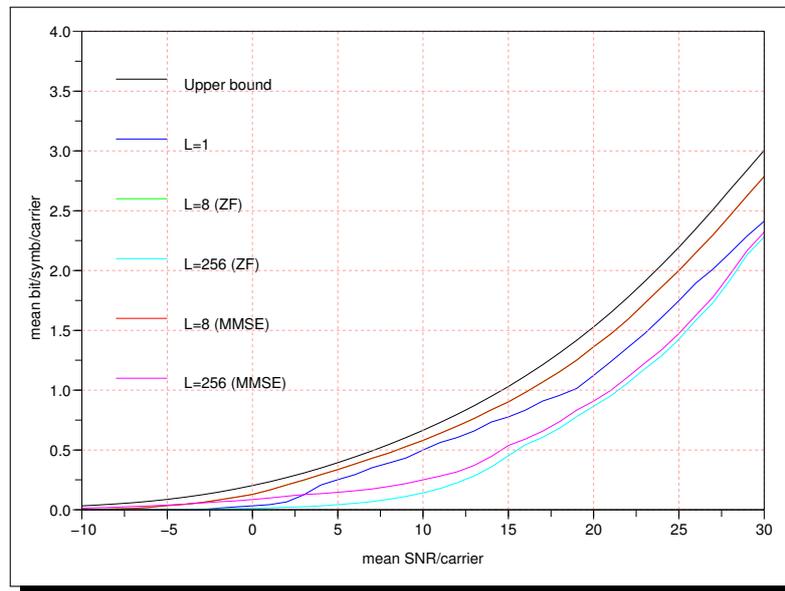


FIGURE 5.5 Performance du récepteur minimisant l'erreur quadratique moyenne, in [15].

## II Marge de bruit variable

Jusqu'à présent, la marge de bruit  $\gamma_i$  a été supposée indépendante de  $i$  et de  $r_i$ . Cette hypothèse est correcte si la contrainte ou la fonction de l'objectif est la marge de bruit crête. Cette marge de bruit peut aussi être mise en relation avec le débit  $r_i$  et la probabilité d'erreur  $f_i$

$$\gamma_i = \varphi(r_i, f_i), \quad (5.14)$$

et cette dernière dépend du débit et du rapport signal sur sur bruit

$$f_i = \psi(r_i, \text{rsb}_i). \quad (5.15)$$

De plus, cette probabilité d'erreur peut-être binaire ou par symbole, crête ou moyenne. Nous avons alors montré que l'hypothèse sus-citée reste *correcte* dans certaines conditions, même si la contrainte ou la fonction de l'objectif n'est pas la marge de bruit crête [30, 71]. Cependant, et également dans certaines conditions, une marge de bruit variable permet d'augmenter les débits, la portée ou la robustesse d'une communication. Ce résultat s'applique aussi bien aux systèmes sans précodage qu'aux systèmes précodés.

Un des paramètres d'évaluation des performances de la couche physique est le taux d'erreur binaire, comme par exemple dans les systèmes CPL [165]. Le précodage offre des gains de débits relativement modestes lorsque la contrainte ou la fonction de l'objectif est un taux d'erreur binaire moyen [56, 58, 60, 63]. Par contre, tout l'intérêt du précodage est ici de réduire fortement la complexité d'un système sans précodage, tel que proposé dans [144].

Une autre façon de simplifier la procédure d'allocation est de remplacer la contrainte moyenne par une contrainte crête. Dans ce cas, la solution du problème 7 est analytique et différente de la proposition 5.

**Proposition 15** ([57, 59]). *Avec  $r_i \in \mathbb{N}$  pour tout  $i$ , le débit maximal d'un système précodé sous contrainte de masque de puissance et de taux d'erreur binaire crête est*

$$\left\lfloor \frac{r}{n} \right\rfloor n + \left\lfloor \frac{n \left( 2^{\frac{r}{n}} - 2^{\lfloor \frac{r}{n} \rfloor} \right)}{\left( 2^{\lfloor \frac{r}{n} \rfloor + 1} - 1 \right) \frac{\Upsilon(\lfloor \frac{r}{n} \rfloor + 1)}{\Upsilon(\lfloor \frac{r}{n} \rfloor)} - \left( 2^{\lfloor \frac{r}{n} \rfloor} - 1 \right)} \right\rfloor$$

et  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor$  satisfait  $\lfloor \frac{r}{n} \rfloor = \arg \max_{i \in \mathbb{N}} \left\{ i \leq \log_2 \left( 1 + \frac{rsb}{\Upsilon(i)} \right) \right\}$ .

La figure 5.6 donne un exemple de débits obtenus sur les canaux de classe 5 utilisés dans le projet (1.d) et avec le système de communications étudié dans ce projet. La contrainte de taux d'erreur binaire est  $10^{-3}$  et celle de taux d'erreur symbole  $2 \cdot 10^{-3}$ . Les résultats sont à nuancer dans la mesure où les deux contraintes n'assurent pas nécessairement le même point de fonctionnement, c'est-à-dire le même taux d'erreur binaire ou symbole.

### III Codage de canal

*Encadrement Fahad Syed Muhammad (2.d), Jihane Ben-labib (1.d), Julie Karaki (1.e)*

*Publication [54, 55]*

*Projet (1.d), (4.f)*

L'allocation peut être réalisée sans prendre en compte le codage de canal. Ce codage est alors vu comme une fonction externe à l'allocation qui réalisera une simple translation des taux d'erreur. Cette stratégie peut donner de bons résultats pour des communications à travers des canaux radiomobiles où la même constellation est allouée à toutes les sous-porteuses. Dans le cas des canaux filaires qui nous intéressent, ou lorsque plusieurs ordres de modulation sont simultanément exploités, il faut alors une marge de bruit des systèmes codés indépendante des ordres de modulation. Si cette condition n'est pas vérifiée, la prise en compte de la fonction de codage dans la procédure d'allocation permettra d'améliorer les résultats en exploitant une valeur plus précise de cette marge de bruit.

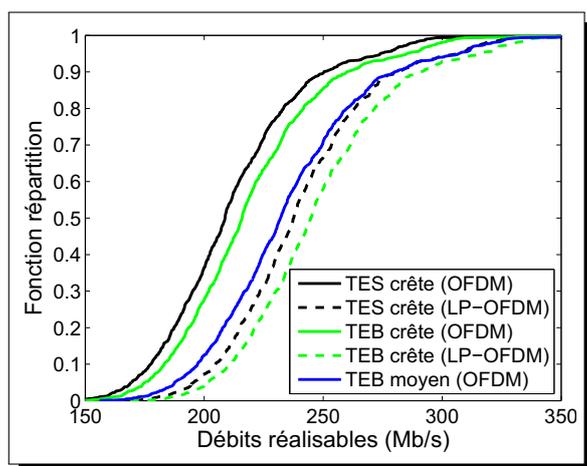


FIGURE 5.6 *Débits et contraintes de taux d'erreur*, in [166].

La concaténation d'un codeur interne de Wei à 16 états et 4 dimensions avec un codeur externe de Reed-Solomon fut étudiée. La figure 5.7 compare les débits des systèmes codés et non codés, qu'ils soient avec ou sans précodage. Dans les deux cas et pour un même débit, le codage de canal apporte un gain de RSB de 5 dB environ. La méthode proposée pour la prise en compte du codage de canal dans la procédure d'allocation est applicable à tous types de codage. Comme elle est basée sur l'exploitation des marges de bruit variables, elle peut donc être vue comme une variante de la proposition 15 du paragraphe 5.6.II précédent.

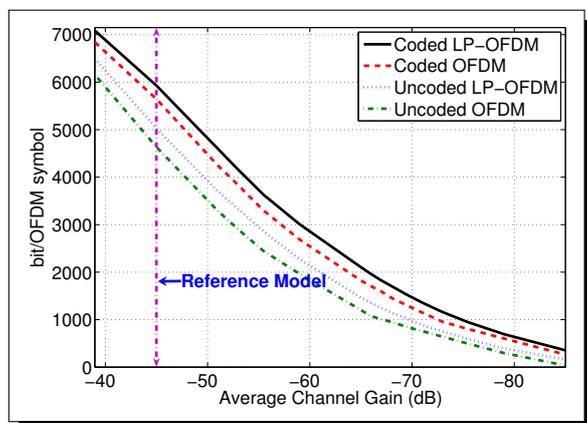


FIGURE 5.7 *Débits et codages*, in [167].

#### IV Une estimation bruitée

Encadrement *Fahad Syed Muhammad (2.d)*  
 Publication [20, 64, 65]  
 Projet (1.d), (4.f)

Supposons une estimation du canal, c'est-à-dire de la matrice  $A$ , faite par le récepteur. Supposons également que la connaissance de cette matrice est partagée par l'émetteur et le récepteur, ou que l'allocation est réalisée à partir de la même information du canal connue du récepteur. Nous nous intéressons à la maximisation du débit sous une contrainte de taux d'erreur.

En l'absence d'information sur la qualité de l'estimation du canal, la maximisation du débit ne peut se faire tout en maintenant la qualité de la communication. Avec cette information, le débit peut être adapté afin d'assurer le taux d'erreur cible. Cette information est l'erreur quadratique moyenne de l'estimation, utilisée pour calculer le taux d'erreur. Deux approches furent étudiées.

1. Utilisation d'une expression générale de la probabilité d'erreur valable pour tous les ordres de modulation. L'expression est empirique et les variables sont le canal estimé, l'erreur quadratique moyenne de l'estimation et deux constantes obtenues empiriquement.
2. Utilisation d'une expression de la probabilité d'erreur propre à chaque ordre de modulation. La probabilité d'erreur symbole est calculée pour chaque point des constellations, avec une expression générale pour les modulations d'ordre pair et une autre pour les modulations d'ordre impair.

Les débits sont maximisés par un algorithme d'allocation itératif qui ajoute les bits un à un sur la dimension qui minimise la probabilité d'erreur à chaque itération. Les performances sont évaluées à l'aide d'une mesure de *goodput*

$$\text{goodput} = \begin{cases} (f_0 - \hat{f})r, & \text{si } \hat{f} \leq f_0 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.16)$$

avec  $f_0$  le taux d'erreur cible,  $\hat{f}$  le taux d'erreur mesuré et  $r$  le débit. Un exemple de performances est donné sur la figures 5.8 pour les deux approches. La seconde approche permet une mesure plus précise qui se traduit par de meilleures performances. Cette seconde approche peut également être vue comme une variante de la proposition 15 avec une marge de bruit variable.

## V Gloutonnerie

Pour tous les problèmes d'allocation, la méthode analytique est privilégiée dans la mesure où elle donne, dans certaines conditions, une solution optimale calculable et de faible complexité. Comme nous venons de le voir, le passage à des débits dans  $\mathbb{N}$  ne permet pas toujours de conserver les caractères optimal et analytique. Des méthodes algorithmiques entrent alors en scène et c'est l'approche gloutonne qui est préférée. Même si la propriété du choix glouton nous assure l'existence d'un algorithme glouton convergeant vers la solution optimale, la difficulté est, en général, de trouver le premier choix glouton. Les cas que nous traitons ne présentent pas cette difficulté et la solution optimale peut-être atteinte à partir d'une solution initiale analytique.

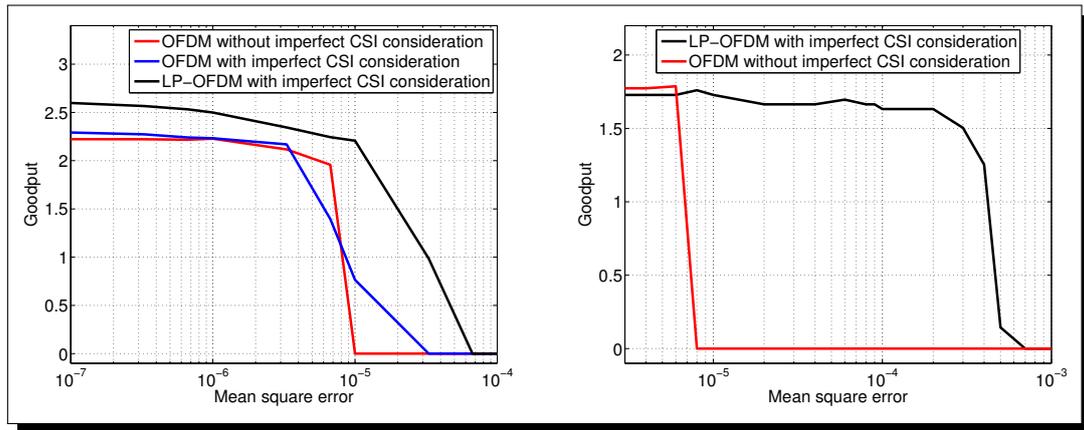


FIGURE 5.8 *Connaissance imparfaite du canal, 1<sup>re</sup> et 2<sup>d</sup> méthodes, in [167].*

## 5.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'exposer les principes de l'allocation des ressources adaptée au systèmes OFDM précodés permettant de transformer une contrainte de puissance crête en une contrainte de puissance totale. Ces résultats se généralisent à toutes transmissions à supports d'information orthogonaux si la contrainte de puissance est une contrainte crête.

## Chapitre 6

# Du filaire, du radiomobile et du précodage

Nous continuons dans ce chapitre l'excursion de la figure 3.3 de la page 26. Les aspects de l'allocation des ressources exposés exploitent les résultats du chapitre précédent.

### 6.1 De un à plusieurs

#### I Précodage à deux dimensions

La combinaison des techniques OFDM et CDMA a donné la technique MC-CDMA, où les données sont étalées en fréquence [117], et la technique MC-DS-CDMA, où les données sont étalées en temps [116]. Par défaut notre précodage est réalisé sur le support fréquentiel, mais il peut tout aussi bien être réalisé sur le support temporel [44] ou sur les deux [26].

Un des intérêts du précodage est de permettre l'exploitation de sous-porteuses présentant de faibles RSB. Le gain apporté par le précodage temporel est directement donné par le gain d'étalement, c'est-à-dire la longueur des séquences de précodage. La figure 6.1 illustre cet avantage avec une longueur des séquences de 8 : les sous-porteuses sont actives lorsque le RSB normalisé est supérieur à 0 dB sans précodage, et supérieur à -9 dB avec précodage. Ce gain est égal à la longueur des séquences de précodage.

**Proposition 16.** *Avec des modulations d'ordre discret, le précodage temporel ne peut pas réduire le débit d'un système de communications.*

Ce résultat est l'application directe, sous-porteuse par sous-porteuse, de la proposition 5. Contrairement au résultat de la proposition 7, s'appliquant au précodage fréquentiel, le résultat de la proposition 16 est inconditionnel. En faisant l'hypothèse d'une invariance du canal, on peut alors se demander si l'augmentation de la taille des matrices permet d'atteindre les débits optimaux dans  $\mathbb{R}$ . Soit  $r_i$  le débit dans  $\mathbb{R}$  par symbole OFDM de la sous-porteuse  $i$ . Ce débit  $r_i$  est la borne supérieure des débits dans  $\mathbb{R}$ .

**Proposition 17.** *Avec des modulations d'ordre discret et fini, les débits  $r_i$  sont asymptotiquement atteignables si et seulement s'ils sont entiers.*

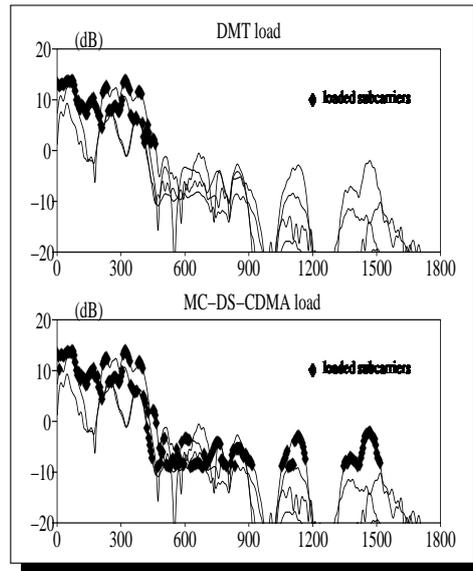


FIGURE 6.1 Gain de précodage et sous-porteuses actives, in [44].

Ainsi, le précodage temporel ne compense par complètement la perte de débit introduite par l'ordre discret des modulations. Ce résultat était également un corollaire de la proposition 5. Il n'est alors pas nécessaire de rechercher des longueurs de séquences trop importantes dans le domaine temporel qui, de plus, introduiraient des temps de latences élevés ou confronteraient le système à la cohérence temporelle du canal.

Le précodage en temps et en fréquence est réalisé en *repliant* en temps la matrice de précodage appliquée en fréquence, ou réciproquement. Comparé à un précodage fréquentiel seul, ce précodage à deux dimensions permet d'augmenter la taille des matrices de précodage sans augmenter les distorsions. À titre d'exemple, la figure 6.2 donne les configurations optimales de répartition en temps et en fréquence du précodage. Si  $n_t$  est la longueur des séquences en temps et  $n_f$  la longueur en fréquence, alors la matrice de précodage est de taille  $n_t n_f \times n_t n_f$ . Sur cet exemple, la longueur optimale des séquences varie alors entre 8 et 1760, ce qui au plus donne des gains de précodage de 32 dB ! La longueur des séquences en temps était limitée à 8.

**Remarque** La remarque du paragraphe 4.4.II, page 44, est à rappeler ici : le précodage temporel doit tenir compte des variations du canal.

## II Accès multiple

Certaines configurations des réseaux CPL correspondent à des réseaux d'accès. À l'instar des récepteurs traitant l'accès multiple, le précodage doit tenir compte du partage des ressources entre plusieurs communications.

De quelles ressources partageables disposons-nous ? Nous avons les sous-porteuses, les séquences de précodage et les groupes de sous-porteuses définis par les sous-matrices de pré-

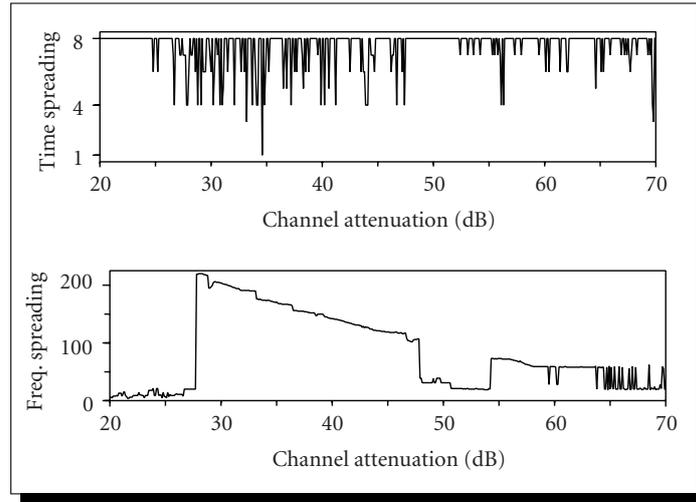


FIGURE 6.2 *Précodage temporel et fréquentiel, in [26].*

codage. Ces ressources partageables sont les supports d'information, orthogonaux à l'émission. Avec  $m$  communications et dans le cas général, l'équation (4.3) devient

$$\forall u \in [1, m] \quad Y_u = A_u P_u X_u + B_u + \Theta_u, \quad (6.1)$$

où  $\Theta_u$  est le vecteur des interférences d'accès multiple.

Un partage au niveau des sous-porteuses est exclu dans la mesure où il ne prendrait pas en compte le précodage. Les premières tentatives de partage par les séquences, ce qui correspond à un accès multiple par répartition de code ou CDMA, n'ont pas donné de bons résultats. La linéarité de la réception est une contrainte forte qui a l'avantage de conduire à des récepteurs et à une allocation des ressources simples mais qui ne permet pas un partage efficace des séquences de précodage. Il reste les groupes de sous-porteuses qui offrent une solution simple et efficace de partage. La définition 6 de la matrice de précodage, donnée à la page 56, conduit à un partage de type FDMA avec la notion de sous-matrice de précodage. Le vecteur  $\Theta_u$  est alors nul quel que soit  $u$ .

Comme évoqué au paragraphe 5.3.III, page 51, la définition du critère d'optimisation est délicate dans le cas de plusieurs communications. La littérature est riche de critères variés : débit total, débit minimal, somme pondérée des débits, assignation fixe ou variable de canaux, *etc.* Notre problème est similaire à un problème d'allocation OFDMA, à la différence près que les sous-porteuses ne sont pas affectées unité par unité mais par groupe. Toute la difficulté est de construire ces groupes, ce qui ne peut se faire que de façon sous-optimale à l'aide d'heuristiques. Notre problème est ici le problème 8 évoqué à la page 56 et, comme pour la proposition 13, page 58, les matrices de Hadamard sont de taille unique, c'est-à-dire les sous-ensembles de porteuses ont même cardinal. Trois critères furent étudiés.

1. Le critère du débit minimal fut étudié [41, 43]. Il conduit à une solution maxmin avec un même débit pour tous les liens. L'algorithme d'allocation est itératif et assigne succes-

sivement les groupes de sous-porteuses, les meilleures non encore assignées, au lien ayant le plus faible débit, ce qui assure la maximisation du débit minimal ;

2. Quelques raffinements furent apporté à la première solution, initialement proposée pour la technique OFDM. Un groupe de sous-porteuses est affecté à un lien si et seulement s'il apporte un gain au bénéficiaire, et l'ordre d'assignation initial n'est pas aléatoire [24]. La stratégie d'allocation maximise toujours le débit minimal tout en autorisant des débits propres à chaque lien. La figure 6.3 donne un exemple de répartition des débits. Pour des longueurs de séquences, notées  $L$  sur la figure, proches de 1, la dispersion des débits est faible, voire nulle. Lorsque les longueurs augmentent, le nombre de groupes de sous-porteuses à distribuer diminue ce qui réduit les possibilités pour équilibrer les débits, d'où une augmentation de leur dispersion ;
3. La satisfaction d'un débit fut ensuite étudiée. La stratégie précédente est toujours appliquée jusqu'à la satisfaction du débit minimal. S'il reste des groupes de sous-porteuses, le critère de la somme des débits est alors appliqué [59]. La figure 6.4 illustre les performances de cette nouvelle stratégie, notée *CCAPF*, qui est comparée à la stratégie précédente, notée *PF*. À noter que dans cette étude, l'algorithme d'allocation est toujours itératif, mais se sont les débits pondérés par la qualité des liens qui sont utilisés pour assigner successivement les groupes de sous-porteuses. Une notion de proportionnalité aux conditions des canaux est ainsi introduite dans l'algorithme d'allocation.

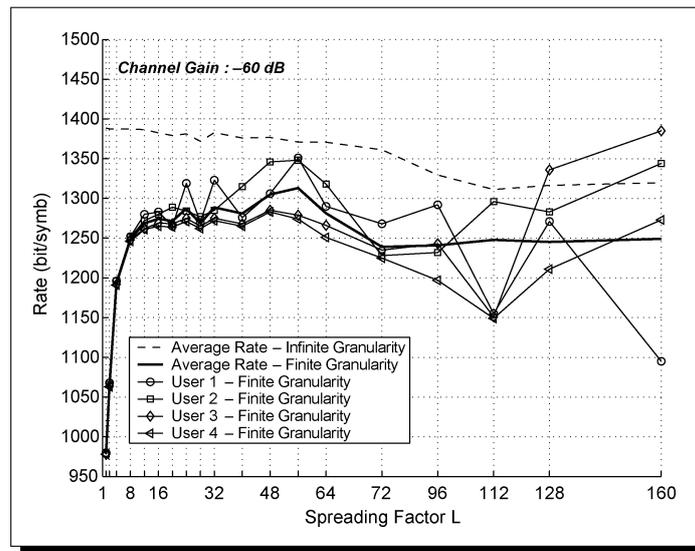


FIGURE 6.3 Répartition des débits, in [24].

**Remarque** La technique OFDMA [168] a donnée lieu à de nombreuses études de stratégies et d'algorithmes d'allocation des ressources. Toutes ces études pourraient être reprises en y intégrant le précodage : les éléments alloués ne sont plus les sous-porteuses mais les groupes de sous-porteuses. Si le précodage peut réduire le nombre d'éléments à allouer, il y a moins de

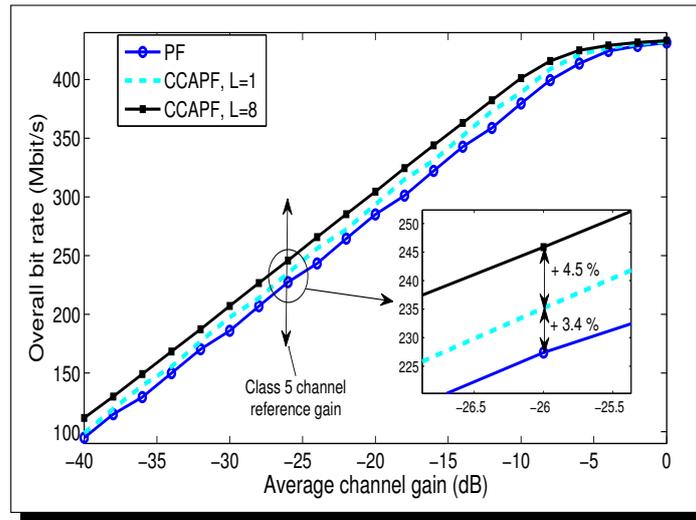


FIGURE 6.4 Accès multiple et proportionnalité, in [59].

groupe de sous-porteuses que de sous-porteuses, il n'en réduit pas pour autant la complexité de la recherche d'une solution optimale.

### III Des jeux

Encadrement Ali Maiga (2.e)

Nous venons de présenter l'allocation *centralisée* des ressources dans un contexte d'accès multiple. Les ressources sont allouées en exploitant la connaissance de tous les liens de transmission. Le passage à une allocation *distribuée* permet de limiter les échanges d'information nécessaires à cette connaissance. C'est alors la théorie de jeux qui est utilisée pour modéliser et résoudre les problèmes. Nous nous intéressâmes à la minimisation de la puissance totale de transmission sous la contrainte de débits minimaux. Le jeu est non coopératif, à information complète, à stratégies pures et le cas simple de deux utilisateurs fut traité.

Le point de fonctionnement recherché est l'équilibre de Nash [169]. En pratique, le taux d'existence de ce point est d'autant plus élevé que le rapport entre la capacité du canal et le débit minimal est grand. Comme le montre la figure 6.5, et pour les canaux CPL évoqués au paragraphe 4.3.I à la page 35, le taux est quasiment de cent pourcent lorsque le rapport est de 3. Si le rapport est inférieur à 2, le taux d'existence devient faible. Un point important est que l'équilibre de Nash est unique lorsqu'il existe.

L'équilibre est atteint par un algorithme itératif synchrone. Le jeu étant à information complète, le niveau d'interférence est connu à la fin de chaque itération. L'équilibre, lorsqu'il existe, est atteint en moins de 15 itérations sur les canaux considérés. Lorsqu'il n'y a pas d'équilibre de Nash, les puissances allouées convergent vers le masque de puissance et les débits minimaux ne sont pas satisfaits.

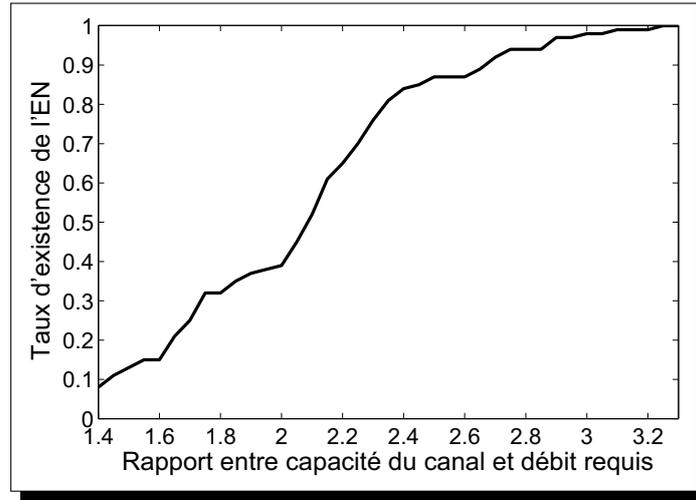


FIGURE 6.5 *Équilibre de Nash*, in [166].

**Remarque** L'allocation est itérative et les communications sont sans perte de données seulement après un certain temps de convergence. Dans le cas de deux utilisateurs, l'avantage est alors au système d'allocation centralisé qui présentera moins de signalisation, car l'allocation distribuée à besoin de plus de deux itérations pour converger.

#### IV Diffusion groupée

*Encadrement Ali Maiga (2.e)*

*Publication [21, 29, 62, 66]*

*Projets (1.d)*

Dans ce contexte de communications, une même donnée est envoyée à plusieurs destinataires<sup>1</sup>. Si  $m$  est le nombre de destinataires, l'équation (4.3) devient

$$\forall u \in [1, m] \quad Y_u = A_u P X + B_u. \quad (6.2)$$

Nous sommes toujours face au problème 8 et le nombre de répartitions des sous-porteuses est également  $q(n)$  donné par l'équation (5.7). Toute l'astuce pour résoudre ce problème est de définir un canal de diffusion groupée équivalent. Sans précodage, le canal équivalent est définie par la matrice  $\tilde{A}$  telle que

$$\forall i \in [1, n] \quad |\tilde{a}_i| = \min_u |a_{i,u}|. \quad (6.3)$$

Le débit OFDM est alors

$$r = m \sum_{i=1}^n \left\lfloor \log_2 \left( 1 + \frac{|\tilde{a}_i|^2 \rho}{\gamma_i} \right) \right\rfloor. \quad (6.4)$$

1. Diffusion groupée est le terme recommandé pour *multicast* au Journal officiel, disponible dans la base de donnée *franceterme* du Ministère de la culture et de la communication. Consulté le 14 juillet 2013.

Avec une distribution de Rayleigh des coefficient  $|a_{i,u}|$ , ce débit OFDM tend vers 0 lorsque  $m$  croît car les débits dans  $\mathbb{R}$  sont bornés pour tout  $m$  [21]. Peut-on faire mieux avec le précodage ? Trois méthodes furent étudiées, toujours avec la contrainte de sous-matrices de précodage de taille unique.

1. Le regroupement des sous-porteuses est itératif comme pour l'accès multiple : à chaque itération les meilleures sous-porteuses du lien offrant le plus faible débit définissent un groupe de sous-porteuses. Le débit total de diffusion groupée est  $m$  fois la sommes de ces plus faibles débits associés à chaque sous-matrice de précodage.
2. La proposition 13 est appliquée au canal équivalent donné par l'équation (6.3). Le débit est calculé à partir de la matrice  $\tilde{A}$ .
3. Même répartition des sous-porteuses que précédemment. Le débit est  $m$  fois la somme, sur les sous-matrices de précodage, des débits minimaux des liens. Cette solution est une amélioration inconditionnelle de la solution précédente.

La figure 6.6 compare les performances de ces différentes solutions. La première est notée *heuristique* sur la figure, la deuxième *LP-LCG*, et la troisième *improved LP-LCG*. La courbe notée *combinatorial* est obtenue à partir d'une recherche exhaustive de la meilleure configuration, le nombre de configurations possibles dans ce cas est donné par l'équation (5.13), et la courbe notée *LCG conventional* correspond aux performances sans précodage. Alors que le précodage apporte peu de gain avec la méthode *LP-LCG*, la version améliorée de celle-ci permet de s'approcher de la solution optimale lorsque les sous-matrices de précodage ont la même taille.

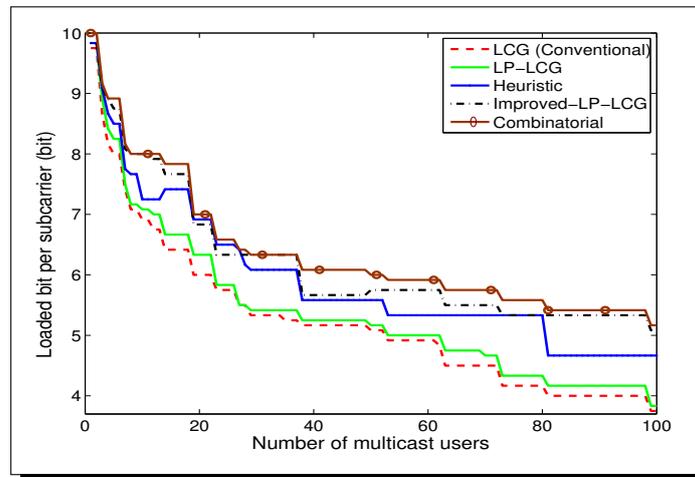


FIGURE 6.6 Débits de diffusion groupée, in [66].

Une autre façon d'améliorer les débits de la diffusion groupée est de permettre des débits variables s'appuyant sur un encodage hiérarchique des données. Ce principe est appliqué en télédiffusion numérique où la qualité de service, et de réception des programmes, s'adapte à la qualité de la liaison. L'intérêt du précodage dans ce contexte de débits variables est montré sur la figure 6.7. Sur cet exemple, ce ne sont pas les modulations qui sont hiérarchiques, comme

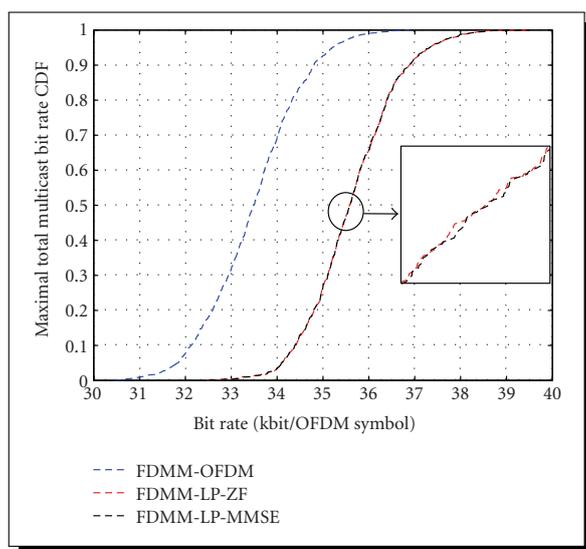


FIGURE 6.7 Débits hiérarchiques de diffusion groupée, in [29].

pour la télédiffusion numérique, mais les sous-porteuses, méthode notée *FDMM-OFDM*, ou les sous-matrices de précodage, méthode notée *FDMM-LP-ZF* et *FDMM-LP-MMSE* pour, respectivement, une réception ZF et une réception linéaire optimale. Le gain en débit apporté par le précodage est ici de près de 10 % et le gain apporté par le récepteur linéaire optimale est inférieur au pourcent.

## 6.2 Des antennes

### I Un peu d'ULB

*Encadrement Antoine Stephan (2.c)*

*Publication [9, 27, 28, 46, 49–51, 53]*

*Projets (4.d)*

Le contexte ULB peut paraître surprenant pour des communications requérant la connaissance du canal à l'émission. Cependant, le mode TDMA et les variations relativement lentes du canal permettent une telle connaissance. C'est la solution dite MBOA qui retient notre attention puisqu'elle exploite la forme d'onde OFDM. Plusieurs cas furent traités.

1. Le système de communications MBOA ne possède pas de mécanisme de modulations adaptatives. La modulation MAQ-4 est la seule utilisée pour des débits allant jusqu'à 200 Mbit/s [170]. L'objectif de l'insertion du précodage n'est pas d'augmenter les débits mais d'augmenter la portée des systèmes de communications. C'est donc le problème 6, page 52, qui nous intéresse.

**Proposition 18** ([51]). *Sous contrainte de débit de  $2 \times n$  et de constellations à quatre états, les matrices de précodage qui maximisent la marge de bruit sont les matrices de Hadamard de taille  $n \times n$ .*

- Lorsque le débit  $2n$  n'est plus atteignable, nous nous intéressons à la maximisation du débit, soit le problème 7, page 52, en jouant sur le nombre de symboles  $x_i$  non nuls transmis. Ce qui, dans le cas du système précodé, revient à trouver le nombre de séquences transmettant de l'information.

**Proposition 19.** *Sous contrainte de matrices de précodage non creuses, de masque de puissance et de constellations à deux bits, le débit maximal dans  $\mathbb{N}$  est le maximum sur  $n_1$  du débit  $r(n_1)$  où  $n_1 \leq n$  est compatible avec la taille des matrices de Hadamard et  $r(n_1) = 2 \times \min \{n_1, \lfloor \frac{n_1}{3} (2^{\frac{r}{n_1}} - 1) \rfloor\}$ .*

Contrairement à l'approche exposée au paragraphe 5.5.III, page 56, le précodage est optimisé dans le cas de matrices non creuses. Cette stratégie n'est certainement pas optimale, c'est une autre heuristique qui *i)* conduit à un algorithme simple d'allocation, *ii)* offre à postériori de bonnes performances. Les modulations ne sont pas adaptatives, mais c'est la *charge* du système qui l'est car le vecteur  $X$  peut être creux. Appliquée à la technique OFDM, cette stratégie conduit à *charger* un nombre variable de sous-porteuses.

La figure 6.8 donne un exemple de performances et de configuration à travers des canaux ULB. Le précodage, qu'il y ait des paramètres adaptatifs ou non, améliore les débits avec des gains de plus de 10 dB sur les bilans de liaison. Le système précodé est noté SS-MC-MA sur cette figure. La longueur des séquences de précodage, notée *code length*  $L$  sur la figure, n'est pas une fonction monotone du bilan de liaison, contrairement à  $\|X\|_0$ , noté *number of codes*  $N$ , qui décroît de façon monotone.

L'étude système montre que le précodage associé au codage de canal permet d'améliorer les performances du système MBOA, cf. figure 6.9. Comme souvent, les gains avec codage de canal sont plus faibles que ceux obtenus sans codage de canal : les gains de RSB sont de l'ordre du décibel seulement.

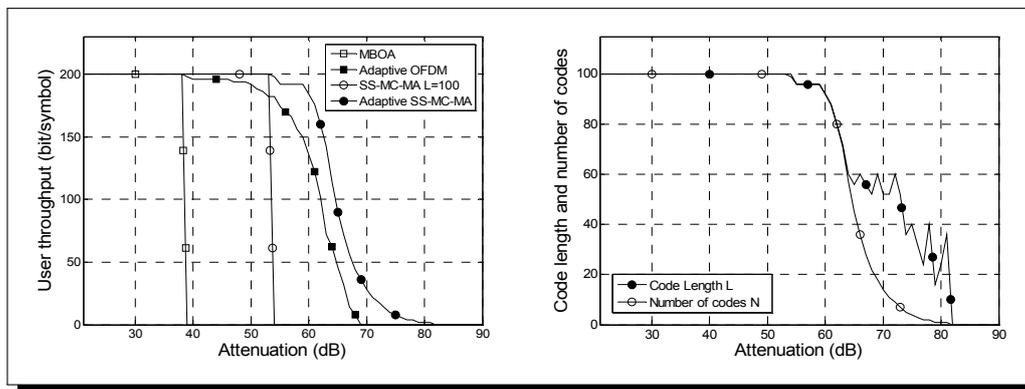


FIGURE 6.8 Performances et configuration du précodage d'une communication ULB, in [50].

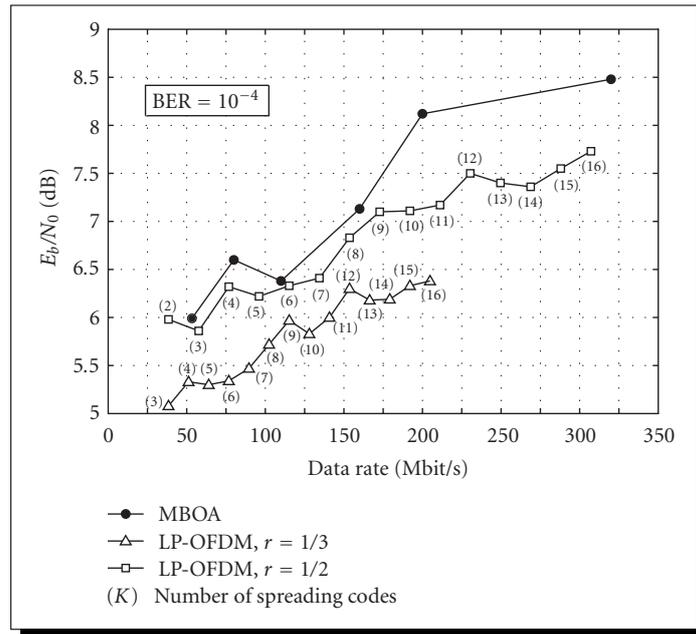


FIGURE 6.9 *Précodage et système MBOA*, in [27].

## II Du MIMO

Difficile de passer à côté d'une extension MIMO lorsqu'on étudie un système de communications. La combinaison des techniques MIMO et MC-CDMA a été présentée au paragraphe 4.4.I, page 40, et étudiée au sein des projets (4.a) et (4.b). Nous traitons maintenant cette combinaison du point de vue de l'allocation des ressources. Les résultats sont présentés dans le cas d'un système MIMO  $2 \times 2$  et trois combinaisons furent analysées [52].

1. L'information est transmise via les vecteurs singuliers du canal en utilisant une décomposition en valeurs singulières de la matrice du canal. Sous réserve de valeurs singulières non dégénérées, la composante MIMO est exploitée pour multiplexer les données émises et augmenter ainsi les débits. Il y a alors  $2n$  données transmises par symbole OFDM.
2. Avec un codage de Alamouti, c'est la diversité du canal qui est exploitée. La composante MIMO est traitée à l'aide d'une matrice de canal équivalente incluant le codage espace-temps. Dans ce cas, la composante MIMO n'est pas vue par l'algorithme d'allocation des ressources [28]. Il y a  $2n$  données transmises par deux symboles OFDM.
3. La matrice du canal MIMO est inversée en réception. La composante MIMO permet de multiplexer  $2n$  données, comme dans le premier cas, mais sans utiliser les modes propres, ou singuliers, du canal, ce qui réduit la quantité d'information que doit connaître l'émetteur.

En cherchant à résoudre le problème 7, évoqué à la page 52, nous retrouvons le problème 8, page 56, avec  $2n$  données à distribuer sur un ou deux symboles OFDM, ce qui potentiellement

augmente la taille des matrices de précodage d'un facteur 2. Il y a cependant une différence ici. La contrainte de puissance crête ne s'applique pas à tout les éléments  $\{x_i\}_{i \in [1,2n]}$  ; nous avons une contrainte de puissance totale sur les antennes et une contrainte de puissance crête sur les sous-porteuses. Cette différence est importante car la proposition 12, page 57, n'est plus vraie avec la première combinaison : pour une répartition donnée des sous-matrices de précodage, le débit optimal dans  $\mathbb{R}$  n'est pas connu car il n'y a pas de solution analytique donnant la matrice de permutation  $\Pi$ , matrice introduite au paragraphe 5.5.III à la page 56. Dans  $\mathbb{N}$  ce n'est pas mieux car la dépendance en puissance des antennes complique fortement la recherche de la solution initiale d'un algorithme glouton optimal. Nous sommes ici en présence d'un exemple contredisant le paragraphe 5.6.V, page 64 : le choix glouton pose une difficulté. Le dernier recours est alors de définir une répartition à priori. Nous choisissons celle donnée par la proposition 12.

L'ajout du précodage permet d'accroître les débits sans pour autant changer fondamentalement le comportement des systèmes. La première combinaison est notée (A) sur la figure 6.10, la deuxième (B), la troisième (C) et les débits sont exprimés en bits par sous-porteuse et par symbole OFDM en fonction d'un bilan de liaison. Le gain apporté par le précodage est négligeable pour de bons bilans de liaison, au-delà de 20 dB, et c'est pour des bilans de liaison inférieurs à 10 dB que le précodage apporte un gain. Ces résultats semblent contredire les résultats de la figure 5.4, page 60, où les gains ne sont pas négligeables même dans les cas favorables de communications, canaux dits *class 9*. La différence est la contrainte de puissance : d'un côté une contrainte crête, figure 5.4, de l'autre un mélange de contraintes crête et totale, figure 6.10. Nous retrouvons ici les commentaires associés aux propositions 1 et 2.

Ces résultats sont également à mettre en parallèles de résultats sur le compromis entre la diversité et le multiplexage [171]. En pratique, le précodage donne l'avantage au multiplexage spatiale à fort comme à faible RSB si le canal est connu à l'émission.

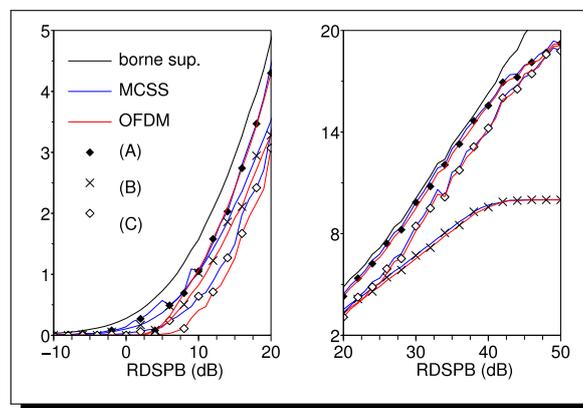


FIGURE 6.10 *Précodage et MIMO*, in [52].

### 6.3 Et du vert

Encadrement Abdallah Hamini (2.f)  
Publication [33, 69, 70, 72]

Après la course au débit ou à l'efficacité spectrale, la course à l'énergie ou à son efficacité. L'inconvénient est que, fondamentalement, ce qui est efficace spectralement est inefficace énergétiquement, et réciproquement. Si  $\eta_{EF}$  est l'efficacité spectrale en bit/s/Hz et  $\eta_{EE}$  l'efficacité énergétique en bit/J, alors, à travers un canal gaussien, Shannon nous dit

$$\eta_{EE} \leq \frac{1}{N_0} \frac{\eta_{ES}}{2^{\eta_{ES}} - 1}. \quad (6.5)$$

Cette inégalité définit une zone d'efficacité spectrale et énergétique réalisable. Cette zone se réduit fortement en prenant en compte la réalisation du système et l'énergie grise associée au cycle de vie des appareils nécessaires à la communication.

Dans notre approche de l'*écoradio*, nous nous intéressons non pas aux débits et aux puissances mais à la quantité d'information et à l'énergie, les communications numériques étant au final une transmission d'information en quantité finie. Une autre grandeur apparaît alors : le temps de transfert de l'information sur le canal. L'objectif n'est plus de minimiser l'efficacité énergétique, ce qui conduirait à une efficacité spectrale nulle, mais de trouver les configurations vérifiant une efficacité énergétique. Afin de travailler avec des efficacités énergétiques toujours réalisables, nous lui donnons la définition suivante.

**Définition 7** ([72]). *L'efficacité énergétique  $\beta$  est le rapport entre l'énergie minimale et le point de fonctionnement.*

Cette efficacité énergétique est une grandeur sans dimension associée à une quantité d'information. Si nous regardons l'efficacité d'un canal gaussien  $i$  transmettant  $q_i$  bits dans un bande  $b_i$  en un temps  $t_i$ , alors l'efficacité énergétique est

$$\beta = \frac{\ln 2}{\left(2^{\frac{q_i}{b_i t_i}} - 1\right) b_i t_i}. \quad (6.6)$$

L'efficacité sera de 1 si le produit  $b_i t_i$  tend vers l'infinie. L'énergie associée à la transmission sera alors égale à la valeur limite  $q_i N_0 \ln 2$ . Pour atteindre de bonnes efficacités, il faut soit relâcher la contrainte de bande, ce que la technique ULB a fait, soit relâcher la contrainte temporelle, ce que nous proposons. Nous nous intéressons à des communications ne présentant pas de contrainte de temps réel et s'effectuant à travers des canaux statiques ou quasi-statiques. Contrairement aux problèmes 6 et 7, il n'y a pas de contrainte de puissance ou d'énergie crête. C'est l'énergie totale qui nous intéresse.

En présence de plusieurs canaux orthogonaux, ce qui est le cas avec un système OFDM, ou OFDM précodé si le récepteur annule les distorsions, le problème est le suivant.

**Problème 9.** *Trouver les solutions  $\{q_i, t_i\}_{i \in [1, n]}$  satisfaisant les contraintes d'efficacité énergétique et de quantité d'information totale.*

Comme le nombre de solutions est infini dans  $\mathbb{R}^2$ , des solutions particulières sont recherchées en ajoutant de nouvelles contraintes. Deux grandeurs sont introduites et définies de la façon suivante.

**Définition 8.** *Le temps de communication est la norme infinie des temps de communication par dimension.*

**Définition 9.** *Le temps d'occupation des canaux est la norme un des temps de communication par dimension.*

Le temps de communication est le temps nécessaire pour transmettre toute l'information. Minimiser cette grandeur permet de réduire le délais de disponibilité des données en réception. Même si nous nous intéressons à des communications avec une contrainte temporelle faible, il peut être intéressant de chercher à réduire ce temps de communication sans augmenter la consommation d'énergie. Le temps d'occupation des canaux est le temps cumulé des temps de communication par dimension. Minimiser cette grandeur permet de libérer les canaux le plus rapidement possible pour une autre communication ou un autre service. Les problèmes d'allocation des ressources sont alors les suivants.

**Problème 10.** *Trouver les solutions  $\{q_i, t_i\}_{i \in [1, n]}$  satisfaisant les contraintes d'efficacité énergétique et de quantité d'information totale et minimisant le temps de communication.*

**Problème 11.** *Trouver les solutions  $\{q_i, t_i\}_{i \in [1, n]}$  satisfaisant les contraintes d'efficacité énergétique et de quantité d'information totale et minimisant le temps d'occupation des canaux.*

Ces deux problèmes furent résolus dans le cas de l'équation (4.1) [69, 70, 72]. La transmission étant également orthogonale dans le cas de l'équation (4.3), l'extension des résultats est immédiate. L'optimisation multicritère des deux problèmes conduit à un ensemble de temps de communication et d'occupation des canaux réalisable. Un exemple de cet ensemble est donnée à la figure 6.11 où  $T_S$  est le temps d'occupation des canaux et  $T_M$  le temps de communication. Un segment intéressant est le segment [BC] qui est un front de Pareto : les points sur ce segment sont équivalents d'un point de vue de l'optimisation multicritère.

**Remarque** Quelles sont les limites fondamentales de la consommation en énergie d'une transmission d'information ? La question est délicate car nous avons trop peu d'éléments pour y répondre en 2013 : *i*) quelle est l'énergie nécessaire pour émettre des photons, *ii*) quelle est l'énergie nécessaire pour détecter ces photons et traiter l'information associée ? Ces questions sont sans réponse aujourd'hui. Il y a une piste, le principe de Landauer, mais cela concerne uniquement l'énergie que libère l'effacement d'un bit d'information [172]. La seule grandeur qui nous donne une limite théorique aujourd'hui est la capacité, au sens de Shannon.

Il y a une autre difficulté. L'optimum local ne nous assure pas l'optimalité globale. Avant de pouvoir résoudre le problème d'optimisation global, il faudrait pouvoir le mettre en équation, depuis la conception des systèmes, l'extraction et le transport de la matière première, en passant par la fabrication, la commercialisation et la mise en place des systèmes, leur utilisation et leur maintenance, pour finir avec leur recyclage. Enfin, la mise en concurrence des technologies et les usages sont également des éléments à prendre en compte. Est-il optimal de

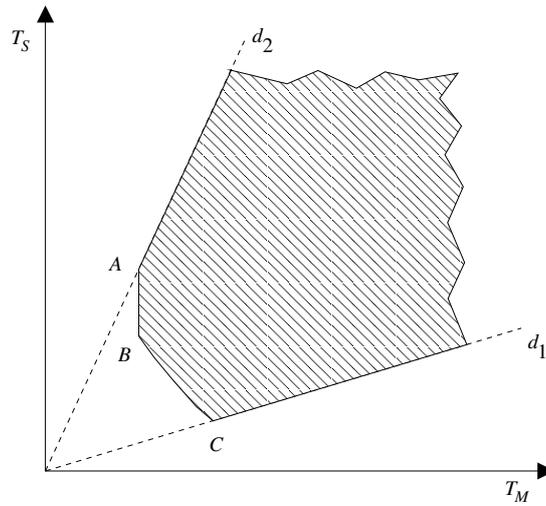


FIGURE 6.11 *Temps de communication réalisables, en cours de publication.*

résoudre la consommation des communications sans fils si 80 % du trafic est effectué depuis des bâtiments (lieux de résidence et de travail) ? L'approche holistique est une nécessité même si elle est encore une utopie aujourd'hui.

## 6.4 Conclusion

Ce chapitre a donné quelques illustrations de l'application du précodage linéaire dans des situations filaires et sans fil. Parmi les cas étudiés, la diffusion groupée est l'application où l'intérêt du précodage est particulièrement pertinent. Dans les autres cas, et même si les gains sont parfois négligeables, la faible complexité de mise en œuvre du précodage fait que cette solution reste attractive.

## Chapitre 7

# Conclusion et perspectives

Depuis mon affectation en tant que CR2 puis CR1 dans le laboratoire IETR, de nouvelles techniques de communications, comme les codes espace-temps, les liaisons filaires ou satellites, furent ajoutées ou combinées aux techniques initiales. L'allocation des ressources, élément central de mes activités, fut initialement étudiée pour les lignes téléphoniques et électriques. Nous avons montré comment un précodage linéaire, orthonormal, simple, ajouté aux modulations à porteuses multiples tire profit de la contrainte de puissance crête, une contrainte forte dans ces contextes filaires, en transformant celle-ci en contrainte totale. Le précodage permet alors d'atteindre des ordres équivalents de modulation avec une granularité beaucoup plus fine que celle obtenue sans précodage. Le précodage réalisant de plus une fonction d'étalement de spectre, il augmente également la robustesse des systèmes de communication dans des environnements brouillés.

Quelques raffinements furent proposés afin d'améliorer encore le potentiel du précodage en jouant sur les éléments du système de communication ou sur les algorithmes d'allocation des ressources. Le précodage fut appliquée à des liaisons sans fil, où la connaissance de la fonction de transfert du canal par l'émetteur est envisageable. Différents contextes de communication furent également étudiés. Dans tous les cas, le précodage permet d'accroître les performances, quelles soient exprimées par le débit ou par une robustesse. Les gains sont variables mais c'est dans le contexte de la diffusion groupée ou en bout de portée des réseaux filaires que le précodage montre tout son avantage.

L'optimisation des matrices de précodage fut faite dans le cas de matrices creuses. Cette stratégie, qui combine le multiplexage fréquentiel et le multiplexage par code des données, permet de fortement réduire les distorsions apportées par un canal sélectif en fréquence, de rendre le critère de distorsion-crête performant, mais elle conduit à l'impossibilité d'exprimer analytiquement, ou simplement, l'allocation optimale. Avec cette stratégie, le cas linéaire de la minimisation du critère de l'erreur quadratique moyenne offre peut d'intérêt, contrairement à qu'il permet dans le cas de transmission à travers des canaux radiomobiles sélectifs en fréquence.

Le précodage ne fut pas seulement étudié à des fins d'allocation des ressources. Il fut également étudié pour la gestion des interférences intercellule ou pour l'observation de scènes illuminées par un radar.

Enfin, le contexte général est l'étude des communications à porteuses multiples et orthogonales, une activité forte de l'équipe SCN de l'IETR. Des aspects propres à ces systèmes de communications furent étudiés comme le codage correcteur d'erreur, la synchronisation ou l'estimation du canal.

## **I Aujourd'hui et demain**

En cette fin 2013, en faisant une recherche d'articles avec les mots clés « OFDM » et « *resource allocation* » chez divers éditeurs, les résultats nous montrent que l'allocation des ressources réduite aux systèmes OFDM est toujours un sujet de recherche actif.

Les thèmes en cours ou à venir que je développe sont dans la continuité de ceux présentés dans ce rapport. Ils concernent les communications par courant porteur dans les avions. Ils concernent également des applications moins « conventionnels » du précodage pour les signaux OFDM, comme par exemple l'observation de scènes éclairées par un radar. La prise en compte de la consommation énergétique des systèmes de communications est un autre aspect pris en compte, qui s'étend à tous les éléments de la communication, et le potentiel du précodage est traité sous des contraintes de consommation d'énergie.

À côté de ces contextes de recherche, il reste à résoudre l'application du critère de l'erreur quadratique moyenne. Si le problème est simplement résolu dans le cas de communications point à point ou point à multipoint, celui des communications multipoint à multipoint reste ouvert. Nous pouvons attendre de meilleures performances avec un multiplexage par code, qu'avec un multiplexage fréquentiel.

## **II Après-demain**

À plus longue échéance, c'est la réduction de la consommation d'énergie qui devient un point essentiel des orientations de recherche. Les premiers résultats montrent que la couche physique n'est pas à négliger et que, sous certaines conditions, des économies de deux à trois ordres de grandeur sont possibles sur cette consommation d'énergie ! Pour être pertinente, l'approche devra être globale et la réduction de la consommation d'énergie devra prendre en compte tous les aspects de la communication. Les différentes couches des protocoles de communications devront être prises en compte ainsi que les caractéristiques physiques des composants utilisés. Et pour être complet, les coûts énergétiques de la fabrication, de l'entretien et du recyclage devront aussi être traités. Enfin, pour être vraiment holistique, les usages devront également être considérés afin d'optimiser une solution dans son environnement.

Un autre aspect à développer est l'utilisation des signaux de télécommunications dans les futurs systèmes radars. Après les systèmes radars actifs, l'étude des systèmes radars passifs est envisageable où les fonctions de précodage seraient introduites à des fins de communications et d'observation passive de l'environnement.

## **III Tous les jours**

Si programmer la recherche permet de lever des fonds, la *sérendipité* est peut-être une piste à suivre pour faire de la recherche.

# Liste des sigles et acronymes

ADSL	<i>asymmetric DSL</i>
AIS	<i>automatic identification system</i>
BRAN	<i>broadband radio access network</i>
CDMA	<i>code division multiple access</i>
CPL	courant porteur en ligne
DMT	<i>digital multitone</i>
DS-CDMA	<i>direct sequence CDMA</i>
DSL	<i>digital subscriber line</i>
DSP	densité spectrale de puissance
DVB	<i>digital video broadcasting</i>
DVB-H	<i>DVB handheld</i>
DVB-SSP	<i>DVB satellite services to portable devices</i>
DVB-T	<i>DVB terrestrial</i>
E-UTRA	<i>evolved UMTS terrestrial radio access</i>
FDMA	<i>frequency division multiple access</i>
FHT	<i>fast Hadamard transform</i>
FFT	<i>fast Fourier transform</i>
HD	haute définition
HDSL	<i>high bit-rate DSL</i>
IP	<i>internet protocol</i>
ISLR	<i>integrated side lobe ratio</i>
LP-DMT	<i>linear precoded DMT</i>
LP-OFDM	<i>linear precoded OFDM</i>
MAC	<i>medium access control</i>
MAP	maximum à postériori
MAQ	modulation d'amplitude en quadrature
MBOA	<i>multi-band OFDM alliance</i>
MC-CDMA	<i>multi-carrier CDMA</i>
MC-DS-CDMA	<i>multi-carrier DS-CDMA</i>

MCSS	<i>multi-carrier spread spectrum</i>
MIMO	<i>multiple input multiple output</i>
MPLS	<i>multi-protocol label switching</i>
MT-CDMA	<i>multitone CDMA</i>
OFDM	<i>orthogonal frequency division multiplex</i>
OFDMA	<i>orthogonal frequency division multiple access</i>
OSI	<i>open systems interconnection</i>
PLC	<i>power line communications</i>
PSLR	<i>peak side lobe ratio</i>
RLD	<i>réseau local domestique</i>
RSB	<i>rapport entre la puissance du signal et celle du bruit</i>
SAIC	<i>single antenna interference cancellation</i>
SISO	<i>single output single input</i>
SoC	<i>system on chip</i>
SS-MC-MA	<i>spread spectrum multi-carrier multiple access</i>
TDMA	<i>time division multiple access</i>
TEB	<i>taux d'erreur binaire</i>
THP	<i>Tomlinson Harashima precoding</i>
UMTS	<i>universal mobile telecommunications system</i>
ULB	<i>ultra large bande</i>
VDSL	<i>very high bit-rate DSL</i>
WLAN	<i>wireless local area network</i>
WPAN	<i>wireless personal area network</i>
ZF	<i>zero forcing</i>

# Bibliographie

- [1] J.-Y. BAUDAIS, « Physical layer simulation library description (reference chain v0) », rapport interne, projet IST MATRICE, novembre 2002.
- [2] L. BRUNEL, A. GUÉGUEN, D. MOTTIER, M. des NOES, F. ALVES, A. MORGADO, R. LEGOUABLE, S. ZAZO, N. NEDA, P. MARTINELLI, S. TANRIKULU, J.-Y. BAUDAIS et H. HEMMING, « Physical layer simulation chain description (reference chain v0) », livrable D3.1, projet IST MATRICE, octobre 2002.
- [3] D. MOTTIER, A. GUÉGUEN, F. BAUER, S. ZAZO, L. MARET, M. DES NOES, J. BARLETTA, R. LEGOUABLE, N. NEDA, M. MOZAFFARIPOU, A. HUE, M. KIRSCH, A. SILVA, T. SÄLZER, L. BRUNEL, I. RAOS, A. DEL CACHO, J.-Y. BAUDAIS, F. PORTIER et I. SIAUD, « Physical layer simulation chain description (advanced chains v1) », livrable D3.1a, projet IST MATRICE, juillet 2003.
- [4] D. MOTTIER, A. GUÉGUEN, F. BAUER, S. ZAZO, L. MARET, M. DES NOES, J. BARLETTA, R. LEGOUABLE, N. NEDA, M. MOZAFFARIPOU, A. HUE, M. KIRSCH, A. SILVA, T. SÄLZER, L. BRUNEL, I. RAOS, A. DEL CACHO, J.-Y. BAUDAIS, F. PORTIER et I. SIAUD, « Physical layer simulation library description (advanced chains v1) », livrable D3.2a, projet IST MATRICE, juillet 2003.
- [5] J.-Y. BAUDAIS, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « Spécification d'un modem haut-débit pour les communications sur ligne d'énergie », livrable, projet RNRT IDILE, novembre 2003.
- [6] J.-Y. BAUDAIS, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « Allocation de l'information en mode MC-CDMA pour les communications sur ligne d'énergie », livrable, projet RNRT IDILE, juillet 2005.
- [7] J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « La technique OFDM dans les normes », rapport interne, étude CNES, juin 2005.
- [8] J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Étude pour l'hybridation réseau de télécommunication terrestre/satellite utilisant l'OFDM », rapport interne, étude CNES, novembre 2005.
- [9] A. STEPHAN et J.-Y. BAUDAIS, « Exploitation du TFC dans le contexte UWB SS-MC-MA », rapport interne, contrat de recherche externe FTR&D, juin 2006.
- [10] J.-Y. BAUDAIS et S. MÉRIC, « Analyse de la documentation et étude théorique », rapport interne, étude CNES, novembre 2007.
- [11] J.-Y. BAUDAIS, C. LÉLÉ et P. SIOHAN, « OFDM/OQAM et LP-OFDM », rapport interne, projet Techimage (Pôle de compétitivité images et image), juillet 2007.

- [12] J.-Y. BAUDAIS, « Détection MMSE et allocation », rapport interne, projet Techimage (Pôle de compétitivité images et image), avril 2008.
- [13] J.-Y. BAUDAIS et S. MÉRIC, « Étude de faisabilité de la réception de messages AIS », rapport interne, étude CNES, février 2008.
- [14] J.-Y. BAUDAIS et S. MÉRIC, « Étude complémentaire de faisabilité de la réception de messages AIS », rapport interne, étude CNES, juillet 2008.
- [15] J.-Y. BAUDAIS et P. SIOHAN, « Étude de modulations multiporteuses innovantes », livrable, projet Techimage (Pôle de compétitivité images et image), octobre 2008.
- [16] P. SIOHAN, A. ZEDDAM, G. AVRIL, P. PAGANI, S. PERSON, M. LE BOT (EDITOR), E. CHEVREAU, O. ISSON, F. ONADO, X. MONGABOURE, F. PECILE, A. TONELLO, S. D’ALESSANDRO, S. DRAKUL, M. VUKSIC, J.-Y. BAUDAIS, A. MAIGA et J.-F. HÉLARD, « State of the art, application scenario & specific requirement for PLC », livrable 3.1, projet ICT Omega, avril 2008.
- [17] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Allocation des ressources reposant sur la minimisation du taux d’erreur binaire moyen pour l’UWB ; optimisation de systèmes MIMO LP-OFDM pour des applications UWB », rapport interne, contrat de recherche externe FTR&D, janvier 2009.
- [18] M. TLICH, P. PAGANI (EDITOR), G. AVRIL, F. GAUTHIER, A. ZEDDAM, A. KARTIT, O. ISSON, A. TONELLO, F. PECILE, S. D’ALESSANDRO, T. ZHENG, M. BIONDI, G. MIJIC, K. KRIZNAR, J.-Y. BAUDAIS et A. MAIGA, « PLC channel characterization and modelling », livrable 3.2, projet ICT Omega, avril 2009.
- [19] R. RAZAFFERSON, P. PAGANI (EDITOR), A. ZEDDAM, B. PRAHO, M. TLICH, J.-Y. BAUDAIS, A. MAIGA, O. ISSON, G. MIJIC, K. KRIZNAR et S. DRAKUL, « Report on electromagnetic compatibility of power line communications », livrable 3.3, projet ICT Omega, février 2010.
- [20] A. TONELLO, S. D’ALESSANDRO (EDITOR), M. ANTONIALI, M. BIONDI, F. VERSOLATTO, A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS, F. SYED MUHAMMAD, P. SIOHAN, M. LE BOT, H. LIN, P. ACHAI-CHIA, G. NDO, G. MIJIC, B. CERATO, S. DRAKUL, E. VITERBO et O. ISSON, « Performance report of optimized PHY algorithms », livrable 3.4, projet ICT Omega, mai 2010.
- [21] A. MAIGA (EDITOR), J.-Y. BAUDAIS (EDITOR), O. ISSON, A. TONELLO et S. D’ALESSANDRO, « Optimized MAC algorithms and performance report », livrable 3.5, projet ICT Omega, mai 2010.
- [22] J.-M. AUFRAY, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « STBC MC-CDMA systems: Comparison of MMSE single user and multiple user detection schemes over rayleigh and MIMO METRA channels », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 15, p. 275–281, mai/juin 2004.
- [23] F. PORTIER, I. ROAS, A. SILVA, J.-Y. BAUDAIS, J.-F. HÉLARD, A. GAMEIRO et S. ZAZO, « Transmission techniques for downlink multi-antenna MC-CDMA systems in a beyond-3G context », *Journal of communications and networks*, vol. 7, p. 157–170, juin 2005.

- [24] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Adaptive spread spectrum multicarrier multiple access over wirelines », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, p. 1377–1388, juillet 2006. Special issue on Power Line Communications.
- [25] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Loading algorithms for adaptive SS-MC-MA systems over wireline channels: Comparison with DMT », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 17, p. 659–669, novembre/décembre 2006. Special Issue on the 5th Multi-Carrier Spread-Spectrum.
- [26] J.-Y. BAUDAIS et M. CRUSSIÈRE, « Resource allocation with adaptive spread spectrum OFDM using 2D spreading for power line communications », *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, p. 1–13, 2007. Special issue on Advanced Signal Processing and Computational Intelligence Techniques for Power Line Communications.
- [27] A. STEPHAN, E. GUÉGUEN, M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Optimization of linear precoded OFDM for high-data-rate UWB systems », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, p. 1–11, 2008. Special issue on Multicarrier Systems.
- [28] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Range improvement of UWB systems using adaptive multicarrier spread-spectrum and MIMO techniques », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 19, p. 589–599, juin 2008. Special issue on multicarrier systems.
- [29] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Bit rate optimization with MMSE detector for multicast LP-OFDM systems », *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2012, p. 1–12, 2012.
- [30] J.-Y. BAUDAIS, F. MUHAMMAD et J.-F. HÉLARD, « Robustness maximization of parallel multichannel systems », *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2012, p. 1–16, 2012.
- [31] J.-F. HÉLARD, J.-Y. BAUDAIS et J.-M. AUFRAY, « Multicarrier CDMA: A very promising multiple access scheme for future wideband wireless networks (invited paper) », in *European Workshop on Integrated Radio Communication Systems*, (Angers, France), IEEE AP-S & MTT-S, mai 2002.
- [32] J.-Y. BAUDAIS, « Des communications filaires fiables. application du précodage linéaire ». Séminaire courants porteurs en ligne : les CPL sont-ils applicables aux systèmes SAFRAN ?, 29 novembre 2011. Sagem défense sécurité, Massy.
- [33] J.-Y. BAUDAIS, « Les TIC et l'écoradio ». Séminaire ED S2IM : énergie et technologie de l'information, novembre 2012.
- [34] S. MALLIER, F. NOUVEL, J.-Y. BAUDAIS, D. GARDAN et A. ZEDDAM, « Multicarrier CDMA over lines — comparison of performances with the ADSL system », in *IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications*, p. 450–452, janvier 2002.
- [35] J.-Y. BAUDAIS, « Amélioration de la robustesse du système ADSL en présence de brouilleurs : utilisation des techniques MC-CDMA », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Paris), septembre 2003.

- [36] J.-M. AUFRAY, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Performance of MMSE STBC MC-CDMA over rayleigh and MIMO METRA channels », *in Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum and Related Topics*, p. 1–10, septembre 2003.
- [37] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « New iterative time and frequency synchronization scheme for MC-CDMA systems over power line channels », *in International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, p. 315–319, septembre 2004.
- [38] F. PORTIER, J.-F. HÉLARD, J.-M. AUFRAY et J.-Y. BAUDAIS, « STBC MC-CDMA systems for indoor and outdoor scenarios », *in International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, p. 555–559, septembre 2004.
- [39] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « A novel joint and iterative scheme for synchronisation and channel estimation in MC-CDMA power line communications », *in IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, p. 1723–1727, septembre 2004.
- [40] F. PORTIER, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Performance of STBC MC-CDMA systems over outdoor realistic MIMO channels », *in IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, p. 2409–2413, septembre 2004.
- [41] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Robust and high-bit rate communications over PLC channels: A bit-loading multi-carrier spread-spectrum solution », *in International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications*, (Vancouver, Canada), p. 37–41, avril 2005.
- [42] J.-Y. BAUDAIS et M. CRUSSIÈRE, « Allocation MC-CDMA : augmentation des débits sur les lignes de transmission », *in Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Louvain-la-Neuve, Belgique), p. 735–738, 6–9 septembre 2005.
- [43] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « New loading algorithms for adaptive SS-MC-MA systems over power line channels: Comparisons with DMT », *in International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum*, (Oberpfaffenhofen, Germany), p. 327–336, 14–16 septembre 2005.
- [44] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Improved throughput over wirelines with adaptive MC-DS-CDMA », *in International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, (Manaus-Amazon, Brazil), p. 143–147, 28–31 août 2006.
- [45] L. CARIOU, J.-F. HÉLARD et J.-Y. BAUDAIS, « Intercell interference mitigation for uplink OFDM code division multiplexing », *in International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, (Manaus-Amazon Brazil), p. 153–157, IEEE Communications Society, 28–31 août 2006.
- [46] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Resource allocation for multicarrier CDMA systems in ultra-wideband communications », *in International Telecommunications Symposium (ITS)*, (Fortaleza-CE, Brazil), 3–6 septembre 2006.
- [47] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Adaptive linear precoded DMT as an efficient resource allocation scheme for power-line communications », *in IEEE Global Communications Conference*, no. 1 de 5, (San Francisco, California, USA), p. 1–5, décembre 2006.

- [48] L. CARIOU, J.-F. HÉLARD et J.-Y. BAUDAIS, « Theoretical and simulation results with uplink OFDM code division multiplexing in multicellular scenario », in *IEEE Global Communications Conference*, (San Francisco, California, USA), p. 1–6, décembre 2006.
- [49] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Adaptive spread spectrum multicarrier multiple-access for UWB systems », in *IEEE Vehicular Technology Conference*, (Dublin, Ireland), p. 2926–2930, 22–23 avril 2007.
- [50] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Adaptive multi-carrier spread-spectrum with dynamic time-frequency codes for UWB applications », in *Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum and Related Topics*, (Herrsching, Germany), p. 197–206, 7–9 mai 2007.
- [51] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Optimisation des systèmes MIMO SS-MC-MA dans le contexte UWB », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Troyes), p. 297–300, 11–14 septembre 2007.
- [52] J.-Y. BAUDAIS, « Stratégie d'allocation de l'information et systèmes à porteuses multiples dans un contexte MIMO », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Troyes), p. 1345–1348, 11–14 septembre 2007.
- [53] A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Efficient allocation algorithms for multicarrier spread-spectrum schemes in UWB applications », in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, (Marina Mandarin, Singapore), p. 551–555, 24–26 septembre 2007.
- [54] F. MUHAMMAD, J.-Y. BAUDAIS, J.-F. HÉLARD et M. CRUSSIÈRE, « Coded adaptive linear precoded discrete multitone over PLC channel », in *International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications*, (Jeju Island, Korean), p. 123–128, 2–4 avril 2008.
- [55] F. MUHAMMAD, J.-Y. BAUDAIS, J.-F. HÉLARD et M. CRUSSIÈRE, « A coded bit-loading linear precoded discrete multitone solution for power line communication », in *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, (Recife, Pernambuco, Brazil), p. 555–559, 6–9 juillet 2008.
- [56] F. MUHAMMAD, A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Mean BER minimization loading algorithm for linear precoded OFDM », in *IEEE Sarnoff Symposium*, (Nassau Inn in Princeton, NJ, USA), p. 1–5, mars 2009.
- [57] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Very high bit rate power line communications for home networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, (Dresden, Germany), p. 313–318, mars 2009.
- [58] F. MUHAMMAD, A. STEPHAN, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Bit rate maximization loading algorithm with mean BER-constraint for linear precoded OFDM », in *International Conference on Telecommunications*, (Marrakech, Morocco), p. 281–285, 25–27 mai 2009.
- [59] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « An efficient channel condition aware proportional fairness resource allocation for powerline communications », in *International Conference on Telecommunications*, (Marrakech, Morocco), p. 286–291, 25–27 mai 2009.

- [60] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « An efficient bit-loading algorithm with peak BER constraint for the band-extended PLC », in *International Conference on Telecommunications*, (Marrakech, Morocco), p. 292–297, 25–27 mai 2009.
- [61] J.-Y. BAUDAIS, S. MÉRIC et J. LE MAITRE, « Estimation de position de bateaux depuis l'espace à l'aide des signaux AIS », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Dijon), p. 1–4, 8–11 septembre 2009.
- [62] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Allocation des ressources basée sur le pré-codage linéaire pour les systèmes OFDM multicast », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Dijon), p. 1–4, 8–11 septembre 2009.
- [63] F. MUHAMMAD, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Minimisation du TEB moyen d'un système OFDM precodé », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Dijon), p. 1–4, 8–11 septembre 2009.
- [64] F. MUHAMMAD, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Rate maximization loading algorithm for LP-OFDM systems with imperfect CSI », in *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, (Tokyo, Japan), p. 1–5, 13–16 septembre 2009.
- [65] F. MUHAMMAD, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Bit rate maximization for LP-OFDM with noisy channel estimation », in *3rd International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, (Omaha, Nebraska, USA), p. 1–6, 28–30 septembre 2009.
- [66] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Increase in multicast OFDM data rate in PLC network using adaptive LP-OFDM », in *2nd International Conference on Adaptive Science and Technology (ICAST)*, (Accra, Ghana), p. 384–389, IEEE, 14–16 décembre 2009.
- [67] P. PAGANI, R. RAZAFFERSON, A. ZEDDAM, B. PRAHO, M. TLIH, J.-Y. BAUDAIS, A. MAIGA, O. ISSON, G. MIJIC, K. KRIZNAR et S. DRAKUL, « Electromagnetic compatibility for power line communications. Regulatory issues and countermeasures », in *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, (Istanbul, Turkey), p. 1–6, septembre 2010.
- [68] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Subcarrier, bit and time slot allocation for multicast precoded OFDM systems », in *IEEE International Conference on Communications*, (Cape Town, South Africa), p. 1–6, 23–27 mai 2010.
- [69] A. HAMINI, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Best effort communications with green metrics », in *IEEE Wireless Communications, Networks Conference*, (Cancun, Mexico), p. 99–104, mars 2011.
- [70] A. HAMINI, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Green resource allocation for powerline communications », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, (Udine, Italie), p. 393–398, avril 2011.
- [71] J.-Y. BAUDAIS, « Maximisation du débit sous contrainte de qualité de service : équivalence des approches », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Bordeaux), p. 1–4, 5–8 septembre 2011.
- [72] J.-Y. BAUDAIS, A. HAMINI et J.-F. HÉLARD, « Efficacité énergétique pour les communications vertes », in *Colloque GRETSI, Groupe de recherche et d'étude de traitement du signal*, (Bordeaux), p. 1–4, 5–8 septembre 2011.

- [73] V. RICHÉ, S. MÉRIC, J.-Y. BAUDAIS et E. POTTIER, « OFDM signal design for range ambiguity suppression in SAR configuration », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Munich, Germany), p. 2156–2159, 22–27 juillet 2012.
- [74] V. RICHÉ, S. MÉRIC, J.-Y. BAUDAIS et É. POTTIER, « Optimization of OFDM SAR signals for range ambiguity suppression », in *European Radar Conference*, (Amsterdam, Netherlands), p. 278–281, octobre 2012.
- [75] M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Vers la transmission de données haut débit par courant porteur en ligne (CPL) », in *Les nouvelles technologies dans la cité*, décembre 2003.
- [76] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Maximisation du débit des systèmes OFDM multicast dans un contexte de courant porteur en ligne », in *Manifestation des jeunes chercheurs en sciences et technologies de l'information et de la communication*, (Avignon), p. 1–4, novembre 2009.
- [77] A. MAIGA, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Bit rate maximization for multicast LP-OFDM systems in PLC context », in *Third Workshop on Power Line Communications*, (Udine, Italy), p. 93–95, octobre 2009.
- [78] J.-Y. BAUDAIS et M. CRUSSIÈRE, « Linear precoding for multicarrier and multicast PLC », in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI et D. SCHNEIDER, édés), Devices, Circuits, and Systems, chap. 18, p. 493–530, CRC Press, février 2014.
- [79] J.-Y. BAUDAIS, *Procédé de transmission d'un signal à porteuses multiples et à étalement de spectre, procédé de réception, dispositif d'émission, dispositif de réception et signal correspondant*, novembre 2005. Brevet d'invention n° 05 11630, extension PCT n° 066385.
- [80] MINISTÈRE DE L'ÉDUCATION NATIONALE, DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE, *Rapport des États généraux de la recherche*. Comité d'initiative et de proposition, novembre 2004.
- [81] V. BERGER (RAPPORTEUR GÉNÉRAL), *Rapport de synthèse*. Les assises de l'enseignement supérieur et de la recherche, décembre 2012.
- [82] J.-Y. LE DÉAUT, *Refonder l'université, dynamiser la recherche*, janvier 2013. Rapport remis au Premier ministre.
- [83] J. CAPELOVICI, *Le Français sans fautes. Répertoire des erreurs les plus fréquentes de la langue écrite et parlée*. Acropole, 1990.
- [84] S. WEINSTEIN, « The history of orthogonal frequency-division multiplexing », *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, p. 26–35, novembre 2009.
- [85] J. BINGHAM, « Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come », *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, p. 5–14, mai 1990.
- [86] J. CIOFFI, « A multicarrier primer », rap. tech., ANSI T1E1.4/91–157, Committee contribution, novembre 1991.
- [87] L. CIMINI, « Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, p. 665–675, juillet 1985.

- [88] T. ESMAILIAN, G. GULAK et F. KSCHISCHANG, « A discrete multitone power line communications system », in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, (Istanbul, Turkey), p. 2953–2956, 2000.
- [89] L.-J. LAMPE, R. FISCHER et R. SCHÖBER, « Performance evaluation of non-coherent transmission over power lines », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, p. 23–30, 2000.
- [90] J. STOTT, « Le pourquoi et le comment du COFDM », *UER, Revue Technique*, no. 278, p. 1–14, 1998.
- [91] T. KELLER et L. HANZO, « Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications », *Proceeding of the IEEE*, vol. 88, p. 611–640, mai 2000.
- [92] G. FORNEY et M. EYUBOGLU, « Combined equalization and coding using precoding », *IEEE Communications Magazine*, vol. 29, p. 25–34, décembre 1991.
- [93] B. VOJCIC et W. JANG, « Transmitter precoding in synchronous multiuser communications », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, p. 1346–1355, octobre 1998.
- [94] D. SCHMIDT, M. JOHAM et W. UTSCHICK, « Minimum mean square error vector precoding », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 19, p. 219–231, 2008.
- [95] Z. WANG et G. GIANNAKIS, « Linearly precoded or coded OFDM against wireless channel fades? », in *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, (Taoyuan, Taiwan, R.O.C.), p. 267–270, mars 2001.
- [96] K. FAZEL et S. KAISER, *Multi-carrier and spread spectrum techniques*. England: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [97] ETSI TS 125 996, *Universal mobile telecommunications system (UMTS); Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations*. ETSI 3GPP Technical Report, septembre 2012.
- [98] M. BEACH, B. BELLOUL, Y. BIAN, S. MITCHELL, A. NIX, K. RICHARDSON, S. WALES, C. WILLIAMS et M. WILLIS, « A study into the application of interference cancellation techniques – volume 2 », rap. tech., Ofcom, avril 2006.
- [99] D. GESBERT, S. HANLY, H. HUANG, S. SHAMAI SHITZ, . SIMEONE et W. YU, « Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 28, p. 1380–1408, décembre 2010.
- [100] F. PORTIER, *Systèmes hertziens à forte efficacité spectrale pour les communications mobiles multi-antennes et multi-porteuses de 4<sup>e</sup> génération*. Thèse doctorat, Institut national des sciences appliquées, Rennes, juillet 2007.
- [101] ETSI TS 125 212, *Universal mobile telecommunications system (UMTS); Multiplexing and channel coding (FDD)*. ETSI 3GPP Technical Specification, septembre 2013.
- [102] V. VEERAVALLI et A. MANTRAVADI, « The coding-spreading tradeoff in CDMA systems », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, p. 396–408, février 2002.
- [103] Q. ZHAO, P. COSMAN et L. MILSTEIN, « Tradeoffs of source coding, channel coding and spreading in frequency selective rayleigh fading channels », *Journal of VLSI Signal Processing Systems*, vol. 30, p. 7–20, février 2002.

- [104] C. ZHENG et M. MÉDARD, « How far should we spread using DS-CDMA in time and frequency selective fading channels? », in *IEEE Global Communications Conference*, vol. 3, p. 1563–1567, décembre 2003.
- [105] A. TULINO et S. VERDÚ, « Random matrix theory and wireless communications », *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*, vol. 1, no. 1, p. 1–182, 2004.
- [106] G.9964, *Émetteurs-récepteurs de réseau domestique filaires unifiés à haut débit. Spécifications des éléments liés au spectre*. ITU-Recommandation, décembre 2011.
- [107] M. CRUSSIÈRE, *Étude et optimisation de communications à haut débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*. Thèse doctorat, Institut national des sciences appliquées, Rennes, novembre 2005.
- [108] S. GAULT, W. HACHEM et P. CIBLAT, « Joint sampling clock offset and channel estimation for OFDM signals: CRB and algorithms », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, p. 1875–1885, mai 2006.
- [109] M. SKOLNIK, éd., *Radar Handbook*. McGraw-Hill, 2nd éd., 1990.
- [110] V. RICHÉ, *Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique*. Thèse doctorat, Université de Rennes 1, avril 2013.
- [111] F. DAUM et J. HUANG, « MIMO radar: Snake oil or good idea? », in *International Waveform Diversity and Design Conference*, p. 113–117, février 2009.
- [112] J.-Y. BAUDAIS, *Étude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*. Thèse doctorat, Institut national des sciences appliquées, Rennes, mai 2001.
- [113] A. CHOULY, A. BRAJAL et S. JOURDAN, « Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems », in *IEEE Global Communications Conference*, p. 1723–1728, novembre 1993.
- [114] K. FAZEL et L. PAPKE, « On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system », in *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, (Yokohama, Japan), p. 468–472, septembre 1993.
- [115] K. FAZEL, « Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system », in *International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 2, (Ottawa, Ont., Canada), p. 975–979, octobre 1993.
- [116] S. KONDO et L. MILSTEIN, « On the use of multicarrier direct sequence spread spectrum systems », in *IEEE Military Communications Conference*, p. 52–56, octobre 1993.
- [117] N. YEE, J.-P. LINNARTZ et G. FETTWEIS, « Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks », in *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, p. 109–113, septembre 1993.
- [118] L. VANDENDORPE, « Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment », in *Communications and Vehicular Technology in the Benelux: 1ST Symposium*, p. 4.1.1–4.1.8, octobre 1993.

- [119] J.-F. HÉLARD, J.-Y. BAUDAIS et J. CITERNE, « Linear MMSE detection technique for MC-CDMA », *Electronics Letters*, vol. 36, p. 665–666, février 2000.
- [120] S. VERDÚ, *Multiuser detection*. New York: Cambridge University Press, 1998.
- [121] S. KAISER, « On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels », in *IEEE Global Communications Conference*, vol. 3, (Singapore), p. 2059–2063, novembre 1995.
- [122] I. TELATAR, « Capacity of multi-antenna gaussian channels », technical memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies, octobre 1995.
- [123] G. FOSCHINI et M. GANS, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas », *Wireless Personal Communications*, vol. 6, p. 311–335, 1998.
- [124] S. ALAMOUTI, « A simple transmit diversity technique for wireless communications », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, p. 1451–1458, octobre 1998.
- [125] M. ZIMMERMANN et K. DOSTERT, « A multipath model for the powerline channel », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, p. 553–559, avril 2002.
- [126] D. UMEHARA, T. HAYASAKI, S. DENNO et M. MORIKURA, « The influence of time-varying channels synchronized with commercial power supply on PLC equipments », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, (Jeju Island, Korea), p. 30–35, avril 2008.
- [127] K.-H. KIM, H.-B. LEE, Y.-H. KIM et S.-C. KIM, « Channel adaptation for time-varying powerline channel and noise synchronized with AC cycle », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, p. 250–254, avril 2009.
- [128] B. AI, Z.-X. YANG, C.-Y. PAN, J.-H. GE, Y. WANG et Z. LU, « On the synchronization techniques for wireless OFDM systems », *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 52, p. 236–244, juin 2006.
- [129] F. WU et M. ABU-RGHEFF, « Time and frequency synchronization techniques for OFDM systems operating in gaussian and fading channels: A tutorial », in *Annual Postgraduate Symposium on The Convergence of Telecommunications, Networking and Broadcasting*, (Liverpool John Moores University), p. 1–6, juin 2007.
- [130] T. TA, « Synchronization in OFDM ». Project in Department of Electrical and Computer Engineering, University of Maryland at College Park, septembre 2010.
- [131] M. MORELLI, C.-C. KUO et M.-O. PUN, « Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review », *Proceeding of the IEEE*, vol. 95, p. 1394–1427, juillet 2007.
- [132] E. LUTZ, H. BISCHL, H. ERNST, D. GIGGENBACH, M. HOLZBOCK, A. JAHN et M. WERNER, « Development and future applications of satellite communications », in *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, p. 2342–2346, septembre 2004.
- [133] TS 136 201, *Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); LTE physical layer; General description*. ETSI 3GPP Technical specification, 11.1.0 release 11 éd., février 2013.

- [134] E. DUBOIS, *Convergence dans les réseaux satellite*. Thèse doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, novembre 2008.
- [135] M. MICHEL, *Les mathématiques de l'Égypte ancienne*. SAFRAN, 2013.
- [136] D. HUGHES-HARTOGS, *Ensemble modem structure for imperfect transmission media*. Telebit Corporation, Cupertino, CA, juillet 1987. US Patent 4,679,227.
- [137] W. SHIH, « A new application of incremental analysis in resource allocations », *Operational Research Quarterly*, vol. 25, p. 587–597, décembre 1974.
- [138] H. EVERETT III, « Generalized lagrange multiplier method for solving problems of optimum allocation of resources », *Operational Research*, vol. 11, p. 399–417, mai/juin 1963.
- [139] P. CHOW, J. CIOFFI et J. BINGHAM, « A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, p. 773–775, février/mars/avril 1995.
- [140] R. FISCHER et J. HUBER, « A new loading algorithm for discrete multitone transmission », in *IEEE Global Communications Conference*, p. 95–99, novembre 1996.
- [141] J. CAMPELLO, « Practical bit loading for DMT », in *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, (Vancouver, BC, Canada), p. 801–805, juin 1999.
- [142] H. LEVIN, « A complete and optimal data allocation method for practical discrete multitone systems », in *IEEE Global Communications Conference*, vol. 1, (San Antonio, TX, USA), p. 369–374, 25–29 novembre 2001.
- [143] B. KROINGOLD, K. RAMCHANDRAN et D. JONES, « Computationally efficient optimal power allocation algorithms for multicarrier communication systems », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, p. 23–27, janvier 2000.
- [144] A. WYGLINSKI, F. LABEAU et P. KABAL, « Bit loading with BER-constraint for multicarrier systems », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, p. 1383–1387, juillet 2005.
- [145] N. PAPANDREOU et T. ANTONAKOPOULOS, « Resource allocation management for indoor power-line communications systems », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, p. 893–903, avril 2007.
- [146] B. GUI et L. CIMINI, « Bit loading algorithms for cooperative OFDM systems », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, p. 1–9, 2008.
- [147] S. BERGMAN et B. OTTERSTEN, « Adaptive spatial bit loading using imperfect channel state information », in *Proceedings of International Workshop on Optical and Electronic Device Technology for Access Networks*, (Aalborg, Denmark), septembre 2005.
- [148] A. LOZANO, A. TULINO et S. VERDÚ, « Optimum power allocation for parallel gaussian channels with arbitrary input distributions », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, p. 3033–3051, juillet 2006.
- [149] A. LOZANO, A. TULINO et S. VERDÚ, « Optimum power allocation for multiuser OFDM with arbitrary signal constellations », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, p. 828–837, mai 2008.

- [150] H. BOCHE, S. NAIK et T. ALPCAN, « Characterization of convex and concave resource allocation problems in interference coupled wireless systems », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, p. 2382–2394, mai 2011.
- [151] M.-S. ALOUINI et A. GOLDSMITH, « Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, p. 1165–1181, juillet 1999.
- [152] S. CHUNG et A. GOLDSMITH, « Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, p. 1561–1571, septembre 2001.
- [153] D. PALOMAR, J. CIOFFI et M. LAGUNAS, « Joint Tx-Rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: A unified framework for convex optimization », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, p. 2381–2401, septembre 2003.
- [154] S. BOYD et L. VANDENBERGHE, *Convex Optimization*. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, mars 2004.
- [155] Z.-Q. LUO et W. YU, « An introduction to convex optimization for communications and signal processing », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, p. 1426–1438, août 2006.
- [156] M. FISHER, « The Lagrangian relaxation method for solving integer programming problems », *Management Science*, vol. 27, p. 1–18, janvier 1981.
- [157] D. PALOMAR et Y. JIANG, « MIMO transceiver design via majorization theory », *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*, vol. 3, no. 4–5, p. 331–551, 2006.
- [158] R. J. WILSON, « An introduction to matroid theory », *The American Mathematical Monthly*, vol. 80, p. 500–525, mai 1973.
- [159] A. GOLDSMITH et S.-G. CHUA, « Variable-rate variable-power MQAM for fading channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, p. 1218–1230, octobre 1997.
- [160] S. HARA et R. PRASAD, « Overview of multicarrier CDMA », *IEEE Communications Magazine*, vol. 1997, p. 126–133, décembre 1997.
- [161] D. DOKOVIC, « Hadamard matrices of order 764 exist », *Combinatorica*, vol. 28, p. 487–489, juillet 2008.
- [162] ETSI STC TM6, *Cable reference models for simulating metallic access networks*. ETSI, 3 éd., juin 1998.
- [163] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. MOULIN et F. GAUTHIER, « Indoor power-line communications channel characterization up to 100 MHz. Part I: One-parameter deterministic model », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, p. 1392–1401, juillet 2008.
- [164] S. KAISER, « OFDM code-division multiplexing in fading channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, p. 1266–1273, août 2002.
- [165] ETSI TR 102 049, *PowerLine Telecommunications; Quality of Service requirements for in-house systems*. ETSI Technical Report, mai 2002.

- [166] A. MAIGA, *Stratégie d'allocation de ressources dans des contextes mono et multi-utilisateurs pour des communications à très haut débit sur lignes d'énergie*. Thèse doctorat, Institut national des sciences appliquées, Rennes, décembre 2010.
- [167] F. SYED MUHAMMAD, *Various resource allocation and optimization strategies for high bit rate communications on power lines*. Thèse doctorat, Institut national des sciences appliquées, Rennes, mars 2010.
- [168] C. CIOCHINA et H. SARI, « A review of OFDMA and single-carrier FDMA and some recent results », *Advance in Electronics and Telecommunications*, vol. 1, p. 35–40, avril 2010.
- [169] G. SCUTARI, D. PALOMAR et S. BARBAROSSA, « Optimal linear precoding strategies for wideband noncooperative systems based on game theory. Part I: Nash equilibria », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, p. 1230–1249, mars 2008.
- [170] ECMA-368, *High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard*. ECMA International, Geneva, CH, décembre 2005.
- [171] L. ZHENG, et D. TSE, « Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, p. 1073–1096, mai 2003.
- [172] A. BÉRUT, A. ARAKELYAN, A. PETROSYAN, S. CILIBERTO, R. DILLENCHNEIDER et E. LUT, « Experimental verification of Landauer's principle linking information and thermodynamics », *Nature*, vol. 483, p. 187–189, mars 2012.